

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 700 138**

51 Int. Cl.:

H04J 11/00 (2006.01)

H03D 1/00 (2006.01)

H04L 1/18 (2006.01)

H04L 1/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **09.09.2004 E 09174529 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **29.08.2018 EP 2146455**

54 Título: **Transmisión de redundancia incremental en un sistema de comunicación MIMO**

30 Prioridad:

09.09.2003 US 501777

18.12.2003 US 531391

15.03.2004 US 801624

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

14.02.2019

73 Titular/es:

QUALCOMM INCORPORATED (100.0%)

5775 Morehouse Drive

San Diego, CA 92121-1714, US

72 Inventor/es:

KADOUS, TAMER

74 Agente/Representante:

FORTEA LAGUNA, Juan José

ES 2 700 138 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

Transmisión de redundancia incremental en un sistema de comunicación MIMO.

5 ANTECEDENTES

I. Campo

10 [0001] La presente invención se refiere, en general, a la comunicación y, más específicamente, a técnicas para transmitir datos en un sistema de comunicación de entrada múltiple y salida múltiple (MIMO).

II. Antecedentes

15 [0002] Un sistema MIMO emplea múltiples antenas transmisoras (N_T) y múltiples antenas receptoras (N_R) para la transmisión de datos y se indica como un sistema (N_T, N_R). Un canal MIMO formado por las antenas transmisoras N_T y receptoras N_R puede descomponerse en N_S canales espaciales, donde $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$. El sistema MIMO puede proporcionar mayor capacidad de transmisión si los N_S canales espaciales creados por las múltiples antenas transmisoras y de recepción se usan para la transmisión de datos.

20 [0003] Un desafío importante en un sistema MIMO es la selección de una tasa adecuada para la transmisión de datos en base a condiciones de canal. Una "tasa" puede indicar una tasa de datos particular o tasa de bits de información, un esquema de codificación particular, un esquema de modulación particular, un tamaño de paquete de datos particular, y así sucesivamente. El objetivo de la selección de la tasa es maximizar el caudal en los N_S canales espaciales al tiempo que se cumplen determinados objetivos de calidad, que pueden cuantificarse mediante una particular tasa de error de paquete [PER] (por ejemplo, PER del 1%).

25 [0004] La capacidad de transmisión de un canal MIMO depende de las relaciones de señal/ruido e interferencia (SNR) logradas por los N_S canales espaciales. Las SNR dependen a su vez de las condiciones de canal. En un sistema MIMO convencional, un transmisor codifica, modula y transmite datos según una tasa que se selecciona basándose en un modelo de un canal MIMO estático. Se puede conseguir un buen rendimiento si el modelo es preciso y si el canal MIMO es relativamente estático (es decir, no cambia a lo largo del tiempo). En otro sistema MIMO convencional, un receptor estima el canal MIMO, selecciona una tasa adecuada basándose en las estimaciones de canal y envía la tasa seleccionada al transmisor. Entonces, el transmisor procesa y transmite datos según la tasa seleccionada. El rendimiento de este sistema depende de la naturaleza del canal MIMO y la precisión de las estimaciones de canal.

35 [0005] Para ambos sistemas MIMO convencionales descritos más arriba, el transmisor normalmente procesa y transmite cada paquete de datos con la tasa seleccionada para ese paquete de datos. El receptor descodifica cada paquete de datos transmitido por el transmisor y determina si el paquete está descodificado correctamente o con error. El receptor puede enviar de vuelta un acuse de recibo (ACK) si el paquete está descodificado correctamente o un acuse de recibo negativo (NAK) si el paquete está descodificado con error. El transmisor puede retransmitir cada paquete de datos descodificado con error por el receptor, en su totalidad, tras recibir un NAK desde el receptor para el paquete.

45 [0006] El rendimiento de ambos sistemas MIMO descritos más arriba es sumamente dependiente de la precisión de la selección de la tasa. Si la tasa seleccionada para un paquete de datos es demasiado conservadora (por ejemplo, porque la SNR real es mucho mejor que la estimación de la SNR), entonces se gastan excesivos recursos de sistema para transmitir el paquete de datos y la capacidad de canal está infrautilizada. A la inversa, si la tasa seleccionada para el paquete de datos es demasiado agresiva, entonces el receptor puede descodificarse el paquete con error y pueden gastarse recursos de sistema para retransmitir el paquete de datos. La selección de la tasa para un sistema MIMO supone un desafío debido a (1) mayor complejidad en la estimación de canal para un canal MIMO y (2) la naturaleza variable en el tiempo e independiente de los múltiples canales espaciales del canal MIMO.

50 [0007] El documento "A Novel HARQ and AMC Scheme Using Space-time Block Coding and Turbo Codes for Wireless Packet Data Transmission" ["Un esquema HARQ y AMC novedoso que usa codificación espacio-temporal por bloques y turbocódigos para la transmisión inalámbrica de datos en paquetes"], IEEE, vol. 2, 9 de abril de 2003, páginas 1046-1050, describe un esquema de diversidad de transmisores que usa ARQ Híbrido y Modulación y Codificación Adaptativa (AMC) con Codificación Espacio-Temporal por Bloques (STBC) y turbocódigos para la transmisión inalámbrica de datos en paquetes. Si se retransmite un paquete, se usa la combinación Chase para procesar los datos de paquete antiguos almacenados en almacén temporal y los datos actuales de paquete recibidos.

60 RESUMEN

[0008] Según aspectos de la invención, se proporciona un procedimiento de recepción de una transmisión de redundancia incremental (IR) en un sistema de comunicaciones de entrada múltiple (MIMO) inalámbrico, según la reivindicación 1, y se proporciona un aparato correspondiente según la reivindicación 7.

[0009] En el presente documento, se proporcionan técnicas para realizar la transmisión con redundancia incremental (IR) en un sistema MIMO. Inicialmente, un receptor o un transmisor en el sistema MIMO estima un canal MIMO y selecciona una tasa adecuada para la transmisión de datos en el canal MIMO. El transmisor está dotado de la tasa seleccionada si el receptor realiza la selección de la tasa.

[0010] El transmisor procesa (por ejemplo, codifica, divide, intercala y modula) un paquete de datos basándose en la tasa seleccionada y obtiene múltiples (N_B) bloques de símbolos de datos para el paquete de datos. El primer bloque de símbolos de datos normalmente contiene suficiente información para permitir que el receptor recupere el paquete de datos en condiciones de canal favorables. Cada uno de los bloques de símbolos de datos restantes contiene redundancia adicional para permitir que el receptor recupere el paquete de datos en condiciones de canal menos favorables. El transmisor transmite el primer bloque de símbolos de datos desde N_T antenas transmisoras hasta N_R antenas receptoras en el receptor. El transmisor transmite entonces los N_B bloques de símbolos de datos restantes, de uno en uno, hasta que el receptor recupere correctamente el paquete de datos o se transmitan todos los N_B bloques.

[0011] Si múltiples (N_p) bloques de símbolos de datos para N_p paquetes de datos van a transmitirse simultáneamente desde las N_T antenas transmisoras, entonces el transmisor procesa además estos N_p bloques de símbolos de datos de modo que los N_p paquetes de datos experimenten condiciones de canal similares. Esto permite usar una única tasa para todos los paquetes de datos transmitidos simultáneamente por el canal MIMO.

[0012] El receptor obtiene un bloque de símbolos recibido para cada bloque de símbolos de datos transmitido por el transmisor. El receptor "detecta" cada bloque de símbolos recibido para obtener un bloque de símbolos detectado, que es una estimación del bloque de símbolos de datos correspondiente. Entonces, el receptor procesa (por ejemplo, demodula, desintercala, reensambla y descodifica) todos los bloques de símbolos detectados obtenidos para el paquete de datos y proporciona un paquete descodificado. El receptor puede enviar de vuelta un ACK si el paquete descodificado está descodificado correctamente y un NAK si el paquete descodificado tiene errores. Si el paquete descodificado tiene errores, entonces el receptor repite el procesamiento cuando se obtiene otro bloque de símbolos recibido para otro bloque de símbolos de datos transmitido por el transmisor.

[0013] El receptor también puede recuperar el paquete de datos usando un esquema iterativo de detección y descodificación (IDD). Para el esquema IDD, siempre que se obtiene un nuevo bloque de símbolos recibido para el paquete de datos, se realizan la detección y la descodificación de manera iterativa múltiples (N_{dd}) veces en todos los bloques de símbolos recibidos para obtener el paquete descodificado. Un detector realiza la detección en todos los bloques de símbolos recibidos y proporciona bloques de símbolos detectados. Un descodificador realiza la descodificación en todos los bloques de símbolos detectados y proporciona al descodificador información *a priori*, que el detector usa en una iteración posterior. El paquete descodificado se genera basándose en la salida de descodificador para la última iteración.

[0014] A continuación, se describen en más detalle diversos aspectos y formas de realización de la invención.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

[0015] Las características y naturaleza de la presente invención resultarán más evidentes a partir de la descripción detallada expuesta a continuación cuando se tome juntamente con los dibujos en los que los símbolos de referencia similares se identifican correspondientemente de principio a fin y en los que:

- la FIG. 1 muestra un diagrama de bloques de un transmisor y un receptor en un sistema MIMO que implementa la transmisión IR;
- la FIG. 2 muestra un proceso para enviar y recibir una transmisión IR en el sistema MIMO;
- la FIG. 3 muestra un diagrama de sincronismo que ilustra la transmisión IR;
- la FIG. 4A muestra un procesador de datos de transmisión (TX) en el transmisor;
- la FIG. 4B muestra un turbocodificador dentro del procesador de datos TX;
- la FIG. 5 ilustra el procesamiento de un paquete de datos mediante el procesador de datos TX;
- las FIG. 6A a 6D muestran cuatro formas de realización de un procesador espacial de TX en el transmisor;
- las FIG. 7A y 7B muestran la demultiplexación de un bloque de símbolos de datos y dos bloques de símbolos de datos, respectivamente, para un sistema MIMO-OFDM a modo de ejemplo;
- la FIG. 8A muestra una forma de realización del receptor;
- la FIG. 8B muestra un procesador de datos de recepción (RX) en el receptor de la FIG. 8A;
- la FIG. 9A muestra un receptor que implementa la detección y descodificación iterativas; y
- la FIG. 9B muestra un turbodescodificador.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

[0016] El término "a modo de ejemplo" se usa en la presente para significar que "sirve como ejemplo, caso o ilustración". Cualquier forma de realización o diseño descritos en la presente como "a modo de ejemplo" no debe interpretarse necesariamente como preferido o ventajoso respecto a otras formas de realización o diseños.

[0017] Para un sistema MIMO con N_S canales espaciales, N_P paquetes de datos pueden transmitirse simultáneamente desde las N_T antenas transmisoras, donde $1 \leq N_P \leq N_S$. Puede usarse una única tasa para todos los paquetes de datos transmitidos simultáneamente, independientemente del valor de N_P . El uso de una única tasa puede simplificar el procesamiento tanto en el transmisor como en el receptor en el sistema MIMO.

[0018] La FIG. 1 muestra un diagrama de bloques de un transmisor 110 y un receptor 150 en un sistema MIMO 100 que implementa la transmisión IR. En el transmisor 110, un procesador de datos TX 120 recibe paquetes de datos desde una fuente de datos 112. El procesador de datos TX 120 procesa (por ejemplo, formatea, codifica, divide, intercala y modula) cada paquete de datos según una tasa seleccionada para ese paquete a fin de obtener N_B bloques de símbolos de datos para el paquete, donde $N_B > 1$ y puede depender de la tasa seleccionada. La tasa seleccionada para cada paquete de datos puede indicar la tasa de datos, el esquema de codificación o la tasa de codificación, el esquema de modulación, el tamaño de paquete, el número de bloques de símbolos de datos, y así sucesivamente, para ese paquete, que se indican mediante los diversos controles proporcionados por un controlador 140. Para la transmisión IR, los N_B bloques de símbolos de datos para cada paquete de datos se transmiten de uno en uno hasta que el receptor 150 descodifique correctamente el paquete o se hayan transmitido todos los N_B bloques de símbolos de datos.

[0019] Un procesador espacial de TX 130 recibe los bloques de símbolos de datos y realiza el procesamiento necesario para transmitir cada bloque de símbolos de datos desde todas las N_T antenas transmisoras en una ranura temporal (o simplemente, "ranura"). Una ranura es un periodo de tiempo predeterminado para el sistema MIMO 100. El procesador espacial de TX 130 puede realizar demultiplexación, procesamiento espacial, y así sucesivamente, como describe a continuación. Para cada ranura, el procesador espacial de TX 130 procesa un bloque de símbolos de datos, multiplexa en símbolos piloto según corresponda y proporciona N_T secuencias de símbolos de transmisión a una unidad transmisora (TMTR) 132. Cada símbolo de transmisión puede ser para un símbolo de datos o un símbolo piloto.

[0020] La unidad transmisora 132 recibe y acondiciona (por ejemplo, convierte a analógico, convierte de manera ascendente en frecuencia, filtra y amplifica) las N_T secuencias de símbolos de transmisión para obtener N_T señales moduladas. Cada señal modulada se transmite entonces desde una antena transmisora respectiva (no mostrada en la FIG. 1) y a través del canal MIMO al receptor 150. El canal MIMO distorsiona las N_T señales transmitidas con una respuesta de canal H y degrada además las señales transmitidas con ruido gaussiano blanco aditivo y, posiblemente, interferencia de otros transmisores.

[0021] En el receptor 150, las N_T señales transmitidas se reciben por cada N_R antena receptora (no mostradas en la FIG. 1), y las N_R señales recibidas desde las N_R antenas receptoras se proporcionan a una unidad receptora (RCVR) 154. La unidad receptora 154 acondiciona, digitaliza y preprocesa cada señal de recepción para obtener una secuencia de símbolos recibidos para cada ranura. La unidad receptora 154 proporciona N_R secuencias de símbolos recibidos (para datos) a un procesador espacial de RX 160 y símbolos piloto recibidos (para piloto) a un estimador de canal 172. El procesador espacial de RX 160 procesa (por ejemplo, detecta y multiplexa) las N_R secuencias de símbolos recibidos para cada ranura para obtener un bloque de símbolos detectado, que es una estimación del bloque de símbolos de datos enviado por el transmisor 110 para esa ranura.

[0022] Un procesador de datos RX 170 recibe todos los bloques de símbolos detectados que se han recibido para el paquete de datos que está recuperándose (es decir, el paquete "actual"), procesa (por ejemplo, demodula, desintercala, reensambla y descodifica) estos bloques de símbolos detectados según la tasa seleccionada, y proporciona un paquete descodificado, que es una estimación del paquete de datos enviado por el transmisor 110. El procesador de datos RX 170 también proporciona el estado del paquete descodificado, que indica si el paquete está descodificado correctamente o con errores.

[0023] El estimador de canal 172 procesa los símbolos piloto recibidos y/o los símbolos de datos recibidos para obtener estimaciones de canal (por ejemplo, estimaciones de ganancia de canal y estimaciones de SNR) para el canal MIMO. Un selector de tasa 174 recibe las estimaciones de canal y selecciona una tasa para el siguiente paquete de datos que va a transmitirse al receptor 150. Un controlador 180 recibe la tasa seleccionada desde el selector de tasa 174 y el estado de paquete desde el procesador de datos RX 170, y ensambla información de realimentación para el transmisor 110. La información de realimentación puede incluir la tasa seleccionada para el siguiente paquete, un ACK o un NAK para el paquete actual, y así sucesivamente. La información de realimentación se procesa por un procesador espacial/de datos TX 190, acondicionada además por una unidad transmisora 192, y se transmite a través de un canal de realimentación al transmisor 110.

[0024] En el transmisor 110, la(s) señal(es) transmitida(s) por el receptor 150 se recibe(n) y se acondiciona(n) mediante una unidad receptora 146 y se procesa(n) adicionalmente mediante un procesador de datos/espacial RX 148 para recuperar la información de realimentación enviada por el receptor 150. El controlador 140 recibe la información de realimentación recuperada, usa la tasa seleccionada para procesar el siguiente paquete de datos a enviar al receptor 150 y usa el ACK/NAK para controlar la transmisión IR del paquete actual.

[0025] Los controladores 140 y 180 dirigen la operación en el transmisor 110 y el receptor 150, respectivamente. Las unidades de memoria 142 y 182 proporcionan almacenamiento para datos y códigos de programa usados por los controladores 140 y 180, respectivamente. Las unidades de memoria 142 y 182 pueden ser internas a los controladores 140 y 180, como se muestra en la FIG. 1, o externas a estos controladores. Las unidades de procesamiento mostradas en la FIG. 1 se describen en detalle a continuación.

[0026] La FIG. 2 muestra un diagrama de flujo de un proceso 200 para enviar y recibir una transmisión IR en el sistema MIMO. Inicialmente, el receptor estima el canal MIMO basándose en símbolos de datos y/o piloto recibidos desde el transmisor (etapa 210). El receptor selecciona una única tasa para la transmisión de datos en el canal MIMO basándose en las estimaciones de canal y envía la tasa seleccionada al transmisor (etapa 212). El transmisor recibe la tasa seleccionada y codifica un paquete de datos según la tasa seleccionada para obtener un paquete codificado (etapa 220). El transmisor divide entonces el paquete codificado en N_B subpaquetes, donde N_B puede determinarse también mediante la tasa seleccionada, y procesa además cada subpaquete para obtener un bloque de símbolos de datos correspondiente (también en la etapa 220). El transmisor transmite un bloque de símbolos de datos por vez desde las N_T antenas transmisoras hasta que se transmitan todos los N_B bloques de símbolos de datos o se reciba un ACK desde el receptor para el paquete de datos (etapa 222).

[0027] El receptor recibe cada bloque de símbolos de datos transmitido a través de las N_R antenas receptoras (etapa 230). Siempre que se recibe un nuevo bloque de símbolos de datos, el receptor detecta y descodifica todos los bloques de símbolos de datos que se han recibido para el paquete de datos (etapa 232). El receptor también comprueba el paquete descodificado para determinar si el paquete está descodificado correctamente (bien) o con error (borrado) (también etapa 232). Si el paquete descodificado se borra, entonces el receptor puede enviar un NAK de vuelta al transmisor, que usa esta realimentación para iniciar la transmisión del siguiente bloque de símbolos de datos para el paquete de datos. Como alternativa, el transmisor puede enviar un bloque de símbolos de datos por vez hasta que se reciba un ACK desde el receptor, que puede o no enviar NAK (s) de vuelta. El receptor termina el procesamiento para el paquete de datos si el paquete está descodificado correctamente o si se han recibido todos los NB bloques de símbolos de datos para el paquete (etapa 234).

[0028] La FIG. 2 muestra una forma de realización específica para la transmisión IR en un sistema MIMO. La transmisión IR puede implementarse también de otras maneras, y esto está dentro del alcance de la invención. La transmisión IR puede implementarse en sistemas tanto dúplex por división de frecuencia (FDD) como dúplex por división de tiempo (TDD). Para un sistema FDD, el canal MIMO directo y el canal de realimentación usan diferentes bandas de frecuencia y es probable que observen diferentes condiciones de canal. En este caso, el receptor puede estimar el canal MIMO directo y enviar de vuelta la tasa seleccionada, como se muestra en la FIG. 2. Para un sistema TDD, el canal MIMO directo y el canal de realimentación comparten la misma banda de frecuencia y es probable que observen condiciones de canal similares. En este caso, el transmisor puede estimar el canal MIMO basándose en un piloto enviado por el receptor y usar esta estimación de canal para seleccionar la tasa para la transmisión de datos al receptor. La estimación de canal y la selección de la tasa se pueden realizar por el receptor, el transmisor, o ambos.

[0029] La FIG. 3 ilustra la transmisión IR en el sistema MIMO. El receptor estima el canal MIMO, selecciona una tasa r_1 y envía la tasa seleccionada al transmisor en la ranura 0. El transmisor recibe la tasa seleccionada desde el receptor, procesa un paquete de datos (Paquete 1) según la tasa seleccionada y transmite el primer bloque de símbolos de datos (Bloque 1) para el paquete de datos en la ranura 1. El receptor recibe, detecta y descodifica el primer bloque de símbolos de datos, determina que el Paquete 1 está descodificado con errores y envía de vuelta un NAK en la ranura 2. El transmisor recibe el NAK y transmite el segundo bloque de símbolos de datos (Bloque 2) para el Paquete 1 en la ranura 3. El receptor recibe el Bloque 2, detecta y descodifica los primeros dos bloques de símbolos de datos, determina que el Paquete 1 todavía está descodificado con errores y envía de vuelta un NAK en la ranura 4. La transmisión de bloque y la respuesta de NAK pueden repetirse cualquier número de veces. En el ejemplo mostrado en la FIG. 3, el transmisor recibe un NAK para el bloque de símbolos de datos N_x-1 y transmite el bloque de símbolos de datos N_x para el Paquete 1 en la ranura m , donde N_x es menor o igual que el número total de bloques para el Paquete 1. El receptor recibe, detecta y descodifica todos los N_x bloques de símbolos de datos recibidos para el Paquete 1, determina que el paquete está descodificado correctamente y envía de vuelta un ACK en la ranura $m+1$. El receptor también estima el canal MIMO, selecciona una tasa r_2 para el siguiente paquete de datos y envía la tasa seleccionada al transmisor en la ranura $m+1$. El transmisor recibe el ACK para el bloque de símbolos de datos N_x y termina la transmisión del Paquete 1. El transmisor también procesa el siguiente paquete de datos (Paquete 2) según la tasa seleccionada y transmite el primer bloque de símbolos de datos (Bloque 1) para el Paquete 2 en la ranura $m+2$. El procesamiento en el transmisor y el receptor continúa de igual manera para cada paquete de datos transmitido a través del canal MIMO.

[0030] Para la forma de realización mostrada en la FIG. 3, existe un retardo de una ranura para la respuesta de ACK/NAK desde el receptor para cada transmisión de bloque. Para mejorar la utilización de canal, pueden transmitirse múltiples paquetes de datos de manera entrelazada. Por ejemplo, pueden transmitirse paquetes de datos para un canal de tráfico en ranuras impares y pueden transmitirse paquetes de datos para otro canal de tráfico en ranuras pares. Más de dos canales de tráfico pueden entrelazarse también si el retardo de ACK/NAK es mayor que una ranura.

1. Transmisor

[0031] La **FIG. 4A** muestra un diagrama de bloques de una forma de realización del procesador de datos TX 120 dentro del transmisor 110. El procesador de datos TX 120 recibe paquetes de datos, procesa cada paquete basándose en su tasa seleccionada y proporciona N_B bloques de símbolos de datos para el paquete. La **FIG. 5** ilustra el procesamiento de un paquete de datos por el procesador de datos TX 120.

[0032] Dentro del procesador de datos TX 120, un generador de comprobación de redundancia cíclica (CRC) 412 recibe un paquete de datos, genera un valor de CRC para el paquete de datos y adjunta el valor de CRC al final del paquete de datos para formar un paquete formateado. El receptor usa el valor de CRC para comprobar si el paquete está descodificado correctamente o con errores. También pueden usarse otros códigos de detección de errores en lugar del CRC. Un codificador de corrección previa de errores (FEC) 414 codifica entonces el paquete formateado según un esquema de codificación o tasa de codificación indicada por la tasa seleccionada, y proporciona un paquete codificado o "palabra de código". La codificación aumenta la fiabilidad de la transmisión de datos. El codificador de FEC 414 puede implementar un código de bloque, un código convolutivo, un turbocódigo, algún otro código o una combinación de los mismos.

[0033] La **FIG. 4B** muestra un diagrama en bloques de un codificador convolutivo concatenado paralelo (o turbocodificador) 414a, que puede usarse para el codificador de FEC 414 en la **FIG. 4A**. El turbocodificador 414a incluye dos codificadores convolutivos componentes 452a y 452b, un intercalador de código 454 y un multiplexor (MUX) 456. El intercalador de código 454 intercala los bits de datos en el paquete formateado (indicado como $\{d\}$) según un esquema de intercalación de códigos. El codificador componente 452a recibe y codifica los bits de datos con un primer código componente y proporciona primeros bits de paridad (indicados como $\{c_{p1}\}$). De manera similar, el codificador componente 452b recibe y codifica los bits de datos intercalados desde el intercalador de código 454 con un segundo código componente y proporciona segundos bits de paridad (indicados como $\{c_{p2}\}$). Los codificadores componentes 452a y 452b pueden implementar dos códigos componentes sistemáticos recursivos con tasas de codificación de R_1 y R_2 , respectivamente, donde R_1 puede o no ser igual a R_2 . El multiplexor 456 recibe y multiplexa los bits de datos y los bits de paridad desde los codificadores componentes 452a y 452b y proporciona el paquete codificado de bits de código (indicados como $\{c\}$). El paquete codificado incluye los bits de datos $\{d\}$, que también se denominan bits sistemáticos y se indican como $\{c_{datos}\}$, seguidos de los primeros bits de paridad $\{c_{p1}\}$, y seguidos posteriormente por los segundos bits de paridad $\{c_{p2}\}$.

[0034] En referencia de nuevo a la **FIG. 4A**, una unidad de división 416 recibe y divide el paquete codificado en N_B subpaquetes codificados, donde N_B puede depender de la tasa seleccionada e indicarse mediante un control de división desde el controlador 140. El primer subpaquete codificado normalmente contiene todos los bits sistemáticos y cero o más bits de paridad. Esto permite al receptor recuperar el paquete de datos con sólo el primer subpaquete codificado en condiciones de canal favorables. Los otros N_B-1 subpaquetes codificados contienen los restantes primeros y segundos bits de paridad. Cada uno de estos N_B-1 subpaquetes codificados normalmente contiene algunos primeros bits de paridad y algunos segundos bits de paridad, tomándose los bits de paridad a lo largo de todo el paquete de datos. Por ejemplo, si $N_B = 8$ y se da a los restantes primeros y segundos bits de paridad índices empezando con 0, entonces el segundo subpaquete codificado puede contener los bits 0, 7, 14,... de los restantes primeros y segundos bits de paridad, el tercer subpaquete codificado puede contener los bits 1, 8, 15,... de los restantes primeros y segundos bits de paridad, y así sucesivamente, y el octavo y último subpaquete codificado puede contener los bits 6, 13, 20,... de los restantes primeros y segundos bits de paridad. Puede conseguirse un rendimiento de descodificación mejorado esparciendo los bits de paridad entre los otros N_B-1 subpaquetes codificados.

[0035] Un intercalador de canal 420 incluye N_B intercaladores de bloques 422a a 422nb que reciben los N_B subpaquetes codificados desde la unidad de división 416. Cada intercalador de bloques 422 intercala (es decir, reordena) los bits de código para su subpaquete según un esquema de intercalación y proporciona un subpaquete intercalado. La intercalación proporciona diversidad temporal, de frecuencia y/o espacial para los bits de código. Un multiplexor 424 se acopla a todos los N_B intercaladores de bloques 422a a 422nb y proporciona los N_B subpaquetes intercalados, un subpaquete por vez y, si se le instruye, un control de transmisión IR desde el controlador 140. En particular, el multiplexor 424 proporciona en primer lugar el subpaquete intercalado desde el intercalador de bloques 422a, a continuación, el subpaquete intercalado desde el siguiente intercalador de bloques 422b, y así sucesivamente, y en último lugar el subpaquete intercalado desde el intercalador de bloques 422nb. El multiplexor 424 proporciona el siguiente subpaquete intercalado si se recibe un NAK para el paquete de datos. Todos los N_B intercaladores de bloques 422a a 422nb pueden purgarse siempre que se reciba un ACK.

[0036] Una unidad de correlación de símbolos 426 recibe los subpaquetes intercalados desde el intercalador de canal 420 y correlaciona los datos intercalados en cada subpaquete con símbolos de modulación. La correlación de símbolos se realiza según un esquema de modulación indicado por la tasa seleccionada. La correlación de símbolos puede conseguirse (1) agrupando conjuntos de B bits para formar valores binarios de B bits, donde $B \geq 1$ y (2) correlacionando cada valor binario de B bits con un punto en una constelación de señales que tiene 2^B puntos. Esta constelación de señales corresponde al esquema de modulación seleccionado, que puede ser BPSK, QPSK, 2^B -PSK, 2^B -QAM, y así sucesivamente. Según se usa en el presente documento, un "símbolo de datos" es un símbolo de modulación para datos, y un "símbolo piloto" es un símbolo de modulación para piloto. La unidad de correlación de

símbolos 426 proporciona un bloque de símbolos de datos para cada subpaquete codificado, como se muestra en la FIG. 5.

[0037] Para cada paquete de datos, el procesador de datos TX 120 proporciona N_B bloques de símbolos de datos, que incluyen en conjunto N_{SIM} símbolos de datos y pueden indicarse como $\{s\} = [s_1 s_2 \dots s_{N_{SIM}}]$. Cada símbolo de datos s_i , donde $i = 1 \dots N_{SIM}$, se obtiene correlacionando B bits de código de la manera siguiente: $s_i = \text{corr}(\underline{b}_i)$ donde $\underline{b}_i = [b_{i,1} b_{i,2} \dots b_{i,B}]$.

[0038] Las técnicas de transmisión IR descritas en el presente documento pueden implementarse en un sistema MIMO de única portadora que utiliza una portadora para la transmisión de datos y un sistema MIMO de múltiples portadoras que utiliza múltiples portadoras para la transmisión de datos. Pueden proporcionarse múltiples portadoras mediante multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), otras técnicas de modulación de múltiples portadoras, o algunas otras construcciones. La OFDM divide de manera eficaz el ancho de banda de sistema global en múltiples (N_F) subbandas ortogonales, que también se denominan normalmente tonos, contenedores o canales de frecuencia. Con OFDM, cada subbanda está asociada a una portadora respectiva que puede modularse con datos.

[0039] El procesamiento realizado por el procesador espacial de TX 130 y la unidad transmisora 132 dentro del transmisor 110 depende de si uno o múltiples paquetes de datos se transmiten simultáneamente, y si se usan una o múltiples portadoras para la transmisión de datos. Algunos diseños a modo de ejemplo para estas dos unidades se describen a continuación. Para mayor simplicidad, la siguiente descripción supone un canal MIMO de rango completo con $N_S = N_T \leq N_R$. En este caso, un símbolo de modulación puede transmitirse desde cada una de las N_T antenas transmisoras para cada subbanda en cada periodo de símbolos.

[0040] La FIG. 6A muestra un diagrama de bloques de un procesador espacial de TX 130a y una unidad transmisora 132a, que puede usarse para la transmisión IR de un paquete por vez en un sistema MIMO de única portadora. El procesador espacial de TX 130a incluye un multiplexor/demultiplexor (MUX/DEMUX) 610 que recibe un bloque de símbolos de datos y demultiplexa los símbolos de datos en el bloque en N_T subbloques para las N_T antenas transmisoras. El multiplexor/demultiplexor 610 también multiplexa en símbolos piloto (por ejemplo, a modo de multiplexación por división de tiempo (TDM)) y proporciona N_T secuencias de símbolos de transmisión para las N_T antenas transmisoras. Cada secuencia de símbolos de transmisión se designa para la transmisión desde una antena transmisora en una ranura. Cada símbolo de transmisión puede ser para un símbolo de datos o un símbolo piloto.

[0041] La unidad transmisora 132a incluye N_T unidades de TX de RF 652a a 652t para las N_T antenas transmisoras. Cada unidad de TX de RF 652 recibe y acondiciona una secuencia de símbolos de transmisión respectiva desde el procesador espacial de TX 130a para generar una señal modulada. N_T señales moduladas desde las unidades de TX de RF 652a a 652t se transmiten desde las N_T antenas transmisoras 672a a 672t, respectivamente.

[0042] La FIG. 6B muestra un diagrama de bloques de un procesador espacial de TX 130b y la unidad transmisora 132a, que pueden usarse para la transmisión IR de múltiples paquetes simultáneamente en un sistema MIMO de única portadora. El procesador espacial de TX 130b incluye una unidad de multiplicación de matrices 620 que recibe N_P bloques de símbolos de datos para la transmisión en una ranura, donde $1 \leq N_P \leq N_S$. La unidad 620 realiza la multiplicación matricial de los símbolos de datos en los N_P bloques con una matriz de base de transmisión y una matriz diagonal de la manera siguiente:

$$\underline{\tilde{s}} = \underline{MAs} \quad , \quad \text{Ec. (1)}$$

donde s es un vector de datos $\{N_T \times 1\}$;
 $\underline{\tilde{s}}$ es un vector de datos $\{N_T \times 1\}$ preacondicionado;
 \underline{M} es una matriz de base de transmisión $\{N_T \times N_T\}$, que es una matriz unitaria; y
 A es una matriz diagonal $\{N_T \times N_T\}$.

[0043] El vector s incluye N_T entradas para las N_T antenas transmisoras, asignándose a N_P entradas N_P símbolos de datos desde los N_P bloques y asignándose cero a las restantes $N_T - N_P$ entradas. El vector $\underline{\tilde{s}}$ incluye N_T entradas para N_T símbolos preacondicionados que van a enviarse desde las N_T antenas transmisoras en un periodo de símbolos. La matriz de base de transmisión \underline{M} permite enviar cada bloque de símbolos de datos desde todas las N_T antenas transmisoras. Esto permite que todos los N_P bloques de símbolos de datos experimenten condiciones de canal similares y permite además usar una única tasa para todos los N_P paquetes de datos. La matriz \underline{M} también permite utilizar toda la potencia P_{ant} de cada antena transmisora para la transmisión de datos. La matriz \underline{M} puede definirse como

$$\underline{M} = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \underline{U} \quad , \quad \text{donde } \underline{U} \text{ es una matriz de Walsh-Hadamard. La matriz } \underline{M} \text{ puede definirse también como}$$

$$\underline{M} = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \underline{V} \quad , \quad \text{donde } \underline{V} \text{ es una matriz de transformada discreta de Fourier (DFT) definiéndose la entrada } (k,i) \text{ ésimas}$$

como $v_{m,n} = e^{-j2\pi \frac{(m-1)(n-1)}{N_T}}$, donde m es un índice de fila y n es un índice de columna para la matriz \mathbf{V} , con $m = 1 \dots N_T$ y $n = 1 \dots N_T$. La matriz diagonal A puede usarse para asignar diferentes potencias de transmisión a los N_p bloques de símbolos de datos, manteniéndose la conformidad a la limitación de potencia de transmisión total de P_{tot} para cada antena transmisora. La respuesta de canal "eficaz" observada por el receptor entonces es $\mathbf{H}_{ef} = \mathbf{H}\mathbf{M}$. Este esquema de transmisión se describe en más detalle en la Solicitud de Patente Estadounidense de titularidad compartida con n.º de Serie 10/367.234, titulada "Rate Adaptive Transmission Scheme for MIMO Systems" ["Esquema de Transmisión Adaptable a Tasas para Sistemas MIMO"], presentada el 14 de febrero de 2003.

[0044] Un multiplexor 622 recibe los símbolos precondicionados desde la unidad 620 de multiplicación matricial, los multiplexa en símbolos piloto y proporciona N_T secuencias de símbolos de transmisión para las N_T antenas transmisoras. La unidad 132a transmisora recibe y acondiciona las N_T secuencias de símbolos de transmisión y genera N_T señales moduladas.

[0045] La FIG. 6C muestra un diagrama de bloques del procesador espacial de TX 130a y una unidad transmisora 132b, que puede usarse para la transmisión IR de un paquete por vez en un sistema MIMO-OFDM. Dentro del procesador espacial de TX 130a, el multiplexor/demultiplexor 610 recibe y demultiplexa los símbolos de datos, los multiplexa en símbolos piloto y proporciona N_T secuencias de símbolos de transmisión para las N_T antenas transmisoras.

[0046] La unidad transmisora 132b incluye N_T moduladores OFDM 660a a 660t y N_T unidades de TX de RF 666a a 666t para las N_T antenas transmisoras. Cada modulador OFDM 660 incluye una unidad de transformada rápida de Fourier inversa (IFFT) 662 y un generador de prefijo cíclico 664. Cada modulador OFDM 660 recibe una respectiva secuencia de símbolos de transmisión desde el procesador espacial de TX 130a y agrupa cada conjunto de N_F símbolos de transmisión y valores de señal cero para las N_F subbandas. (Las subbandas no usadas para la transmisión de datos se llenan con ceros). La unidad de IFFT 662 transforma cada conjunto de N_F símbolos de transmisión y ceros al dominio temporal usando una transformada rápida de Fourier inversa de N_F puntos y proporciona un símbolo transformado correspondiente que contiene N_F elementos de código. El generador de prefijo cíclico 664 repite una parte de cada símbolo transformado para obtener un símbolo de OFDM correspondiente que contiene $N_F + N_{cp}$ elementos de código. La parte repetida se denomina prefijo cíclico, y N_{cp} indica el número de elementos de código que se repiten. El prefijo cíclico garantiza que el símbolo OFDM retiene sus propiedades ortogonales en presencia del ensanchamiento de retardo de multitraectoria provocado por el desvanecimiento selectivo de frecuencia (es decir, una respuesta de frecuencia que no es plana). El generador de prefijo cíclico 664 proporciona una secuencia de símbolos de OFDM para la secuencia de símbolos de transmisión, que se acondiciona adicionalmente mediante una unidad de TX de RF 666 asociada para generar una señal modulada.

[0047] La FIG. 7A muestra la demultiplexación de un bloque de símbolos de datos para un sistema MIMO-OFDM a modo de ejemplo con cuatro antenas transmisoras ($N_T=4$) y 16 subbandas ($N_F=16$). El bloque de símbolos de datos puede indicarse como $\{s\} = [s_1 s_2 \dots s_{N_{SIM}}]$. Para la forma de realización mostrada en la FIG. 7A, la demultiplexación se realiza de modo que los primeros cuatro símbolos de datos s_1 a s_4 en el bloque se envían por la subbanda 1 de las antenas transmisoras 1 a 4, respectivamente, los siguientes cuatro símbolos de datos s_5 a s_8 se envían por la subbanda 2 de las antenas transmisoras 1 a 4, respectivamente, y así sucesivamente.

[0048] La FIG. 6D muestra un diagrama de bloques de un procesador espacial de TX 130c y la unidad transmisora 132b, que pueden usarse para la transmisión IR de múltiples paquetes simultáneamente en un sistema MIMO-OFDM. Dentro del procesador espacial de TX 130c, un multiplexor/demultiplexor 630 recibe N_p bloques de símbolos de datos, donde $1 \leq N_p \leq N_S$, y proporciona los símbolos de datos en cada bloque a diferentes subbandas y diferentes antenas transmisoras, según se ilustra a continuación. El multiplexor/demultiplexor 630 también multiplexa en símbolos piloto y proporciona N_T secuencias de símbolos de transmisión para las N_T antenas transmisoras.

[0049] La FIG. 7B muestra una forma de realización de la multiplexación/demultiplexación de dos bloques de símbolos de datos ($N_p = 2$) para el sistema MIMO-OFDM a modo de ejemplo con cuatro antenas transmisoras ($N_T=4$) y 16 subbandas. Para el primer bloque de símbolos de datos, los primeros cuatro símbolos de datos $s_{1,1}$, $s_{1,2}$, $s_{1,3}$ y $s_{1,4}$ se transmiten por las subbandas 1, 2, 3 y 4, respectivamente, de las antenas transmisoras 1, 2, 3 y 4, respectivamente. Los siguientes cuatro símbolos de datos $s_{1,5}$, $s_{1,6}$, $s_{1,7}$ y $s_{1,8}$ se solapan y se transmiten por las subbandas 5, 6, 7 y 8, respectivamente, de las antenas transmisoras 1, 2, 3 y 4, respectivamente. Para el segundo bloque de símbolos de datos, los primeros cuatro símbolos de datos $s_{2,1}$, $s_{2,2}$, $s_{2,3}$ y $s_{2,4}$ se transmiten por las subbandas 1, 2, 3 y 4, respectivamente, de las antenas transmisoras 3, 4, 1 y 2, respectivamente. Los siguientes cuatro símbolos de datos $s_{2,5}$, $s_{2,6}$, $s_{2,7}$ y $s_{2,8}$ se solapan y se transmiten por las subbandas 5, 6, 7 y 8, respectivamente, de las antenas transmisoras 3, 4, 1 y 2, respectivamente. Para la forma de realización mostrada en la FIG. 7B, el conjunto de N_F valores del dominio de la frecuencia para cada antena transmisora para cada periodo de símbolos incluye símbolos de transmisión para algunas subbandas y ceros para otras subbandas.

[0050] La FIG. 7B muestra la transmisión de dos bloques de símbolos de datos simultáneamente a través de las N_F subbandas y N_T antenas transmisoras. En general, cualquier número de bloques de símbolos de datos puede transmitirse simultáneamente por las subbandas y antenas transmisoras. Por ejemplo, uno, dos, tres, o cuatro bloques

de símbolos de datos pueden transmitirse simultáneamente en la FIG. 7B. Sin embargo, el número de bloques de símbolos de datos que pueden transmitirse de manera fiable al mismo tiempo depende del rango del canal MIMO, de modo que N_p debe ser menor o igual que N_s . El esquema de transmisión mostrado en la FIG. 7B permite una fácil adaptación de la transmisión de diferentes números de bloques de símbolos de datos simultáneamente, basándose en el rango del canal MIMO.

[0051] Para la forma de realización mostrada en la FIG. 7B, cada bloque de símbolos de datos se transmite diagonalmente a través de las N_F subbandas y desde todas las N_T antenas transmisoras. Esto proporciona diversidad tanto de frecuencia como espacial para todos los N_p bloques de símbolos de datos que se transmiten simultáneamente, lo que permite usar una única tasa para todos los paquetes de datos. Sin embargo, también pueden usarse diferentes tasas para diferentes paquetes de datos transmitidos simultáneamente. El uso de diferentes tasas puede proporcionar un mejor rendimiento para algunos receptores tales como, por ejemplo, un receptor lineal que no implementa el esquema IDD. La transmisión IR de múltiples paquetes de datos con diferentes tasas simultáneamente se describe en la Solicitud de Patente Estadounidense de titularidad compartida con n.º de Serie 10/785.292, titulada "Incremental Redundancy Transmission for Multiple Parallel Channels in a MIMO Communication System" ["Transmisión de Redundancia Incremental para Múltiples Canales Paralelos en un Sistema de Comunicación MIMO"] presentada el 23 de febrero de 2004.

[0052] La multiplexación/demultiplexación puede realizarse también de otras maneras al tiempo que se consigue diversidad tanto de frecuencia como espacial. Por ejemplo, la multiplexación/demultiplexación puede ser tal que todas las N_F subbandas de cada antena transmisora se usen para transportar símbolos de transmisión. Puesto que toda la potencia de cada antena transmisora se limita a P_{ant} , la magnitud de la potencia de transmisión disponible para cada símbolo de transmisión depende del número de subbandas que transporten símbolos de transmisión.

[0053] En referencia de nuevo a la FIG. 6D, la unidad transmisora 132b recibe y acondiciona las N_T secuencias de símbolos de transmisión desde el procesador espacial de TX 130c y genera N_T señales moduladas.

2. Receptor

[0054] La FIG. 8A muestra un diagrama de bloques de un receptor 150a, que es una forma de realización del receptor 150 en la FIG. 1. En el receptor 150a, N_R antenas receptoras 810a a 810r reciben las N_T señales moduladas transmitidas por el transmisor 110 y proporcionan N_R señales recibidas a N_R unidades de RX de RF 812a a 812r, respectivamente, dentro de la unidad receptora 154. Cada unidad de RX de RF 812 acondiciona y digitaliza su señal recibida y proporciona un flujo de símbolos, o elementos de código. Para un sistema MIMO de única portadora no son necesarios los demoduladores de OFDM 814a a 814r, y cada unidad de RX de RF 812 proporciona un flujo de elementos de código directamente a un demultiplexor 816 respectivo. Para un sistema MIMO-OFDM, cada unidad de RX de RF 812 proporciona un flujo de elementos de código a un respectivo demodulador OFDM 814. Cada demodulador OFDM 814 realiza una demodulación OFDM en su flujo de elementos de código (1) eliminando el prefijo cíclico en cada símbolo OFDM recibido para obtener un símbolo transformado recibido y (2) transformando cada símbolo transformado recibido al dominio de la frecuencia con una transformada rápida de Fourier (FFT), para obtener N_F símbolos recibidos para las N_F subbandas. Para ambos sistemas, los demultiplexores 816a a 816r reciben N_R flujos de símbolos desde las unidades de RX de RF 812 o los demoduladores OFDM 814, proporcionan N_R secuencias de símbolos recibidos (para datos) para cada ranura al procesador espacial de RX 160a y proporcionan símbolos piloto recibidos al estimador de canal 172.

[0055] El procesador espacial de RX 160a incluye un detector 820 y un multiplexor 822. El detector 820 realiza procesamiento (o "detección") espacial o espacio-temporal en las N_R secuencias de símbolos recibidos para obtener N_T secuencias de símbolos detectados. Cada símbolo detectado es una estimación de un símbolo de datos transmitido por el transmisor. El detector 820 puede implementar un detector de máxima relación de combinación (MRC), un detector lineal forzador de ceros (ZF) (que también se denomina detector de inversión de matriz de correlación de canal (CCMI)), un detector de error cuadrático medio mínimo (MMSE), un ecualizador lineal MMSE (MMSE-LE), un ecualizador de realimentación de decisión (DFE) o algún otro detector/ecualizador. La detección puede realizarse basándose en una estimación de la matriz de respuesta de canal \mathbf{H} si no se realiza procesamiento espacial en el transmisor. Como alternativa, la detección puede realizarse basándose en la matriz de respuesta eficaz de canal $\mathbf{H}_{ef}=\mathbf{H}\mathbf{M}$, si los símbolos de datos se premultiplican por la matriz de base de transmisión \mathbf{M} en el transmisor para un sistema MIMO de única portadora. Para mayor simplicidad, la siguiente descripción supone que no se usó la matriz de base de transmisión \mathbf{M} .

[0056] El modelo para un sistema MIMO-OFDM puede expresarse como:

$$\underline{\mathbf{r}}(k) = \underline{\mathbf{H}}(k)\underline{\mathbf{s}}(k) + \underline{\mathbf{n}}(k) \quad , \quad \text{para } k = 1 \dots N_F, \quad \text{Ec. (2)}$$

donde $\underline{\mathbf{s}}(k)$ es un vector de datos $\{N_T \times 1\}$ con N_T entradas para N_T símbolos de datos transmitidos desde las N_T antenas transmisoras en la subbanda k ;

$\mathbf{r}(k)$ es un vector de recepción $\{N_R \times 1\}$ con N_R entradas para N_R símbolos recibidos obtenidos a través de las N_R antenas receptoras en la subbanda k ;

$\mathbf{H}(k)$ es la matriz de respuesta de canal $\{N_R \times N_T\}$ para la subbanda k ; y

$\mathbf{n}(k)$ es un vector de ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN).

5 Se supone que el vector $\mathbf{n}(k)$ tiene una media de cero y una matriz de covarianza de $\Delta_n = \sigma^2 \mathbf{I}$, donde σ^2 es la varianza del ruido e \mathbf{I} es la matriz de identidad, con unos a lo largo de la diagonal y ceros en el resto.

10 **[0057]** Para un sistema MIMO-OFDM, el receptor realiza la detección por separado para cada una de las subbandas usadas para la transmisión de datos. La siguiente descripción es para una subbanda y , para mayor simplicidad, el índice de subbanda k se omite en la derivación matemática. La siguiente descripción también es aplicable a un sistema MIMO de única portadora. Para mayor simplicidad, se supone que el vector \underline{s} incluye N_T símbolos de datos enviados desde las N_T antenas transmisoras.

15 **[0058]** El procesamiento espacial mediante un detector de MRC puede expresarse como:

$$\hat{\underline{s}}_{mrc} = \mathbf{W}_{mrc}^H \mathbf{r} \quad , \quad \text{Ec. (3)}$$

donde \mathbf{W}_{mrc} es la respuesta del detector de MRC, que es $\mathbf{W}_{mrc} = \mathbf{H}$;

$\hat{\underline{s}}_{mrc}$ es un vector de símbolos detectados $\{N_T \times 1\}$ para el detector de MRC; y

" H " indica la traspuesta conjugada.

20 El símbolo detectado para la antena transmisora i puede expresarse como $\hat{s}_{mrc,i} = \mathbf{w}_{mrc,i}^H \mathbf{r}$, donde $\mathbf{w}_{mrc,i}$ es la columna i -ésima de \mathbf{W}_{mrc} y viene dada como $\mathbf{w}_{mrc,i} = \mathbf{h}_i$, donde \mathbf{h}_i es el vector de respuesta de canal entre la antena transmisora i y las N_R antenas receptoras.

25 **[0059]** El procesamiento espacial mediante un detector de MMSE puede expresarse como:

$$\hat{\underline{s}}_{mmse} = \mathbf{W}_{mmse}^H \mathbf{r} \quad , \quad \text{Ec. (4)}$$

30 donde $\mathbf{W}_{mmse} = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}$ para el detector de MMSE. La respuesta del detector de MMSE para la antena transmisora i puede expresarse como $\mathbf{w}_{mmse,i} = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{h}_i$.

[0060] El procesamiento espacial mediante un detector forzador de ceros puede expresarse como:

$$\hat{\underline{s}}_{zf} = \mathbf{W}_{zf}^H \mathbf{r} \quad , \quad \text{Ec. (5)}$$

35 donde $\mathbf{W}_{zf} = \mathbf{H}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}$ para el detector forzador de ceros. La respuesta del detector forzador de ceros para la antena transmisora i puede expresarse como $\mathbf{w}_{zf} = \mathbf{h}_i(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}$.

40 **[0061]** Para cada ranura, el detector 820 proporciona N_T secuencias de símbolos detectados que corresponden a las N_T entradas de $\hat{\underline{s}}$. El multiplexor 822 recibe las N_T secuencias de símbolos detectados desde el detector 820 y realiza un procesamiento complementario al realizado por el procesador espacial de TX 130 en el transmisor. Si sólo se transmite un bloque de símbolos de datos en cada ranura, tal como para el procesador espacial de TX 130a en las FIG. 6A y 6C, entonces el multiplexor 822 multiplexa los símbolos detectados en las N_T secuencias en un bloque de símbolos detectados. Si múltiples bloques de símbolos de datos se transmiten en cada ranura, tal como para los procesadores espaciales de TX 130b y 130c en las FIG. 6B y 6D, respectivamente, entonces el multiplexor 822 multiplexa y demultiplexa los símbolos detectados en las N_T secuencias en N_P bloques de símbolos detectados (no mostrados en la FIG. 8A). En cualquier caso, cada bloque de símbolos detectados es una estimación de un bloque de símbolos de datos transmitido por el transmisor.

50 **[0062]** El estimador de canal 172 estima la matriz de respuesta de canal \mathbf{H} para el canal MIMO y el umbral de ruido en el receptor (por ejemplo, basándose en símbolos piloto recibidos) y proporciona estimaciones de canal al controlador 180. Dentro del controlador 180, una unidad de cálculo de matrices 176 deriva la respuesta del detector \mathbf{W} (que puede ser \mathbf{W}_{mrc} , \mathbf{W}_{mmse} o \mathbf{W}_{zf}) basándose en la matriz de respuesta de canal estimada, según se describió anteriormente, y proporciona la respuesta del detector al detector 820. El detector 820 premultiplica el vector \mathbf{r} de símbolos recibidos por la respuesta del detector \mathbf{W} para obtener el vector $\hat{\underline{s}}$ de símbolos detectados. El selector de tasa 174 (que es implementado por el controlador 180 para la forma de realización de receptor mostrada en la FIG. 8A) realiza la selección de la tasa basándose en las estimaciones de canal, según se describe a continuación. Una tabla de consulta (LUT) 184 almacena un conjunto de tasas que disponen de soporte por el sistema MIMO y un conjunto de valores de parámetros asociados a cada tasa (por ejemplo, la tasa de transmisión de datos, el tamaño de paquete, el esquema de codificación o la tasa de codificación, el esquema de modulación, y así sucesivamente, para cada tasa). El selector de tasa 174 accede a la LUT 184 en busca de información usada para la selección de la tasa.

[0063] La FIG. 8B muestra un diagrama de bloques de un procesador de datos RX 170a, que es una forma de realización de procesador de datos RX 170 en las FIG. 1 y 8A. Dentro del procesador de datos RX 170a, una unidad de decorrelación de símbolos 830 recibe bloques de símbolos detectados desde el procesador espacial de RX 160a, de uno en uno. Para cada bloque de símbolos detectados, la unidad de decorrelación de símbolos 830 demodula los símbolos detectados según el esquema de modulación usado para ese bloque (según se indica mediante un control de demodulación desde el controlador 180) y proporciona un bloque de datos demodulados a un desintercalador de canal 840. El desintercalador de canal 840 incluye un demultiplexor 842 y N_B desintercaladores de bloques 844a a 844nb. Antes de recibir un nuevo paquete de datos, los desintercaladores de bloque 844a a 844nb se inicializan con borrados. Un borrado es un valor que sustituye a un bit de código que falta (es decir, uno que todavía no se ha recibido) y al que se da un peso apropiado en el proceso de decodificación. El multiplexor 842 recibe bloques de datos demodulados desde la unidad de decorrelación de símbolos 830 y proporciona cada bloque de datos demodulados al desintercalador de bloques 844 adecuado. Cada desintercalador de bloques 844 desintercala los datos demodulados en su bloque de manera complementaria a la intercalación realizada en el transmisor para ese bloque. Si la intercalación depende de la tasa seleccionada, entonces el controlador 180 proporciona un control de desintercalación a los desintercaladores de bloque 844, según se indica mediante la línea discontinua.

[0064] Siempre que se recibe un nuevo bloque de símbolos de datos desde el transmisor para un paquete de datos, se realiza la decodificación de nuevo en todos los bloques recibidos para ese paquete. Una unidad de reensamblaje 848 forma un paquete de datos desintercalados para la decodificación posterior. El paquete de datos desintercalados contiene (1) bloques de datos desintercalados para todos los bloques de símbolos de datos recibidos para el paquete actual y (2) borrados para bloques de símbolos de datos no recibidos para el paquete actual. La unidad de reensamblaje 848 realiza el reensamblaje de manera complementaria a la división realizada por el transmisor, según se indica mediante un control de reensamblaje desde el controlador 180.

[0065] Un decodificador de FEC 850 decodifica el paquete de datos desintercalados de manera complementaria a la codificación de FEC realizada en el transmisor, según se indica mediante un control de decodificación desde el controlador 180. Por ejemplo, puede usarse un turbodescodificador o un decodificador de Viterbi para el decodificador de FEC 850 si se realiza turbocodificación o codificación convolutiva, respectivamente, en el transmisor. El decodificador de FEC 850 proporciona un paquete descodificado para el paquete actual. Un verificador de CRC 852 comprueba el paquete descodificado para determinar si el paquete está descodificado correctamente o con errores y proporciona el estado del paquete descodificado.

[0066] La FIG. 9A muestra un diagrama de bloques de un receptor 150b, que es otra forma de realización del receptor 150 en la FIG. 1. El receptor 150b implementa un esquema de detección y decodificación iterativa (IDD). Para mayor claridad, el esquema IDD se describe a continuación para el esquema de codificación mostrado en las FIG. 4B y 5, que codifica un paquete de datos en tres partes - bits sistemáticos $\{C_{datos}\}$, primeros bits de paridad $\{C_{p1}\}$, y segundos bits de paridad $\{C_{p2}\}$.

[0067] El receptor 150b incluye un detector 920 y un decodificador de FEC 950 que realiza detección y decodificación iterativa en los símbolos recibidos para un paquete de datos a fin de obtener un paquete descodificado. El esquema IDD aprovecha las capacidades de corrección de errores del código de canal para proporcionar un rendimiento mejorado. Esto se consigue pasando de manera iterativa información *a priori* entre el detector 920 y el decodificador de FEC 950 para N_{dd} iteraciones, donde $N_{dd} > 1$, según se describe a continuación. La información *a priori* indica la probabilidad de los bits transmitidos.

[0068] El receptor 150b incluye un procesador espacial de RX 160b y un procesador de datos de RX 170b. Dentro del procesador espacial de RX 160b, una memoria temporal 918 recibe y almacena las N_R secuencias de símbolos recibidos proporcionadas por la unidad receptora 154 para cada ranura. Siempre que se recibe un nuevo bloque de símbolos de datos desde el transmisor para un paquete de datos, se realiza de nuevo la detección y decodificación iterativa (es decir, desde el inicio) en los símbolos recibidos para todos los bloques recibidos para ese paquete. El detector 920 realiza la detección o procesamiento espacial en las N_R secuencias de símbolos recibidos para cada bloque recibido y proporciona N_T secuencias de símbolos detectados para ese bloque. El detector 920 puede implementar un detector de MRC, un detector forzador de ceros, un detector de MMSE, o algún otro detector/ecualizador. Para mayor claridad, la detección con un detector de MMSE se describe a continuación.

[0069] Para un detector de MMSE con detección y decodificación iterativa, el símbolo detectado \hat{s}_i para la antena transmisora i puede expresarse como:

$$\hat{s}_i = \mathbf{w}_i^H \mathbf{r} - u_i, \quad \text{para } i = 1 \dots N_T, \quad \text{Ec. (6)}$$

donde \mathbf{w}_i y u_i se derivan basándose en un criterio de MMSE, que puede expresarse como:

$$(\mathbf{w}_i, u_i) = \min_{(\mathbf{w}_i, u_i)} E[|s_i - \hat{s}_i|^2] . \quad \text{Ec. (7)}$$

Las soluciones al problema de optimización planteado en la ecuación (7) pueden expresarse como:

$$\underline{\mathbf{w}}_i = (\underline{\mathbf{P}} + \underline{\mathbf{Q}} + \sigma^2 \underline{\mathbf{I}})^{-1} \underline{\mathbf{h}}_i, \quad y \quad \text{Ec. (8)}$$

$$u_i = \underline{\mathbf{w}}_i^H \underline{\mathbf{z}}, \quad \text{Ec. (9)}$$

con

$$\underline{\mathbf{P}} = \underline{\mathbf{h}}_i \underline{\mathbf{h}}_i^H, \quad \text{Ec. (10)}$$

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{Q}} &= \underline{\mathbf{H}}_i [E[(\underline{\mathbf{s}}_i - E[\underline{\mathbf{s}}_i])(\underline{\mathbf{s}}_i - E[\underline{\mathbf{s}}_i])^H]] \underline{\mathbf{H}}_i^H, \quad y \\ &= \underline{\mathbf{H}}_i [\text{VAR}[\underline{\mathbf{s}}_i]] \underline{\mathbf{H}}_i^H \end{aligned} \quad \text{Ec. (11)}$$

$$\underline{\mathbf{z}} = \underline{\mathbf{H}}_i E[\underline{\mathbf{s}}_i], \quad \text{Ec. (12)}$$

donde $\underline{\mathbf{h}}_i$ es la columna i -ésima de la matriz de respuesta de canal $\underline{\mathbf{H}}$; $\underline{\mathbf{H}}_i$ es igual a $\underline{\mathbf{H}}$ con la columna i -ésima fijada en cero; $\underline{\mathbf{s}}_i$ es un vector $\{(N_T-1) \times 1\}$ obtenido eliminando el elemento i -ésimo de $\underline{\mathbf{s}}$; $E[\underline{\mathbf{a}}]$ son los valores esperados de las entradas del vector $\underline{\mathbf{a}}$; y $\text{VAR}[\underline{\mathbf{a}}\underline{\mathbf{a}}^H]$ es una matriz de covarianza del vector $\underline{\mathbf{a}}$.

La matriz $\underline{\mathbf{P}}$ es el producto externo del vector de respuesta de canal $\underline{\mathbf{h}}_i$ para la antena transmisora i . La matriz $\underline{\mathbf{Q}}$ es la matriz de covarianza de la interferencia con la antena transmisora i . El vector $\underline{\mathbf{z}}$ es el valor esperado de la interferencia con la antena transmisora i .

[0070] La ecuación (6) puede simplificarse como:

$$\hat{s}_i = \alpha_i s_i + \eta_i, \quad \text{para } i = 1 \dots N_T, \quad \text{Ec. (13)}$$

donde $\alpha_i = \underline{\mathbf{w}}_i^H \underline{\mathbf{h}}_i$ y η_i es una muestra de ruido gaussiano con media de cero y varianza $\nu_i = \underline{\mathbf{w}}_i^H \underline{\mathbf{h}}_i - (\underline{\mathbf{w}}_i^H \underline{\mathbf{h}}_i)^2$.

La muestra de ruido gaussiano η_i supone que la interferencia desde otras antenas transmisoras es gaussiana tras el detector de MMSE.

[0071] En la siguiente descripción, el superíndice n indica la n -ésima iteración de detección/descodificación y el subíndice m indica el m -ésimo bloque de símbolos de datos recibidos para el paquete actual que está recuperándose. Para la primera iteración (es decir, $n = 1$) la detección se basa únicamente en los símbolos recibidos, puesto que no se dispone de ninguna información *a priori* desde el descodificador de FEC. Por lo tanto, se suponen bits con la misma probabilidad de ser '1' o '0'. En este caso, la ecuación (8) se reduce a un detector de MMSE lineal, que puede venir dado como $\underline{\mathbf{w}}_i = (\underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{H}}^H + \sigma^2 \underline{\mathbf{I}})^{-1} \underline{\mathbf{h}}_i$. Para cada iteración posterior (es decir, $n > 1$), el detector usa la información *a priori* proporcionada por el descodificador de FEC. A medida que aumenta el número de iteraciones, la interferencia se reduce y el detector converge con el detector de MRC que consigue diversidad completa.

[0072] Para cada bloque de símbolos de datos recibidos para el paquete actual, el detector 920 en la FIG. 9A realiza la detección en N_R secuencias de símbolos recibidos para ese bloque y proporciona N_T secuencias de símbolos detectados. Un multiplexor 922 multiplexa los símbolos detectados en las N_T secuencias para obtener un bloque de símbolos detectados, que se proporciona al procesador de datos RX 170b. El bloque de símbolos detectados obtenido en la n -ésima iteración de detección/descodificación para el m -ésimo bloque de símbolos de datos se indica como $\{\hat{s}_m^n\}$.

[0073] Dentro del procesador de datos RX 170b, una unidad de cálculo de razón de logaritmo de verosimilitud (LLR) 930 recibe los símbolos detectados desde el procesador espacial de RX 160b y calcula las LLR de los B bits de código para cada símbolo detectado. Cada símbolo detectado \hat{s}_i es una estimación del símbolo de datos s_i , que se obtiene correlacionando B bits de código $\underline{\mathbf{b}}_j = [b_{j,1} \ b_{j,2} \dots \ b_{j,B}]$ con un punto en una constelación de señales. La LLR para el j -ésimo bit del símbolo detectado \hat{s}_i puede expresarse como:

$$x_{i,j} = \log \left[\frac{\Pr(\hat{s}_i | b_{i,j} = 1)}{\Pr(\hat{s}_i | b_{i,j} = -1)} \right], \quad \text{Ec. (14)}$$

donde $b_{i,j}$ es el j -ésimo bit para el símbolo detectado \hat{s}_i ;

$\Pr\{\hat{s}_i | b_{i,j} = 1\}$ es la probabilidad del símbolo detectado \hat{s}_i , con el bit $b_{i,j}$ igual a 1;

5 $\Pr\{\hat{s}_i | b_{i,j} = -1\}$ es la probabilidad del símbolo detectado \hat{s}_i , con el bit $b_{i,j}$ igual a -1 (es decir, '0'); y

$x_{i,j}$ es la LLR del bit $b_{i,j}$.

Las LLR $\{x_{i,j}\}$ representan la información *a priori* proporcionada por el detector al descodificador de FEC, y también se denominan las LLR del detector.

10 **[0074]** Para mayor simplicidad, se supone que la intercalación sea de modo que los B bits para cada símbolo detectado \hat{s}_i sean independientes. La ecuación (14) puede expresarse entonces como:

$$x_{i,j} = \log \left[\frac{\sum_{s \in \Omega_{j,1}} \exp \left[\frac{-1}{2v_i^2} |\hat{s}_i - \alpha_i s|^2 \right] \exp \left[\frac{1}{2} \mathbf{b}_i^T(j) \mathbf{L}_i(j) \right]}{\sum_{s \in \Omega_{j,-1}} \exp \left[\frac{-1}{2v_i^2} |\hat{s}_i - \alpha_i s|^2 \right] \exp \left[\frac{1}{2} \mathbf{b}_i^T(j) \mathbf{L}_i(j) \right]} \right], \quad \text{Ec. (15)}$$

15 donde $\Omega_{j,q}$ es el conjunto de puntos en la constelación de señales cuyo j -ésimo bit es igual a q ,

s es el símbolo de modulación o punto en el conjunto $\Omega_{j,q}$ que está evaluándose (es decir, el símbolo "hipotético");

α_i es la ganancia para la antena transmisora i y que se definió anteriormente;

v_i es la varianza de la muestra de ruido gaussiano η_i para el símbolo detectado \hat{s}_i ;

20 \mathbf{b}_i es el conjunto de B bits para el símbolo hipotético s ;

$\mathbf{b}_i(j)$ es igual a \mathbf{b}_i con el j -ésimo bit eliminado;

\mathbf{L}_i es un conjunto de LLR obtenido a partir del descodificador de FEC para los B bits del símbolo s hipotético;

$\mathbf{L}_i(j)$ es igual a \mathbf{L}_i con la LLR del descodificador para el j -ésimo bit eliminado (es decir, $\mathbf{L}_i(j) = [\lambda_{i,1}, \dots, \lambda_{i,j-1}, \lambda_{i,j+1}, \dots, \lambda_{i,B}]$); y

25 "T" indica la traspuesta.

[0075] La LLR del descodificador para el (i, j) -ésimo bit puede expresarse como:

$$\lambda_{i,j} = \log \left[\frac{\Pr(b_{i,j} = 1)}{\Pr(b_{i,j} = -1)} \right], \quad \text{Ec. (16)}$$

30 donde $\Pr\{b_{i,j} = 1\}$ es la probabilidad de que el bit $b_{i,j}$ sea 1; y
 $\Pr\{b_{i,j} = -1\}$ es la probabilidad de que el bit $b_{i,j}$ sea -1.

35 Para la primera iteración ($n=1$), todas las entradas de $\mathbf{L}_i(j)$ se fijan en cero para indicar la misma probabilidad de que cada bit sea 1 o -1, puesto que no se dispone de información *a priori* para el bit. Para cada iteración posterior, las entradas de $\mathbf{L}_i(j)$ se calculan basándose en los valores "no firmes" para los bits procedentes del descodificador de FEC. La unidad de cálculo de LLR 930 proporciona las LLR para los bits de código de cada símbolo detectado recibidos desde el procesador espacial de RX 160b. El bloque de las LLR obtenidas en la n -ésima iteración de detección/descodificación para el m -ésimo bloque de símbolos de datos se indica como $\{x_m^n\}$.

40 **[0076]** Un desintercalador de canal 940 recibe y desintercala cada bloque de las LLR desde la unidad de cálculo de las LLR 930 y proporciona las LLR desintercaladas para el bloque. Una unidad de reensamblaje 948 forma un paquete de LLR que contiene (1) bloques de LLR desintercaladas desde el desintercalador de canal 940 para todos los bloques de símbolos de datos recibidos desde el transmisor y (2) bloques de LLR de valor cero para los bloques de símbolos de datos no recibidos. El paquete de las LLR para la n -ésima iteración de detección/descodificación se indica como $\{x^n\}$. El descodificador de FEC 950 recibe y descodifica el paquete de las LLR desde la unidad de reensamblaje 948, según se describe a continuación.

50 **[0077]** La **FIG. 9B** muestra un diagrama de bloques de un turbodescodificador 950a, que puede usarse para los descodificadores de FEC 950 y 850 en las FIG. 9A y 8B, respectivamente. El turbodescodificador 950a realiza descodificación iterativa para un código convolutivo concatenado paralelo, tal como el mostrado en la FIG. 4B.

[0078] Dentro del turbodescodificador 950a, un demultiplexor 952 recibe y demultiplexa el paquete de LLR $\{x^n\}$ de la unidad de reensamblaje 948 (que se indica también como las LLR de entrada) en LLR de bits de datos $\{x_{datos}^n\}$,

LLR de primeros bits de paridad $\{x_{p1}^n\}$ y LLR de segundos bits de paridad $\{x_{p2}^n\}$. Un descodificador de entrada no firme y salida no firme (SISO) 954a recibe las LLR de bits de datos $\{x_{datos}^n\}$ y las LLR de primeros bits de paridad $\{x_{p1}^n\}$ desde el demultiplexor 952 y las LLR de bits de datos desintercalados $\{\tilde{x}_{datos2}^n\}$ desde un desintercalador de código 958. El descodificador SISO 954a deriva entonces nuevas LLR para los primeros bits de paridad y datos, $\{x_{datos1}^n\}$ y $\{x_{p1}^{n+1}\}$, basándose en el primer código convolutivo componente. Un intercaldador de código 956 intercala las LLR de bits de datos $\{x_{datos1}^n\}$ según el esquema de intercalación de códigos usado en el transmisor y proporciona las LLR de bits de datos intercaladas $\{\tilde{x}_{datos1}^n\}$. De manera similar, un descodificador SISO 954b recibe las LLR de bits de datos $\{x_{datos}^n\}$ y las LLR de segundos bits de paridad $\{x_{p2}^n\}$ desde el demultiplexor 952 y las LLR de bit de datos intercaladas $\{\tilde{x}_{datos1}^n\}$ desde el intercaldador 956 de código. El descodificador SISO 954b deriva entonces nuevas LLR para los segundos bits de paridad y datos, $\{x_{datos2}^n\}$ y $\{x_{p2}^{n+1}\}$ basándose en el segundo código convolutivo componente. El desintercalador de código 958 desintercala las LLR de bits de datos $\{x_{datos2}^n\}$ de manera complementaria a la intercalación de código y proporciona las LLR de bits de datos desintercaladas $\{\tilde{x}_{datos2}^n\}$. Los descodificadores SISO 954a y 954b pueden implementar un algoritmo SISO máximo *a posteriori* (MAP) de BCJR o sus derivados de menor complejidad, un algoritmo de Viterbi de salida no firme (SOV) o algún otro algoritmo de descodificación, que se conozcan en la técnica.

[0079] La descodificación mediante los descodificadores SISO 954a y 954b se itera N_{desc} veces para la iteración n actual de detección/descodificación, donde $N_{desc} \geq 1$. Tras completar todas las N_{desc} iteraciones de descodificación, un combinador/multiplexor 960 recibe las LLR de bits de datos finales $\{x_{datos1}^n\}$ y las LLR de primeros bits de paridad finales $\{x_{p1}^{n+1}\}$ desde el descodificador SISO 954a, las LLR de bits de datos desintercalados finales $\{\tilde{x}_{datos2}^n\}$ desde el desintercalador de código 958 y las LLR de segundos bits de paridad finales $\{x_{p2}^{n+1}\}$ desde el descodificador SISO 954b. El combinador/multiplexor 960 calcula entonces las LLR de descodificador $\{x_{desc}^{n+1}\}$ para la siguiente iteración $n+1$ de detección/descodificación de la manera siguiente: $\{x_{desc}^{n+1}\} = \{x_{datos1}^n + \tilde{x}_{datos2}^n, x_{p1}^{n+1}, x_{p2}^{n+1}\}$. Las LLR de descodificador $\{x_{desc}^{n+1}\}$ corresponden a λ_{ij} en la ecuación (16) y representan la información *a priori* proporcionada por el descodificador de FEC al detector.

[0080] Tras completar todas las N_{dd} iteraciones de detección/descodificación, el combinador/multiplexor 960 calcula las LLR de bits de datos finales $\{x_{datos}^n\}$ de la manera siguiente: $\{x_{datos}^n\} = \{x_{datos1}^{N_{dd}}, x_{datos1}^n + \tilde{x}_{datos2}^n\}$ donde $\{x_{datos1}^{N_{dd}}\}$ son las LLR de bits de datos proporcionadas por la unidad de cálculo de las LLR 930 para la última iteración de detección/descodificación. Un separador 962 separa las LLR de bits de datos finales $\{x_{datos}^n\}$ y proporciona el paquete descodificado $\{\hat{d}\}$ para el paquete que está recuperándose. Un verificador de CRC 968 comprueba el paquete descodificado y proporciona el estado de paquete.

[0081] Con referencia de nuevo a la FIG. 9A, las LLR de descodificador $\{x_{desc}^{n+1}\}$ desde el descodificador de FEC 950 se intercalan mediante un intercaldador de canal 970, y las LLR de descodificador intercaladas se proporcionan al detector 920. El detector 920 deriva nuevos símbolos detectados $\{\hat{s}_m^{n+1}\}$ basándose en los símbolos recibidos $\{r_m\}$ y las LLR del descodificador $\{x_{desc}^{n+1}\}$. Las LLR del descodificador $\{x_{desc}^{n+1}\}$ se usan para calcular (a) el valor esperado de la interferencia (es decir, $E[\underline{s}_j]$), que se usa para derivar \underline{z} en la ecuación (12), y (b) la varianza de la interferencia (es decir, $VAR[\underline{s}_j]$), que se usa para derivar \underline{Q} en la ecuación (11).

[0082] Los símbolos detectados $\{\hat{s}_m^{n+1}\}$ para todos los bloques de símbolos de datos recibidos desde el procesador espacial de RX 160a se descodifican de nuevo por el procesador de datos RX 170b, como se describe anteriormente. El proceso de detección y descodificación se itera N_{dd} veces. Durante el proceso de detección y descodificación iterativa, la fiabilidad de los símbolos detectados mejora con cada iteración de detección/descodificación.

[0083] Como se muestra en la ecuación (8), la respuesta de detector de MMSE \underline{w}_j depende de \underline{Q} , que a su vez depende de la varianza de la interferencia, $VAR[\underline{s}_j]$. Puesto que \underline{Q} es diferente para cada iteración de detección/descodificación, la respuesta de detector de MMSE \underline{w}_j también es diferente para cada iteración. Para simplificar el receptor 150b, el detector 920 puede implementar (1) un detector de MMSE para N_{dd1} iteraciones de detección/descodificación y luego (2) un detector de MRC (o algún otro tipo de detector/ecualizador que tenga una respuesta que no cambie con la iteración) para N_{dd2} iteraciones de detección/descodificación posteriores, donde N_{dd1} y N_{dd2} pueden ser, cada uno, uno o superior. Por ejemplo, un detector de MMSE puede usarse para la primera iteración de detección/descodificación y un detector de MRC puede usarse para las siguientes cinco iteraciones de detección/descodificación. Como ejemplo adicional, un detector de MMSE puede usarse para las dos primeras iteraciones de detección/descodificación y un detector de MRC puede usarse para las siguientes cuatro iteraciones de detección/descodificación.

[0084] El detector de MRC puede implementarse con el término u_i , como se muestra en la ecuación (6), donde $\underline{w}_{mrc,i}$ sustituye a \underline{w}_i . Como se muestra en las ecuaciones (6), (9) y (12), el término u_i depende del valor esperado de la

interferencia, E_s]. Para simplificar adicionalmente el receptor 150b, el término u_i puede omitirse tras conmutar desde el detector de MMSE al detector de MRC.

[0085] El esquema de detección y descodificación iterativa proporciona diversas ventajas. Por ejemplo, el esquema 5 IDD brinda soporte al uso de una única tasa para todos los paquetes de datos transmitidos simultáneamente a través de las N_T antenas transmisoras, puede combatir el desvanecimiento selectivo de frecuencia, y puede usarse de manera flexible con diversos esquemas de codificación y modulación, incluyendo el código convolutivo concatenado paralelo mostrado en la FIG. 4B.

10 3. Selección de la Tasa

[0086] Para sistemas tanto MIMO de portadora única como MIMO-OFDM, el receptor y/o transmisor puede estimar el canal MIMO y seleccionar una tasa adecuada para la transmisión de datos por el canal MIMO. La selección de la 15 tasa puede realizarse de diversas maneras. Algunos esquemas a modo de ejemplo de selección de la tasa se describen a continuación.

[0087] En un primer esquema de selección de la tasa, la tasa para la transmisión de datos en el canal MIMO se 20 selecciona basándose en una métrica, que se deriva usando un sistema equivalente que modela las respuestas de canal para las N_T antenas transmisoras. El sistema equivalente se define para que tenga un canal AWGN (es decir, con una respuesta de frecuencia plana) y una eficiencia espectral que sea igual a la eficiencia espectral promedio de las N_T antenas transmisoras. El sistema equivalente tiene una capacidad total igual a la capacidad total de las N_T antenas transmisoras. La eficiencia espectral promedio puede determinarse (1) estimando las SNR recibidas para cada antena transmisora (por ejemplo, basándose en símbolos de datos y/o piloto recibidos), (2) calculando la eficiencia espectral de cada antena transmisora a partir de las SNR recibidas y basándose en una función de eficiencia 25 espectral (limitada o ilimitada), $f(x)$, y (3) calculando la eficiencia espectral promedio de las N_T antenas transmisoras basándose en las eficiencias espectrales de las antenas transmisoras individuales. La métrica puede definirse como la SNR que necesita el sistema equivalente para brindar soporte a la eficiencia espectral promedio. Esta SNR puede determinarse a partir de la eficiencia espectral promedio y basarse en una función inversa, $f^{-1}(x)$.

[0088] El sistema puede diseñarse para brindar soporte a un conjunto de tasas. Una de las tasas con soporte puede 30 ser para una tasa nula (es decir, una tasa cero de datos). Cada una de las restantes tasas se asocia a una tasa de datos no nula particular, un esquema de codificación o tasa de codificación particular, un esquema de modulación particular y una SNR mínima particular requerida para conseguir el nivel de rendimiento deseado (por ejemplo, una PER del 1%) para un canal AWGN. Para cada tasa con soporte con una tasa de transmisión de datos no nula, la SNR 35 requerida se obtiene basándose en el diseño de sistema específico (es decir, la tasa de codificación, esquema de intercalación, esquema de modulación particular, y así sucesivamente, usados por el sistema para esa tasa) y para un canal AWGN. La SNR requerida puede obtenerse mediante simulación por ordenador, mediciones empíricas, etc., como se conoce en la técnica. El conjunto de tasas con soporte y sus SNR requeridas puede almacenarse en una tabla de consulta (por ejemplo, la LUT 184 en la FIG. 8A).

[0089] La métrica puede compararse con la SNR requerida para cada una de las tasas que disponen de soporte en 40 el sistema. La tasa más alta con una SNR requerida que es menor o igual que la métrica se selecciona para su uso para la transmisión de datos por el canal MIMO. El primer esquema de selección de tasas se describe en detalle en la Solicitud de Patente Estadounidense de titularidad compartida con n.º de Serie 10/176.567, titulada "*Rate Control for Multi-Channel Communication Systems*" ["Control de Velocidad para Sistemas de Comunicación de Múltiples Canales"], presentada el 20 de junio de 2002.

[0090] En un segundo esquema de selección de tasas, la tasa para la transmisión de datos en el canal MIMO se 50 selecciona basándose en las SNR recibidas para las N_T antenas transmisoras. En primer lugar, se determinan las SNR recibidas para cada antena transmisora, y una SNR promedio recibida, $\gamma_{rx,prom}$, se calcula entonces para las N_T antenas transmisoras. Una SNR operativa, γ_{op} , se calcula a continuación para las N_T antenas transmisoras basándose en la SNR promedio recibida, $\gamma_{rx,prom}$, y un factor de desplazamiento o retroceso de SNR, γ_{os} (por ej., $\gamma_{op} = \gamma_{rx} + \gamma_{os}$, donde las unidades están en dB). El desplazamiento de SNR se usa para tener en cuenta un error de estimación, la variabilidad en el canal MIMO y otros factores. La SNR operativa, γ_{op} , puede compararse con la SNR requerida para 55 cada una de las tasas con soporte en el sistema. La tasa más alta con una SNR requerida que sea menor o igual que la SNR operativa (es decir, $\gamma_{req} \leq \gamma_{op}$) se selecciona para usarla para la transmisión de datos por el canal MIMO. El segundo esquema de selección de tasas se describe en detalle en la Solicitud de Patente Estadounidense de titularidad compartida con n.º de Serie 10/394.529 titulada "*Transmission Mode Selection for Data Transmission in a Multi-Channel Communication System*" ["Selección de Modalidad de Transmisión para la Transmisión de Datos en un Sistema de Comunicación de Múltiples Canales"] presentada el 20 de marzo de 2003.

[0091] Las técnicas de transmisión IR descritas en el presente documento pueden implementarse mediante diversos 65 medios. Por ejemplo, estas técnicas pueden implementarse en hardware, software o una combinación de los mismos. Para una implementación en hardware, las unidades de procesamiento usadas en el transmisor para la transmisión IR pueden implementarse dentro de uno o más circuitos integrados de aplicación específica (ASIC), procesadores de señales digitales (DSP), dispositivos de procesamiento de señal digital (DSPD), dispositivos lógicos programables

(PLD), formaciones de compuertas programables en el terreno (FPGA), procesadores, controladores, microcontroladores, microprocesadores, otras unidades electrónicas diseñadas para realizar las funciones descritas en el presente documento o una combinación de los mismos. Las unidades de procesamiento usadas en el receptor para recibir una transmisión IR también pueden implementarse dentro de uno o más ASIC, DSP, DSPD, PLD, FPGA, procesadores, controladores, etc.

5

[0092] Para una implementación en software, las técnicas de transmisión IR pueden implementarse con módulos (por ejemplo, procedimientos, funciones, etc.) que realizan las funciones descritas en el presente documento. Los códigos de software pueden almacenarse en una unidad de memoria (por ejemplo, las unidades 142 y 182 de memoria en la FIG. 1) y ejecutarse mediante un procesador (por ejemplo, los controladores 140 y 180). La unidad de memoria puede implementarse dentro del procesador o ser externa al procesador, en cuyo caso puede acoplarse comunicativamente al procesador a través de diversos medios según se conoce en la técnica.

10

[0093] Los títulos se incluyen en el presente documento como referencia y para ayudar a localizar determinadas secciones. Estos títulos no pretenden limitar el alcance de los conceptos descritos en los mismos, y estos conceptos pueden tener aplicabilidad en otras secciones a lo largo de toda la memoria descriptiva.

15

[0094] La descripción anterior de las formas de realización dadas a conocer se proporciona para permitir que cualquier experto en la técnica realice o use la presente invención. Diversas modificaciones a estas formas de realización serán inmediatamente evidentes para los expertos en la técnica, y los principios genéricos definidos en el presente documento pueden aplicarse a otras formas de realización sin apartarse del alcance de la invención. Por tanto, no se pretende que la presente invención se limite a las formas de realización mostradas en el presente documento, sino que debe concedérsele el alcance más amplio acorde con las reivindicaciones adjuntas.

20

REIVINDICACIONES

- 5 1. Un procedimiento para recibir una transmisión de redundancia incremental "en adelante denominada IR" en un sistema de comunicación inalámbrica de múltiple entrada múltiple salida "en adelante denominado MIMO", que comprende:

estimar un canal MIMO, seleccionar una tasa para la transmisión de datos en el canal MIMO basándose en la estimación de canal MIMO y proporcionar una tasa seleccionada a un transmisor para la transmisión de datos en un canal MIMO entre una pluralidad de antenas transmisoras y una pluralidad de antenas receptoras;
 10 obtener un bloque de símbolos detectado para un paquete de datos en un receptor, siendo el bloque de símbolos detectado una estimación de un primer bloque de símbolos en una pluralidad de bloques de símbolos generados por el transmisor para el paquete de datos, incluyendo cada bloque de símbolos en la pluralidad de bloques de símbolos información codificada diferente para el paquete de datos, en el que la pluralidad de bloques de símbolos se generan por el transmisor al particionar el paquete de datos, y en el que el primer
 15 bloque de símbolos se transmite desde la pluralidad de antenas transmisoras en el transmisor y se recibe por la pluralidad de antenas receptoras en el receptor, en el que la obtención del bloque de símbolos detectado comprende además:

20 obtener un bloque de símbolos recibido para el primer bloque de símbolos desde la pluralidad de antenas receptoras en el receptor, en el que la obtención del bloque de símbolos recibido comprende obtener el bloque de símbolos recibido a partir de la pluralidad de antenas receptoras y una pluralidad de subbandas; reensamblar (848) todos los bloques de símbolos detectados obtenidos por el receptor para el paquete de datos;
 25 descodificar (850) los bloques de símbolos detectados reensamblados para obtener un paquete descodificado;
 determinar (852) si el paquete descodificado es correcto o erróneo; y
 repetir la obtención, el reensamblaje, la descodificación y la determinación de un bloque de símbolos siguiente en la pluralidad de bloques de símbolos del paquete de datos si el paquete descodificado tiene un error.

- 30 2. El procedimiento de la reivindicación 1, que comprende además:
 enviar un acuse de recibo negativo "en adelante denominado NAK" si el paquete descodificado es un error y en el que el siguiente bloque de símbolos se recibe y procesa en respuesta al envío del NAK.

- 35 3. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la obtención del bloque de símbolos detectado comprende:
 realizar la detección del bloque de símbolos recibido basándose en un detector de error cuadrático medio mínimo "en adelante denominado MMSE", un detector de máxima relación de combinación "en adelante denominado MRC", o un detector de forzado a cero lineal "en adelante denominado ZF" para obtener el bloque de símbolos detectado.

- 40 4. El procedimiento de la reivindicación 1, que comprende además:

obtener (172) estimaciones de canal para un canal MIMO entre la pluralidad de antenas transmisoras y la pluralidad de antenas receptoras; y
 45 seleccionar (174) la tasa de transmisión de datos en el canal MIMO basándose en las estimaciones de canal.

5. El procedimiento de la reivindicación 1, que comprende además:

50 derivar al menos una estimación de relación de señal/ruido e interferencia "en adelante denominada SNR" para la pluralidad de antenas transmisoras; y
 determinar la tasa para la transmisión de datos en el canal MIMO basándose en la al menos una estimación SNR.

- 55 6. El procedimiento de la reivindicación 1, que comprende además:

obtener un segundo bloque de símbolos detectado para un segundo paquete de datos en el receptor, siendo el segundo bloque de símbolos detectado una estimación de un primer bloque de símbolos en una segunda pluralidad de bloques de símbolos generados por el transmisor para el segundo paquete de datos, transmitiéndose el primer bloque de símbolos para el paquete de datos y el primer bloque de símbolos para el
 60 segundo paquete de datos simultáneamente desde el transmisor hasta el receptor;
 reensamblar todos los bloques de símbolos detectados obtenidos por el receptor para el segundo paquete de datos;
 descodificar los bloques de símbolos detectados reensamblados para que el segundo paquete de datos obtenga un segundo paquete descodificado;
 65 determinar si el segundo paquete descodificado es correcto o erróneo; y

repetir la obtención, el reensamblaje, la descodificación y la determinación de un bloque de símbolos siguiente en la segunda pluralidad de bloques de símbolos si el segundo paquete descodificado tiene un error.

7. Un aparato para recibir una transmisión de redundancia incremental "en adelante denominada IR" en un sistema de comunicación inalámbrica de múltiples entradas múltiples salidas "en adelante denominado MIMO", que comprende:

medios para estimar un canal MIMO, seleccionar una tasa para la transmisión de datos en el canal MIMO basándose en la estimación de canal MIMO y proporcionar la tasa seleccionada a un transmisor para la transmisión de datos en un canal MIMO entre una pluralidad de antenas transmisoras y una pluralidad de antenas receptoras;

medios para obtener un bloque de símbolos detectado para un paquete de datos en un receptor, siendo el bloque de símbolos detectado una estimación de un primer bloque de símbolos en una pluralidad de bloques de símbolos generados por el transmisor para el paquete de datos, incluyendo cada bloque de símbolos en la pluralidad de bloques de símbolos información codificada diferente para el paquete de datos, en el que la pluralidad de bloques de símbolos se generan por el transmisor al particionar el paquete de datos, en el que el primer bloque de símbolos se transmite desde la pluralidad de antenas transmisoras en el transmisor y se recibe por la pluralidad de antenas receptoras en el receptor, en el que los medios para obtener el bloque de símbolos detectado comprenden además:

medios para obtener un bloque de símbolos recibido para el primer bloque de símbolos a partir de la pluralidad de antenas receptoras en el receptor, en el que los medios para obtener el bloque de símbolos recibido comprenden medios para obtener el bloque de símbolos recibido a partir de la pluralidad de antenas receptoras y una pluralidad de subbandas;

medios para reensamblar todos los bloques de símbolos detectados obtenidos por el receptor para el paquete de datos;

medios para descodificar los bloques de símbolos detectados reensamblados para obtener un paquete descodificado;

medios para determinar si el paquete descodificado es correcto o tiene un error; y

medios para repetir la obtención, el reensamblaje, la descodificación y la determinación de un bloque de símbolos siguiente en la pluralidad de bloques de símbolos del paquete de datos si el paquete descodificado tiene un error.

8. El aparato de la reivindicación 7, que comprende además:

medios para enviar un acuse de recibo negativo "en adelante denominado NAK" si el paquete descodificado tiene un error, y en el que el siguiente bloque de símbolos se recibe y procesa en respuesta al envío del NAK.

9. El aparato de la reivindicación 7, en el que los medios para obtener el bloque de símbolos detectado comprende medios para realizar la detección del bloque de símbolos recibido basándose en un detector de error cuadrático medio mínimo "en adelante denominado MMSE", un detector de máxima relación de combinación "en adelante denominada MRC", o un detector de forzado a cero lineal "en adelante denominado ZF" para obtener el bloque de símbolos detectado.

10. El aparato de la reivindicación 7, que comprende además:

medios para obtener estimaciones de canal para un canal MIMO entre la pluralidad de antenas transmisoras y la pluralidad de antenas receptoras; y
medios para seleccionar la tasa de transmisión de datos en el canal MIMO basándose en las estimaciones de canal.

11. El aparato de la reivindicación 7, que comprende además:

medios para derivar al menos una estimación de relación de señal/ruido e interferencia "en adelante denominada SNR" para la pluralidad de antenas transmisoras; y

medios para determinar la tasa de transmisión de datos en el canal MIMO basándose en la al menos una estimación de SNR.

12. El aparato de la reivindicación 7, que comprende además:

medios para obtener un segundo bloque de símbolos detectado para un segundo paquete de datos en el receptor, siendo el segundo bloque de símbolos detectado una estimación de un primer bloque de símbolos en una segunda pluralidad de bloques de símbolos generados por el transmisor para el segundo paquete de datos, transmitiéndose el primer bloque de símbolos para el paquete de datos y el primer bloque de símbolos para el segundo paquete de datos simultáneamente desde el transmisor hasta el receptor;

- 5
- medios para reensamblar todos los bloques de símbolos detectados obtenidos por el receptor para el segundo paquete de datos;
 - medios para descodificar los bloques de símbolos detectados reensamblados para que el segundo paquete de datos obtenga un segundo paquete descodificado;
 - medios para determinar si el segundo paquete descodificado es correcto o tiene un error; y
 - medios para repetir la obtención, el reensamblaje, la descodificación y la determinación de un bloque de símbolos siguiente en la segunda pluralidad de bloques de símbolos si el segundo paquete descodificado tiene un error.

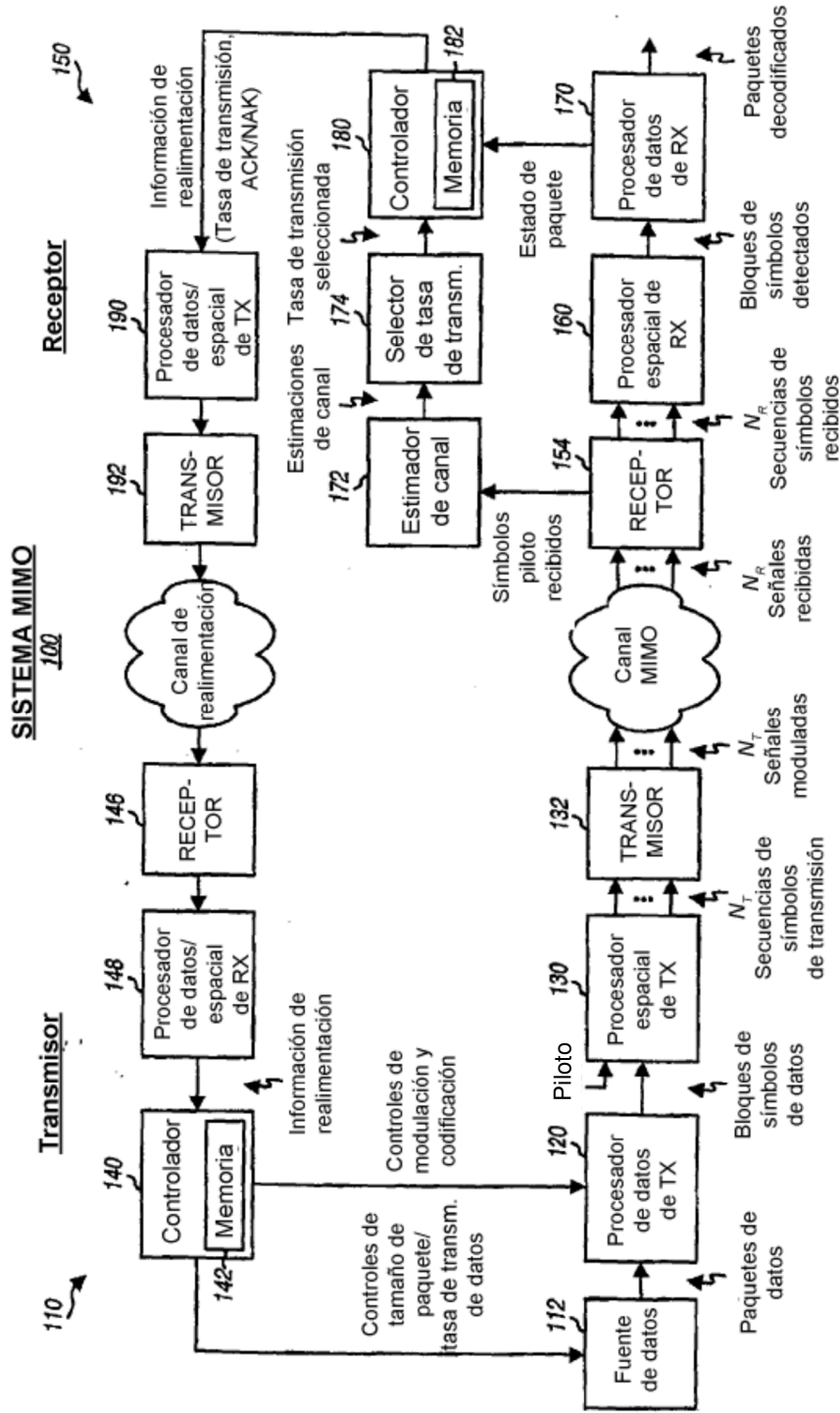


FIG. 1

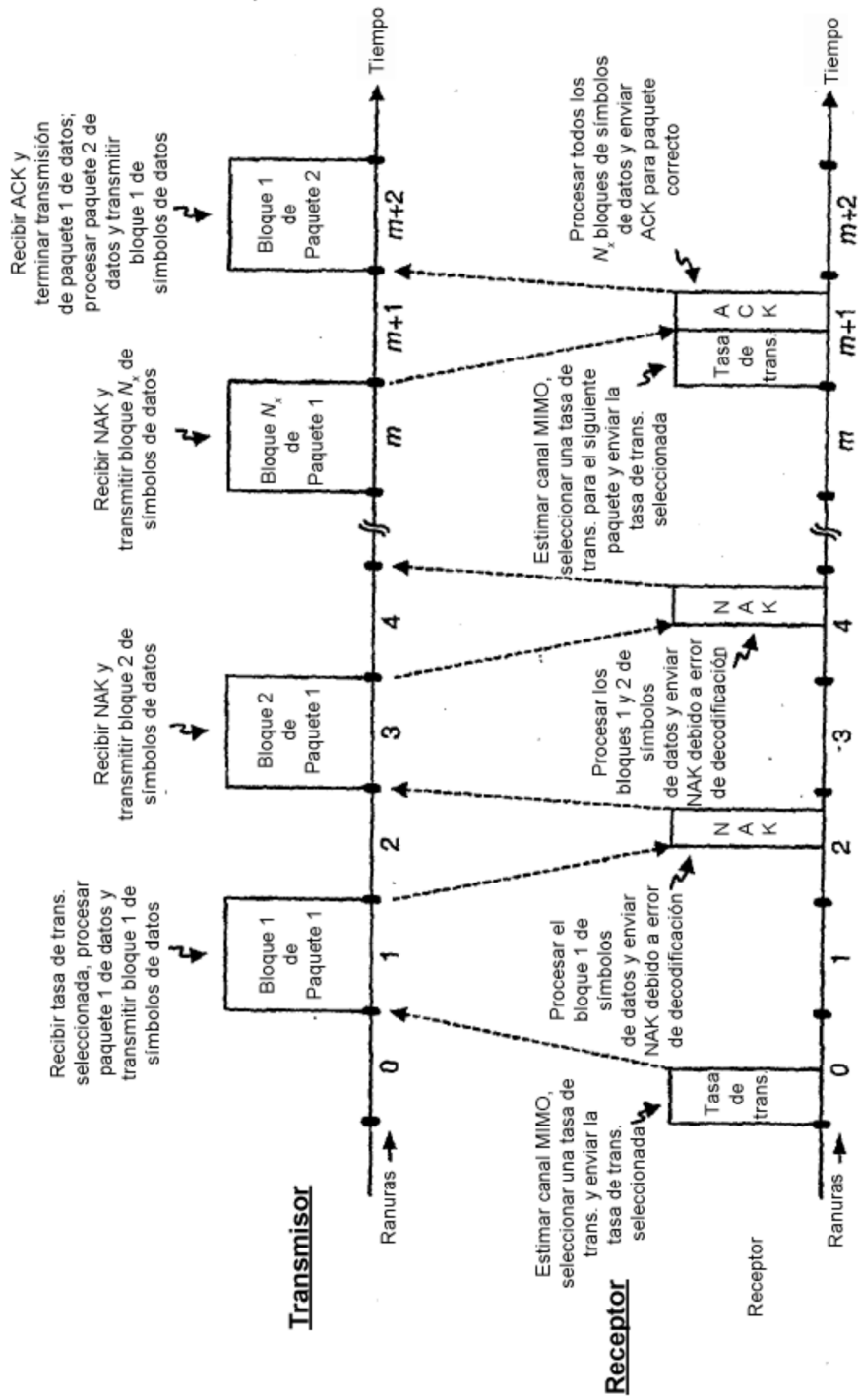


FIG. 3

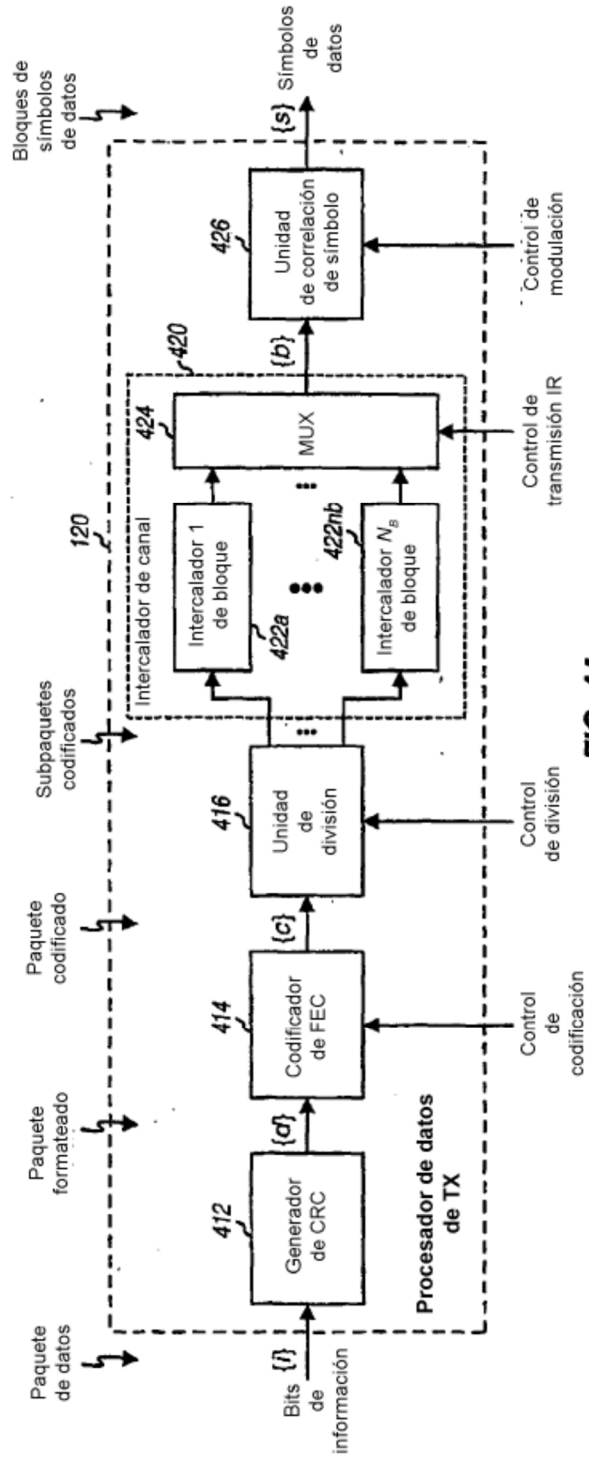


FIG. 4A

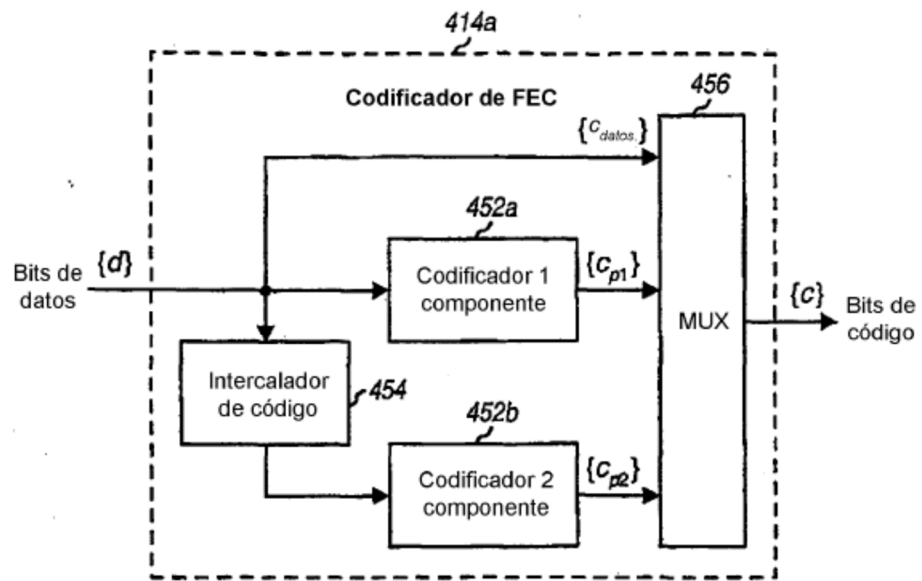


FIG. 4B

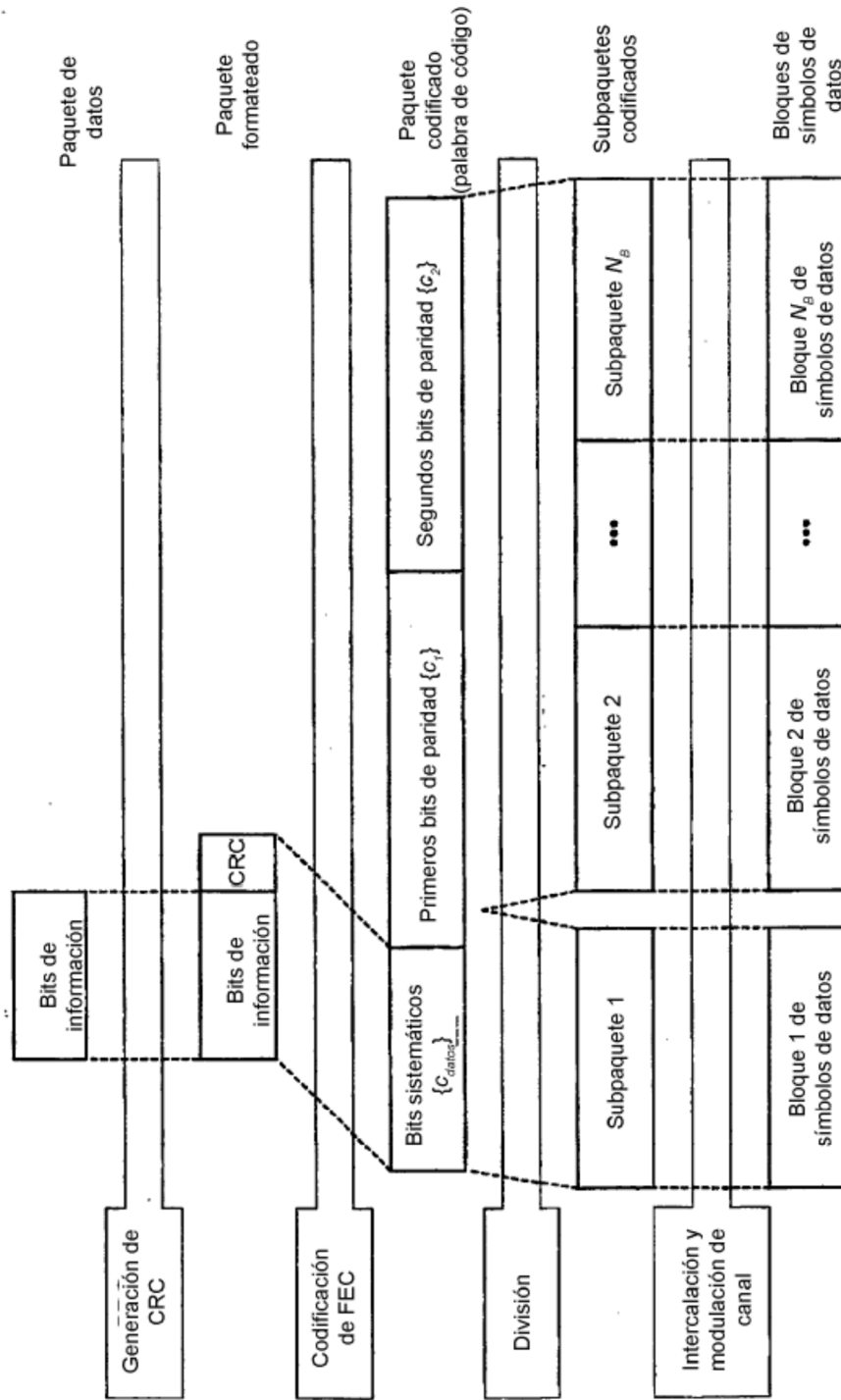


FIG. 5

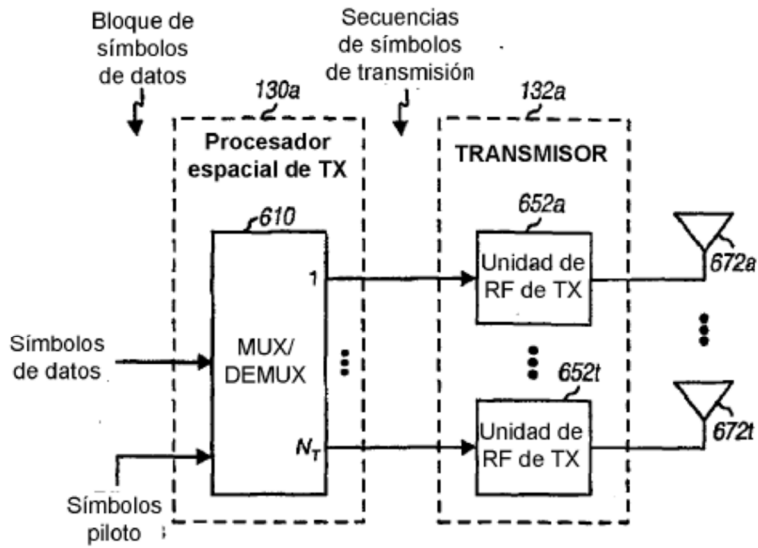


FIG. 6A

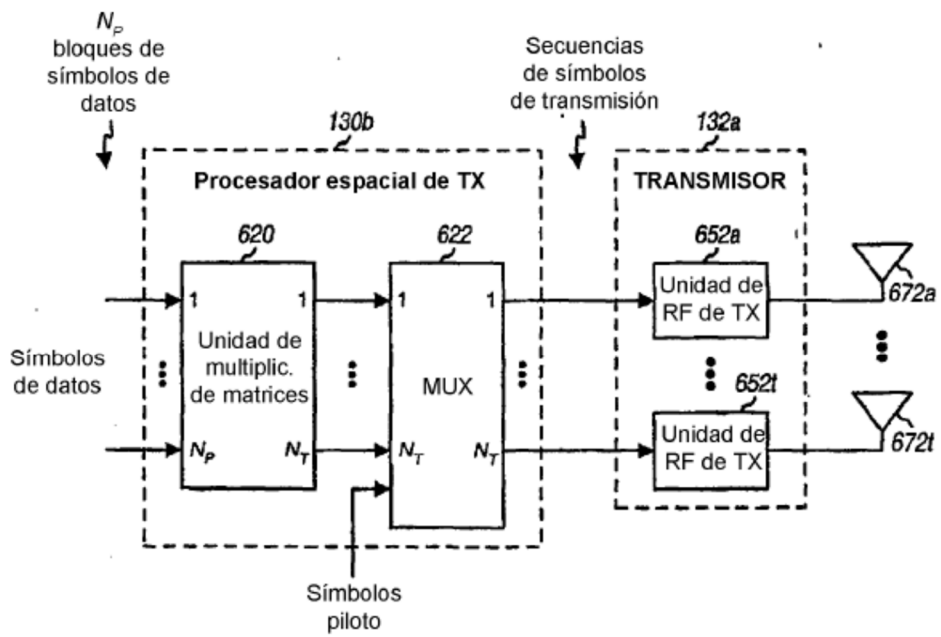


FIG. 6B

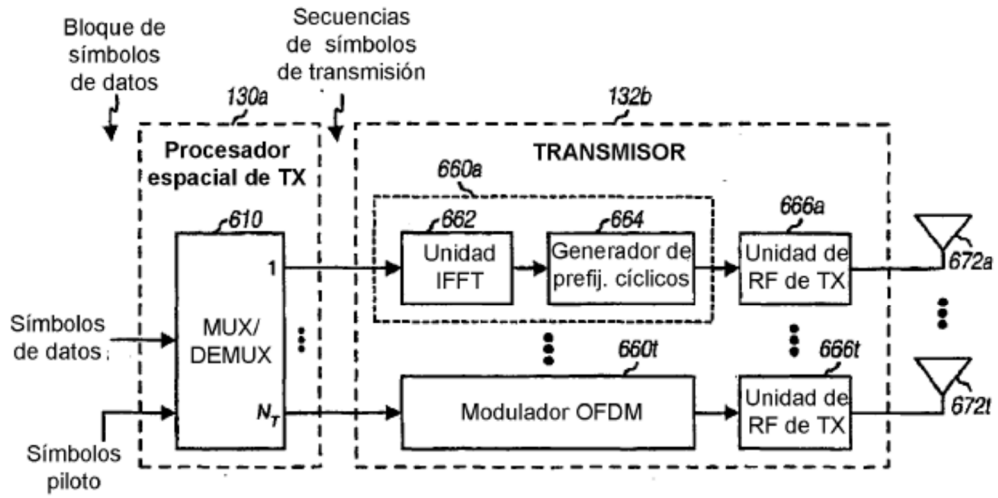


FIG. 6C

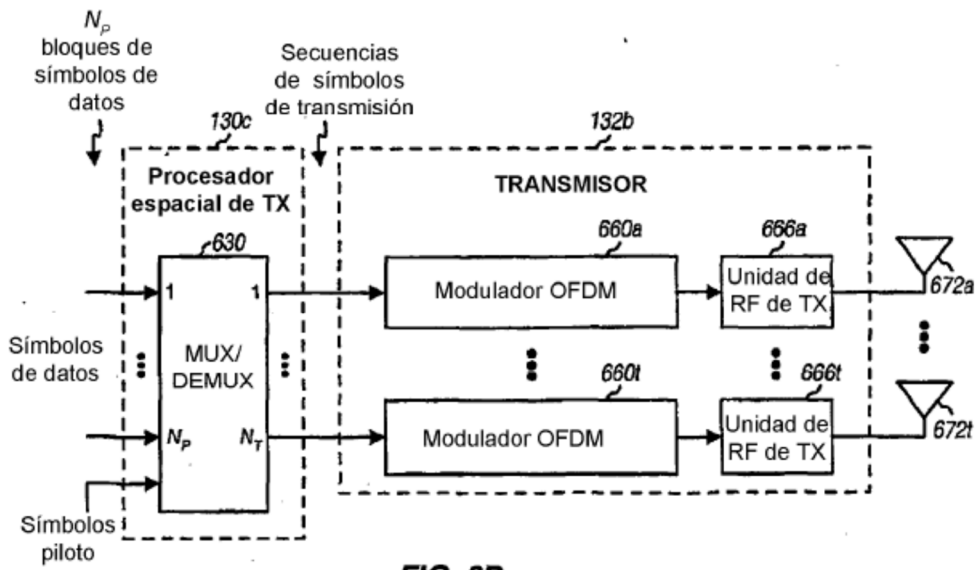


FIG. 6D

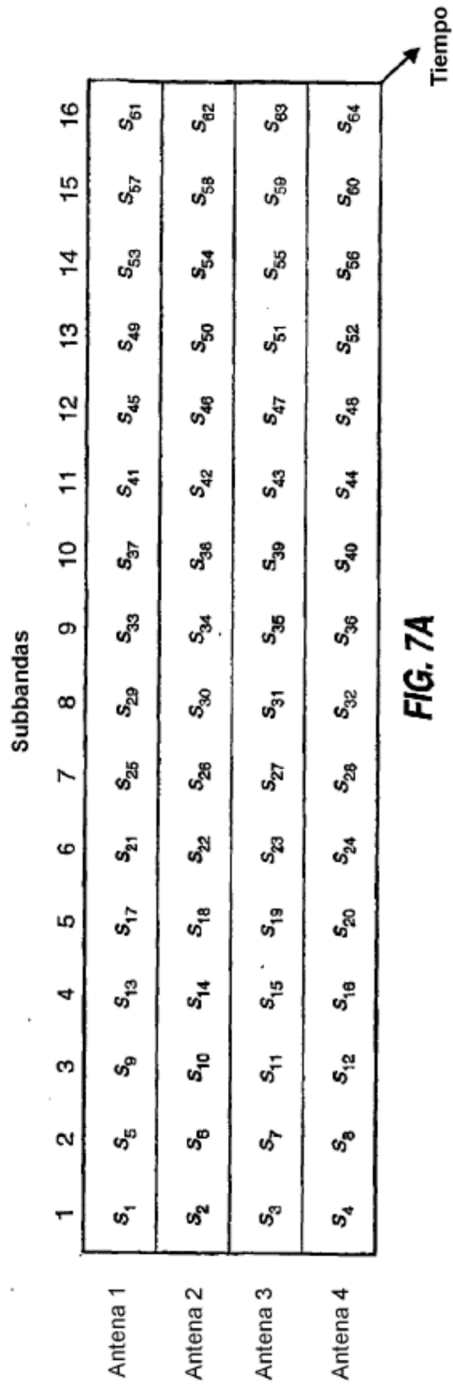


FIG. 7A

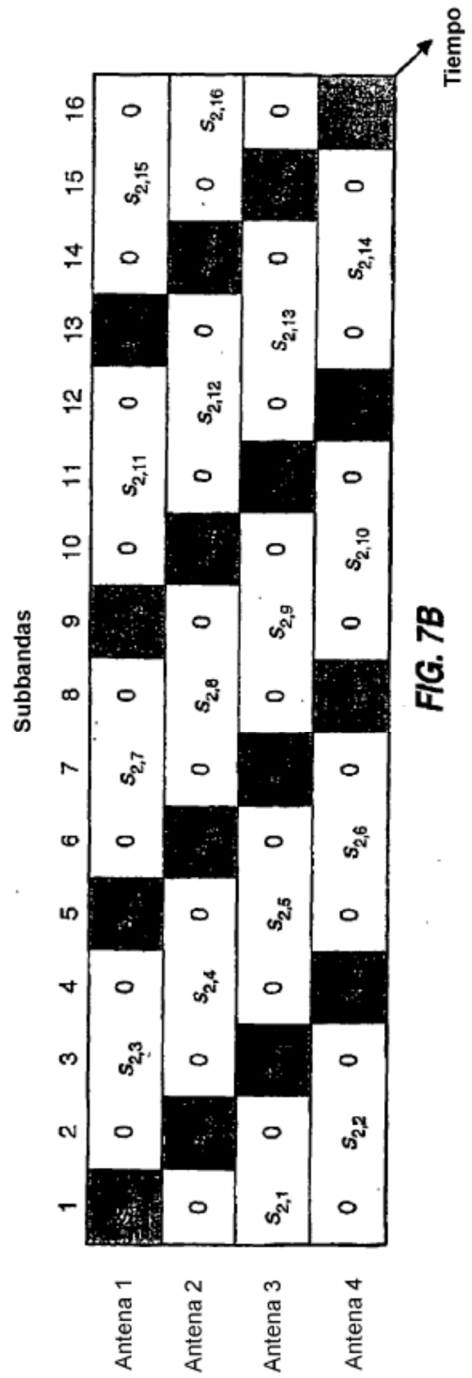


FIG. 7B

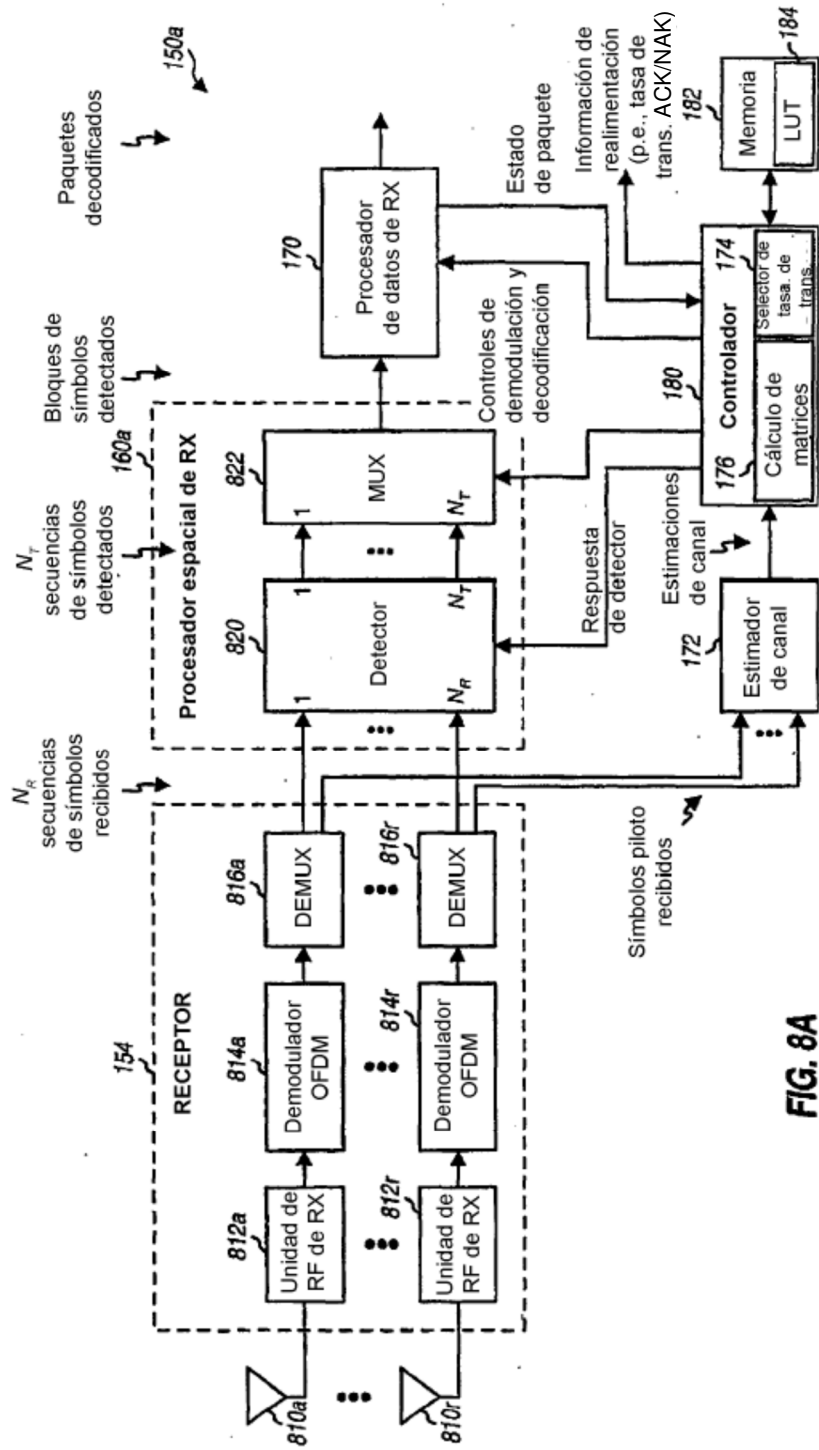


FIG. 8A

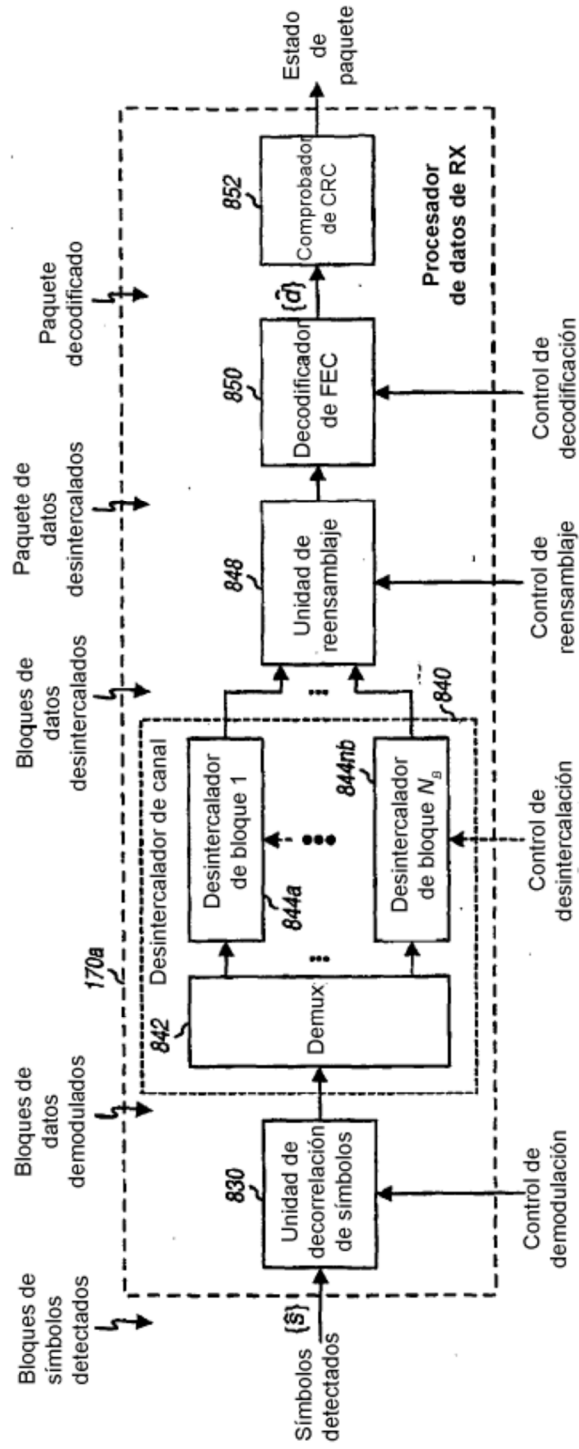


FIG. 8B

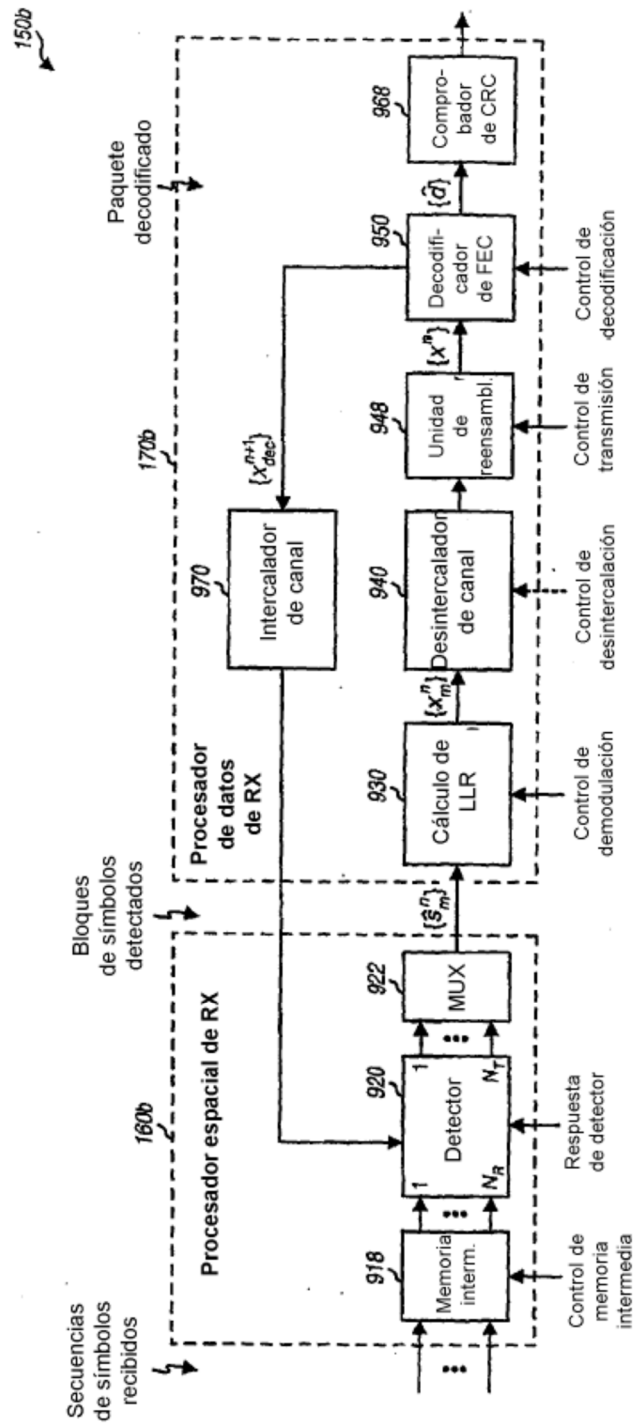


FIG. 9A

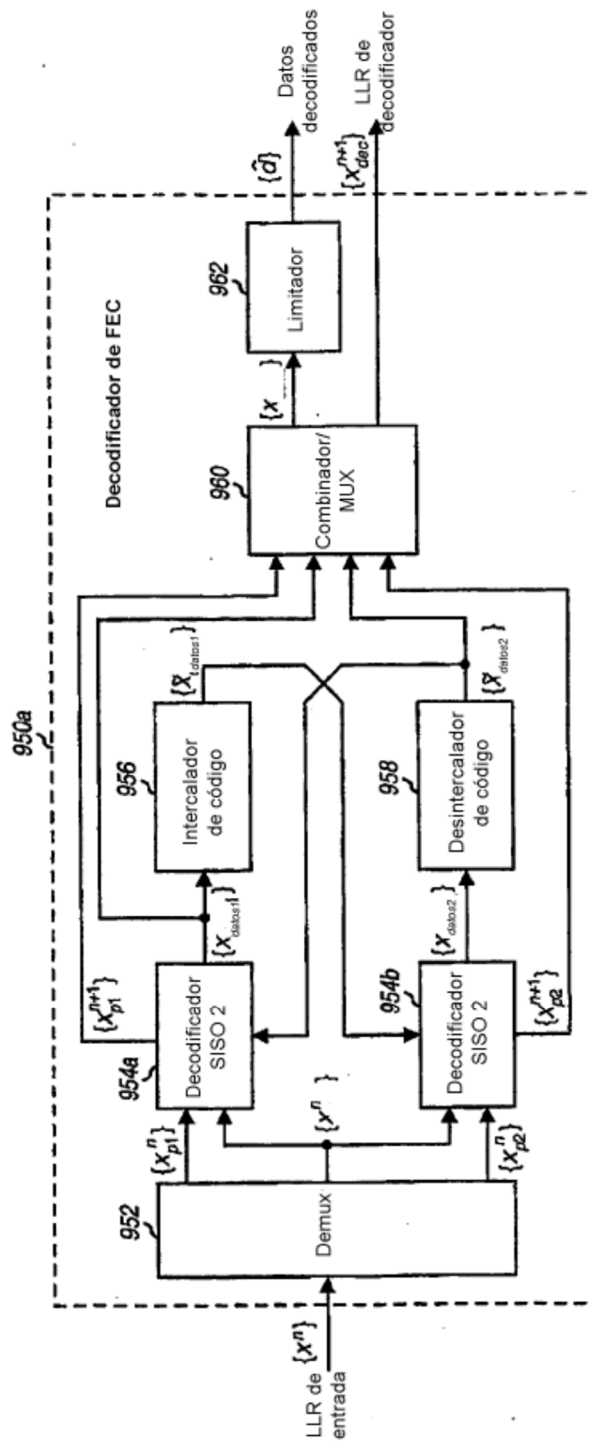


FIG. 9B