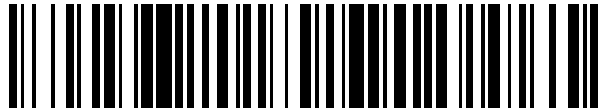


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 539 241**

51 Int. Cl.:

H04B 7/04 (2006.01)

H04B 7/06 (2006.01)

H04B 7/08 (2006.01)

H04L 25/02 (2006.01)

H04L 25/03 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **05.04.2002 E 02725520 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **03.06.2015 EP 1384335**

54 Título: **Método y sistema en un transceptor para controlar un canal de comunicaciones de múltiples entradas, múltiples salidas**

30 Prioridad:

07.04.2001 US 281985 P

01.04.2002 US 113699

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

29.06.2015

73 Titular/es:

MOTOROLA MOBILITY LLC (100.0%)

600 North US Highway 45

Libertyville, IL 60048, US

72 Inventor/es:

PAUTLER, JOSEPH, J.;

ROHANI, KAMYAR y

HARRISON, ROBERT, M.

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 539 241 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 sistema en un transceptor para controlar un canal de comunicaciones de múltiples entradas, múltiples salidas

Campo de la invención

5 La presente invención se refiere en general a sistemas de comunicación y más particularmente a un método y sistema para controlar la transmisión y recepción de múltiples flujos de datos en un canal de comunicaciones de múltiples entradas, múltiples salidas.

Antecedentes de la invención

10 Los diseñadores de sistemas de comunicación siempre están buscando formas de aumentar la capacidad de un canal de comunicaciones entre un transmisor y un receptor. Un canal de comunicaciones se puede definir como un sistema que transmite una secuencia de símbolos de un punto a otro. Por ejemplo, un sistema de comunicaciones celular incluye un canal para transmitir inalámbricamente una secuencia de símbolos que representan voz o datos, adelante y atrás entre el sistema telefónico y la unidad de abonado. Un aumento en la capacidad de este canal supone un aumento en la tasa de símbolos de transmisión. Y cuanto más símbolos se transmiten en la misma cantidad de tiempo, la voz puede sonar mejor y puede llevar menos tiempo transferir ficheros de datos.

15 Para aumentar la capacidad de un canal de comunicaciones inalámbrico, se han usado formaciones de antenas en el transmisor para centrar mejor la energía transmitida en el receptor. Una formación de antenas es un grupo de antenas separadas cada una que transmite una señal de antena que tiene una relación de ganancia y fase específica con las otras señales de antena. Cuando las antenas trabajan juntas transmitiendo las señales de antena, producen un patrón de antena que está más centrado en el receptor que un patrón producido por una única antena. Señalar que el proceso de cambio de la ganancia y fase de una señal para producir señales de antena se puede conocer como "ponderar" la señal usando un conjunto de "ponderaciones de formaciones de antenas."

20 Debido a que las formaciones de antenas se pueden usar de manera similar en un receptor para mejorar la calidad de señal, también se ha propuesto el uso de formaciones de antenas tanto en el transmisor como en el receptor para aumentar la capacidad del canal. Cuando se usan múltiples antenas en el transmisor y en el receptor, el canal inalámbrico entre ellos se puede conocer como un canal de múltiples entradas, múltiples salidas (MIMO).

25 La Fig. 1 muestra un diagrama esquemático de alto nivel de un canal de comunicaciones, en donde una parte del canal de comunicaciones es inalámbrica. Como se muestra, x representa datos de usuario que se transmitirán inalámbricamente al receptor. En el receptor, x se representa como una estimación de los datos, \hat{x} . Los datos de usuario x se pueden dividir para producir un vector que representa múltiples flujos de datos, x_1, x_2, \dots

30 Los datos de usuario x se procesan por la matriz **V** para producir señales de antena de formación adaptativa z. Cada columna de la matriz **V** es un vector que contiene un conjunto de ponderación de formación de antenas usado para transmitir uno de los flujos de datos x_i . Las señales z se transmiten desde elementos de antena de la formación de antenas, a través del aire y se reciben en la formación de antenas del receptor como señales de antena recibidas r. La interfaz aérea entre las señales de antena z y las señales de antena recibidas r incluye la matriz H, que describe los efectos de la interfaz aérea en las señales z. La interfaz aérea también se describe por la incorporación de ruido n a las señales z.

Las señales de antena recibidas r se procesan en el receptor por la matriz U' para producir la estimación de datos, \hat{x} .

35 Con referencia ahora a la **Fig. 2**, se representa un sistema de formación de antenas MIMO de dos entradas, dos salidas. Este sistema MIMO se puede usar para transmitir simultáneamente dos flujos de datos diferentes, x_1 y x_2 , a una única unidad de abonado a través de un "canal compuesto" **H**, definido por la matriz

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$$

40 donde h_{ij} , $i = 1,2, j = 1,2$ son valores de canal complejos. Señalar que el término "canal compuesto" como se usa en la presente memoria se refiere a una medición o descripción completa de un canal, en donde se consideran los efectos de todas las combinaciones de antenas de transmisión y antenas de recepción. El canal compuesto se puede considerar como la agregación de todos los canales entre pares de antenas únicas, definida por todas las combinaciones por pares de antenas de transmisión y recepción.

45 Cuando se asume un canal de desvanecimiento de Rayleigh plano, h_{ij} son números gaussianos de valor complejo con potencia media unidad, $E[h_{ij}h_{ij}^*] = 1$. El vector (en banda base) recibido r (ver la **FIG. 1**) se puede escribir como sigue

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

donde $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$ es el vector de los flujos de datos transmitidos y \mathbf{n} es un vector de muestras de ruido, con ruido blanco gaussiano aditivo con varianza σ_n^2 .

5 Señalar que en un canal libre de ruido, se pueden recuperar perfectamente ambos flujos si la matriz de canal \mathbf{H} es de rango completo. Es decir, se pueden resolver dos ecuaciones con dos incógnitas para recuperar las incógnitas $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$. Cuando $\mathbf{x} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{r}$, se pueden recuperar ambos flujos de datos y se puede doblar la capacidad del enlace o canal. Por ejemplo, una arquitectura lineal puede usar cero receptores de refuerzo para multiplicar el vector recibido \mathbf{r} , con \mathbf{H}^{-1} . Esto funciona bien con una relación señal a ruido (SNR) alta, pero con una SNR baja se eleva el ruido, lo cual no es deseable.

10 En otra arquitectura de receptor lineal, se puede usar un receptor de Error Cuadrático Medio Mínimo (MMSE) para minimizar la diferencia media entre los flujos de datos detectados y la señal recibida.

Aunque se pueden implementar tanto arquitecturas de receptor lineales como no lineales para detectar los múltiples flujos en canales ruidosos, en aplicaciones prácticas, el ruido en el canal a menudo requerirá el uso de receptores no lineales, que son más complicados y caros de construir. Ejemplos de receptores no lineales con rendimiento mejorado son los receptores de Cancelación de Interferencia Serie (SIC) y receptores de Probabilidad Máxima (ML). Debido a su complejidad y coste, los receptores no lineales se deberían evitar si es posible.

15 **Capacidad MIMO teórica:**

La capacidad de un sistema MIMO se puede mostrar con el siguiente análisis. Supongamos que la Descomposición de Valor Singular (SVD) de la matriz de canal \mathbf{H} se da por

$$20 \quad \mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}' \tag{1}$$

donde \mathbf{S} es una matriz diagonal compuesta de los valores singulares (es decir, las raíces cuadradas de valores propios de $\mathbf{H}'\mathbf{H}$ o $\mathbf{H}\mathbf{H}'$), \mathbf{U} es una matriz ortogonal con vectores de columna iguales a los valores propios de $\mathbf{H}\mathbf{H}'$, \mathbf{V} es una matriz ortogonal con columnas iguales a los valores propios de $\mathbf{H}'\mathbf{H}$ y el operador "'' es la operación traspuesta conjugada compleja. Como ejemplo, consideremos la matriz de canal compuesta siguiente

$$25 \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \tag{1.1}$$

La SVD de este canal compuesto es

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}' = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{1.2}$$

Con referencia a la Fig. 1, el vector de transmisión es

$$\mathbf{z} = \mathbf{V}\mathbf{x} \tag{2}$$

30 Por lo tanto, el vector recibido es

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{z} + \mathbf{n} \tag{3}$$

Sustituyendo \mathbf{H} y \mathbf{z} con (1) y (2), obtenemos

$$\mathbf{r} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}'\mathbf{V}\mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{x} + \mathbf{n} \tag{4}$$

35 donde, dado que \mathbf{V} es una matriz ortonormal, $\mathbf{V}\mathbf{V}'$ se sustituye con la identidad. A continuación, el vector recibido se multiplica previamente con \mathbf{U}' :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}} &= \mathbf{U}'\mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{x} + \mathbf{U}'\mathbf{n} \\ &= \mathbf{S}\mathbf{x} + \mathbf{e} \end{aligned} \tag{5}$$

De nuevo, dado que \mathbf{U} es una matriz ortonormal, $\mathbf{U}'\mathbf{U}$ se sustituye con la identidad. Señalar que el nuevo vector de ruido, \mathbf{e} , tiene la misma matriz de covarianza que \mathbf{n} , debido a que la multiplicación previa con una matriz ortonormal no altera la covarianza del ruido.

Si la ecuación (5) se reescribe para el caso de 2 antenas de transmisión y 2 antenas de recepción llega a ser:

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} x_1 + e_1 \\ \sqrt{\lambda_2} x_2 + e_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

donde λ_i son los valores propios de matriz de canal.

La capacidad de canal libre de errores basada en el límite de Shannon es bien conocida y se da por

$$5 \quad C_1 = \log_2(1 + \rho) \quad \text{bits/símbolo} \quad (7)$$

donde ρ es la SNR de canal. A partir de (5) y (6), señalar que la capacidad de canal MIMO basada en el límite de Shannon es la suma de las capacidades por flujo de datos:

$$C_{\text{MIMO}} = \sum_{i=1}^M C_i = \sum_{i=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M} \lambda_i \right) \quad \text{bits/símbolo} \quad (8)$$

10 donde M es el número mínimo de antenas o bien en el transmisor o bien en el receptor. Para las 2 antenas de transmisión, 2 antenas de recepción ejemplo, M=2. Es importante señalar que en (8), la potencia de transmisión total se ha normalizado de manera que sigue siendo la misma para cualquier número de antenas de transmisión. La relación ρ/M asegura igual potencia transmitida en todas las antenas y mantiene la misma potencia total para todos los valores de M.

En general, una transmisión de potencia igual de (8) es sub óptima. La capacidad total, que es la suma de cada 15 capacidad de flujo de datos, $C_{\text{MIMO}} = \sum_i C_i$, se puede maximizar aumentando la potencia para los flujos de SNR alta y reduciendo la potencia para los flujos de SNR baja, de manera que la potencia de transmisión total sigue siendo la misma. Este procedimiento se conoce típicamente como "carga de agua."

Incluyendo ponderaciones de carga de agua para una asignación de potencia óptima por flujos de datos, (8) llega a ser:

$$20 \quad C_{\text{MIMO}} = \sum_{i=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M} \lambda_i w_i \right) \quad \text{bits/símbolo} \quad (9)$$

donde las ponderaciones de carga de agua se calculan a partir de

$$\sum_i w_i = \sum_i \max \left[0, \left(K - \frac{\sigma_n^2}{\lambda_i} \right) \right] = 1,$$

25 que es el criterio de carga de agua, que se trata por R.G. Gallager en Information Theory and Reliable Communication, Nueva York: John Wiley & Sons, 1968. Aquí, K es una constante determinada por iteraciones y w_i se fijan en consecuencia.

Debido a que transmisores en sistemas de la técnica anterior carecen de datos con respecto a las condiciones del canal compuesto, el rendimiento de estos sistemas no puede aproximarse al límite de Shannon para el canal MIMO. Además, la cantidad de datos necesarios para describir un canal MIMO compuesto es grande, lo que consumiría un porcentaje grande de capacidad de canal cuando se comunica con el transmisor.

30 Por lo tanto, debería ser evidente que existe una necesidad de un método y sistema mejorados para usar realimentación para controlar eficazmente la transmisión y recepción de datos en un canal de radiofrecuencia de múltiples entradas, múltiples salidas.

La EP-A-1 073 212 describe un sistema de comunicación inalámbrico que comprende circuitería de transmisor que comprende circuitería de codificador para recibir una pluralidad de símbolos. El sistema comprende además una 35 pluralidad de antenas acopladas a la circuitería de transmisor y para transmitir señales desde la circuitería de transmisor a un receptor, en donde las señales son sensibles a la pluralidad de símbolos. Además, la circuitería de codificador es para aplicar diversidad de bucle abierto y diversidad de bucle cerrado a la pluralidad de símbolos para formar las señales.

La WO 00/36764 A describe un método y un sistema radio para transmitir una señal digital. El método comprende 40 los siguientes pasos: el transmisor transmite al menos una parte de la señal a través de al menos dos trayectos de antena de transmisión diferentes; el transmisor pondera la potencia de transmisión de las señales a ser transmitidas a través de trayectos de antena de transmisión diferentes unos con respecto a otros por medio de coeficientes de

ponderación que se pueden cambiar determinados para cada trayecto de antena de transmisión; el receptor recibe la señal.

Breve descripción de los dibujos

5 Los rasgos novedosos creídos característicos de la invención se exponen en las reivindicaciones adjuntas. La invención en sí misma, no obstante, así como un modo preferido de uso, objetos adicionales y ventajas de la misma se entenderán mejor con referencia a la siguiente descripción detallada de una realización ilustrativa cuando se lee en conjunto con los dibujos anexos, en donde:

La **FIG. 1** es un diagrama esquemático de alto nivel de un canal de comunicaciones, en donde una parte del canal de comunicaciones es inalámbrica;

10 La **FIG. 2** es un diagrama de bloques de alto nivel de un canal MIMO de dos entradas, dos salidas;

La **FIG. 3** es un diagrama de bloques de un transmisor de múltiples flujos, múltiples antenas que se puede usar para implementar el método y sistema de la presente invención;

La **FIG. 4** es un diagrama de bloques más detallado de un procesador de señal de formación de antenas;

15 La **FIG. 5** representa un receptor para uso en un sistema de transceptor de múltiples flujos, múltiples antenas según el método y sistema de la presente invención;

La **FIG. 6** es un diagrama de flujo lógico de alto nivel que ilustra un método de realimentación en un receptor de múltiples flujos, múltiples antenas según el método y sistema de la presente invención;

La **FIG. 7** es un diagrama de flujo lógico de alto nivel que ilustra un método de realimentación en un transmisor de múltiples flujos, múltiples antenas según el método y sistema de la presente invención;

20 La **FIG. 8** es un diagrama de flujo lógico más detallado que ilustra el proceso para estimar un canal compuesto y seleccionar conjuntos de ponderación de formación según el método y sistema de la presente invención;

La **FIG. 9** muestra resultados de simulación que comparan realimentación de MIMO cuantificada con realimentación MIMO ideal, no cuantificada, según el método y sistema de la presente invención; y

25 La **FIG. 10** muestra resultados de simulación para un sistema de transceptor MIMO según el método y sistema de la presente invención.

Descripción detallada de la invención.

30 Con referencia ahora a la **Fig. 3**, se representa un transmisor de múltiples flujos, múltiples antenas que se puede usar para implementar el método y sistema de la presente invención. Como se ilustra, el transmisor **20** recibe datos de usuario **22** y transmite datos de usuario **22** usando la formación de antenas **24**, que comprende los elementos de antenas **26**.

35 Los datos de usuario **22** entran en el divisor de datos **28**, que separa el flujo de datos de usuario en una pluralidad de flujos de datos, tales como el flujo de datos **30** y el flujo de datos **32**. Aunque se muestran dos flujos de datos en la **FIG. 3**, el divisor de datos **28** puede producir cualquier número de flujos de datos. El divisor de datos **28** divide los datos en proporción a la señal de control **34**, que se produce por el controlador **36**. Por ejemplo, la señal de control **34** puede especificar una relación de 2 a 1, en donde se envían dos bits al flujo de datos **30** y se envía un bit al flujo de datos **32**. Esta relación de división puede especificar un número igual de bits en ambos flujos o todos los bits de datos se envían a un flujo.

40 Los flujos de datos **30** y **32** sacados por el divisor de datos **28** se introducen en los codificadores de corrección de errores **38** y **40**. Estos codificadores de corrección de errores se pueden implementar con un codificador de convolución, un turbo codificador, un codificador de bloques o similares. El tipo de codificación y la tasa de codificación se controlan por la señal de control **42**, que se saca por el controlador **36**. Señalar que la señal de control **42** puede fijar los codificadores de corrección de errores **38** y **40** a los mismos esquemas de codificación de errores o a diferentes esquemas de codificación.

45 Las salidas de los codificadores de corrección de errores **38** y **40** se acoplan a las entradas de los moduladores **44** y **46**. Los moduladores **44** y **46** se pueden implementar con esquemas de modulación lineal o no lineal, incluyendo todas las variedades de moduladores que modulan la amplitud y fase y combinaciones de amplitud y fase. Ejemplos de moduladores que se pueden usar incluyen moduladores de Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria (BPSK), moduladores de Modulación por Desplazamiento de Fase Cuaternaria (QPSK), moduladores de modulación por desplazamiento de fase de orden M, moduladores de amplitud en cuadratura de orden M (MQAM) y similares.

La señal de control **48** selecciona el tipo de modulación usada en los moduladores **44** y **46**. La señal de control **48** se produce por el controlador **36**. Según la presente invención, los esquemas de modulación en los flujos de datos pueden ser los mismos o diferentes.

5 La salida de los moduladores **44** y **46** se acoplan a las entradas de los ensanchadores **48** y **50**, respectivamente. Los ensanchadores **48** y **50** ensanchan la señal usando el código de ensanchamiento **52**, en donde el código de ensanchamiento se asigna a los datos de usuario **22**.

10 Las salidas de los ensanchadores **48** y **50** se acoplan a las entradas del asignador de potencia **54**. El asignador de potencia **54** establece una relación de potencia entre los flujos de datos **30** y **32** en respuesta a la señal de control **56** desde el controlador **36**. El asignador de potencia **54** puede asignar toda la potencia a un flujo de datos, potencias iguales en flujos de datos u otras relaciones de asignaciones de potencia desiguales. El asignador de potencia **54** no asigna potencia a los flujos de datos **30** y **32** respecto a flujos de datos que pertenecen a otros datos de usuario no mostrados en la **FIG. 3**. Esto significa que el asignador de potencia **54** no asigna un nivel absoluto de potencia a un usuario. La potencia absoluta asignada a cada flujo de datos y a cada usuario, se determina por la potencia disponible en los amplificadores de potencia y otras funciones de control no mostradas en la **FIG. 3**.

15 Las salidas del asignador de potencia **54** se acoplan a las entradas del procesador de señal de formación de antenas **58**, que además procesa los flujos de datos aplicando los conjuntos de ponderación de formación de antenas a cada flujo de datos. Estos conjuntos de ponderación de formación de antenas llegan desde el controlador **36** a través de la señal de control **60**. Aplicando los conjuntos de ponderación de formación de antenas a los flujos de datos **30** y **32**, el procesador de señal de formación de antenas permite la transmisión de cada flujo de datos con un patrón de formación de antenas diferente.

20 Las salidas del procesador de señal de formación de antenas **58** incluyen componentes ponderados de los flujos de datos de entrada. Por ejemplo, la salida **62** puede incluir una parte ponderada de fase y ganancia del flujo de datos **30** añadida junto con una parte ponderada de fase y ganancia del flujo de datos **32**. El número de salidas ponderadas desde el procesador de señal de formación de antenas **58** puede ser mayor o igual al número de flujos de datos. Mientras que el número de salidas del procesador de señal de formación de antenas **58** puede ser mayor que el número de flujos de datos introducidos, el número de flujos de datos transmitidos sigue siendo el mismo.

25 Con referencia ahora a la **Fig. 4**, se representa un diagrama de bloques de alto nivel del procesador de señal de formación de antenas **58**. Como se muestra, los flujos de datos **30** y **32** entran en el procesador de señal de formación de antenas **58**, en donde se envía una copia de cada flujo de datos a un multiplicador de ganancia que corresponde a un elemento de antena que se usará en una formación de antenas. En el ejemplo mostrado en la **FIG. 4**, se usarán dos antenas en la formación de antenas, por lo tanto se envían copias de cada flujo de datos a dos multiplicadores de ganancia **80**.

30 A continuación de cada multiplicador de ganancia **80** está un desplazador de fase **82**, que rota la fase de la señal según una señal de control introducida. Las salidas de los desplazadores de fase **82** se acoplan a los sumadores **84**, que añaden los flujos de datos ponderados para producir las señales de salida **62** y **64**.

35 La señal de control **60** (ver la **FIG. 3**) incluye una pluralidad de conjuntos de ponderación de formación de antenas, en donde un conjunto de ponderación de formación de antenas se asocia con cada flujo de datos. Por ejemplo, la señal de control **60** incluye las señales de conjunto de ponderación **86** y **88**. La señal de conjunto de ponderación **86** incluye ponderaciones de ganancia y fase (es decir, ponderaciones complejas) para cada multiplicador de ganancia **80** y el desplazador de fase **82** asociado con el flujo de datos **30**. Por lo tanto, las salidas de los desplazadores de fase **82** asociadas con el flujo de datos **30** producen señales de antena que proporcionan un patrón de antena seleccionado para el flujo de datos **30**. De manera similar, la señal de conjunto de ponderación **88** incluye ponderaciones de fase y ganancia para cada multiplicador de ganancia **80** y el desplazador de fase **82** asociado con el flujo de datos **32**. En las salidas de los desplazadores de fase **82** asociados con el flujo de datos **32** producen las señales de antena para manejar una formación de antenas con un patrón seleccionado para el flujo de datos **32**.

40 A fin de producir los patrones de antena deseados para cada flujo de datos, los multiplicadores de ganancia **80** asociados con un flujo de datos pueden tener diferentes valores de ganancia y los desplazadores de fase **82** asociados con un flujo de datos pueden tener diferentes valores de desplazamiento de fase, produciendo por ello señales de antena que funcionan juntas para formar un patrón de transmisión particular.

45 En algunas realizaciones del transmisor **20**, las señales de salida **62** y **64** se pueden convertir ascendientemente, amplificar y acoplar a dos elementos de antena **26**. No obstante, en la realización mostrada en la **FIG. 3**, el multiplexor **66** se usa para acoplar las señales de salida **62** y **64** a elementos de antena seleccionados **26** en respuesta a la señal de control **68** desde el controlador **36**. Esto significa que la señal de control **62** se puede acoplar a cualquiera de los elementos de antena **26** en la formación de antenas **24**, mientras que la señal de salida **64** se acopla a uno de los elementos de antena **26** restantes.

El controlador **36** saca las señales de control **34**, **42**, **48**, **56**, **60** y **68** en base a la información recibida desde el receptor de realimentación **70** y los datos almacenados en la memoria **72**. El receptor de realimentación **70** se muestra acoplado a la antena **74** para recibir datos de alimentación desde un receptor remoto, tal como el receptor

mostrado en la **FIG. 5**. Mientras que la antena **74** se muestra separada de la formación de antenas **24**, se puede usar uno de los elementos de antena **26** de la formación **24** para recibir los datos de realimentación.

Los datos de realimentación del receptor de realimentación **70** pueden incluir un índice de libro de códigos, que se puede usar por el controlador **36** para buscar parámetros de transmisión en el libro de códigos **76** dentro de la memoria **72**.

El controlador **36** también se puede usar para calcular o derivar, señales de control adicionales o parámetros de transmisión en base a los datos de realimentación. Por lo tanto, se debería entender que los datos de realimentación pueden incluir mediciones en las que se pueden basar los cálculos o datos que indican parámetros a ser usados en el transmisor **20**.

Con referencia ahora a la **Fig. 5**, se representa un receptor para uso en un sistema de transceptor de múltiples flujos, múltiples antenas según el método y sistema de la presente invención. Como se muestra, el receptor **98** incluye la formación de antenas **100** que tiene elementos **102** que reciben las señales de radiofrecuencia **104** y **106**. Las señales de RF recibidas **104** y **106** son señales más probablemente diferentes debido a que los elementos de antena **102** están separados y los trayectos de propagación tomados por las señales de RF recibidas **104** y **106** a partir de los elementos de antena **26** del transmisor **20** son más probablemente diferentes en un entorno de desvanecimiento multitrayecto.

En el sistema de transceptor de múltiples flujos, múltiples antenas que está compuesto del transmisor **20** y el receptor **98**, se transmiten múltiples flujos de datos para aumentar el caudal de datos entre el transmisor **20** y el receptor **98**. El transmisor **20** es capaz de transmitir simultáneamente múltiples flujos de datos y el receptor **98** es capaz de mantener los múltiples flujos separados explotando las diferencias en las características del canal entre las múltiples antenas en el transmisor **20** y el receptor **98**. Por lo tanto, los datos de usuario **22** en el transmisor **20** se reciben por el receptor **98** y se sacan como datos de usuario estimados **108**.

Las señales de RF recibidas **104** y **106** se introducen en la circuitería de entrada del receptor de radiofrecuencia **110**, en donde las señales de radiofrecuencia se convierten descendientemente y digitalizan. La salida de la circuitería de entrada del receptor de radiofrecuencia **110** es un flujo de muestras digitales en banda base complejas que representan las señales de RF recibidas **104** y **106**.

Las salidas de la circuitería de entrada del receptor de radiofrecuencia **110** se introducen en el procesador de señal del receptor **112**, que tiene la función de separación de los flujos de datos **30** y **32** (Ver la **FIG. 3**) en el receptor **98**. En una realización de la presente invención, el procesador de señal del receptor **112** se puede implementar multiplicando las señales de entrada por la conjugada compleja traspuesta de la matriz **U**, que es los vectores singulares izquierdos de la descomposición del valor singular de la matriz de canal compuesta **H**. El procesador de señal del receptor **112** se controla por la señal de control **115** desde el controlador **113**.

Los flujos de datos sacados por el procesador de señal del receptor **112** se introducen a los desensanchadores **114** y **116**, que desensanchan las señales usando el código de ensanchamiento **52**, que es el mismo código de ensanchamiento usado en el transmisor. Las salidas del desensanchador **114** y **116** se acoplan, respectivamente, a las entradas del demodulador y decodificador **118** y **120**. Cada demodulador y decodificador **118** y **120** demodula la señal y decodifica la señal usando técnicas de demodulación y decodificación de corrección de errores que complementan aquellas seleccionadas para cada flujo de datos en el transmisor. Por lo tanto, el tipo de funciones de demodulador y decodificador usadas depende del que se usó en el transmisor **20**, como se indica por la señal de control **122** desde el controlador **113**. Los demoduladores y decodificadores **118** y **120** pueden tener la misma función o pueden tener funciones diferentes.

Las salidas del demodulador y decodificador **118** y **120** se introducen en el combinador **124**, que combina los múltiples flujos recibidos de nuevo en un flujo único para sacar como datos de usuario estimados **108**. El combinador **124** opera bajo el control del controlador **113**, que se dirige por la señal de control **126**. Debido a que los flujos de datos recibidos pueden tener diferentes tasas de datos y debido a que un flujo de datos puede tener una tasa de datos igual a cero, el combinador **124** debe reconstruir los datos de usuario según la forma en que los datos fueron divididos originalmente por el divisor de datos **28** en el transmisor **20** en la **FIG. 3**.

A fin de controlar la transmisión de múltiples flujos de datos a través de múltiples antenas en el transmisor, el receptor **98** debe medir el canal compuesto y enviar datos de realimentación al transmisor. Como se muestra, las salidas de la circuitería de entrada de radiofrecuencia **110** también están acopladas al estimador de canal compuesto **128**, que usa señales piloto transmitidas desde cada elemento de antena **26** en el transmisor **20** para medir el canal compuesto entre las múltiples antenas de entrada y múltiples antenas de salida. La función del estimador de canal compuesto **128** y muchos de los otros bloques funcionales en la parte de realimentación de datos del receptor **98**, se describen de manera más completa en referencia a la **FIG. 8**, más adelante.

La salida del estimador de canal compuesto **128**, que se representa por la matriz **H**, se introduce en el ordenador y selector de la matriz **V** **130**. La "función de cálculo" del bloque **130** calcula **V**, que es una matriz que describe los conjuntos de ponderación de formación de antenas deseados a ser usados para cada flujo de datos en el transmisor

20. Los conjuntos de ponderación de formación de antenas deseados se calculan en base a la medición de canal compuesto.

La "función de selector" del bloque **130** es una función de cuantificación que selecciona conjuntos de ponderación de formación de antenas que hacen coincidir más cercanamente los conjuntos de ponderación de formación de antenas deseados. Realizando cuantificación, se puede reducir la cantidad de datos de realimentación requeridos para dar instrucciones al transmisor **20** de cómo transmitir sobre el canal MIMO.

Los conjuntos de ponderación de formación de antenas seleccionados sacados por el ordenador y selector **130** se introducen en el ordenador de SNR y el asignador de potencia **132**, en donde una relación señal a ruido se calcula para cada flujo de datos transmitido hipotéticamente usando los conjuntos de ponderación de formación de antenas seleccionados. En base a los cálculos de SNR, la función de asignación de potencia del bloque **132** asigna potencia a cada flujo de datos, en donde la potencia se asigna para maximizar el caudal de datos en base a un algoritmo de carga de agua. Una vez que se ha asignado potencia a cada flujo de datos, se pueden realizar los cálculos de SNR finales usando la asignación de potencia seleccionada.

El modulador y codificador **134** recibe información desde el ordenador de SNR y asignador de potencia **132** que la usa para seleccionar un esquema de codificación y un esquema de modulación a ser usado en el transmisor **20**. Generalmente, se seleccionan moduladores de mayor orden para flujos de datos que tienen relaciones señal a ruido altas.

El transmisor de realimentación **136** recibe información desde el ordenador de matriz **V** y selector **130**, el ordenador de SNR y el asignador de potencia **132** y el selector de modulador y codificador **134**. Estos datos representan cálculos y selecciones hechas en el receptor **98** que se usarán para controlar los modos de transmisión del transmisor **20**. En una realización preferida, el transmisor de realimentación **136** analiza los datos y selecciona un valor de libro de códigos asociado con parámetros de transmisor asociados que hacen coincidir más cercanamente los parámetros de transmisor representados por los datos de entrada. Por lo tanto, el transmisor de realimentación **136** puede incluir el libro de códigos **138** para producir un valor de libro de códigos que se transmite al transmisor **20** a través de la antena **140**. Aunque la antena **140** se muestra separada de la formación de antenas de recepción **100**, la antena **140** puede ser uno de los elementos de antena **102** en la formación de antenas de recepción **100**. Los datos transmitidos por el transmisor de realimentación **136** se reciben en el transmisor **20** por el receptor de realimentación **70**.

Con referencia ahora a la **Fig. 6**, se representa un diagrama de flujo lógico de alto nivel que ilustra un método de realimentación en un receptor de múltiples flujos, múltiples antenas según el método y sistema de la presente invención. Como se ilustra, el proceso comienza en el bloque **300** y a partir de entonces pasa al bloque **302** en donde se mide el canal compuesto entre el transmisor de múltiples antenas y el receptor de múltiples antenas. Esta medición provoca la formación de la matriz **H** que está compuesta de valores de canal complejos, que representan ganancias y fases, como se trató anteriormente en referencia a la **FIG. 2**. La medición del canal compuesto se hace analizando las señales de antena recibidas **r** (Ver la **FIG. 1**) que incluyen las señales piloto recibidas transmitidas por cada antena en el transmisor.

A continuación, el proceso selecciona un conjunto de ponderación de formación de antenas asociado con cada flujo de datos en respuesta a la medición de canal compuesto, como se representa en el bloque **304**. Señalar que cada flujo de datos transmitido simultáneamente tiene un conjunto de ponderaciones asociado que se usan para cada antena de la formación en el transmisor. Cada conjunto de ponderación de formación de antenas se usa para producir un patrón de antenas para el flujo de datos asociado.

En una realización preferida, los conjuntos de ponderación de formación de antenas seleccionados se determinan calculando los vectores singulares derechos de la SVD de la matriz de canal compuesta **H**. Este proceso se describe más completamente con referencia a la **FIG. 8**. Para reducir la cantidad de datos necesarios para representar los conjuntos de ponderación de formación de antenas, los conjuntos de ponderación deseados se comparan con los conjuntos de ponderación en un libro de códigos y se seleccionan uno o más conjuntos de ponderación de libro de códigos que tienen la distancia más cercana. El indicador de libro de códigos puede representar un único conjunto de ponderación de formación de antenas o una combinación de conjuntos de ponderación de formación de antenas.

Señalar que si se usan combinaciones predefinidas de conjuntos de ponderación de formación de antenas, se puede transmitir una primera cantidad de información para describir un primer conjunto de ponderación de formación de antenas y se puede transmitir una segunda cantidad de información para describir un segundo conjunto de ponderación de formación de antenas, en donde la segunda cantidad de información puede ser menor que la primera cantidad de información. De manera similar, si se restringe o limita, un segundo conjunto de ponderación de formación de antenas para tener una relación predefinida a un primer conjunto de ponderación de formación de antenas, la cantidad de información necesaria para describir el segundo conjunto es menor que la necesaria para describir el primero.

Una vez seleccionados, los conjuntos de ponderación de formación de antenas se transmiten al transmisor y el transmisor usa las ponderaciones para producir patrones de antena seleccionados para cada flujo de datos, como se

ilustra en el bloque 306. Debido a que el volumen de datos que se puede necesitar para representar una ponderación compleja para cada antena, para cada flujo de datos, puede ser ventajoso usar técnicas que reducen el número de bits de datos transmitidos desde el receptor al transmisor. Como se mencionó anteriormente, se puede usar un libro de códigos para almacenar distintos conjuntos de ponderación de formación de antenas predefinidos. El número de conjuntos de ponderación de formación de antenas disponibles determinará la resolución del proceso de cuantificación que toma un conjunto ideal de conjuntos ponderados y lo asigna a uno de los conjuntos de ponderación de formación de antenas disponible. Señalar que los errores de cuantificación pueden llegar a ser excesivos si el número de conjuntos de ponderación de formación de antenas disponibles es demasiado pequeño.

Como se mencionó anteriormente, otra forma de reducir la cantidad de datos de realimentación es limitar al transmisor a transmitir patrones de antena que tienen relaciones seleccionadas unas con otras. Por ejemplo, en una realización preferida, los patrones de antena en el transmisor se pueden limitar a ser ortogonales unos con otros. Por lo tanto, especificando un primer patrón de antena, cualquier patrón restante en la base se puede calcular, al menos parcialmente, según las relaciones de limitación. Por lo tanto, en un transmisor que transmite dos flujos de datos, si se especifica un primer patrón de antena, el patrón de antena para el segundo flujo de datos se puede derivar o calcular, de manera que el segundo patrón se limita a ser ortogonal a (o tener baja correlación con) el primero.

Detalles en cuantificación V

El método más simple de cuantificar una matriz es cuantificar cada elemento de la matriz individualmente. Desafortunadamente, este método es ineficiente y requerirá el número más grande de bits de realimentación para un rendimiento deseado. V se puede cuantificar con dos planteamientos básicos: cuantificación de "bloques" e "incremental". En el primer planteamiento, todas las columnas de V se cuantifican de una vez. En el segundo planteamiento, las columnas de V se cuantifican incrementalmente.

Cuantificación de bloque V

Debido a que la matriz V es ortonormal, tiene alguna estructura que se puede explotar para reducir la cantidad de realimentación. Para un caso de transmisor de 2 antenas y receptor de 2 antenas, la matriz V se puede escribir como

$$V = \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} \\ v_{21} & v_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha \\ e^{j\theta} \cdot \sin \alpha & -e^{j\theta} \cdot \cos \alpha \end{bmatrix},$$

donde

$$\alpha = \cos^{-1}(v_{11}),$$

$$\theta = \angle v_{21}.$$

La matriz V entera se puede representar por dos parámetros reales. Usando esta representación, hay una ambigüedad de signo en el segundo vector de columna que se debe manejar en el receptor. Afortunadamente, la transmisión se mantiene ortogonal y un receptor MMSE maneja la ambigüedad de signo automáticamente. Los

parámetros $\alpha \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right]$ y $\theta \in [0, 2\pi]$ se cuantifica uniformemente a un nivel deseado. La Figura 5 muestra que cuantificar V con 5 bits (3 para θ , 2 para α) y usar un receptor MMSE está dentro de 0,4 dB del caso no cuantificado.

En general, se puede crear e indexar un libro de códigos de matrices V. Una técnica tal como la cuantificación de vectores se puede usar para generar el libro de códigos y también para crear una asignación eficiente entre V y el libro de códigos. La cuantificación paramétrica como se usa en el caso 2x2 también se puede extender a matrices V más grandes.

Cuantificación incremental V

En este planteamiento, las columnas de V se extraen repetidamente de un libro de códigos de ponderaciones de formación de antenas. (Por ejemplo, uno puede usar los libros de códigos TX AA a partir del estándar 3GPP, publicación 99 o extensiones de estos libros de códigos.) Las propiedades de correlación de las columnas de V se reflejan seleccionando conjuntos de ponderación de formación de antenas sucesivos a partir de subconjuntos cada vez más pequeños del libro de códigos. Como se mostrará más adelante, esta búsqueda limitada reduce la cantidad de datos de realimentación.

La columna de V que corresponde al flujo de calidad más alto se selecciona primero. Esta columna se selecciona como el conjunto de ponderación de formación de antenas que produce la potencia máxima en el receptor. El libro de códigos entero se busca para este conjunto de ponderación.

5 A continuación, se selecciona una segunda columna de **V**. Un subconjunto del libro de códigos de formación de antenas se puede encontrar buscando unas entradas del libro de códigos que tienen una correlación por debajo de un umbral de correlación deseado. El umbral de correlación se puede fijar a cero para seleccionar un subconjunto ortogonal. Entonces, el conjunto de ponderación de formación de antenas que produce una potencia máxima en el receptor se selecciona a partir del subconjunto de correlación baja del libro de códigos.

Si hay tres flujos de datos, se selecciona la tercera columna de **V** a partir de un subconjunto del subconjunto de entradas del libro de códigos que fue buscado para la segunda columna de **V**. El subconjunto contiene conjuntos de ponderación de formación de antenas con correlación baja contra el subconjunto buscado para la segunda columna. Este proceso continúa para todos los flujos.

10 Dado que columnas sucesivas de **V** se buscan a partir de subconjuntos sucesivamente más pequeños del libro de códigos de formación de antenas, las columnas sucesivas de **V** se pueden representar con menos bits de realimentación. En un libro de códigos de formación de antenas de 4 elementos con 64 entradas, el conjunto de ponderación de formación de antenas para la primera columna de **V** se puede representar con $\log_2(64) = 6$ bits. Seleccionando un umbral de correlación adecuado, la segunda columna del conjunto de ponderación de **V** se puede
15 representar con 4 bits, una tercera columna con 2 bits y la cuarta columna con 0 bits (solamente es posible 1 conjunto de ponderación de formación de antenas, dada la limitación de umbral de correlación y la elección de los otros 3 conjuntos de ponderación de formación de antenas.) Por lo tanto, la matriz **V** entera se puede cuantificar con 12 bits.

20 El tamaño de los subconjuntos del libro de códigos pueden no ser potencias enteras de dos (dado que su tamaño se determina por el umbral de correlación), lo que significa que los conjuntos de ponderación calculados sucesivamente no se cuantifican eficazmente usando un número entero de bits para representar separadamente cada conjunto ponderado. En este caso, realizaciones alternativas pueden codificar conjuntamente los conjuntos de ponderación usando cuantificación de vectores o usar palabras de código de longitud variable para reducir el número de bits
25 requeridos para representar la matriz **V** entera. Señalar que estas realizaciones alternativas aún extraen los conjuntos de ponderación de formación de antenas a partir de subconjuntos de un libro de códigos único de conjuntos de ponderación de formación de antenas, con la diferencia que es la codificación fuente usada para reducir el número de bits requerido para representar la matriz **V**.

30 Además de volver a realimentar los conjuntos de ponderación de formación de antenas seleccionados, el receptor también puede realimentar datos que permiten al transmisor seleccionar un esquema de codificación de corrección de errores sin canal de retorno, un esquema de modulación, una asignación de potencia para cada flujo de datos y una selección de antenas en la formación de antenas de transmisión.

35 Como se muestra en el bloque **308**, el proceso puede seleccionar una tasa de datos para cada flujo de datos en respuesta a la medición de canal compuesto, el conjunto de ponderación de formación de antenas y la SNR para cada flujo de datos. En una realización preferida, la SNR para cada flujo de datos se usa para buscar una combinación de técnicas de codificación y modulación según curvas de rendimiento calculadas y suponiendo que está disponible una potencia igual para ambos flujos de datos. Esta búsqueda proporcionará un caudal de datos agregado. Este valor de caudal se compara con una segunda búsqueda suponiendo que toda la potencia se usa en el flujo de datos que tiene la relación señal a ruido más alta. La segunda búsqueda da un segundo caudal de datos y el esquema de codificación y modulación en el establecimiento de potencia particular se selecciona en base al
40 caudal máximo.

45 En una realización preferida, el libro de códigos mostrado en la tabla 1 de más adelante se puede usar en un sistema que envía cuatro bits de realimentación desde el receptor al transmisor a fin de especificar los esquemas de modulación y codificación de errores para cada flujo de datos y la asignación de potencia para cada flujo de datos. Señalar que los conjuntos de ponderación de formación de antenas no se incluyen en el libro de códigos de la tabla 1.

Tabla 1

Configuración #	Modulador #1	Código #1	Modulador #2	Código #2	Potencia 1	Potencia 2
1	QPSK	R=1/2	----	R=1/2	1	0
2	QSPK	R=1/2	QPSK	R=1/2	0,5	0,5
3	16 QAM	R=1/2	----	R=1/2	1	0
4	16 QAM	R=1/2	QPSK	R=1/2	0,5	0,5

Configuración #	Modulador #1	Código #1	Modulador #2	Código #2	Potencia 1	Potencia 2
5	16 QAM	R=1/2	16 QAM	R=1/2	0,5	0,5
6	64 QAM	R=1/2	----	R=1/2	1	0
7	64 QAM	R=1/2	QPSK	R=1/2	0,5	0,5
8	64 QAM	R=1/2	16 QAM	R=1/2	0,5	0,5
9	64 QAM	R=1/2	64 QAM	R=1/2	0,5	0,5
10	256 QAM	R=1/2	----	R=1/2	1	0
11	256 QAM	R=1/2	QPSK	R=1/2	0,5	0,5
12	256 QAM	R=1/2	16 QAM	R=1/2	0,5	0,5
13	256 QAM	R=1/2	64 QAM	R=1/2	0,5	0,5
14	256 QAM	R=1/2	256 QAM	R=1/2	0,5	0,5

Después de que se selecciona la tasa de datos, el proceso transmite la tasa de datos seleccionada al transmisor de manera que el transmisor puede seleccionar esquemas de codificación y modulación de datos para cada flujo de datos, como se ilustra en el bloque **310**. En una realización preferida de la invención, el receptor calcula las tasas de datos, los esquemas de codificación, los esquemas de modulación y los niveles de potencia para cada flujo de datos y transmite los datos que indican estas selecciones al transmisor. En una realización alternativa, el receptor puede transmitir mediciones o datos en base a las mediciones, al transmisor de manera que el transmisor puede seleccionar una tasa de datos, un esquema de codificación, un esquema de modulación y una asignación de potencia para cada flujo de datos.

Una vez que los datos de realimentación se transmiten desde el receptor al transmisor, el proceso termina, como se representa en el bloque **312**. Aunque se muestra un final a un proceso de realimentación del receptor en el bloque **312**, el proceso puede continuar iterativamente en el receptor, comenzando de nuevo en el bloque **302** con nuevas mediciones de canal compuesto.

Con referencia ahora a la **FIG. 7**, se representa un diagrama de flujo lógico de alto nivel que ilustra un método de realimentación en un transmisor de múltiples flujos, múltiples antenas según el método y sistema de la presente invención. Como se ilustra, el proceso comienza en el bloque **400** y a partir de entonces pasa al bloque **402** en donde el proceso transmite una señal piloto en cada antena de la formación de antenas. Cada señal piloto es distinguible de las otras. Por ejemplo, se pueden usar diferentes códigos de ensanchamiento o el mismo código de ensanchamiento se puede cambiar en el tiempo respecto a las otras antenas de la formación. Estas señales piloto proporcionan una señal de referencia para la medición de canal compuesto.

A continuación, el proceso recibe indicaciones de un conjunto de ponderación de formación de antenas seleccionado, con un conjunto por flujo de datos, como se ilustra en el bloque **404**. Las indicaciones de los conjuntos de ponderación de formación seleccionados pueden ser datos que describen un conjunto de ganancias y fases para señales de antena para cada antena, con un conjunto para cada flujo de datos en el transmisor. En una realización preferida, los conjuntos de ponderación de formación seleccionados usados para cada flujo de datos se pueden especificar a través del uso de un valor de libro de códigos recibido desde el receptor, en donde el valor de libro de códigos se usa para buscar conjuntos preseleccionados de ponderaciones de formación.

De manera similar, el proceso recibe datos que indican tasas de datos para cada flujo de datos, como se representa en el bloque **406**. Indicando la tasa de datos para cada flujo, los datos de realimentación también pueden estar indicando un esquema de codificación y un esquema de modulación. La relación entre las tasas de datos y los esquemas de codificación y modulación existe debido a que diferentes esquemas de codificación y modulación tienen diferentes capacidades. Por lo tanto, la selección de una tasa de datos puede forzar la selección de esquemas de codificación y modulación particulares.

A continuación, el proceso recibe una indicación de asignación de potencia para cada flujo de datos, como se ilustra en el bloque **408**. Señalar que se puede usar un valor de libro de códigos como el "indicador" que indica tasas de datos y asignación de potencia para cada flujo de datos. Como se trató anteriormente, un valor de libro de códigos único se puede usar para especificar un esquema de codificación, un esquema de modulación y una asignación de potencia. En algunas realizaciones, la especificación de una tasa de datos sola puede especificar el codificador, el modulador y la asignación de potencia. Por ejemplo, si la tasa de datos seleccionada fue cero, no se asigna potencia y los esquemas de codificación y modulación son irrelevantes.

Después de recibir los datos de realimentación, el proceso selecciona ajustes de potencia y esquemas de codificación y modulación para cada flujo de datos, como se representa en el bloque **410**. En este paso, se pueden seleccionar estos parámetros según un valor de libro de códigos recibido. En realizaciones alternativas, algunos de estos parámetros se pueden calcular o derivar a partir de los datos de realimentación recibidos. Por ejemplo, si se indica el patrón de antena del primer flujo de datos, el proceso en el transmisor puede derivar o calcular un patrón de antena usado para el segundo flujo de datos. Esto se puede hacer cuando, por ejemplo, el segundo flujo está limitado a ser ortogonal al primer flujo.

Una vez que se seleccionan los parámetros de transmisión como se muestra en el bloque **410**, el proceso separa los datos de entrada en flujos de datos según las tasas de datos seleccionadas soportadas por esquemas de codificación y modulación seleccionados para cada flujo de datos, como se representa en el bloque **412**. Este proceso se implementa en la función de división de datos **28** mostrada en la **FIG. 3**. Como ejemplo, si el flujo de datos 1 opera a dos veces la tasa de flujo de datos 2, entonces se envían dos símbolos al flujo de datos 1 y se envía un único símbolo al flujo de datos 2. De manera similar, si un flujo de datos tiene una potencia cero asignada, todos los símbolos de datos se envían a los flujos de datos restantes que tienen alguna potencia asignada.

A continuación, el proceso codifica cada flujo de datos, como se ilustra en el bloque **414**. El proceso de codificación se puede implementar con un codificador de bloques, un codificador convolucional, un turbo codificador y similares.

Después de la decodificación, se modula cada flujo de datos, como se representa en el bloque **416**. Esta modulación se puede implementar usando un modulador BPSK, un modulador QPSK, un modulador M-PSK, un modulador M-QAM (donde M es el número de puntos de la constelación) y similares.

A continuación del paso de modulación, el proceso modifica la ganancia y la fase de cada flujo de datos modulado según los conjuntos de ponderación de formación seleccionados respectivos para producir señales de antena de flujo de datos para cada antena de la formación, como se ilustra en el bloque **418**. Ejemplos de señales de antena de flujo de datos son las salidas de los desplazadores de fase **82** en la **Fig. 4**. El número de señales de antena de flujo de datos producido en este paso es igual al número de flujos de datos de veces el número de elementos de antena en la formación de antenas.

Después de producir las señales de antena del flujo de datos para cada antena de la formación, las señales de antena de flujo de datos asociadas con la misma antena de la formación se suman para producir las señales de antena, que se representa en el bloque **420**. Ejemplos de señales de antena son las salidas de los sumadores **84** en la **Fig. 4**. Estas señales de antena son combinaciones de señales de cada flujo de datos que se han ponderado en ganancia y fase según los conjuntos de ponderación de formación seleccionados. Esta combinación compleja de señales se describe más concisamente según la matriz **V** usada en el transmisor, que se trató anteriormente en relación a la **FIG. 1**.

Finalmente, las señales de antena para cada antena se transmiten, como se ilustra en el bloque **420**. El paso de transmisión incluye procesamiento adicional, conversión ascendente y amplificación necesarias para transmisión de radiofrecuencia.

El método de realimentación termina, como se representa en el bloque **424**. Aunque el proceso se muestra con un final, el proceso se puede repetir iterativamente en el transmisor a fin de actualizar cada patrón de antena para cada flujo de datos en respuesta a condiciones de canal que varían.

Volviendo ahora a la **FIG. 8**, se representa un diagrama de flujo lógico más detallado que ilustra el proceso para estimar un canal compuesto y seleccionar conjuntos de ponderación de formación, lo cual se muestra en un nivel más alto en la **FIG. 6**. Como se ilustra, el proceso comienza en el bloque **500** y a partir de entonces pasa al bloque **502** en donde el proceso estima la matriz de canal **H** usando las señales piloto recibidas, en donde una señal piloto se transmite desde cada antena transmisora. Los pilotos pueden ser o pueden no ser ortogonales, pero se seleccionan de manera que sean distinguibles en el receptor.

A continuación, el proceso calcula una descomposición de valor singular de la matriz **H** para encontrar la matriz **V**, en donde $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^T$, como se representa en el bloque **504**. Transmitir con esta matriz **V** permite la operación del canal MIMO en cerca de la capacidad de Shannon para MIMO.

A partir de entonces, el proceso selecciona un índice para una matriz **V** cuantificada, como se ilustra en el bloque **506**. La cuantificación se puede realizar por una búsqueda de libro de códigos u otros métodos, tratados anteriormente. Señalar que la matriz **V** cuantificada representa conjuntos de ponderación de formación de antenas

seleccionados. Los conjuntos de ponderación de formación de antenas se pueden cuantificar como un grupo o separadamente.

5 Después de cuantificar, el proceso estima una relación señal a ruido (SNR) de cada flujo de datos basada en el transmisor usando la matriz **V** cuantificada y suponiendo flujos de potencia iguales, como se representa en el bloque **508**.

10 A continuación, el proceso usa la SNR estimada para determinar la asignación de potencia de cada flujo de datos usando un algoritmo de carga de agua, como se ilustra en el bloque **510**. Una alternativa a carga de agua es una búsqueda de fuerza bruta de todas las posibilidades cuantificadas. En una realización preferida, este parámetro se puede cuantificar a un número de bits bajo. Por ejemplo, una elección razonable para la asignación de potencia puede ser un indicador de un bit para ambos flujos "encendidos" o solamente un flujo "encendido" y el otro "apagado".

15 En base a la asignación de potencia para cada flujo y la SNR estimada para cada flujo, el proceso a continuación selecciona el método de codificación y el método de modulación, como se representa en el bloque **512**. Esto se puede implementar con una búsqueda que asigna cada intervalo de SNR a una combinación de modulador-codificador. En general, la codificación y modulación se adapta para cada flujo de datos según la calidad del canal. Por ejemplo, si se indica calidad de canal alta por una SNR alta, el modulador se puede fijar a 16-QAM; de otro modo, se puede seleccionar modulación QPSK.

20 Finalmente, el proceso transmite, al transmisor, los indicadores para una matriz **V** cuantificada, una asignación de potencia para cada flujo y métodos de codificación y modulación, como se ilustra en el bloque **514**. En una realización preferida, el proceso usa un libro de códigos para indicar conjuntos de ponderación de formación de antenas cuantificados y otros parámetros de modulación.

Como se representa, el proceso finaliza en el bloque **516**.

25 Con referencia de nuevo a la **FIG. 3**, el número de antenas usadas por el transmisor **20** es igual al número de salidas del procesador de señal de formación de antenas **58**. Como se muestra en la **FIG. 3**, el procesador de señal de formación de antenas **58** tiene dos salidas, las señales de salida **62** y **64**.

30 Como se mencionó anteriormente, las señales de salida **62** y **64** se pueden transmitir desde dos antenas o se puede usar el multiplexor **66** para seleccionar dos antenas para formar una formación de antenas a partir de un número más grande de "antenas disponibles", tal como los cuatro elementos de antena **26** mostrados en la formación de antenas **24**. Por lo tanto, en algunas realizaciones de la presente invención, existe un conjunto de elementos de antena disponibles, a partir del cual un subconjunto de los "elementos de antena disponibles", a partir del cual se puede seleccionar un subconjunto de los elementos de antena disponibles para formar "una formación de antenas", en donde la formación de antenas comprende elementos de antena usados realmente para transmitir los múltiples flujos de datos.

35 Mientras que la realización en la **FIG. 3** muestra el multiplexor **66** para seleccionar antenas, realizaciones alternativas pueden usar la matriz **V** para seleccionar antenas matemáticamente multiplicando señales por cero o valores no cero según los elementos de matriz.

40 A fin de seleccionar los elementos de antena del conjunto de elementos de antena disponibles, el receptor **98** mide un canal compuesto que incluye todos los canales entre todas las selecciones por pares de todos los elementos de antena disponibles y todos los elementos de antena en el receptor. Por lo tanto, en las **FIG. 3** y **5**, entre el transmisor **20** con 4 antenas disponibles y el receptor **98** con 2 antenas de recepción, la medición de canal compuesto forma una matriz de canal compuesto **H** que es de cuatro filas por dos columnas.

En el transmisor, hay 6 formas de elegir 2 antenas de un conjunto de 4 antenas disponibles. La formación de antenas está formada con el par que produce el canal compuesto de la capacidad más alta. El proceso de selección se puede describir por la siguiente expresión:

45
$$\max_i \det \left(\mathbf{I} + \frac{1}{2\sigma^2} \mathbf{H}'_i \mathbf{H}_i \right) \quad (10)$$

donde (sin usar carga de agua) la mitad de potencia se asigna a cada flujo de datos, σ^2 es la varianza de ruido, **I** es la matriz identidad 2x2 y

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{13} \\ h_{21} & h_{23} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_3 = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{14} \\ h_{21} & h_{24} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{H}_4 = \begin{bmatrix} h_{12} & h_{13} \\ h_{22} & h_{23} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_5 = \begin{bmatrix} h_{12} & h_{14} \\ h_{22} & h_{24} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_6 = \begin{bmatrix} h_{13} & h_{14} \\ h_{23} & h_{24} \end{bmatrix}.$$

Para seleccionar uno de los seis pares, se requieren tres bits de realimentación. A fin de reducir los datos de realimentación incluso más, se pueden usar dos bits para seleccionar uno de cuatro pares.

5 El receptor a continuación considera todas las combinaciones dos por dos de antenas de transmisión y recepción, en donde hay seis posibles combinaciones de dos antenas de transmisión y dos antenas de recepción. Para cada una de las seis combinaciones, se calcula una tasa de datos agregada, en donde la tasa de datos agregada es la tasa de datos total proporcionada añadiendo la tasa de datos del flujo de datos 1 y la tasa de datos del flujo de datos 2. Clasificando la tasa de datos agregada, se puede seleccionar la combinación de antenas que soporta la tasa de datos más alta.

10 En una realización alternativa del transmisor **20**, un procesador de señal de formación de antenas **58** puede usar una matriz **V** que produce cuatro salidas para accionar cuatro antenas en una formación de antenas. No obstante, la cantidad de datos de realimentación necesarios para soportar una selección de conjuntos de ponderación de formación de antenas para una matriz **V** de cuatro salidas comienza consumiendo un porcentaje inaceptable de capacidad del enlace usado para datos de realimentación. Por lo tanto, se usa una matriz **V** de dos salidas para manejar dos antenas que se seleccionan de un conjunto disponible de cuatro antenas. Las dos antenas que se seleccionan soportan la tasa de datos agregada más alta entre el transmisor **20** y el receptor **98**. En el transmisor que selecciona elementos de antenas de un conjunto más grande de elementos de antena disponibles se ha hecho un compromiso entre reducir datos de realimentación de enlace ascendente y reducir rendimiento de enlace descendente.

20 Se debería apreciar a partir de la discusión anterior que la presente invención hace posible aumentar una tasa de datos entre un transmisor y receptor usando un canal de radiofrecuencia de múltiples entradas múltiples salidas. El método de realimentación descrito es una solución práctica para controlar un transceptor MIMO.

25 Ventajas de usar el canal de radiofrecuencia MIMO incluyen la capacidad de doblar un caudal de datos eficaz sin usar recursos de comunicación adicionales, tales como códigos de ensanchamiento, potencia y ancho de banda y sin emplear moduladores de orden más alto. En otras palabras, usando los mismos recursos de comunicación, con el mismo modulador, se puede doblar el caudal controlando eficazmente el canal de radiofrecuencia MIMO. Este control eficaz del canal implica transmitir múltiples flujos de datos de una manera que se pueden separar unos de otros en el receptor. Este control del canal MIMO explota el conocimiento específico del canal obtenido midiendo un canal compuesto entre el transmisor y el receptor. Además, el control adecuado del canal MIMO permite el uso de receptores lineales, más que el receptor no lineal más complejo o caro. Transmitiendo el vector de señal **x** junto con los modos propios de canal (es decir, transmitiendo $\mathbf{z}=\mathbf{V}\mathbf{x}$ más que **x**), podemos separar completamente los dos flujos sin usar detectores no lineales. Por lo tanto, con el control adecuado del canal MIMO, el receptor no lineal no tiene ventaja sustancial sobre el receptor lineal.

35 La **Fig. 9** muestra resultados de simulación comparando realimentación MIMO cuantificada con realimentación MIMO ideal, no cuantificada. Hay poca degradación debida a la cuantificación.

40 La **Fig. 10** muestra resultados de simulación para un sistema transceptor MIMO descrito anteriormente. El libro de códigos usado para esta simulación se encuentra en la Tabla 1. La matriz **V** se selecciona con 5 bits de realimentación y la codificación, modulación y asignación de potencia se seleccionan con 4 bits de realimentación. Los resultados de simulación muestran que un sistema MIMO con 9 bits de realimentación realiza alrededor de 4 dB del límite de Shannon de MIMO teórico. Señalar que si algunas combinaciones de modulador, codificador y asignación de potencia ocurren infrecuentemente, se pueden eliminar con una pérdida pequeña en el rendimiento, lo cual reduce aún más los bits de realimentación necesarios.

45 La descripción precedente de una realización preferida de la invención se ha presentado con el propósito de ilustración y descripción. No se pretende que sea exhaustiva o que limite la invención a la forma precisa descrita. Son posibles modificaciones o variaciones obvias a la luz de las enseñanzas anteriores. La realización se eligió y describió para proporcionar la mejor ilustración de los principios de la invención y su aplicación práctica y para permitir a un experto en la técnica utilizar la invención en diversas realizaciones y con diversas modificaciones que sean adecuadas al uso particular contemplado. Tales modificaciones y variaciones están dentro del alcance de la invención como se determina en las reivindicaciones adjuntas.

50

REIVINDICACIONES

1. Un método de realimentación en un receptor de múltiples flujos, múltiples antenas (70), el método que comprende los pasos de:

5 medir un canal compuesto entre un transmisor de múltiples antenas (20) y un receptor de múltiples antenas para producir una medición de canal compuesto en donde el transmisor de múltiples antenas incluye una formación de antenas (24) y la formación de antenas que comprende un número de elementos de antena (26);

10 seleccionar una pluralidad de conjuntos de ponderación de formación de antenas para uso en el transmisor de múltiples antenas en respuesta a la medición de canal compuesto, en donde cada conjunto de ponderación de formación de antenas está asociado con uno de múltiples flujos de datos (30, 32) y en donde el paso de seleccionar una pluralidad de conjuntos de ponderación de formación de antenas además incluye seleccionar una pluralidad de conjuntos de ponderación de formación de antenas que tienen una correlación entre la pluralidad de conjuntos de ponderación de formación de antenas que es menor que un umbral de correlación deseado o igual a cero; y

15 transmitir información que describe la pluralidad de conjuntos de ponderación de formación de antenas para uso en el transmisor de múltiples antenas.

2. El método de realimentación de la reivindicación 1 que además incluye los pasos de:

 seleccionar una tasa de datos para cada flujo de datos en respuesta a la medición de canal compuesto; y

20 transmitir información que describe la selección de la tasa de datos para uso en el transmisor de múltiples antenas.

3. El método de realimentación de la reivindicación 1 que además incluye los pasos de transmitir información usada para describir una calidad de cada flujo de datos para uso en el transmisor de múltiples antenas.

4. El método de realimentación de la reivindicación 1 en donde el paso de seleccionar la pluralidad de conjuntos de ponderación de formación de antenas además incluye los pasos de:

25 seleccionar un primer conjunto de ponderación de formación de antenas a partir de un libro de códigos que tiene una pluralidad de conjuntos de ponderación de formación de antenas preseleccionados; y

 seleccionar un segundo conjunto de ponderación de formación de antenas a partir de un subconjunto del libro de códigos.

5. El método de realimentación de la reivindicación 1 que además incluye los pasos de:

30 medir un canal compuesto entre un transmisor de múltiples antenas y un receptor de múltiples antenas para producir una medición de canal compuesto, en donde se reciben señales piloto a partir de M número de antenas disponibles en el transmisor de múltiples antenas;

35 seleccionar N antenas a ser usadas en el transmisor, a partir de M número de antenas disponibles, en respuesta a la medición de canal compuesto, en donde las N antenas seleccionadas se usarán para formar la formación de antenas en el transmisor de múltiples antenas.

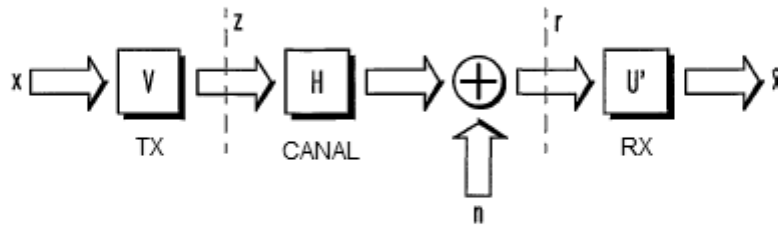


FIG. 1

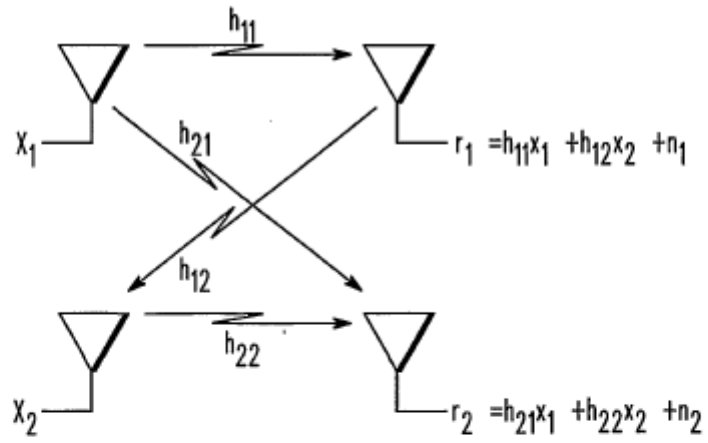


FIG. 2

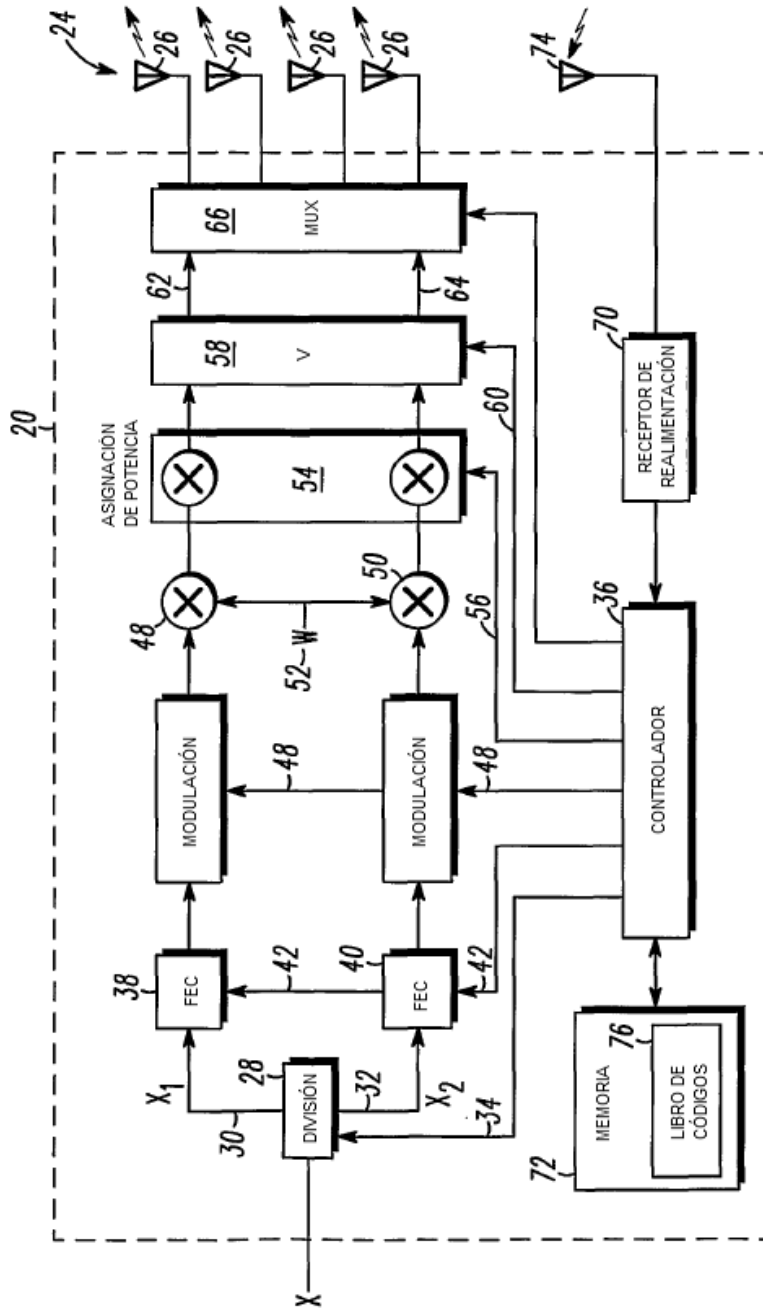


FIG. 3

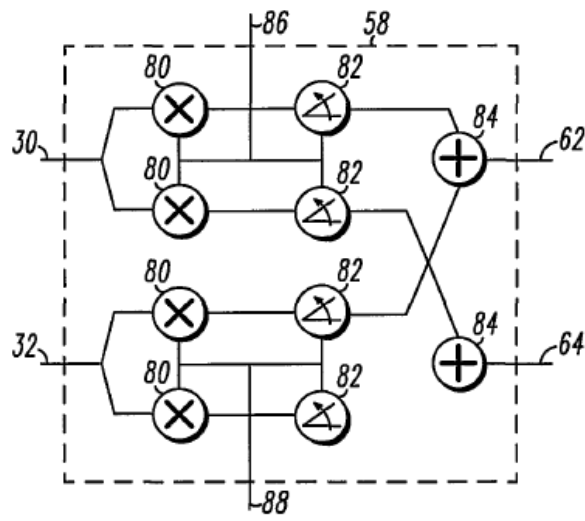


FIG. 4

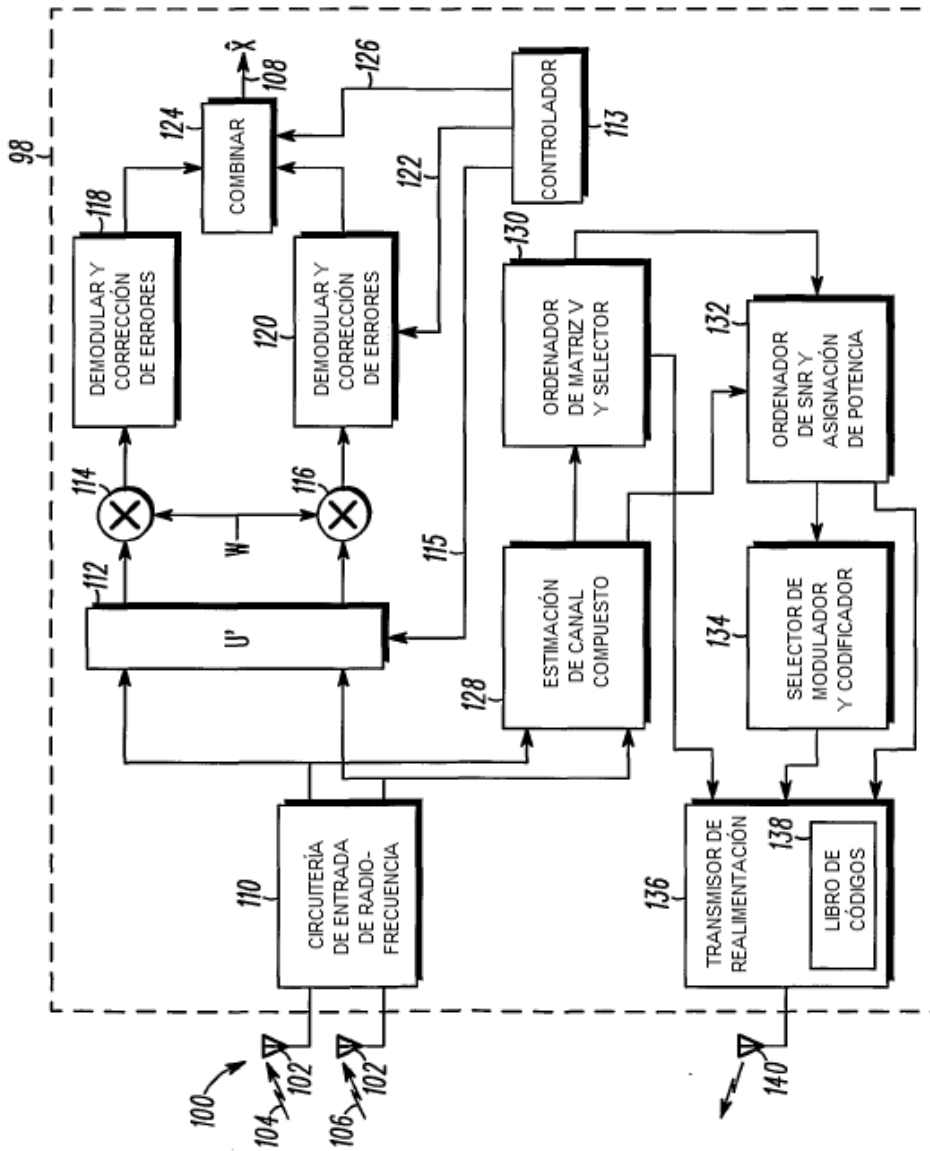


FIG. 5

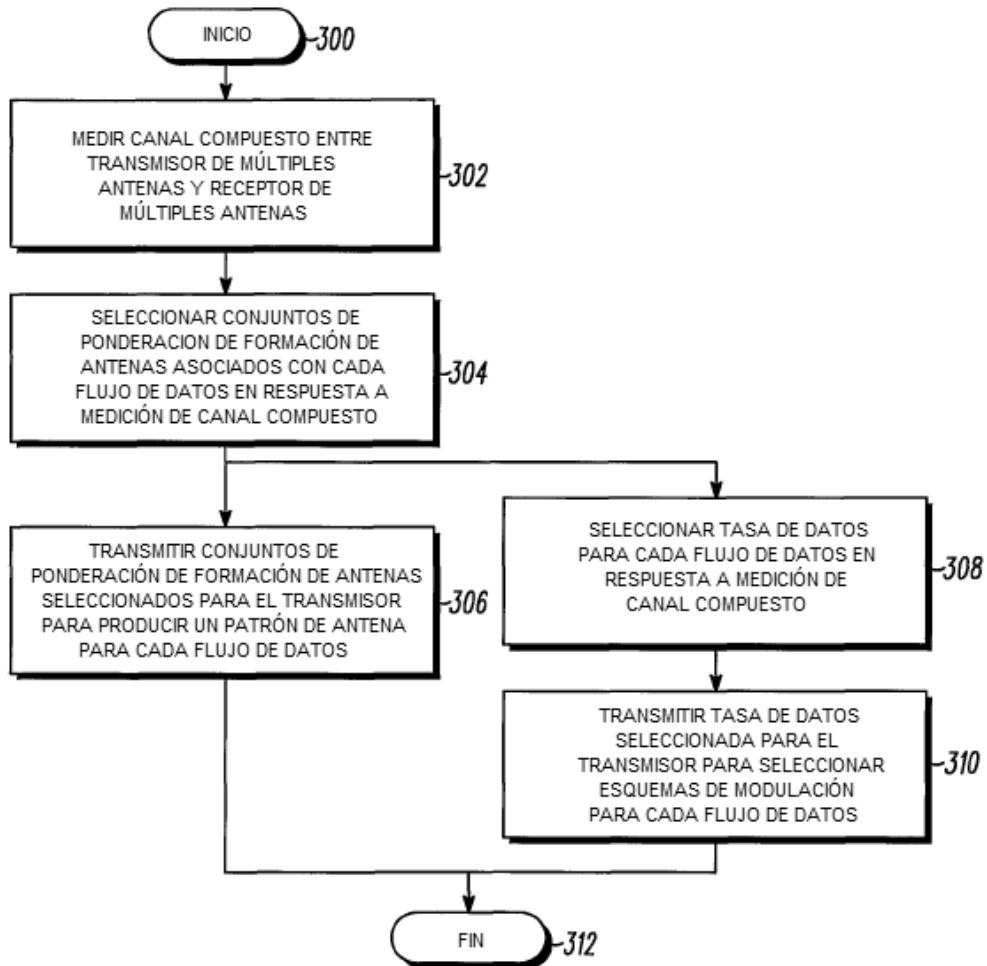


FIG. 6

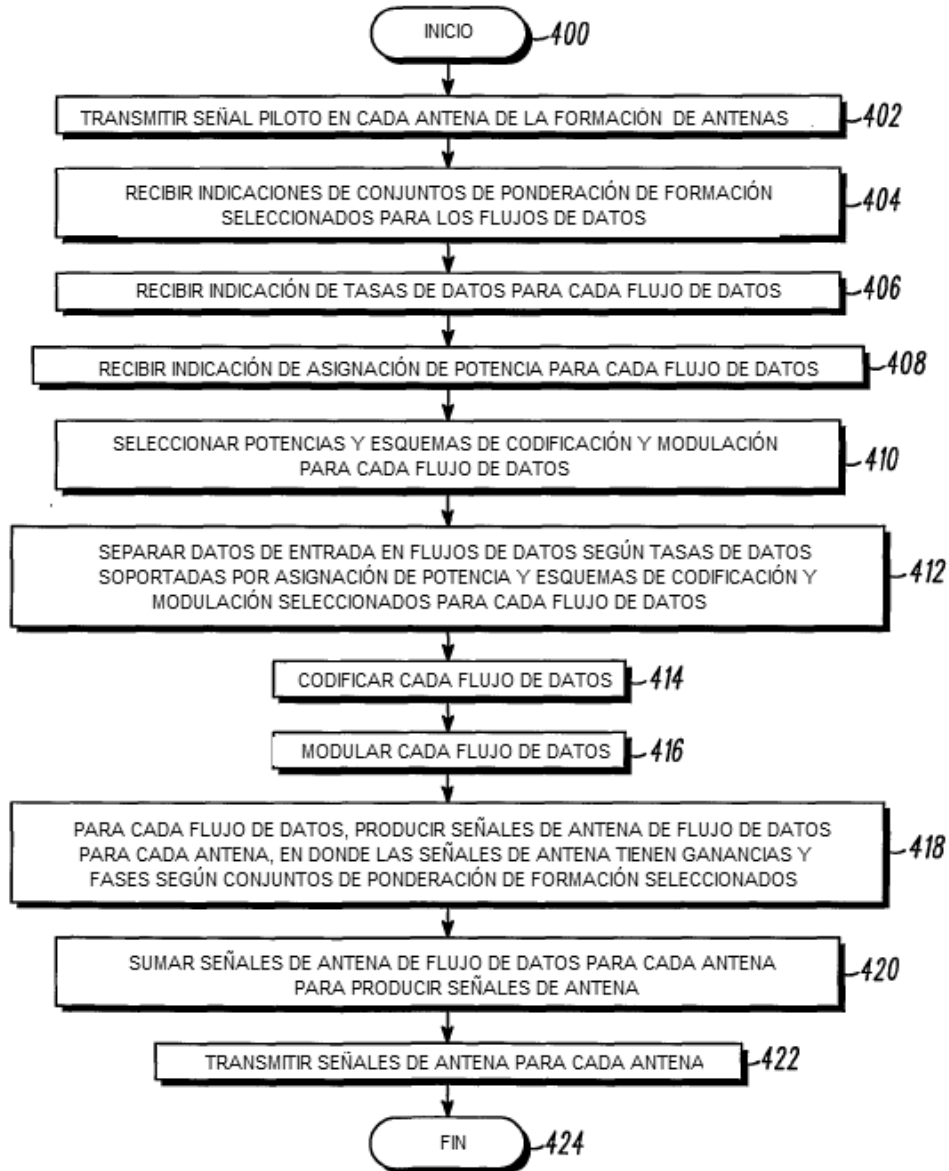


FIG. 7

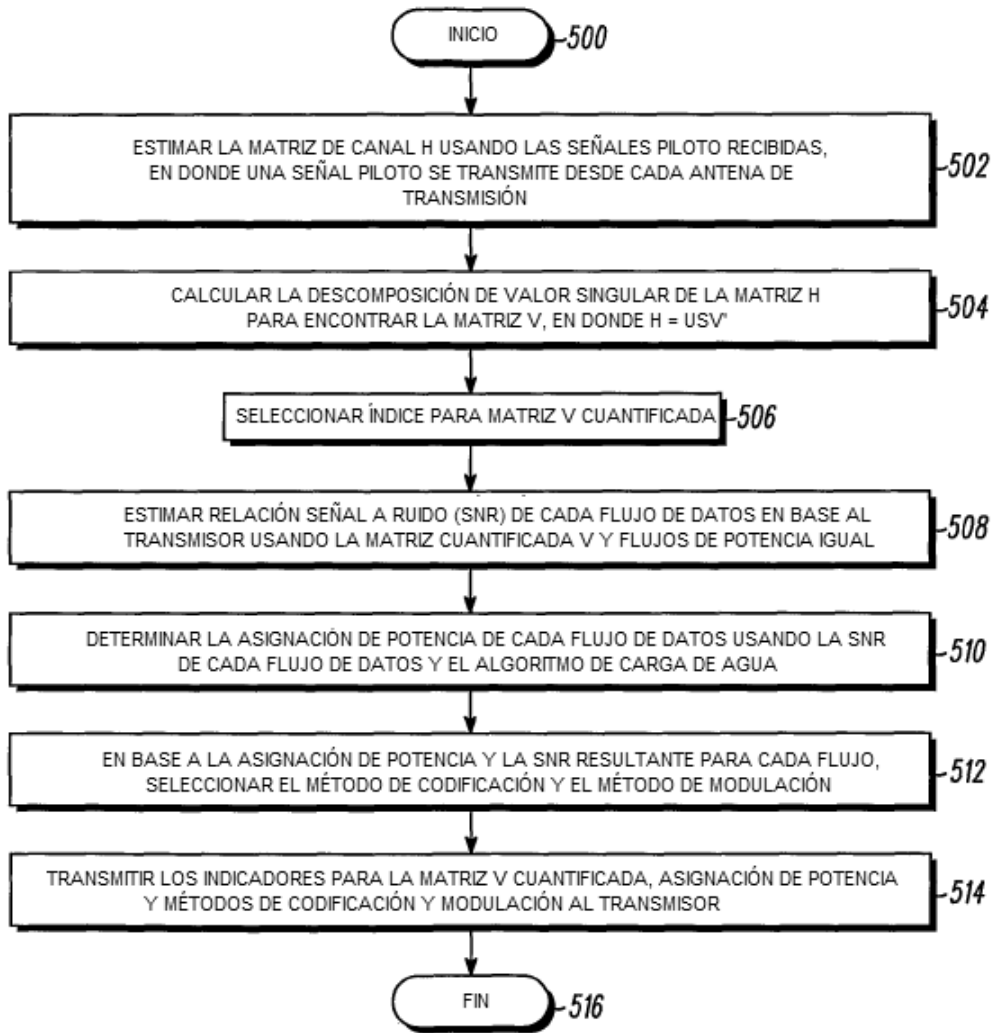


FIG. 8

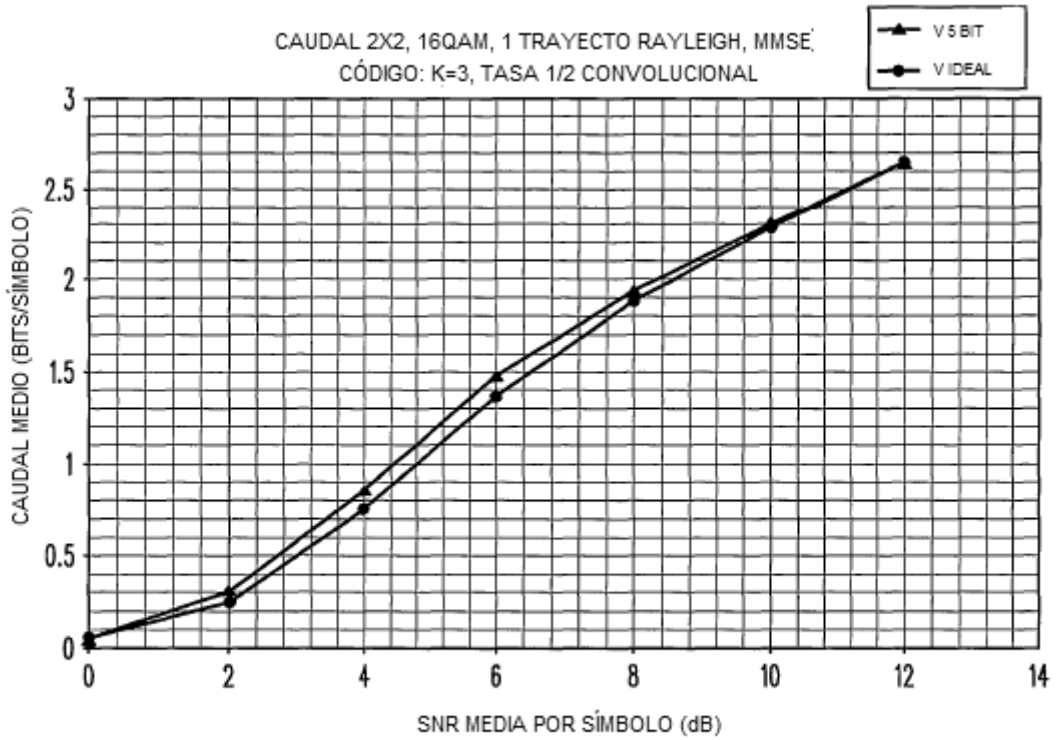


FIG. 9

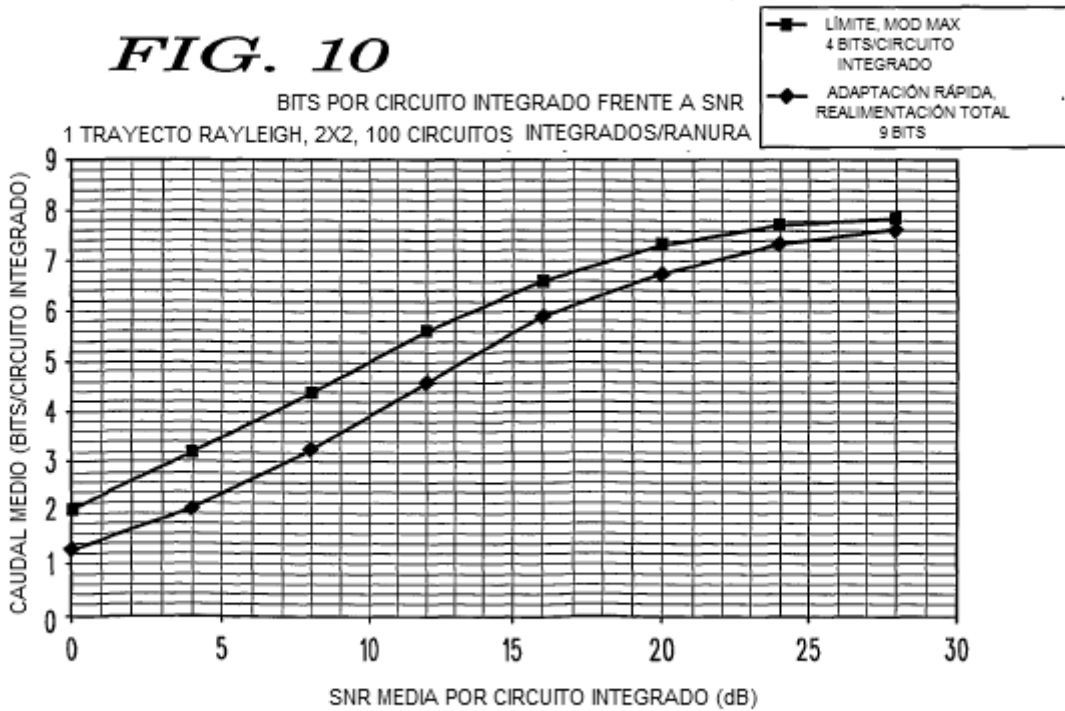


FIG. 10