



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 347 250**

51 Int. Cl.:

H04L 1/06 (2006.01)

H04L 27/34 (2006.01)

H04L 5/04 (2006.01)

H04L 1/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **04789175 .9**

96 Fecha de presentación : **27.09.2004**

97 Número de publicación de la solicitud: **1678866**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **12.07.2006**

54 Título: **Codificación jerárquica con múltiples antenas en un sistema de comunicación inalámbrica.**

30 Prioridad: **25.09.2003 US 506466 P**
01.03.2004 US 791314

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
27.10.2010

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
27.10.2010

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

72 Inventor/es: **Mantravadi, Ashok y**
Agrawal, Avneesh

74 Agente: **Carpintero López, Mario**

ES 2 347 250 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

Codificación jerárquica con múltiples antenas en un sistema de comunicación inalámbrica.

5 **Referencia cruzada a solicitud relacionada**

Esta solicitud reivindica prioridad respecto a la solicitud de patente provisional estadounidense n.º de serie 60/506,466, presentada el 25 de septiembre de 2003.

10 **I. Campo**

La presente invención se refiere, en general, a la comunicación y, más específicamente, a técnicas para realizar codificación jerárquica en un sistema de comunicación inalámbrica.

15 **II. Antecedentes**

Los sistemas de comunicación inalámbrica se implementan ampliamente para proporcionar diversos servicios de comunicación tales como voz, datos por paquetes, difusión, etc. Estos sistemas pueden tener la capacidad de proporcionar comunicación para múltiples usuarios simultáneamente compartiendo los recursos de sistema disponibles. Algunos ejemplos de tales sistemas incluyen sistemas de acceso múltiple por división de código (CDMA), sistemas de acceso múltiple por división de tiempo (TDMA) y sistemas de acceso múltiple por división de frecuencia (FDMA).

Un sistema de comunicación inalámbrica puede proporcionar servicio de difusión, que normalmente implica la transmisión de datos de difusión a usuarios en un área de difusión designada en lugar de a usuarios específicos. Puesto que se pretende que una transmisión de difusión se reciba por múltiples usuarios dentro del área de difusión, la tasa de transmisión de datos de difusión viene determinada normalmente por el usuario con las peores condiciones de canal. Normalmente, el usuario en el caso más desfavorable está ubicado alejado de una estación base transmisora y tiene una baja relación señal a ruido (SNR).

Los usuarios en el área de difusión experimentan normalmente diferentes condiciones de canal, alcanzan diferentes SNR y pueden recibir datos a diferentes tasas de transmisión de datos. La transmisión jerárquica puede usarse entonces para mejorar el servicio de difusión. Con la transmisión jerárquica, los datos de difusión se dividen en un “flujo base” y un “flujo de mejora”. El flujo base se transmite de tal manera que todos los usuarios en el área de difusión pueden recuperar este flujo. El flujo de mejora se transmite de tal manera que los usuarios que experimentan mejores condiciones de canal pueden recuperar este flujo. La transmisión jerárquica también se denomina codificación jerárquica, donde el término “codificación” en este contexto se refiere a codificación de canal en lugar de a codificación de datos en el transmisor.

Un procedimiento convencional de implementación de codificación jerárquica es a través del uso de modulación no uniforme. En este procedimiento, los datos para el flujo base se modulan con un primer esquema de modulación y los datos para el flujo de mejora se modulan con un segundo esquema de modulación que se superpone al primer esquema de modulación. El primer esquema de modulación es normalmente un esquema de modulación de orden inferior tal como QPSK, y el segundo esquema de modulación también puede ser QPSK. En este caso, los datos modulados resultantes para ambos flujos pueden parecerse a datos modulados por 16-QAM. Todos los usuarios en el área de difusión pueden recuperar el flujo base usando demodulación QPSK. Los usuarios con mejores condiciones de canal también pueden recuperar el flujo de mejora eliminando la modulación debida al flujo base. La codificación jerárquica que usa modulación no uniforme se implementa por algunos sistemas convencionales tales como el sistema según la norma T de difusión de vídeo directa (DVB-T).

La codificación jerárquica se usa convencionalmente para un sistema de una entrada una salida (SISO). Un sistema SISO emplea una única antena en un transmisor y una única antena en un receptor. Para el sistema SISO, la codificación jerárquica puede implementarse, por ejemplo, usando modulación no uniforme como se describió anteriormente. “Multiresolution Broadcast for Digital HDTV Using Joint Source/Channel Coding” (Ramchandran *et al.*) da a conocer un sistema en el que se usa codificación conjunta fuente-canal de múltiple resolución en el contexto de difusión terrestre digital de televisión de alta definición. Una fuente se divide en información “base” e información “de refinamiento”. Un receptor más cerca del emisor puede decodificar la señal de calidad total mientras que un receptor distante tiene acceso a la señal de menor resolución de modo que con la distancia se alcanza una degradación paulatina gradual de la resolución de la señal.

Un sistema de comunicación inalámbrica puede emplear múltiples antenas o bien en el transmisor o bien en el receptor, o tanto en el transmisor como en el receptor. “Space-Time Block Coding for Wireless Communications” (LARSSON y STOICA, mayo de 2003 (05-2003), Cambridge University Press, Cambridge, UK, XP002316665 ISBN: 0521 824567) proporciona una introducción básica al concepto del uso de múltiples antenas y conceptos de transmisión asociados con el mismo tales como codificación espacio-temporal y diversidad de antena. Las múltiples antenas pueden usarse para proporcionar diversidad frente a efectos de trayectoria perjudiciales y/o para mejorar la capacidad de transmisión, siendo los dos deseables. Existe la necesidad en la técnica de técnicas para realizar codificación jerárquica con múltiples antenas en un sistema de comunicación inalámbrica.

Sumario

En el presente documento se proporcionan técnicas para realizar codificación jerárquica en un sistema de comunicación de múltiples antenas. Este sistema es un sistema de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) con múltiples antenas tanto en el transmisor como en el receptor. Estas técnicas pueden usarse para transmitir múltiples flujos de datos (por ejemplo, un flujo base y un flujo de mejora) a diferentes entidades receptoras que pueden alcanzar diferentes SNR.

En un transmisor en un sistema MIMO, el flujo base y el flujo de mejora se codifican y modulan individualmente para obtener flujos de símbolos de datos primero y segundo, respectivamente. El primer flujo de símbolos de datos se procesa según un primer esquema de procesamiento espacial (por ejemplo, un esquema de diversidad de transmisión o un esquema de multiplexación espacial) para obtener un primer conjunto de subflujos de símbolos. El segundo flujo de símbolos de datos se procesa según un segundo esquema de procesamiento espacial (por ejemplo, un esquema de diversidad de transmisión o un esquema de multiplexación espacial) para obtener un segundo conjunto de subflujos de símbolos. A continuación se describen diversos esquemas de multiplexación espacial y diversidad de transmisión. El primer conjunto de subflujos de símbolos se combina con el segundo conjunto de subflujos de símbolos para obtener múltiples flujos de símbolos de transmisión para su transmisión desde múltiples antenas de transmisión. La combinación puede alcanzarse mediante multiplexación por división de tiempo (TDM) del primer conjunto de subflujos de símbolos con el segundo conjunto de subflujos de símbolos para obtener los múltiples flujos de símbolos de transmisión. De manera alternativa, la combinación puede alcanzarse con superposición (1) ajustando a escala el primer conjunto de subflujos de símbolos con un primer factor de ajuste a escala, (2) ajustando a escala el segundo conjunto de subflujos de símbolos con un segundo factor de ajuste a escala y (3) sumando el primer conjunto de subflujos de símbolos ajustados a escala con el segundo conjunto de subflujos de símbolos ajustados a escala para obtener los múltiples flujos de símbolos de transmisión. Los factores de ajuste a escala primero y segundo determinan la cantidad de potencia de transmisión que va a usarse para el flujo base y el flujo de mejora, respectivamente.

Pueden usarse diferentes arquitecturas de receptor para recuperar el flujo base y el flujo de mejora, dependiendo de si estos flujos se transmiten usando TDM o superposición. Si se usa TDM, un receptor en un sistema MIMO demultiplexa inicialmente por división de tiempo múltiples flujos de símbolos recibidos, que se obtienen a través de múltiples antenas de recepción, para proporcionar un primer conjunto de subflujos de símbolos recibidos para el flujo base y un segundo conjunto de subflujos de símbolos recibidos para el flujo de mejora. El primer conjunto de subflujos de símbolos recibidos se procesa según el primer esquema de procesamiento espacial para obtener un primer flujo de símbolos de datos recuperado, que se demodula y decodifica adicionalmente para obtener un flujo base decodificado. El segundo conjunto de subflujos de símbolos recibidos se procesa según el segundo esquema de procesamiento espacial para obtener un segundo flujo de símbolos de datos recuperado, que se demodula y decodifica adicionalmente para obtener un flujo de mejora decodificado.

Si se usa superposición, un receptor en un sistema MIMO procesa inicialmente los múltiples flujos de símbolos recibidos según el primer esquema de procesamiento espacial para obtener el primer flujo de símbolos de datos recuperado, que se demodula y decodifica para obtener el flujo base decodificado. La interferencia debida al flujo base decodificado se estima y cancela a partir de los flujos de símbolos recibidos para obtener flujos de símbolos modificados. Los flujos de símbolos modificados se procesan entonces según el segundo esquema de procesamiento espacial para obtener el segundo flujo de símbolos de datos recuperado, que se demodula y decodifica para obtener el flujo de mejora decodificado. El flujo de mejora también puede recuperarse en múltiples fases, recuperando cada fase un subflujo de mejora decodificado para una de las antenas de transmisión.

A continuación se describen con más detalle diversos aspectos y realizaciones de la invención.

Breve descripción de los dibujos

Las características, naturaleza y ventajas de la presente invención resultarán más evidentes a partir de la descripción detallada expuesta a continuación tomada en conjunción con los dibujos, en los que caracteres de referencia similares identifican de manera correspondiente en todo el documento y en los que:

la figura 1 muestra un sistema SISO;

las figuras 2A a 2C muestran un sistema SIMO, un sistema MISO y un sistema MIMO, respectivamente;

la figura 3 muestra un transmisor y un receptor en el sistema MIMO;

la figura 4A muestra un procesador de datos de transmisión (TX) y un procesador espacial de TX dentro del transmisor;

la figura 4B muestra un diagrama de bloques de un codificador convolucional concatenado en paralelo;

las figuras 5A y 5B muestran un procesador de diversidad de transmisión y un procesador de multiplexación espacial para el procesador espacial de TX;

ES 2 347 250 T3

la figura 6A ilustra un diagrama de bloques de un procesador espacial de TX en el que el flujo base y el flujo de mejora se multiplexan en tiempo y se transmiten usando diversidad de transmisión.

5 La figura 6B ilustra un diagrama de bloques de un procesador espacial de TX en el que el flujo base y el flujo de mejora se multiplexan en tiempo, el flujo base se transmite usando diversidad de transmisión y el flujo de mejora usa multiplexación espacial.

10 La figura 6C ilustra un diagrama de bloques de un procesador espacial de TX en el que el flujo base y el flujo de mejora se combinan y el flujo combinado se transmite usando diversidad de transmisión.

La figura 6D ilustra un diagrama de bloques de un procesador espacial de TX en el que el flujo base y el flujo de mejora se combinan y el flujo base se envía usando diversidad de transmisión y el flujo de mejora usa multiplexación espacial.

15 La figura 6E ilustra un diagrama de bloques de un procesador espacial de TX en el que el flujo base y el flujo de mejora se combinan y el flujo combinado se transmite usando multiplexación espacial.

20 La figura 6F ilustra un diagrama de bloques de un procesador espacial de TX en el que el flujo base y el flujo de mejora se transmiten usando diversidad de transmisión sin TDM o sin combinarse.

La figura 6G ilustra un diagrama de bloques de un procesador espacial de TX en el que el flujo base se transmite desde una antena de transmisión y el flujo de mejora se transmite desde una segunda antena de transmisión.

25 Las figuras 7A y 7B muestran diagramas de sincronismo para los esquemas de TDM y superposición, respectivamente;

las figuras 8A y 8B muestran dos diseños de receptor para el esquema TDM;

30 la figura 8C muestra un diagrama de bloques de un turbodecodificador;

las figuras 9A y 9B muestran dos diseños de receptor para el esquema de superposición;

la figura 10 muestra un proceso realizado por el transmisor para la codificación jerárquica;

35 las figuras 11A y 11B muestran procesos realizados por el receptor para la codificación jerárquica con los esquemas de TDM y superposición, respectivamente;

40 la figura 12 muestra una gráfica de regiones de tasa de transmisión para la codificación jerárquica en el sistema SISO; y

la figura 13 muestra una gráfica de regiones de tasa de transmisión para la codificación jerárquica en los sistemas SIMO y MIMO.

45 Descripción detallada

El término “ejemplar” se usa en el presente documento de manera que significa “que sirve como ejemplo, caso o ilustración”. Cualquier realización o diseño descrito en el presente documento como “ejemplar” no debe interpretarse necesariamente como preferido o ventajoso frente a otras realizaciones o diseños.

50 Las técnicas descritas en el presente documento para realizar codificación jerárquica pueden usarse para diversos tipos de sistemas de comunicación inalámbrica, incluyendo sistemas de comunicación de una única portadora y de múltiples portadoras. Ejemplos de sistemas de múltiples portadoras incluyen un sistema de comunicación de acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal (OFDMA), un sistema de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), etc. Por motivos de claridad, estas técnicas se describen específicamente a continuación para un sistema de una única portadora.

1. Técnica anterior: Codificación jerárquica en un sistema SISO

60 La figura 1 muestra un sistema 100 SISO con un transmisor 110 y dos receptores 120a y 120b para dos usuarios A y B. En general, un sistema SISO puede incluir cualquier número de transmisores y cualquier número de receptores para cualquier número de usuarios. Por motivos de simplicidad, en la figura 1 sólo se muestran y se consideran a continuación un transmisor y dos receptores para dos usuarios. Para el sistema 100 SISO, el transmisor 110 está equipado con una única antena y cada uno de los receptores 120a y 120b también está equipado con una única antena. El canal de comunicación entre el transmisor 110 y el receptor 120a tiene una ganancia de canal compleja de h_a y una varianza del ruido de σ_a . El canal de comunicación entre el transmisor 110 y el receptor 120b tiene una ganancia de canal compleja de h_b y una varianza del ruido de σ_b , con $\sigma_b > \sigma_a$. El usuario A alcanza así una SNR mayor que el usuario B.

ES 2 347 250 T3

Puede implementarse un servicio de difusión de dos capas por lo que los datos de difusión se dividen en un flujo base y un flujo de mejora. El flujo base se envía a una tasa de transmisión que puede recibirse por los dos usuarios A y B. El flujo de mejora se envía a una tasa de transmisión que puede recibirse por el usuario A con la mejor SNR. Los usuarios A y B son representativos de dos diferentes grupos de usuarios que pueden alcanzar dos intervalos diferentes de SNR. Los dos flujos pueden enviarse usando un esquema de multiplexación por división de tiempo (TDM) o un esquema de superposición.

Para el esquema de multiplexación por división de tiempo, el flujo base se envía una fracción del tiempo y el flujo de mejora se envía el resto del tiempo. Un modelo de señal para los usuarios A y B para el esquema TDM en el sistema 100 SISO puede expresarse como:

$$y_a = s + n_a, \text{ y } \quad \text{Ec (1)}$$

$$y_b = s + n_b,$$

donde

s es un símbolo de datos enviado por el transmisor, que puede ser para el flujo base o el flujo de mejora;

y_a e y_b son símbolos recibidos por los usuarios A y B, respectivamente; y

n_a y n_b son variables aleatorias gaussianas independientes con varianzas σ_a^2 y σ_b^2 , respectivamente, para el ruido observado por los usuarios A y B, respectivamente.

El conjunto de ecuaciones (1) supone un canal de ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN) para cada uno de los usuarios A y B. La característica principal de un canal AWGN es que tiene una ganancia de canal constante, que se supone que es igual a uno (es decir, $h_a = h_b = 1$) en el conjunto de ecuaciones (1).

Las tasas de transmisión máximas para los usuarios A y B pueden expresarse como:

$$C_a = \log_2 \left(1 + \frac{P}{\sigma_a^2} \right), \text{ y } \quad \text{Ec (2)}$$

$$C_b = \log_2 \left(1 + \frac{P}{\sigma_b^2} \right),$$

donde

P es la potencia de transmisión usada para los símbolos de datos; y

C_a y C_b son las tasas de transmisión máximas para los usuarios A y B, respectivamente.

El conjunto de ecuaciones (2) se basa en la función de capacidad de Shannon, que da la tasa de transmisión de datos máxima teórica que puede transmitirse de manera fiable por un canal de comunicación con una respuesta de canal dada y una varianza del ruido dada. La capacidad de Shannon supone un modelo de canal AWGN y un alfabeto ilimitado por lo que los símbolos de datos no están limitados a puntos específicos en una constelación de señales. La capacidad de Shannon también se denomina capacidad ilimitada. La capacidad también se denomina eficacia espectral, y ambas se dan en unidades de bits por segundo por hercio (bps/Hz).

A partir del conjunto de ecuaciones (2), el canal de comunicación puede soportar una tasa de transmisión de C_b para el usuario B, que también puede recibirse por el usuario A. El canal de comunicación también puede soportar una tasa de transmisión de C_a para el usuario A, que es mayor que la tasa de transmisión de C_b para el usuario B puesto que $\sigma_b > \sigma_a$. La tasa de transmisión se da normalmente en unidades de bits por segundo (bps). Por motivos de simplicidad, la tasa de transmisión se da en unidades de bps/Hz normalizadas en la siguiente descripción.

ES 2 347 250 T3

Para el esquema TDM, el flujo base se envía una fracción del tiempo y es necesario que lo reciban los dos usuarios A y B, teniendo el usuario B peor SNR puesto que $\sigma_b > \sigma_a$. El flujo de mejora se envía el resto del tiempo y sólo es necesario que lo reciba el usuario A, es decir, sin consideración para el usuario B. Las tasas de transmisión globales que pueden alcanzarse para los usuarios A y B para el esquema TDM pueden expresarse como:

$$R_b = \alpha \cdot C_b \quad , \quad y \quad \text{Ec (3)}$$

$$R_a = \alpha \cdot C_b + (1 - \alpha) \cdot C_a = R_b + R_e \quad ,$$

donde

α es la fracción de tiempo en que se transmite el flujo base, con $1 \geq \alpha \geq 0$;

$(1 - \alpha)$ es la fracción de tiempo en que se transmite el flujo de mejora;

R_b y R_c son las tasas de transmisión para el flujo base y el flujo de mejora, respectivamente; y R_a y R_b son las tasas de transmisión globales para los usuarios A y B, respectivamente.

El conjunto de ecuaciones (3) indica que la tasa de transmisión R_b para el usuario B es igual que la tasa de transmisión para el flujo base. La tasa de transmisión R_a para el usuario A es igual que la tasa de transmisión R_b para el flujo base más la tasa de transmisión R_e para el flujo de mejora.

Para el esquema de superposición, el flujo base y el flujo de mejora se combinan y envían al mismo tiempo. La potencia de transmisión P se divide entre los dos flujos. Un modelo de señal para los usuarios A y B para el esquema de superposición en el sistema 100 SISO puede expresarse como:

$$y_a = \sqrt{\alpha \cdot P} \cdot s_b + \sqrt{(1 - \alpha) \cdot P} \cdot s_e + n_a \quad , \quad y \quad \text{Ec (4)}$$

$$y_b = \sqrt{\alpha \cdot P} \cdot s_b + \sqrt{(1 - \alpha) \cdot P} \cdot s_e + n_b \quad ,$$

donde

s_b y s_e son símbolos de datos para el flujo base y el flujo de mejora, respectivamente;

α es la fracción de la potencia de transmisión usada para el flujo base; y

$(1 - \alpha)$ es la fracción de la potencia de transmisión usada para el flujo de mejora.

En un receptor, el flujo base se recupera en primer lugar a partir de una señal recibida tratando el flujo de mejora como ruido aditivo. Una vez recuperado el flujo base, la interferencia debida al flujo base se estima y elimina de la señal recibida. Entonces se recupera el flujo de mejora con el flujo base eliminado. Las tasas de transmisión globales que pueden alcanzarse para los usuarios A y B para el esquema de superposición pueden expresarse como:

$$R_b = \log_2 \left(1 + \frac{\alpha \cdot P}{(1 - \alpha) \cdot P + \sigma_b^2} \right) \quad , \quad y \quad \text{Ec (5a)}$$

$$R_a = R_b + \log_2 \left(1 + \frac{(1 - \alpha) \cdot P}{\sigma_a^2} \right) = R_b + R_e \quad . \quad \text{Ec (5b)}$$

El conjunto de ecuaciones (5) también se basa en la función de capacidad de Shannon y suponiendo un modelo de canal AWGN y un alfabeto ilimitado.

En la ecuación (5a), la tasa de transmisión R_b para el flujo base se determina basándose en una potencia de transmisión de $\alpha \cdot P$ para el flujo base y un ruido total de $(1 - \alpha) \cdot P + \sigma_b^2$, donde el término $(1 - \alpha) \cdot P$ es para la interferencia debida al flujo de mejora. En la ecuación (5b), la tasa de transmisión R_e para el flujo de mejora se determina basándose en una potencia de transmisión de $(1 - \alpha) \cdot P$ para el flujo de mejora y un ruido total de σ_a^2 , donde se supone que se ha

ES 2 347 250 T3

cancelado completamente la interferencia debida al flujo base. La tasa de transmisión R_b para el usuario B es igual que la tasa de transmisión para el flujo base, y la tasa de transmisión R_a para el usuario A es igual que la tasa de transmisión R_b para el flujo base más la tasa de transmisión R_e , para el flujo de mejora.

5 La figura 12 muestra una gráfica de regiones de tasa de transmisión para los esquemas de TDM y superposición para un sistema SISO con un canal AWGN. El eje vertical representa la tasa de transmisión R_b para el usuario B, que es la tasa de transmisión para el flujo base. El eje horizontal representa la tasa de transmisión R_a para el usuario A, que es la tasa de transmisión combinada para el flujo base y el flujo de mejora. Las tasas de transmisión R_a y R_b se dan
10 ambas en unidades de bps/Hz en la figura 12. El rendimiento dado en la figura 12 es para un canal de desvanecimiento de Raleigh. Aunque las técnicas de codificación jerárquica descritas en el presente documento pueden usarse para diferentes tipos de canal, el rendimiento puede depender de la estadística del tipo de canal.

Un trazado 1210 muestra las tasas de transmisión alcanzables R_a y R_b para el esquema TDM para diferentes valores de α . Estas tasas de transmisión se calculan usando los conjuntos de ecuaciones (2) y (3) con $P/\sigma_a^2 = 20$ dB y $P/\sigma_b^2 = 5$
15 dB. Para $\alpha = 1$, sólo se transmite el flujo base, y $R_a = R_b = 2,06$ bps/Hz y $R_e = 0$. Para $\alpha = 0$, sólo se transmite el flujo de mejora, y $R_a = R_e = 6,66$ bps/Hz y $R_b = 0$. Las tasas de transmisión R_a y R_b para otros valores de α para el esquema TDM se dan mediante el trazado 1210.

Un trazado 1220 muestra las tasas de transmisión alcanzables R_a y R_b para el esquema de superposición para
20 diferentes valores de α . Estas tasas de transmisión se calculan usando los conjuntos de ecuaciones (5) con $P/\sigma_a^2 = 20$ dB y $P/\sigma_b^2 = 5$ dB.

La región de tasa de transmisión para el esquema TDM es el área bajo el trazado 1210. La región de tasa de
25 transmisión para el esquema de superposición es el área bajo el trazado 1220. Es más deseable una región de tasa de transmisión mayor. La figura 12 muestra que el esquema de superposición tiene una región de tasa de transmisión mayor, y por tanto un mejor rendimiento, que el esquema TDM.

La descripción anterior para los esquemas de TDM y superposición supone un canal AWGN. Para un canal de
30 desvanecimiento plano, la ganancia de canal compleja del transmisor a cada usuario puede representarse por una variable de canal h , como se muestra en la figura 1. Se supone que esta variable de canal es una variable aleatoria gaussiana compleja de media cero, una varianza de uno, y está distribuida de manera idéntica para los dos usuarios.

Las tasas de transmisión globales que pueden alcanzarse para los usuarios A y B con un canal de desvanecimiento
35 plano para el esquema de superposición en el sistema 100 SISO pueden expresarse como:

$$40 \quad R_b = E \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{\alpha \cdot P \cdot |h|^2}{(1-\alpha) \cdot P \cdot |h|^2 + \sigma_b^2} \right) \right\}, \quad \text{y} \quad \text{Ec (6)}$$

$$45 \quad R_a = R_b + E \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{(1-\alpha) \cdot P \cdot |h|^2}{\sigma_a^2} \right) \right\} = R_b + R_e,$$

50 donde $E\{v\}$ indica el valor esperado de v . El conjunto de ecuaciones (6) se basa en una función de capacidad ergódica que da la tasa de transmisión de datos máxima esperada dada la variable de canal h . Las tasas de transmisión que pueden alcanzarse para los usuarios A y B para el esquema TDM con un canal de desvanecimiento plano también pueden obtenerse de una manera similar.

55

2. Técnica anterior: Codificación jerárquica en un sistema SIMO

La figura 2A muestra un sistema 200a SIMO con un transmisor 210a y dos receptores 220a y 220b para dos
60 usuarios A y B. Para un sistema SIMO $(1, N_R)$, un transmisor está equipado con una única antena y un receptor está equipado con N_R antenas, donde $N_R > 1$. Por motivos de simplicidad, la figura 2A muestra un sistema SIMO $(1, 2)$ por lo que cada uno de los receptores 220a y 220b está equipado con dos antenas. El canal de comunicación entre el transmisor 210a y el receptor 220a tiene un vector de respuesta de canal de \underline{h}_a y una varianza del ruido de σ_a . El canal de comunicación entre el transmisor 210a y el receptor 220b tiene un vector de respuesta de canal de \underline{h}_b y una
65 varianza del ruido de σ_b , con $\sigma_b > \sigma_a$. El vector de respuesta de canal \underline{h} para cada usuario incluye N_R elementos para las ganancias de canal complejas entre la única antena de transmisión y cada una de las N_R antenas de recepción del usuario, es decir, $\underline{h} = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_{NR}]^T$, donde "T" indica la transposición.

ES 2 347 250 T3

Para un sistema SIMO, las múltiples antenas en el receptor pueden usarse para alcanzar una mayor diversidad. Un modelo de señal para los usuarios A y B en el sistema 200a SIMO puede expresarse como:

$$\begin{aligned} \underline{y}_a &= \underline{h}_a s + \underline{n}_a, \quad \underline{y} & \text{Ec (7)} \\ \underline{y}_b &= \underline{h}_b s + \underline{n}_b, \end{aligned}$$

donde

\underline{h}_a y \underline{h}_b son vectores de respuesta de canal para los usuarios A y B, respectivamente;

\underline{n}_a y \underline{n}_b son vectores de ruido para los usuarios A y B, respectivamente; e

\underline{y}_a e \underline{y}_b son vectores con N_R símbolos recibidos para N_R antenas recibidas para los usuarios A y B, respectivamente.

Un receptor para el usuario i puede recuperar un símbolo de datos transmitidos s , de la siguiente manera:

$$\hat{s} = G_{simo}^{-1} \underline{h}_i^H \underline{y}_i = G_{simo}^{-1} \underline{h}_i^H (\underline{h}_i s + \underline{n}_i) = s + \tilde{\underline{n}}_i, \quad \text{Ec (8)}$$

donde

G_{simo} es la ganancia de canal global para el usuario i ;

\hat{s} es una estimación del símbolo de datos s enviado por el transmisor; y

$\tilde{\underline{n}}_i$ es el ruido postprocesado para el usuario i .

La ganancia de canal global es $G_{simo} = |h_1|^2 + |h_2|^2 + \dots + |h_{N_R}|^2$ para N_R antenas de recepción. Para un sistema SIMO (1, 2) con $N_R = 2$, G_{simo} es una variable chi-cuadrado con dos grados de libertad, que supone un canal de desvanecimiento de Rayleigh, y se alcanza diversidad de segundo orden. Las técnicas de codificación jerárquica descritas en el presente documento no dependen de ningún modelo estadístico particular para el canal y pueden aplicarse a otros tipos de canal. La ecuación (8) muestra el procesamiento de receptor para constelaciones de señales de modulación por desplazamiento de fase M-aria (M-PSK). Puede realizarse un procesamiento de receptor similar para constelaciones de señales de modulación de amplitud en cuadratura M-aria (M-QAM). El procesamiento en el transmisor y el receptor para el flujo base y el flujo de mejora se describe con más detalle más adelante.

Las tasas de transmisión que pueden alcanzarse para los usuarios A y B para el esquema TDM en un sistema SIMO con un canal de desvanecimiento plano pueden expresarse como:

$$R_b = E \left\{ \alpha \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P \cdot G_{simo}}{\sigma_b^2} \right) \right\}, \quad \text{Ec (9)}$$

$$R_a = R_b + E \left\{ (1 - \alpha) \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P \cdot G_{simo}}{\sigma_a^2} \right) \right\} = R_b + R_e.$$

Las tasas de transmisión que pueden alcanzarse para los usuarios A y B para el esquema de superposición en un sistema SIMO con un canal de desvanecimiento plano pueden expresarse como:

$$R_b = E \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{\alpha \cdot P \cdot G_{simo}}{(1 - \alpha) \cdot P \cdot G_{simo} + \sigma_b^2} \right) \right\}, \quad \text{Ec (10)}$$

$$R_a = R_b + E \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{(1 - \alpha) \cdot P \cdot G_{simo}}{\sigma_a^2} \right) \right\} = R_b + R_e.$$

ES 2 347 250 T3

3. Técnica anterior: Codificación jerárquica en un sistema MISO

La figura 2B muestra un sistema 200b MISO con un transmisor 210b y dos receptores 220c y 220d para dos usuarios A y B. Para un sistema MISO ($N_T, 1$), un transmisor está equipado con N_T antenas y un receptor está equipado con una única antena, donde $N_T > 1$. Por motivos de simplicidad, la figura 2B muestra un sistema MISO (2,1) por lo que el transmisor 210b está equipado con dos antenas y cada uno de los receptores 220c y 220d está equipado con una única antena. El canal de comunicación entre el transmisor 210b y el receptor 220c tiene un vector de respuesta de canal de \underline{h}_a^T y una varianza del ruido de σ_a . El canal de comunicación entre el transmisor 210b y el receptor 220d tiene un vector de respuesta de canal de \underline{h}_b^T y una varianza del ruido de σ_b , con $\sigma_b > \sigma_a$.

Para un sistema MISO, las múltiples antenas en el transmisor pueden usarse para alcanzar mayor diversidad. En particular, el flujo base y el flujo de mejora pueden enviarse en las múltiples antenas de transmisión usando un esquema de diversidad de transmisión, como se describe más adelante. Un modelo de señal para los usuarios A y B en el sistema 200b MISO puede expresarse como:

$$\mathbf{y}_a = \underline{\mathbf{h}}_a^T \underline{\mathbf{x}} + n_a, \quad \mathbf{y} \quad \text{Ec (11)}$$

$$\mathbf{y}_b = \underline{\mathbf{h}}_b^T \underline{\mathbf{x}} + n_b,$$

donde

$\underline{\mathbf{x}}$ es un vector de N_T símbolos de transmisión enviados desde N_T antenas en el transmisor;

$\underline{\mathbf{h}}_a^T$ y $\underline{\mathbf{h}}_b^T$ son vectores de respuesta de canal para los usuarios A y B, respectivamente;

n_a y n_b son ruido observado por los usuarios A y B, respectivamente; e

y_a e y_b son símbolos recibidos para los usuarios A y B, respectivamente.

El vector $\underline{\mathbf{x}}$ de los símbolos de transmisión se obtiene realizando procesamiento espacial en los símbolos de datos. El procesamiento espacial en el transmisor y el receptor para el sistema MISO se describe con más detalle más adelante.

4. Codificación jerárquica en un sistema MIMO

La figura 2C muestra un sistema 200c MIMO con un transmisor 210c y dos receptores 220e y 220f para dos usuarios A y B. Para un sistema MIMO (N_T, N_R), un transmisor está equipado con N_T antenas y un receptor está equipado con N_R antenas, donde $N_T > 1$ y $N_R > 1$. Por motivos de simplicidad, la figura 2C muestra un sistema MIMO (2,2) por lo que el transmisor 210c está equipado con dos antenas y cada uno de los receptores 220e y 220f está equipado también con dos antenas.

La figura 3 muestra un diagrama de bloques de un transmisor 210x y un receptor 220x. El transmisor 210x es una realización del transmisor 210b en la figura 2B y el transmisor 210c en la figura 2C. El receptor 220x es una realización de los receptores 220a y 220b en la figura 2A y los receptores 220e y 220f en la figura 2C.

En el transmisor 210x, un procesador 310 de datos de TX recibe, codifica, entrelaza y modula datos para el flujo base $\{d_b\}$ y proporciona un flujo de símbolos de modulación $\{s_b\}$. El procesador 310 de datos de TX también recibe, codifica, entrelaza y modula datos para el flujo de mejora $\{d_e\}$ y proporciona un flujo de símbolos de modulación $\{s_e\}$. Los símbolos de modulación también se denominan en el presente documento símbolos de datos. Un procesador 320 espacial de TX realiza procesamiento espacial en los dos flujos de símbolos de datos $\{s_b\}$ y $\{s_e\}$, multiplexa en símbolos piloto y proporciona dos flujos de símbolos de transmisión $\{x_1\}$ y $\{x_2\}$. Las unidades 322a y 322b de transmisor (TMTR) reciben y procesan los dos flujos de símbolos de transmisión $\{x_1\}$ y $\{x_2\}$, respectivamente, para obtener dos señales moduladas, que entonces se transmiten desde las antenas 324a y 324b.

En el receptor 220x, las dos señales moduladas transmitidas por el transmisor 210x se reciben por las antenas 352a y 352b. Las unidades 354a y 354b de receptor (RCVR) acondicionan, digitalizan y procesan las señales recibidas desde las antenas 352a y 352b, respectivamente, y proporcionan dos flujos de símbolos recibidos $\{y_1\}$ y $\{y_2\}$. Un procesador 360 espacial de RX procesa entonces los dos flujos de símbolos recibidos $\{y_1\}$ y $\{y_2\}$ para obtener dos flujos de símbolos de datos recuperados $\{\hat{s}_b\}$ y $\{\hat{s}_e\}$, que son estimaciones de los dos flujos de símbolos de datos $\{s_b\}$ y $\{s_e\}$ enviados por el transmisor 210x. Un procesador 370 de datos de RX demodula, desentrelaza y decodifica el flujo de símbolos de datos recuperado $\{\hat{s}_b\}$ para obtener un flujo base decodificado $\{\hat{d}_b\}$. El procesador 370 de datos de RX también demodula, desentrelaza y decodifica el flujo de símbolos de datos recuperado $\{\hat{s}_e\}$ para obtener un flujo de mejora decodificado $\{\hat{d}_e\}$. Las unidades de procesamiento en el transmisor 210x y el receptor 220x se describen con más detalle más adelante.

ES 2 347 250 T3

Los controladores 330 y 380 dirigen la operación en el transmisor 210x y el receptor 220x, respectivamente. Las memorias 332 y 382 proporcionan almacenamiento para datos y códigos de programa usados por los controladores 330 y 380, respectivamente.

5 La figura 4A muestra un diagrama de bloques de una realización del procesador 310 de datos de TX y el procesador 320 espacial de TX dentro del transmisor 210x. Dentro del procesador 310 de datos de TX, un codificador 412a recibe y codifica los datos de flujo base $\{d_b\}$ según un esquema de codificación seleccionado para proporcionar bits de código. A continuación se describe un diseño ejemplar para el codificador 412a. La codificación aumenta la fiabilidad de la transmisión de datos. El esquema de codificación seleccionado puede incluir un código convolucional, un turbocódigo,
10 un código CRC, un código de bloque o una combinación de los mismos. Un entrelazador 414a de canal entrelaza (es decir, reordena) los bits de código desde el codificador 412a basándose en un esquema de entrelazado particular. El entrelazado proporciona diversidad de tiempo, frecuencia y/o espacial para los bits de código. Un modulador 416a modula entonces (es decir, correlaciona símbolos) los datos entrelazados desde el entrelazador 414a según uno o más esquemas de modulación para proporcionar símbolos de modulación. La modulación puede alcanzarse (1) agrupando
15 conjuntos de B bits entrelazados para formar valores binarios de B bits, donde $B \geq 1$, y (2) correlacionando cada valor binario de B bits con un valor complejo para un punto en una constelación de señales para el esquema de modulación seleccionado. El modulador 416a proporciona un flujo de símbolos de modulación (es decir, símbolos de datos), donde cada símbolo de datos es un valor complejo. La codificación, el entrelazado de canal y la modulación pueden realizarse en cada paquete de datos para el flujo base.

20 Los datos de flujo de mejora $\{d_e\}$ se codifican por un codificador 412b, se entrelazan por un entrelazador 414b de canal y se correlacionan con símbolos de modulación por un modulador 416b. Los esquemas de codificación, entrelazado y modulación para el flujo de mejora pueden ser los mismos o diferentes de aquéllos para el flujo base. Para facilitar ciertos esquemas de transmisión descritos a continuación, el flujo de mejora puede demultiplexarse para dar dos subflujos de datos para las dos antenas de transmisión. Cada subflujo de datos puede codificarse, entrelazarse y modularse por separado de modo que los dos subflujos de datos pueden recuperarse individualmente por el receptor. Esto no se muestra en la figura 4A por motivos de simplicidad.

30 La figura 4B muestra un diagrama de bloques de un codificador 412x convolucional concatenado en paralelo, que puede usarse para cada uno de los codificadores 412a y 412b en la figura 4A. El codificador 412x incluye dos codificadores 452a y 452b convolucionales constituyentes, un entrelazador 454 de código y un multiplexor 456 (MUX). El entrelazador 454 de código entrelaza los bits de datos $\{d\}$ para el flujo base o el flujo de mejora según un esquema de entrelazado de código particular.

35 El codificador 452a constituyente recibe y codifica los bits de datos $\{d\}$ con un primer código constituyente y proporciona primeros bits de paridad $\{c_{p1}\}$. De forma similar, el codificador 452b constituyente recibe y codifica los bits de datos entrelazados desde el entrelazador 454 de código con un segundo código constituyente y proporciona segundos bits de paridad $\{c_{p2}\}$. Los codificadores 452a y 452b constituyentes pueden implementar dos códigos constituyentes sistemáticos recursivos con tasas de transmisión de código 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 $\{d\}$, que también se indican como $\{c_{datos}\}$, los primeros bits de paridad $\{c_{p1}\}$ desde el codificador 452a y los segundos bits de paridad $\{c_{p2}\}$ desde el codificador 452b y proporciona los bits de código $\{c\}$ para el flujo base o el flujo de mejora. La codificación se realiza normalmente en un paquete de datos de una vez.

45 La figura 4B muestra un diseño ejemplar para el codificador. También pueden usarse otros tipos de codificador y esto está dentro del alcance de la invención. Además, pueden usarse los mismos tipos o tipos diferentes de codificadores para el flujo base y el flujo de mejora.

50 Otros diseños ejemplares para los codificadores 412, entrelazadores 414 de canal y moduladores 416 se describen en la solicitud de patente estadounidense provisional de titularidad compartida n.º de serie 60/421,309, titulada "MIMO WLAN System", presentada el 25 de octubre de 2002.

Dentro del procesador 320 espacial de TX, un procesador 420a de diversidad de transmisión/multiplexación espacial (Div/SM) de TX realiza un procesamiento espacial en los símbolos de datos $\{s_b\}$ para el flujo base y proporciona dos subflujos de símbolos para las dos antenas de transmisión. Un procesador 420b Div/SM de TX realiza un procesamiento espacial en los símbolos de datos $\{s_e\}$ para el flujo de mejora y proporciona dos subflujos de símbolos para las dos antenas de transmisión. Para un sistema MISO, los procesadores 420a y 420b Div/SM de TX realizan un procesamiento espacial para un esquema de diversidad de transmisión, como se describe a continuación. Para un sistema MIMO, los procesadores 420a y 420b Div/SM de TX pueden realizar un procesamiento espacial para un esquema de diversidad de transmisión, un esquema de multiplexación espacial o algún otro esquema de transmisión. El procesamiento espacial por los procesadores 420a y 420b Div/SM de TX se describe con detalle a continuación. Un combinador 440 recibe y combina los dos subflujos de símbolos para el flujo base con los dos subflujos de símbolos para el flujo de mejora para obtener los dos flujos de símbolos de transmisión $\{x_1\}$ y $\{x_2\}$. El combinador 440 puede implementar un esquema TDM, un esquema de superposición o algún otro esquema, y también se describe con detalle
65 a continuación. Los flujos de símbolos de transmisión $\{x_1\}$ y $\{x_2\}$ se proporcionan a las unidades 322a y 322b de transmisor, respectivamente.

ES 2 347 250 T3

Con referencia de nuevo a la figura 2C, un modelo de señal para los usuarios A y B en el sistema 200c MIMO puede expresarse como:

$$\underline{y}_a = \underline{H}_a \underline{x} + \underline{n}_a, \quad y \quad \text{Ec (12)}$$

$$\underline{y}_b = \underline{H}_b \underline{x} + \underline{n}_b,$$

donde \underline{H}_a y \underline{H}_b son matrices de respuesta de canal $N_R \times N_T$ para los usuarios A y B, respectivamente, y todos los demás términos son como se definió anteriormente.

La matriz de respuesta de canal \underline{H} para cada usuario incluye $N_R \times N_T$ elementos para las ganancias de canal complejas entre cada una de las N_T antenas de transmisión y cada una de las N_R antenas de recepción del usuario. La siguiente descripción supone que (1) se conoce la matriz de respuesta de canal en el receptor y (2) las ganancias de canal están normalizadas de modo que la suma de las varianzas de las N_T ganancias de canal para cada antena de recepción es igual a uno.

Para un sistema MIMO, se forma un canal MIMO para cada usuario por las N_T antenas de transmisión del transmisor y las N_R antenas de recepción de ese usuario. El canal MIMO está compuesto por N_s canales espaciales, donde $N_s \leq \min \{N_T, N_R\}$. El sistema MIMO puede proporcionar rendimiento mejorado (por ejemplo, capacidad de transmisión aumentada y/o mayor fiabilidad) si se utilizan los N_s canales espaciales.

Las múltiples antenas de transmisión y las múltiples antenas de recepción en el sistema MIMO pueden usarse para soportar diversos esquemas de procesamiento espacial incluyendo un esquema de diversidad de transmisión, un esquema de multiplexación espacial, un esquema de transmisión circular y un esquema de transmisión por cada antena. Estos esquemas de procesamiento espacial se describen a continuación.

A. Diversidad de transmisión

Para el esquema de diversidad de transmisión, cada símbolo de datos se envía de manera redundante desde múltiples antenas de transmisión para alcanzar mayor fiabilidad. El esquema de diversidad de transmisión es generalmente más robusto que otros esquemas de procesamiento espacial en cuanto a probabilidad de errores.

La figura 5A muestra un diagrama de bloques de un procesador 510 de diversidad de transmisión, que implementa un esquema de transmisión de diversidad espacio-temporal (STTD). El procesador 510 de diversidad de transmisión puede usarse para el procesador 420a Div/SM de TX y/o el procesador 420b Div/SM de TX en la figura 4A. El procesador 510 de diversidad de transmisión también puede usarse para los sistemas MISO y MIMO.

Dentro del procesador 510 de diversidad de transmisión, un demultiplexor 512 (Demux) recibe y demultiplexa el flujo de símbolos de datos $\{s\}$, que puede ser para el flujo base o el flujo de mejora, para dar dos subflujos de símbolos de datos $\{s_1\}$ y $\{s_2\}$. Un codificador 520 espacio-temporal realiza entonces codificación STTD de los dos subflujos $\{s_1\}$ y $\{s_2\}$ y proporciona dos subflujos de símbolos codificados por STTD $\{\dot{s}'_1\}$ y $\{\dot{s}'_2\}$. El flujo de símbolos de datos $\{s\}$ se proporciona a la tasa de transmisión de símbolos, los dos subflujos de símbolos de datos $\{s_1\}$ y $\{s_2\}$ se proporcionan a la mitad de la tasa de transmisión de símbolos, y los subflujos de símbolos codificados por STTD $\{\dot{s}'_1\}$ y $\{\dot{s}'_2\}$ se proporcionan a la tasa de transmisión de símbolos.

La codificación STTD puede realizarse de diversas maneras. Para la realización mostrada en la figura 5A, los subflujos de símbolos de datos $\{s_1\}$ y $\{s_2\}$ se proporcionan a una entrada "0" de los multiplexores 528a y 528b (Mux), respectivamente. El subflujo $\{s_1\}$ también se retarda un periodo de símbolo por una unidad 522b de retardo, se invierte y se conjuga mediante una unidad 526, y se proporciona a una entrada "1" del multiplexor 528b. El subflujo $\{s_2\}$ también se retarda un periodo de símbolo por una unidad 522a de retardo, se conjuga por una unidad 524 y se proporciona a la entrada "1" del multiplexor 528a. Cada uno de los multiplexores 528a y 528b alterna entre las entradas "0" y "1" a la tasa de transmisión de símbolos y proporciona un subflujo de símbolos codificados por STTD respectivo.

Para la realización mostrada en la figura 5A, para cada par de símbolos de datos (s_1, s_2) recibido en los dos subflujos de símbolos de datos $\{s_1\}$ y $\{s_2\}$, el codificador 520 espacio-temporal proporciona el par de símbolos (s_1, s_2) seguido por el par de símbolos $(\dot{s}'_2, -\dot{s}'_1)$, donde "*" indica la conjugada compleja. El par de símbolos (s_1, s_2) se envía desde las dos antenas de transmisión en el primer periodo de símbolo, y el par de símbolos $(\dot{s}'_2, -\dot{s}'_1)$ se envía en el segundo

ES 2 347 250 T3

periodo de símbolo. Para el conjunto de ecuaciones (12), el vector $\mathbf{x}(1)=[s_1 \ s_2]^T$ se transmite en el primer periodo de símbolo, y el vector $\mathbf{x}(2)=[s_2^* \ -s_1^*]^T$ se transmite en el segundo periodo de símbolo. Por ejemplo, si el flujo de símbolos de datos se da como $\{s\} = s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4 \ s_5 \ s_6 \dots$, entonces los subflujos de símbolos de datos son $\{s_1\} = s_1 \ s_3 \ s_5 \dots$ y $\{s_2\} = s_2 \ s_4 \ s_6 \dots$, y los subflujos de símbolos codificados por STTD son $\{s'_1\} = s_1 \ s_2^* \ s_3 \ s_4^* \ s_5 \ s_6^* \dots$ y $\{s'_2\} = s_2 \ -s_1^* \ s_4 \ -s_3^* \ s_6 \ -s_5^* \dots$.

Si un receptor está equipado con una única antena de recepción (por ejemplo, para los receptores 220c y 220d en el sistema 200b MISO en la figura 2B), entonces los símbolos recibidos pueden expresarse como:

$$y(1) = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n(1) \quad , \quad \mathbf{Ec (13)}$$

$$y(2) = h_1 s_2^* - h_2 s_1^* + n(2) \quad ,$$

donde

$y(1)$ e $y(2)$ son dos símbolos recibidos para dos periodos de símbolos consecutivos;

h_1 y h_2 son las ganancias de canal desde las dos antenas de transmisión hasta la antena de recepción, que se supone que son constantes por el periodo de 2 símbolos; y

$n(1)$ y $n(2)$ son el ruido para los dos símbolos recibidos $y(1)$ e $y(2)$, respectivamente.

El receptor puede entonces derivar estimaciones de los dos símbolos de datos transmitidos, s_1 y s_2 , de la siguiente manera:

$$\hat{s}_1 = \frac{h_1^* y(1) - h_2 y^*(2)}{|h_1|^2 + |h_2|^2} = s_1 + \frac{h_1^* n(1) - h_2 n^*(2)}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \quad , \quad \mathbf{Ec (14)}$$

$$\hat{s}_2 = \frac{h_2^* y(1) + h_1 y^*(2)}{|h_1|^2 + |h_2|^2} = s_2 + \frac{h_2^* n(1) + h_1 n^*(2)}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \quad ,$$

donde \hat{s}_1 y \hat{s}_2 son estimaciones de los símbolos de datos s_1 y s_2 , respectivamente.

Si un receptor está equipado con múltiples antenas de recepción (por ejemplo, para los receptores 220e y 220f en el sistema 200c MIMO en la figura 2C), entonces los símbolos recibidos pueden expresarse como:

$$\underline{\mathbf{y}}(1) = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{x}}(1) = \underline{\mathbf{h}}_1 s_1 + \underline{\mathbf{h}}_2 s_2 + \underline{\mathbf{n}}(1) \quad , \quad \mathbf{Ec (15)}$$

$$\underline{\mathbf{y}}(2) = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{x}}(2) = \underline{\mathbf{h}}_1 s_2^* - \underline{\mathbf{h}}_2 s_1^* + \underline{\mathbf{n}}(2) \quad ,$$

donde

$\underline{\mathbf{y}}(1)$ e $\underline{\mathbf{y}}(2)$ son vectores recibidos para dos periodos de símbolos consecutivos, incluyendo cada vector dos símbolos recibidos para dos antenas de recepción;

$\underline{\mathbf{h}}_1$ y $\underline{\mathbf{h}}_2$ son vectores de ganancias de canal para las antenas de transmisión 1 y 2, respectivamente (es decir, $\underline{\mathbf{H}} = [\underline{\mathbf{h}}_1 \ \underline{\mathbf{h}}_2]$), incluyendo cada vector dos ganancias de canal desde las antenas de transmisión a las dos antenas de recepción; y

$\underline{\mathbf{n}}(1)$ y $\underline{\mathbf{n}}(2)$ son vectores de ruido para los vectores recibidos $\underline{\mathbf{y}}(1)$ e $\underline{\mathbf{y}}(2)$, respectivamente.

El receptor puede derivar estimaciones de los dos símbolos de datos transmitidos, s_1 y s_2 , de la siguiente manera:

$$\hat{s}_1 = \frac{\mathbf{h}_1^H \mathbf{y}(1) - \mathbf{y}^H(2) \mathbf{h}_2}{\|\mathbf{h}_1\|^2 + \|\mathbf{h}_2\|^2} = s_1 + \frac{\mathbf{h}_1^H \mathbf{n}(1) - \mathbf{n}^H(2) \mathbf{h}_2}{\|\mathbf{h}_1\|^2 + \|\mathbf{h}_2\|^2}, \quad \mathbf{y} \quad \text{Ec (16)}$$

$$\hat{s}_2 = \frac{\mathbf{h}_2^H \mathbf{y}(1) + \mathbf{y}^H(2) \mathbf{h}_1}{\|\mathbf{h}_1\|^2 + \|\mathbf{h}_2\|^2} = s_2 + \frac{\mathbf{h}_2^H \mathbf{n}(1) + \mathbf{n}^H(2) \mathbf{h}_1}{\|\mathbf{h}_1\|^2 + \|\mathbf{h}_2\|^2}.$$

STTD se describe con más detalle por S.M. Alamouti en un documento titulado "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 16, n.º 8, octubre de 1998, págs. 1451-1458. STTD también se describe en la solicitud de patente estadounidense n.º de serie 09/737,602, titulada "Method and System for Increased Bandwidth Efficiency in Multiple Input - Multiple Output Channels", presentada el 5 de enero de 2001, la solicitud de patente estadounidense n.º de serie 10/179,439, titulada "Diversity Transmission Modes for MIMO OFDM Communication Systems", presentada el 24 de junio de 2002, y la solicitud de patente estadounidense provisional mencionada anteriormente n.º de serie 60/421,309, todas ellas están transferidas al cesionario de la presente solicitud.

La diversidad de transmisión también puede implementarse de otras maneras tales como, por ejemplo, con diversidad de retardo. Por motivos de simplicidad, la siguiente descripción supone que la diversidad de transmisión se implementa con el esquema STTD mostrado en la figura 5A.

B. Multiplexación espacial

Para un esquema de multiplexación espacial, cada símbolo de datos se envía una vez, y diferentes símbolos de datos se envían desde múltiples antenas de transmisión usando los N_s canales espaciales para alcanzar una mayor capacidad. El esquema de multiplexación espacial puede alcanzar normalmente mayores tasas de transmisión de datos que otros esquemas de procesamiento espacial para una SNR dada.

La figura 5B muestra un diagrama de bloques de un procesador 530 de multiplexación espacial, que implementa una realización del esquema de multiplexación espacial. El procesador 530 de multiplexación espacial puede usarse para el procesador 420a Div/SM de TX y/o el procesador 420b Div/SM de TX en la figura 4A para un sistema MIMO. Dentro del procesador 530 de multiplexación espacial, un demultiplexor 532 recibe y demultiplexa el flujo de símbolos de datos $\{s\}$ para dar dos subflujos de símbolos de datos $\{s_1\}$ y $\{s_2\}$. Los subflujos de símbolos $\{s_1\}$ y $\{s_2\}$ se designan para su transmisión desde las antenas 324a y 324b de transmisión, respectivamente. La misma o diferentes tasas de transmisión pueden usarse para los dos subflujos de símbolos $\{s_1\}$ y $\{s_2\}$.

Debido a la dispersión en el canal de comunicación, los dos subflujos de símbolos de datos $\{s_1\}$ y $\{s_2\}$ enviados desde las dos antenas de transmisión interfieren entre sí en el receptor 220x. Cada subflujo de símbolos de datos transmitido se recibe por ambas antenas 352a y 352b de recepción, aunque a diferentes amplitudes y fases. Cada uno de los dos flujos de símbolos $\{y_1\}$ e $\{y_2\}$ recibidos incluye una componente de cada uno de los dos subflujos de símbolos de datos $\{s_1\}$ y $\{s_2\}$ transmitidos.

En el receptor 220x pueden usarse diversas técnicas de procesamiento para procesar los dos flujos de símbolos recibidos $\{y_1\}$ e $\{y_2\}$ para recuperar los dos subflujos de símbolos de datos transmitidos $\{s_1\}$ y $\{s_2\}$. Estas técnicas de procesamiento de receptor incluyen una técnica de forzado a cero (que también se denomina técnica de inversión de matriz de correlación de canales (CCMI)), una técnica de mínimo error cuadrático medio (MMSE), una técnica de ecualizador lineal de MMSE (MMSE-LE), una técnica de ecualizador de realimentación de decisiones (DFE) y una técnica de cancelación de interferencias y ecualización sucesiva (SIC). La técnica de forzado a cero intenta decorrelacionar los subflujos de símbolos de datos transmitidos individuales para eliminar la interferencia a partir del otro subflujo de símbolos de datos. La técnica de MMSE intenta maximizar la SNR de cada subflujo de símbolos de datos recuperados en presencia de ruido más interferencia a partir del otro subflujo de símbolos de datos. Estas técnicas de procesamiento de receptor se describen en detalle en la solicitud de patente estadounidense n.º de serie 09/993,087, titulada "Multiple-Access Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication System", presentada el 6 de noviembre de 2001 y en la solicitud de patente estadounidense n.º de serie 09/956,449, titulada "Method and Apparatus for Utilizing Channel State Information in a Wireless Communication System", presentada el 18 de septiembre de 2001, transferidas ambas al cesionario de la presente solicitud.

La multiplexación espacial también puede implementarse de otras maneras. Por motivos de simplicidad, la siguiente descripción supone que la multiplexación espacial se implementa con la realización mostrada en la figura 5B.

ES 2 347 250 T3

C. Técnica anterior: Otros esquemas de procesamiento espacial

El esquema de transmisión circular proporciona una combinación de diversidad de transmisión y multiplexación espacial. El esquema de transmisión circular multiplica el flujo de símbolos de datos por una matriz base de transmisión \underline{M} para obtener el vector \underline{x} de símbolos de transmisión, de la siguiente manera:

$$\underline{x} = \underline{M}\underline{\Lambda}s \quad \text{Ec (17)}$$

donde

\underline{M} es una matriz base de transmisión $\{N_T \times N_T\}$, que es una matriz unitaria; y

$\underline{\Lambda}$ es una matriz diagonal $\{N_T \times N_T\}$.

La matriz diagonal $\underline{\Lambda}$ contiene $\sqrt{\alpha \cdot P}$ y $\sqrt{(1-\alpha) \cdot P}$ a lo largo de la diagonal y los ceros en el resto. Estas entradas diagonales determinan la cantidad de potencia de transmisión que debe usarse para el flujo base y el flujo de mejora.

La matriz base de transmisión \underline{M} permite enviar cada flujo de símbolos de datos desde todas las N_T antenas de transmisión y permite además usar toda la potencia de cada antena de transmisión para la transmisión de datos. La matriz base de transmisión \underline{M} puede definirse de diversas maneras tales como, por ejemplo:

$$\underline{M} = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \underline{Q}, \text{ donde } \underline{W} \text{ es una matriz de Walsh-Hadamard; o}$$

$$\underline{M} = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \underline{W}, \text{ donde } \underline{Q} \text{ es una matriz de transformada de Fourier discreta (DFT).}$$

Un receptor puede recuperar los símbolos de datos transmitidos de la siguiente manera:

$$\hat{\underline{s}} = \underline{\Lambda}^{-1} \underline{R}_{\text{eff}}^{-1} \underline{H}_{\text{eff}}^H \underline{y} = \underline{\Lambda}^{-1} \underline{R}_{\text{eff}}^{-1} \underline{H}_{\text{eff}}^H (\underline{H}\underline{M}\underline{\Lambda}s + \underline{n}) = \underline{s} + \underline{\hat{n}}, \quad \text{Ec (18)}$$

donde

$\underline{H}_{\text{eff}}$ es la matriz de respuesta de canal efectivo, que es $\underline{H}_{\text{eff}} = \underline{H}\underline{M}$,

$\underline{R}_{\text{eff}}$ es la matriz de correlación de $\underline{H}_{\text{eff}}$, que es $\underline{R}_{\text{eff}} = \underline{H}_{\text{eff}}^H \underline{H}_{\text{eff}}$ y

\underline{n}' es el ruido postprocesado.

El esquema de transmisión circular también se denomina esquema de transmisión adaptativo de tasa de transmisión. El esquema de transmisión circular para un sistema de comunicación de una única portadora se describe en detalle en la solicitud de patente estadounidense de titularidad compartida n.º de serie 10/367,234, titulada "Rate Adaptive Transmission Scheme for MIMO Systems", presentada el 14 de febrero de 2003.

Para el esquema de transmisión por cada antena, se envía el flujo base desde una antena de transmisión y se envía el flujo de mejora desde otra antena de transmisión. El esquema de transmisión por cada antena puede considerarse como una forma del esquema de multiplexación espacial, donde los diferentes símbolos de datos enviados desde múltiples antenas de transmisión son para diferentes flujos.

También pueden implementarse otros esquemas de procesamiento espacial y esto está dentro del alcance de la invención.

ES 2 347 250 T3

5. Configuraciones de codificación jerárquica

El uso de múltiples antenas de transmisión y/o múltiples antenas de recepción proporciona diversas opciones para la codificación jerárquica del flujo base y el flujo de mejora. Por ejemplo, están disponibles las siguientes opciones para la codificación jerárquica con múltiples antenas de transmisión y múltiples antenas de recepción:

1. El flujo base y el flujo de mejora pueden enviarse con TDM o superposición;
2. El flujo base puede enviarse con diversidad de transmisión o multiplexación espacial; y
3. El flujo de mejora puede enviarse con diversidad de transmisión o multiplexación espacial.

Cada una de las tres opciones enumeradas anteriormente puede realizarse independientemente. Puesto que al menos hay dos elecciones posibles para cada una de estas tres opciones, al menos son posibles ocho configuraciones diferentes para estas tres opciones. También son posibles otras configuraciones no basadas en estas tres opciones. Las siete configuraciones siguientes se describen en más detalle más adelante:

1. TDM - diversidad de transmisión (Div) para ambos flujos;
2. TDM - diversidad de transmisión para el flujo base y multiplexación espacial (SM) para el flujo de mejora;
3. Superposición - diversidad de transmisión para ambos flujos;
4. Superposición - diversidad de transmisión para el flujo base y multiplexación espacial para el flujo de mejora;
5. Superposición - multiplexación espacial para ambos flujos;
6. Diversidad de transmisión para ambos flujos sin TDM o superposición; y
7. Por cada antena para ambos flujos.

Las configuraciones 6 y 7 no se basan en las tres opciones descritas anteriormente. Para cada de las configuraciones con superposición, el receptor para el usuario B recupera sólo el flujo base. El receptor para el usuario A recupera el flujo base, lo estima y lo elimina de las señales recibidas, y luego recupera el flujo de mejora.

A. Técnica anterior: TDM - Diversidad de transmisión para ambos flujos

La figura 6A muestra un diagrama de bloques de un procesador 320a espacial de TX, que soporta la configuración mediante la cual el flujo base y el flujo de mejora se multiplexan en tiempo y ambos flujos se transmiten usando diversidad de transmisión. El procesador 320a espacial de TX incluye los procesadores 510a y 510b de diversidad de transmisión y un combinador 440a. Cada de procesador 510a y 510b de diversidad de transmisión puede implementarse con el procesador 510 de diversidad de transmisión en la figura 5A.

El procesador 510a de diversidad de transmisión recibe y demultiplexa los símbolos de datos $\{s_b\}$ para el flujo base para dar dos subflujos de símbolos de datos $\{s_{b1}\}$ y $\{s_{b2}\}$. El procesador 510a de diversidad de transmisión codifica entonces por STTD los subflujos $\{s_{b1}\}$ y $\{s_{b2}\}$ para obtener dos subflujos de símbolos codificados por STTD $\{s'_{b1}\}$ y $\{s'_{b2}\}$ que se proporcionan al combinador 440a. De manera similar, el procesador 510b de diversidad de transmisión recibe y demultiplexa los símbolos de datos $\{s_e\}$ para el flujo de mejora para dar dos subflujos de símbolos de datos $\{s_{e1}\}$ y $\{s_{e2}\}$, y además codifica por STTD estos subflujos para obtener dos subflujos de símbolos codificados por STTD $\{s'_{e1}\}$ y $\{s'_{e2}\}$, que también se proporcionan al combinador 440a.

Dentro del combinador 440a, un multiplexor 540a recibe los subflujos $\{s'_{b1}\}$ y $\{s'_{e1}\}$ desde los procesadores 510a y 510b de diversidad de transmisión, respectivamente, multiplexa por división de tiempo estos subflujos basándose en un control de TDM, y proporciona el flujo de símbolos de transmisión $\{x_1\}$. De manera similar, un multiplexor 540b recibe los subflujos $\{s'_{b2}\}$ y $\{s'_{e2}\}$ desde los procesadores 510a y 510b de diversidad de transmisión, respectivamente, multiplexa por división de tiempo estos subflujos basándose en el mismo control de TDM, y proporciona el flujo de símbolos de transmisión $\{x_2\}$.

La figura 7A muestra un diagrama de sincronismo para el esquema TDM. Cada flujo de símbolos de transmisión desde el procesador 320a espacial de TX está compuesto por símbolos de datos $\{s_b\}$ para el flujo base multiplexado por división de tiempo con símbolos de datos $\{s_e\}$ para el flujo de mejora. El control de TDM determina cuándo se proporcionan los símbolos de datos para cada uno de los dos flujos como los símbolos de transmisión $\{x\}$. El control de TDM tiene una periodicidad de T_p segundos.

Durante el tiempo en que se transmite el flujo base, cada par de símbolos de datos s_{b1} y s_{b2} para este flujo se transmite enviando el par de símbolos (s_{b1}, s_{b2}) desde las dos antenas de transmisión en el primer periodo de símbolo seguido por el par de símbolos $(s_{b2}^* - s_{b1}^*)$ en el segundo periodo de símbolo. De manera similar, durante el tiempo en que se transmite el flujo de mejora, cada par de símbolos de datos s_{e1} y s_{e2} para este flujo se transmite enviando el par de símbolos (s_{e1}, s_{e2}) desde las dos antenas de transmisión en el primer periodo de símbolo seguido por el par de símbolos $(s_{e2}^* - s_{e1}^*)$ en el segundo periodo de símbolo.

En el receptor, las dos señales recibidas para las dos antenas de recepción se procesan con la matriz de respuesta de canal apropiada como se describió anteriormente para recuperar los símbolos de datos para ambos flujos. Las tasas de transmisión máximas para los usuarios A y B pueden expresarse como:

$$C_{a,div} = E \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{P \cdot G}{\sigma_a^2} \right) \right\}, \quad y \quad \text{Ec (19)}$$

$$C_{b,div} = E \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{P \cdot G}{\sigma_b^2} \right) \right\},$$

donde G es la ganancia global para el canal MIMO. Para un sistema MIMO (2, 2), G es una variable aleatoria chi-cuadrado con cuatro grados de libertad y una media de dos, lo que puede expresarse como: $G=0,5 \cdot (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2)$. Se alcanza una diversidad de cuarto orden para la transmisión de datos en el sistema MIMO (2, 2).

Para el esquema TDM, el flujo base se envía una fracción del tiempo y a la tasa de transmisión $C_{b,div}$ de modo que puede recibirse por ambos usuarios A y B. El flujo de mejora se envía el resto del tiempo y a la tasa de transmisión $C_{a,div}$ puesto que sólo es necesario que lo reciba el usuario A. Las tasas de transmisión globales que pueden lograrse para los usuarios A y B para el esquema TDM en el sistema MIMO (2, 2) pueden expresarse como se muestra en el conjunto de ecuaciones (3), sustituyendo las tasas de transmisión C_a y C_b por las tasas de transmisión $C_{a,div}$ y $C_{b,div}$, respectivamente.

B. TDM - Div para el flujo base y SM para el flujo de mejora

La figura 6B muestra un diagrama de bloques de un procesador 320b espacial de TX, que soporta la configuración mediante la cual el flujo base y el flujo de mejora se multiplexan en tiempo, el flujo base se envía usando diversidad de transmisión, y el flujo de mejora se envía usando multiplexación espacial. El procesador 320b espacial de TX incluye el procesador 510 de diversidad de transmisión, el procesador 530 de multiplexación espacial y el combinador 440a.

El procesador 510 de diversidad de transmisión recibe y procesa los símbolos de datos $\{s_b\}$ para el flujo base para obtener dos subflujos de símbolos codificados por STTD $\{s'_{b1}\}$ y $\{s'_{b2}\}$ que se proporcionan al combinador 440a. El procesador 530 de multiplexación espacial recibe y demultiplexa los símbolos de datos $\{s_e\}$ para el flujo de mejora para dar dos subflujos de símbolos de datos $\{s_{e1}\}$ y $\{s_{e2}\}$, que también se proporcionan al combinador 440a. Dentro del combinador 440a, el multiplexor 540a recibe los subflujos $\{s'_{b1}\}$ y $\{s_{e1}\}$ desde los procesadores 510 y 530, respectivamente, multiplexa por división de tiempo estos subflujos basándose en el control de TDM y proporciona el flujo de símbolos de transmisión $\{x_1\}$. De manera similar, el multiplexor 540b recibe los subflujos $\{s'_{b2}\}$ y $\{s_{e2}\}$ desde los procesadores 510 y 530, respectivamente, multiplexa por división de tiempo estos subflujos basándose en el control de TDM y proporciona el flujo de símbolos de transmisión $\{x_2\}$.

Para esta configuración, el flujo base puede transmitirse como se describió anteriormente. El flujo de mejora se dirige hacia el usuario A que tiene una SNR superior y puede recuperarse satisfactoriamente por este usuario. Durante el tiempo en que se transmite el flujo de mejora, cada par de símbolos de datos s_{e1} y s_{e2} para este flujo se transmite enviando el par de símbolos (s_{e1}, s_{e2}) desde las dos antenas de transmisión en un periodo de símbolo.

ES 2 347 250 T3

Si se usa una potencia de transmisión igual para cada símbolo de datos enviado con multiplexación espacial al usuario A, entonces la tasa de transmisión máxima para el flujo de mejora puede expresarse como:

$$C_{a,sm} = E \left\{ \log_2 \left(\mathbf{I} + \frac{0,5 \cdot P}{\sigma_a^2} \mathbf{H}_a \mathbf{H}_a^H \right) \right\} , \quad \mathbf{y} \quad \text{Ec (20)}$$

donde \mathbf{H}_a es la matriz de respuesta de canal para el usuario A.

Para el esquema TDM, el flujo base se envía una fracción del tiempo y a la tasa de transmisión $C_{b,div}$. El flujo de mejora se envía el resto del tiempo y a la tasa de transmisión $C_{a,sm}$. Las tasas de transmisión globales que pueden lograrse para los usuarios A y B para el esquema TDM pueden expresarse como se muestra en el conjunto de ecuaciones (3), substituyendo las tasas de transmisión C_a y C_b por las tasas de transmisión $C_{a,sm}$ y $C_{b,div}$, respectivamente.

C. Técnica anterior: Superposición - Diversidad de transmisión para ambos flujos

La figura 6C muestra un diagrama de bloques de un procesador 320c espacial de TX, que soporta la configuración mediante la cual el flujo base y el flujo de mejora se superponen (es decir, se combinan) y el flujo combinado se envía usando diversidad de transmisión. El procesador 320c espacial de TX incluye los procesadores 510a y 510b de diversidad de transmisión y un combinador 440b.

El procesador 510a de diversidad de transmisión recibe y procesa los símbolos de datos $\{s_b\}$ para el flujo base para obtener dos subflujos de símbolos codificados por STTD $\{s'_{b1}\}$ y $\{s'_{b2}\}$ que se proporcionan al combinador 440b. De manera similar, el procesador 510b de diversidad de transmisión recibe y procesa los símbolos de datos $\{s_e\}$ para el flujo de mejora para obtener dos subflujos de símbolos codificados por STTD $\{s'_{e1}\}$ y $\{s'_{e2}\}$, que también se proporcionan al combinador 440b.

Dentro del combinador 440b, un multiplicador 542 recibe y multiplica el subflujo de símbolos codificado por STTD $\{s'_{b1}\}$ por un factor de ajuste a escala K_b , un multiplicador 544 recibe y multiplica el subflujo de símbolos codificado por STTD $\{s'_{b2}\}$ por el factor de ajuste a escala K_b , un multiplicador 546 recibe y multiplica el subflujo de símbolos codificado por STTD $\{s'_{e1}\}$ por un factor de ajuste a escala K_e y un multiplicador 548 recibe y multiplica el subflujo de símbolos codificado por STTD $\{s'_{e2}\}$ por el factor de ajuste a escala K_e . Los factores de ajuste a escala K_b y K_e determinan la cantidad de potencias de transmisión usadas para el flujo base y el flujo de mejora, respectivamente, y puede definirse como:

$$K_b = \sqrt{0,5 \cdot \alpha \cdot P} \quad , \quad \mathbf{y} \quad \text{Ec (21)}$$

$$K_e = \sqrt{0,5 \cdot (1 - \alpha) \cdot P} \quad ,$$

donde se usa una potencia de transmisión igual para las dos antenas de transmisión;

α es la fracción de potencia de transmisión usada para el flujo base; y

$(1 - \alpha)$ es la fracción de potencia de transmisión usada para el flujo de mejora.

Normalmente se asigna una fracción de potencia de transmisión P mayor al flujo base. Sin embargo, la cantidad de potencia de transmisión que va a asignarse a cada flujo puede depender de diversos factores, como se describe más adelante. Un sumador 550 recibe y suma las salidas de los multiplicadores 542 y 546 para obtener el flujo de símbolos de transmisión $\{x_1\}$. Un sumador 552 recibe y suma las salidas de los multiplicadores 544 y 548 para obtener el flujo de símbolos de transmisión $\{x_2\}$.

ES 2 347 250 T3

En una implementación alternativa de esta configuración, se realiza primero la combinación seguido por la codificación por STTD. Para cada periodo de dos símbolos, se combinan dos símbolos de datos s_{b1} y s_{b2} para el flujo base y dos símbolos de datos s_{e1} y s_{e2} para el flujo de mejora para obtener dos símbolos combinados s_{c1} y s_{c2} , de la siguiente manera:

$$s_{c1} = K_b \cdot s_{b1} + K_e \cdot s_{e1} \quad , \quad y \quad E_c(22)$$

$$s_{c2} = K_b \cdot s_{b2} + K_e \cdot s_{e2} \quad .$$

El par de símbolos (s_{c1} , s_{c2}) se envía entonces desde las dos antenas de transmisión en el primer periodo de símbolo seguido por el par de símbolos ($s_{c2}^* - s_{c1}^*$) en el segundo periodo de símbolo.

Para ambas implementaciones de esta configuración, las tasas de transmisión globales que pueden lograrse para los usuarios A y B pueden expresarse como:

$$R_b = E \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{\alpha \cdot P \cdot G}{(1-\alpha) \cdot P \cdot G + \sigma_b^2} \right) \right\} \quad , \quad y \quad E_c(23)$$

$$R_u = R_b + E \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{(1-\alpha) \cdot P \cdot G}{\sigma_a^2} \right) \right\} = R_b + R_e \quad .$$

El conjunto de ecuaciones (23) es similar a los conjuntos de ecuaciones (6) y (10), pero con una ganancia de canal G diferente. En particular, la ganancia de canal G tiene una media de dos cuando hay dos antenas de recepción y una media de uno cuando sólo hay una antena de recepción. Puesto que G tiene una media de dos para un sistema MIMO (2, 2), la SNR media es la misma para los conjuntos de ecuaciones (6), (10) y (23). Sin embargo, se logra diversidad de cuarto orden con dos antenas de transmisión y dos antenas de recepción, mientras que sólo se logra diversidad de primer orden para el sistema SISO y se logra diversidad de segundo orden para un sistema SIMO (1, 2).

La figura 7B muestra un diagrama de sincronismo para el esquema de superposición. Cada uno de los flujos de símbolos de transmisión desde el procesador 320c espacial de TX está compuesto por símbolos de datos $\{s_b\}$ para el flujo base superpuestos en (es decir, añadidos a) los símbolos de datos $\{s_e\}$ para el flujo de mejora.

D. Superposición - Div para el flujo base y SM para el flujo de mejora

La figura 6D muestra un diagrama de bloques de un procesador 320d espacial de TX, que soporta la configuración mediante la cual el flujo base y el flujo de mejora se superponen, el flujo base se envía usando diversidad de transmisión y el flujo de mejora se envía usando multiplexación espacial. El procesador 320d espacial de TX incluye el procesador 510 de diversidad de transmisión, el procesador 530 de multiplexación espacial y el combinador 440b.

El procesador 510 de diversidad de transmisión recibe y procesa los símbolos de datos $\{s_b\}$ para el flujo base para obtener dos subflujos de símbolos codificados por STTD $\{s'_{b1}\}$ y $\{s'_{b2}\}$ que se proporcionan al combinador 440b. El procesador 530 de multiplexación espacial recibe y procesa los símbolos de datos $\{s_e\}$ para el flujo de mejora para obtener dos subflujos de símbolos de datos $\{s_{e1}\}$ y $\{s_{e2}\}$, que también se proporcionan al combinador 440b. El combinador 440b ajusta a escala los subflujos $\{s'_{b1}\}$ y $\{s'_{b2}\}$ con el factor de ajuste a escala K_b , ajusta a escala los subflujos $\{s_{e1}\}$ y $\{s_{e2}\}$ con el factor de ajuste a escala K_e , combina el subflujo ajustado a escala $\{s'_{b1}\}$ con el subflujo ajustado a escala $\{s_{e1}\}$ para obtener el flujo de símbolos de transmisión $\{x_1\}$, y combina el subflujo ajustado a escala $\{s'_{b2}\}$ con el subflujo ajustado a escala $\{s_{e2}\}$ para obtener el flujo de símbolos de transmisión $\{x_2\}$.

Para el flujo base, cada par de símbolos de datos s_{b1} , y s_{b2} se transmite enviando el par de símbolos (s_{b1} , s_{b2}) desde las dos antenas de transmisión en el primer periodo de símbolo seguido por el par de símbolos ($s_{b2}^* - s_{b1}^*$) en el segundo periodo de símbolo. Para el flujo de mejora, se transmiten dos pares de símbolos de datos durante el mismo

ES 2 347 250 T3

intervalo de dos símbolos enviando el par de símbolos (s_{e1}, s_{e2}) desde las dos antenas de transmisión en el primer periodo de símbolo seguido por otro par de símbolos (s_{e3}, s_{e4}) en el segundo periodo de símbolos. Los dos símbolos de datos s_{b1} y s_{b2} para el flujo base y los cuatro símbolos de datos de s_{e1} a s_{e4} para el flujo de mejora pueden combinarse de la siguiente manera:

$$x_1 = K_b \cdot s_{b1} + K_e \cdot s_{e1} , \quad \text{Ec (24)}$$

$$x_2 = K_b \cdot s_{b2} + K_e \cdot s_{e2} ,$$

$$x_3 = K_b \cdot s_{b2} + K_e \cdot s_{e3} ,$$

y

$$x_4 = -K_b \cdot s_{b1} + K_e \cdot s_{e4} ,$$

donde los símbolos de transmisión x_1 y x_3 están incluidos en el flujo $\{x_1\}$ y los símbolos de transmisión x_2 y x_4 están incluidos en el flujo $\{x_2\}$. El par de símbolos (x_1, x_2) se envía desde las dos antenas de transmisión en el primer periodo de símbolo seguido por el par de símbolos (x_3, x_4) en el segundo periodo de símbolo.

Las tasas de transmisión globales que pueden lograrse para los usuarios A y B para esta configuración pueden expresarse como:

$$R_b \geq E \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{0,5 \cdot \alpha \cdot P \cdot G}{0,5 \cdot (1 - \alpha) \cdot P \cdot G + \sigma_b^2} \right) \right\} , \quad \text{Ec (25a)}$$

$$R_a = R_b + E \left\{ \log_2 \left(\mathbf{I} + \frac{0,5 \cdot P}{\sigma_a^2} \underline{\mathbf{H}}_a \underline{\mathbf{H}}_a^H \right) \right\} = R_b + R_e . \quad \text{Ec (25b)}$$

La expresión para la tasa de transmisión R_b para el flujo base en la ecuación (25a) es la cota inferior porque la interferencia real a la que contribuye el flujo de mejora es ligeramente menor que G . Puede derivarse una expresión exacta para la tasa de transmisión del flujo base. Sin embargo, la cota en la ecuación (25a) es ajustada y proporciona una estimación conservadora de las capacidades para esta configuración.

E. Técnica anterior: Superposición - SM para ambos flujos

La figura 6E muestra un diagrama de bloques de un procesador 320e espacial de TX, que soporta la configuración mediante la cual el flujo base y el flujo de mejora se superponen y ambos flujos se envían usando multiplexación espacial. El procesador 320e espacial de TX incluye los procesadores 530a y 530b de multiplexación espacial y el combinador 440b.

El Procesador 530a de multiplexación espacial recibe y procesa los símbolos de datos $\{s_b\}$ para el flujo base para obtener dos subflujos de símbolos de datos $\{s_{b1}\}$, y $\{s_{b2}\}$, que se proporcionan al combinador 440b. El procesador 530b de multiplexación espacial recibe y procesa los símbolos de datos $\{s_e\}$ para el flujo de mejora para obtener subflujos de símbolos de datos $\{s_{e1}\}$ y $\{s_{e2}\}$, que también se proporcionan al combinador 440b. El combinador 440b ajusta a escala los subflujos $\{s_{b1}\}$ y $\{s_{b2}\}$ con el factor de ajuste a escala K_b , ajusta a escala los subflujos $\{s_{e1}\}$ y $\{s_{e2}\}$ con el factor de ajuste a escala K_e , combina el subflujo ajustado a escala $\{s_{b1}\}$ con el subflujo ajustado a escala $\{s_{e1}\}$ para obtener el flujo de símbolos de transmisión $\{x_1\}$, y combina el subflujo ajustado a escala $\{s_{b2}\}$ con el subflujo ajustado a escala $\{s_{e2}\}$ para obtener el flujo de símbolos de transmisión $\{x_2\}$.

Para cada periodo de símbolo, se combinan dos símbolos de datos s_{b1} y s_{b2} para el flujo base y dos símbolos de datos s_{e1} y s_{e2} para el flujo de mejora tal como se muestra en el conjunto de ecuaciones (22) para obtener dos símbolos de transmisión $x_1 = s_{e1}$ y $x_2 = s_{e2}$. El par de símbolos (x_1, x_2) se envía desde las dos antenas de transmisión en un periodo de símbolo.

En un receptor puede usarse el forzado a cero, MMSE, o alguna otra técnica de procesamiento de receptor para separar los símbolos de datos recibidos desde las dos antenas de transmisión. Los usuarios A y B pueden recuperar

ambos los símbolos de datos s_{b1} y s_{b2} para el flujo base tratando el flujo de mejora como interferencia. El usuario A puede estimar y cancelar la interferencia debida a los símbolos de datos s_{b1} y s_{b2} a partir de los símbolos recibidos para obtener primeros símbolos modificados, luego procesar los primeros símbolos modificados para recuperar el primer símbolo de datos s_{e1} para el flujo de mejora. El usuario A puede estimar y cancelar a continuación la interferencia debida al símbolo de datos s_{e1} a partir de los primeros símbolos modificados para obtener segundos símbolos modificados, luego procesar los segundos símbolos modificados para recuperar el segundo símbolo de datos s_{e2} para el flujo de mejora. El usuario B recupera sólo el flujo base mientras que el usuario A recupera ambos flujos.

Las tasas de transmisión globales que pueden lograrse para los usuarios A y B para esta configuración pueden expresarse como:

$$R_b = E \{ \log_2 | \mathbf{I} + 0,5 \cdot \alpha \cdot P \cdot \underline{\mathbf{H}}_b \underline{\mathbf{H}}_b^H (0,5 \cdot (1-\alpha) \cdot P \cdot \underline{\mathbf{H}}_b \underline{\mathbf{H}}_b^H + \sigma_b^2 \mathbf{I})^{-1} | \} ,$$

y

$$R_a = R_b + E \left\{ \log_2 \left(\mathbf{I} + \frac{(1-\alpha) \cdot P}{\sigma_a^2} \underline{\mathbf{H}}_b \underline{\mathbf{H}}_b^H \right) \right\} = R_b + R_c \quad \text{Ec (26)}$$

F. Técnica anterior: Diversidad de transmisión para ambos flujos

La figura 6F muestra un diagrama de bloques de un procesador 320f espacial de TX, que soporta la configuración mediante la cual el flujo base y el flujo de mejora se envían usando diversidad de transmisión sin TDM o superposición. El procesador 320f espacial de TX incluye el codificador 520 espacio-temporal.

Dentro del codificador 520 espacio-temporal, se proporcionan los símbolos de datos $\{s_b\}$ para el flujo base y los símbolos de datos $\{s_e\}$ para el flujo de mejora a la entrada "0" de los multiplexores 528a y 528b, respectivamente. El flujo de símbolos de datos $\{s_b\}$ también se retarda un periodo de símbolo por la unidad 522b de retardo, se invierte y se conjuga mediante la unidad 526 y se proporciona a la entrada "1" del multiplexor 528b. El flujo de símbolos de datos $\{s_e\}$ también se retarda un periodo de símbolo por la unidad 522a de retardo, se conjuga mediante la unidad 524 y se proporciona a la entrada "1" del multiplexor 528a. Los multiplexores 528a y 528b alternan entre las entradas "0" y "1" a la tasa de transmisión de símbolos y proporcionan los flujos de símbolos de transmisión $\{x_1\}$ y $\{x_2\}$, respectivamente.

Para la realización mostrada en la figura 6F, para cada par de símbolos de datos s_b y s_e recibidos en los dos flujo de símbolos de datos $\{s_b\}$ y $\{s_e\}$, el codificador 520 espacio-temporal proporciona el par de símbolos (s_b, s_e) seguido por el par de símbolos $(s_e^* - s_b^*)$. El par de símbolos (s_b, s_e) se envía desde las dos antenas de transmisión en el primer

periodo de símbolo, y el par de símbolos $(s_e^* - s_b^*)$ se envía en el segundo periodo de símbolo. Por ejemplo, si el flujo de símbolos de datos $\{s_b\}$ está compuesto por $\{s_b\} = s_{b1} s_{b2} s_{b3} \dots$ y el flujo de símbolos de datos $\{s_e\}$ está compuesto por $\{s_e\} = s_{e1}, s_{e2} s_{e3}, \dots$, entonces los flujos de símbolos de transmisión se dan como

$$\{x_1\} = s_{b1} \quad s_{e1}^* \quad s_{b2} \quad s_{e2}^* \quad s_{b3} \quad s_{e3}^* \dots \quad \text{y} \quad \{x_2\} = s_{e1} \quad -s_{b1}^* \quad s_{e2} \quad -s_{b2}^* \quad s_{e3} \quad -s_{b3}^* \dots$$

Para esta configuración, el flujo base y el flujo de mejora se envían ambos simultáneamente usando STTD. Se confía entonces en el procesamiento STTD en el receptor para recuperar ambos flujos. Sin embargo, puesto que cada símbolo de datos se transmite durante dos periodos de símbolo con STTD, la tasa de transmisión de cada flujo de símbolos de datos se reduce en un factor de dos. Es probable que la región de tasa de transmisión para esta configuración sea peor que la región de tasa de transmisión para la configuración con el esquema TDM y diversidad de transmisión para ambos flujos.

G. Técnica anterior: Por cada antena - Diversidad de transmisión para ambos flujos

La figura 6G muestra un diagrama de bloques de un procesador 320g espacial de TX, que soporta la configuración mediante la cual el flujo base se envía desde una antena de transmisión y el flujo de mejora se envía desde otra antena de transmisión. El procesador 320g espacial de TX incluye los multiplicadores 560a y 560b. El multiplicador 560a recibe y multiplica los símbolos de datos $\{s_b\}$ para el flujo base por el factor de ajuste a escala K_b para obtener el flujo de símbolos de transmisión $\{x_1\}$. El multiplicador 560b recibe y multiplica los símbolos de datos $\{s_e\}$ para el flujo de mejora por el factor de ajuste a escala K_e para obtener el flujo de símbolos de transmisión $\{x_2\}$.

ES 2 347 250 T3

Para esta configuración, la potencia de transmisión usada para el flujo base es $\alpha \cdot P$, y la potencia de transmisión usada para el flujo de mejora es $(1-\alpha) \cdot P$, es decir, pueden usarse potencias desiguales para las dos antenas de transmisión. Un receptor puede separar los dos flujos usando forzado a cero, MMSE, o alguna otra técnica de procesamiento de receptor.

Las tasas de transmisión globales que pueden lograrse para los usuarios A y B para esta configuración pueden expresarse como:

$$R_b = E\{\log_2(1 + \alpha \cdot P \cdot \underline{h}_1^H ((1-\alpha) \cdot P \cdot \underline{h}_2 \underline{h}_2^H + \sigma_b^2 \mathbf{I})^{-1} \underline{h}_1)\} ,$$

y

$$R_a = R_b + E\left\{\log_2\left(1 + \frac{(1-\alpha) \cdot P}{\sigma_a^2} \underline{h}_2^H \underline{h}_2\right)\right\} = R_b + R_c , \quad \text{Ec (27)}$$

donde \underline{h}_1 es el vector de ganancias de canal para la antena 1 de transmisión usada para enviar el flujo base y \underline{h}_2 es el vector de ganancias de canal para la antena 2 de transmisión usada para enviar el flujo de mejora, donde $\underline{H}=[\underline{h}_1 \ \underline{h}_2]$.

La región de tasa de transmisión para esta configuración es comparable a la región de tasa de transmisión para la configuración con TDM, diversidad de transmisión para el flujo base y multiplexación espacial para el flujo de mejora.

H. Rendimiento

La figura 13 muestra una gráfica de las regiones de tasa de transmisión para seis configuraciones de codificación jerárquica diferentes en un sistema SIMO (1, 2) y un sistema MIMO (2, 2) con un canal AWGN. El eje vertical representa la tasa de transmisión R_b para el usuario B, que es la tasa de transmisión para el flujo base. El eje horizontal representa la tasa de transmisión R_a para el usuario A, que es la tasa de transmisión combinada para el flujo base y el flujo de mejora. Las tasas de transmisión R_a y R_b se dan ambas en unidades de bps/Hz. Las tasas de transmisión R_a y R_b también se calculan con $P/\sigma_a^2 = 20$ dB y $P/\sigma_b^2 = 5$ dB y para un canal de desvanecimiento de Rayleigh. En la figura 13 se muestran cinco trazados de las tasas de transmisión R_a y R_b que pueden lograrse para cinco configuraciones diferentes de codificación jerárquica en el sistema MIMO (2, 2), de la siguiente manera:

- Trazado 1310 - TDM con diversidad de transmisión (Div) para ambos flujos,
- Trazado 1312 - superposición (SC) con diversidad de transmisión para ambos flujos,
- Trazado 1320 - TDM con diversidad de transmisión para el flujo base y multiplexación espacial (SM) para el flujo de mejora,
- Trazado 1322 - superposición con diversidad de transmisión para el flujo base y multiplexación espacial para el flujo de mejora, y
- Trazado 1324 - superposición con multiplexación espacial para ambos flujos.

Como se muestra mediante los trazados en la figura 13, cuando el flujo base y el flujo de mejora están multiplexados por división de tiempo, la multiplexación espacial del flujo de mejora (trazado 1320) proporciona una región de tasa de transmisión mayor que la diversidad de transmisión (trazado 1310). Cuando se usa superposición, la multiplexación espacial para ambos flujos (trazado 1324) proporciona una región de tasa de transmisión mayor que la multiplexación espacial sólo para el flujo de mejora (trazado 1322), que a su vez proporciona una región de tasa de transmisión mayor que diversidad de transmisión para ambos flujos (trazado 1312). La superposición con diversidad de transmisión para ambos flujos (trazado 1312) es mejor que TDM con multiplexación espacial sólo para el flujo de mejora (trazado 1320) para algunos valores de α entre 0,5 y 1,0. Los valores específicos de α para los que el trazado 1312 es mejor que el trazado 1320 dependen de la SNR.

Tal como se muestra en la figura 13, el esquema de superposición generalmente tiene un rendimiento superior que el esquema TDM. Para el esquema TDM, las tasas de transmisión R_a y R_b son funciones lineales de α . Para el esquema de superposición, la tasa de transmisión R_a cae más abruptamente para $\alpha < 0,5$ porque el flujo de mejora es dominante e interfiere gravemente con el flujo base. La mejor configuración que puede usarse para la transmisión del flujo base y el flujo de mejora puede depender de diversos factores tales como, por ejemplo, las tasas de transmisión relativas de estos dos flujos, las SNR logradas por los usuarios, la robustez deseada para el flujo base y el flujo de mejora, las tasas de transmisión deseadas para estos flujos, etc.

El trazado 1330 de las tasas de transmisión R_a y R_b que pueden lograrse para el esquema de superposición en el sistema SIMO (1, 2) también se muestra en la figura 13. Estas tasas de transmisión se calculan basándose en el conjunto de ecuaciones (10).

5

6. Receptor

Pueden usarse diferentes arquitecturas de receptor para los esquemas de TDM y superposición. A continuación se describen diseños de receptor ejemplares para ambos esquemas.

10

A. Receptores para el esquema TDM

La figura 8A muestra un diagrama de bloques de un receptor 220h, que es una realización del receptor 220x en la figura 3 y puede usarse para el esquema TDM. El receptor 220h incluye un procesador 360a espacial de RX y un procesador 370a de datos de RX, que son una realización del procesador 360 espacial de RX y el procesador 370 de datos de RX, respectivamente, en la figura 3.

Dentro del procesador 360a espacial de RX, un demultiplexor 810a recibe y demultiplexa el flujo de símbolos recibido $\{y_1\}$ desde la antena 352a basándose en el control de TDM y proporciona dos subflujos de símbolos recibidos $\{y_{b1}\}$ e $\{y_{e1}\}$ para el flujo base y el flujo de mejora, respectivamente. De manera similar, un demultiplexor 810b recibe y demultiplexa el flujo de símbolos recibido $\{y_2\}$ desde la antena 352b basándose en el control de TDM y proporciona dos subflujos de símbolos recibidos $\{y_{b2}\}$ e $\{y_{e2}\}$ para el flujo base y el flujo de mejora, respectivamente.

Un procesador 820a Div/SM de RX recibe y procesa los subflujos $\{y_{b1}\}$ e $\{y_{b2}\}$ para el flujo base y proporciona el flujo de símbolos de datos recuperados $\{\hat{s}_b\}$. Si se usa diversidad de transmisión para el flujo base, entonces el procesador 820a Div/SM de RX realiza el procesamiento espacial mostrado en el conjunto de ecuaciones (14) si el receptor está equipado con una única antena o el procesamiento espacial mostrado en el conjunto de ecuaciones (16) si el receptor está equipado con múltiples antenas. Si se usa multiplexación espacial para el flujo base, entonces el procesador 820a Div/SM de RX puede implementar el forzado a cero o la cancelación de interferencias sucesiva basada en MMSE, o alguna otra técnica de procesamiento de receptor. De manera similar, un procesador 820b Div/SM de RX recibe y procesa los subflujos $\{y_{e1}\}$ e $\{y_{e2}\}$ para el flujo de mejora y proporciona el flujo de símbolos de datos recuperados $\{\hat{s}_b\}$. El procesador 820b Div/SM de RX también realiza el procesamiento espacial mostrado en el conjunto de ecuaciones (14) o (16) si se usa diversidad de transmisión para el flujo de mejora. El procesador 820b Div/SM de RX puede implementar el forzado a cero o la cancelación de interferencias sucesiva basada en MMSE, o alguna otra técnica de procesamiento de receptor si se usa multiplexación espacial para el flujo de mejora. En general, el procesamiento espacial mediante los procesadores 820a y 820b Div/SM de RX es complementario al procesamiento espacial mediante los procesadores 420a y 420b Div/SM de TX, respectivamente, en la figura 4A.

Dentro del procesador 370a de datos de RX, un demodulador 832a demodula los símbolos de datos recuperados $\{\hat{s}_b\}$ para el flujo base, un desentrelazador 834a de canal desentrelaza los datos demodulados desde el demodulador 832a y un decodificador 836a decodifica los datos desentrelazados desde el desentrelazador 834a para obtener datos decodificados $\{\hat{d}_b\}$ para el flujo base. De manera similar, un demodulador 832b demodula los símbolos de datos recuperados $\{\hat{s}_b\}$ para el flujo de mejora, un desentrelazador 834b de canal desentrelaza los datos demodulados desde el demodulador 832b y un decodificador 836b decodifica los datos desentrelazados desde el desentrelazador 834b para obtener datos decodificados $\{\hat{d}_b\}$ para el flujo de mejora. En general, el receptor 220x realiza la demodulación, el desentrelazado y la decodificación para cada flujo de manera complementaria a la modulación, el entrelazado y la codificación realizadas para ese flujo por el transmisor 210x.

La figura 8B muestra un diagrama de bloques de un receptor 220i, que es otra realización del receptor 220x en la figura 3 y también puede usarse para el esquema TDM. El receptor 220i implementa un esquema de detección y decodificación iterativas (IDD) para recuperar el flujo base y el flujo de mejora. El esquema IDD puede usarse conjuntamente con el esquema de codificación mostrado en la figura 4B, que codifica cada paquete de datos para el flujo base o el flujo de mejora en tres partes: bits de datos $\{c_{\text{datos}}\}$, primeros bits de paridad $\{c_{p1}\}$ y segundos bits de paridad $\{c_{p2}\}$.

El receptor 220i incluye un detector y un decodificador que realizan detección y decodificación iterativas en los símbolos recibidos desde todas las antenas de recepción para cada flujo de datos para obtener datos decodificados para ese flujo. La detección y decodificación iterativas aprovechan las capacidades de corrección de errores del código de canal para proporcionar un rendimiento mejorado. Esto se logra pasando iterativamente información *a priori* suave (*soft*) entre el detector y el decodificador, tal como se describe en más detalle más adelante. La detección y decodificación iterativas se realizan en un paquete de datos recibido de una vez.

El receptor 220i incluye un procesador 360 espacial de RXb y un procesador 370b de datos de RX. Para mayor claridad, la detección y decodificación iterativas se describen específicamente más adelante para el flujo base. Dentro del procesador 360 espacial de RXb, los demultiplexores 810a y 810b reciben y demultiplexan los flujos de símbolos recibidos $\{y_1\}$ e $\{y_2\}$, respectivamente, tal como se describió anteriormente para la figura 8A. Un detector 822a obtiene los subflujos de símbolos recibidos $\{y_{b1}\}$ e $\{y_{b2}\}$ para el flujo base y realiza procesamiento espacial en es-

tos subflujos. El detector 822a puede realizar el procesamiento para diversidad de transmisión, tal como se describió anteriormente, o puede implementar la técnica de forzado a cero, la técnica de MMSE, o alguna otra técnica de procesamiento de receptor para la multiplexación espacial. El detector 822a proporciona estimaciones de símbolos de datos $\{\hat{s}_b^i\}$ para el paquete de datos que está recuperándose. El superíndice i en $\{\hat{s}_b^i\}$ indica el número de iteración de la detección/decodificación: Para la primera iteración (es decir, $i=1$) las estimaciones de símbolos de datos $\{\hat{s}_b^1\}$ se detectan basándose únicamente en los símbolos recibidos $\{y_{b1}\}$ e $\{y_{b2}\}$ puesto que no se dispone de información de realimentación desde el decodificador.

Dentro del procesador 370b de datos de RX, una unidad 842a de computación de la razón de verosimilitud logarítmica (LLR) recibe las estimaciones de símbolos de datos $\{\hat{s}_b^i\}$ y calcula las LLR del (de los) bit(s) de código que forman cada símbolo de datos en el paquete de datos que está recuperándose. Un desentrelazador 844a de canal desentrelaza entonces las LLR de la unidad 842a y proporciona las LLR $\{b_b^i\}$ para el paquete de datos. Un decodificador 846a recibe y decodifica las LLR $\{b_b^i\}$ del desentrelazador 844a de canal, tal como se describe más adelante.

La figura 8C muestra un diagrama de bloques de un turbodecodificador 846x, que puede usarse para cada uno de los decodificadores 846a y 846b en la figura 8B. El turbodecodificador 846x realiza la decodificación iterativa para un código convolucional concatenado en paralelo, tal como se muestra en la figura 4B.

Dentro del turbodecodificador 846x, un demultiplexor (Demux) 852 recibe y demultiplexa las LLR $\{b^i\}$ del desentrelazador 844 de canal (es decir, las LLR de entrada) en LLR de bits de datos $\{b_{\text{datos}}^i\}$, las LLR de primeros bits de paridad $\{b_{p1}^i\}$ y las LLR de segundos bits de paridad $\{b_{p2}^i\}$. Un decodificador 860a de entrada suave y salida suave (*soft-input soft-output* (SISO)) recibe las LLR de bits de datos $\{b_{\text{datos}}^i\}$ y las LLR de primeros bits de paridad $\{b_{p1}^i\}$ del demultiplexor 852 y las LLR de bits de datos desentrelazados $\{\tilde{b}_{\text{datos}2}^i\}$ de un desentrelazador 864 de código. El decodificador 860a SISO deriva entonces nuevas LLR para los bits de datos y primeros bits de paridad, $\{b_{\text{datos}1}^i\}$ y $\{b_{p1}^i\}$, basándose en el primer código convolucional constituyente. Un entrelazador 862 de código entrelaza las LLR de bits de datos $\{b_{\text{datos}1}^i\}$ según el esquema de entrelazado de código usado en el transmisor y proporciona LLR de bits de datos entrelazados $\{b_{\text{datos}1}^i\}$. De manera similar, un decodificador 860b SISO recibe las LLR de bits de datos $\{b_{\text{datos}}^i\}$ y las LLR de segundos bits de paridad $\{b_{p2}^i\}$ del demultiplexor 852 y las LLR de bits de datos entrelazados $\{b_{\text{datos}1}^i\}$. El decodificador 860b SISO deriva entonces nuevas LLR para los bits de datos y los segundos bits de paridad, $\{b_{\text{datos}2}^i\}$ y $\{b_{p2}^i\}$, basándose en el segundo código convolucional constituyente. El desentrelazador 864 de código desentrelaza las LLR de bits de datos $\{b_{\text{datos}2}^i\}$ de una manera complementaria al entrelazado de código y proporciona las LLR de bits de datos desentrelazados $\{b_{\text{datos}2}^i\}$. Los decodificadores 860a y 860b SISO pueden implementar un algoritmo SISO BCJR máximo *a posteriori* (MAP) o sus derivados de complejidad inferior o un algoritmo Viterbi de salida suave (SOV), conociéndose todo ello en la técnica.

La decodificación mediante los decodificadores 860a y 860b SISO puede realizarse una vez o puede iterarse múltiples veces para la iteración de detección/decodificación actual i . Una vez completadas todas las iteraciones de decodificación, un combinador/multiplexor 866 recibe las LLR de bits de datos finales $\{b_{\text{datos}1}^i\}$ y las LLR de primeros bits de paridad finales $\{b_{p1}^i\}$ del decodificador 860a SISO, las LLR de bits de datos desentrelazados finales $\{b_{\text{datos}2}^i\}$ del desentrelazador 864 de código y las LLR de segundos bits de paridad finales $\{b_{p2}^i\}$ del decodificador 860b SISO. El combinador/multiplexor 866 proporciona entonces las LLR de realimentación $\{b_{fb}^{i+1}\}$ para la siguiente iteración de detección/decodificación $i+1$ al detector 822. Las LLR de realimentación se calculan como $\{b_{fb}^{i+1}\} = \{b_{\text{datos}1}^i + \tilde{b}_{\text{datos}1}^i, b_{p1}^{i+1}, b_{p2}^{i+1}\}$. Las LLR de realimentación se usan para actualizar la operación del detector para la siguiente iteración. Una vez completadas todas las iteraciones de detección/decodificación, el combinador/multiplexor 866 proporciona las LLR de bits de datos finales $\{b_{\text{datos}}^i\}$, que se obtienen como $\{b_{\text{datos}}^i\} = \{b'_{\text{datos}} + b_{\text{datos}1}^i + \tilde{b}_{\text{datos}2}^i\}$ donde $\{b'_{\text{datos}}\}$ son las LLR de bits de datos proporcionadas por el detector 822 para la primera iteración de detección/decodificación (es decir, $\{b'_{\text{datos}}\} = \{b_{\text{datos}}^1\}$). Un segmentador 868 segmenta las LLR de bits de datos finales $\{b_{\text{datos}}^i\}$ y proporciona los datos decodificados $\{d\}$ para el paquete de datos que está recuperándose.

En referencia de nuevo a la figura 8B, las LLR de realimentación $\{b_{fb}^{i+1}\}$ del decodificador 846a se entrelazan mediante un entrelazador 848a de canal y las LLR de realimentación entrelazadas se proporcionan al detector 822a. El detector 822a deriva nuevas estimaciones de símbolos de datos $\{\hat{s}_b^{i+1}\}$ basándose en los símbolos recibidos $\{y_{b1}\}$ e $\{y_{b2}\}$ para el flujo base y las LLR de realimentación $\{b_{fb}^{i+1}\}$. Las estimaciones de símbolos de datos $\{\hat{s}_b^{i+1}\}$ se decodifican de nuevo mediante el procesador 370b de datos de RX tal como se describió anteriormente. El proceso de detección y decodificación puede iterarse múltiples veces. Durante el proceso de detección y decodificación iterativas, mejora la fiabilidad de las estimaciones de símbolos de datos con cada iteración.

El esquema de detección y decodificación iterativas proporciona diversas ventajas. Por ejemplo, el esquema IDD soporta el uso de una tasa de transmisión de datos para el flujo base y una tasa de transmisión de datos para el flujo de mejora. El esquema IDD puede combinarse con la técnica de transmisión MIMO-OFDM para combatir el desvanecimiento selectivo en frecuencia. Además, el proceso de detección y decodificación iterativas puede usarse flexiblemente con cualquier codificador y un decodificador de entrada suave y salida suave correspondiente, incluyendo el código convolucional concatenado en paralelo descrito en la figura 4B. La detección y decodificación iterativas para un sistema MIMO se describe en más detalle en la solicitud de patente estadounidense de titularidad compartida n.º de serie 10/005,104, titulada "Iterative Detection and Decoding for a MIMO-OFDM system", presentada el 3 de diciembre de 2001.

B. Receptores para esquema de superposición

La figura 9A muestra un diagrama de bloques de un receptor 220j, que es aún otra realización del receptor 220x en la figura 3 y puede usarse para el esquema de superposición. El receptor 220j incluye un procesador 360c espacial de RX y un procesador 370c de datos de RX. El procesador 360c espacial de RX y el procesador 370c de datos de RX, que son otra realización del procesador 360 espacial de RX y el procesador 370 de datos de RX en la figura 3, implementan la técnica de cancelación de interferencias y ecualización sucesiva. El procesador 360c espacial de RX y el procesador 370c de datos de RX incluyen dos fases de procesamiento de receptor sucesivas (es decir, en cascada). La fase 1 incluye un procesador 920a espacial, un cancelador 930a de interferencias, un procesador 940a de datos de RX y un procesador 950a de datos de TX. La fase 2 incluye sólo el procesador 920b espacial y el procesador 940b de datos de RX.

Para la fase 1, el procesador 920a espacial procesa los dos flujos de símbolos recibidos $\{y_1\}$ e $\{y_2\}$ para obtener el flujo de símbolos de datos recuperado $\{\hat{s}_b\}$ para el flujo base. El procesador 920a espacial puede implementar la cancelación de interferencias sucesiva basada en MMSE o el forzado a cero, o alguna otra técnica de procesamiento de receptor. El procesador 940a de datos de RX demodula, desentrelaza y decodifica el flujo de símbolos de datos recuperado $\{\hat{s}_b\}$ para obtener datos decodificados $\{\hat{d}_b\}$ para el flujo base. El procesador 950a de datos de TX codifica, entrelaza y modula los datos de flujo base decodificados $\{\hat{d}_b\}$ para obtener un flujo de símbolos remodulados $\{\hat{s}_b\}$, que es una estimación del flujo de símbolos de datos $\{s_b\}$ para el flujo base. El procesador 950a de datos de TX realiza el mismo procesamiento que el codificador 412a, el entrelazador 414a de canal y el modulador 416a en el transmisor 210x en la figura 4A. El cancelador 930a de interferencias recibe y procesa espacialmente el flujo de símbolos remodulados $\{\hat{s}_b\}$ de la misma manera realizada por el transmisor 210x para el flujo base (por ejemplo, un esquema de diversidad de transmisión o un esquema de multiplexación espacial) para obtener flujos de símbolos de transmisión $\{\tilde{x}_{b1}\}$ y $\{\tilde{x}_{b2}\}$, que contienen sólo las componentes de símbolos de transmisión para los datos de flujo base para las dos antenas de transmisión. El cancelador 930a de interferencias procesa además los flujos $\{\tilde{x}_{b1}\}$ y $\{\tilde{x}_{b2}\}$ con la matriz de respuesta de canal para obtener las componentes de interferencia $\{i_{b1}\}$ e $\{i_{b2}\}$ debidas al flujo base. Las componentes de interferencia $\{i_{b1}\}$ e $\{i_{b2}\}$ se restan entonces de los flujos de símbolos recibidos $\{y_1\}$ e $\{y_2\}$ para obtener flujos de símbolos modificados $\{y'_1\}$ e $\{y'_2\}$ que se proporcionan a la fase 2.

Para la fase 2, el procesador 920b espacial procesa los flujos de símbolos modificados $\{y'_1\}$ e $\{y'_2\}$ para obtener el flujo de símbolos de datos recuperado $\{\hat{s}_e\}$ para el flujo de mejora. El procesador 920b espacial también puede implementar el forzado a cero, MMSE o alguna otra técnica de procesamiento de receptor. Entonces el procesador 940b de datos de RX demodula, desentrelaza y decodifica el flujo de símbolos de datos recuperado $\{\hat{s}_e\}$ para obtener datos decodificados $\{\hat{d}_e\}$ para el flujo de mejora.

Las dos fases del receptor 220x realizan procesamiento espacial/ecualización sucesiva. En particular, la fase 1 realiza procesamiento espacial en los flujos de símbolos recibidos $\{y_1\}$ e $\{y_2\}$, y la fase 2 realiza procesamiento espacial en los flujos de símbolos modificados $\{y'_1\}$ e $\{y'_2\}$. La cancelación de interferencias se realiza en cada fase mediante el procesamiento espacial para recuperar los múltiples subflujos de símbolos de datos enviados desde las múltiples antenas de transmisión para el flujo base o flujo de mejora que se recupera en esa fase. La cancelación de interferencias también se realiza entre las dos fases, es decir, en los flujos de símbolos recibidos $\{y_1\}$ e $\{y_2\}$ para la fase 1 para obtener los flujos de símbolos modificados $\{y'_1\}$ e $\{y'_2\}$ para la fase 2. La técnica de cancelación de interferencias y ecualización sucesiva se describe en detalle en la solicitud de patente estadounidense de titularidad compartida n.º de serie 09/854,235, titulada "Method and Apparatus for Processing Data in a Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication System Utilizing Channel State Information", presentada el 11 de mayo de 2001.

La figura 9B muestra un diagrama de bloques de un receptor 220k, que es aún otra realización del receptor 220x en la figura 3 y también puede usarse para el esquema de superposición. El receptor 220k realiza (1) detección iterativa y decodificación para recuperar cada uno del flujo base y el flujo de mejora y (2) cancelación de interferencias antes de recuperar el flujo de mejora.

El receptor 220k incluye un procesador 360d espacial de RX y un procesador 370d de datos de RX que incluyen dos fases de procesamiento de receptor sucesivas (es decir, en cascada). La fase 1 incluye un detector 960a, un cancelador 930a de interferencias, un procesador 970a de datos de RX y un procesador 950a de datos de TX. La fase 2 incluye sólo un detector 960b y un procesador 970b de datos de RX. El procesador 970a de datos de RX incluye una unidad 842a de cálculo de LLR, un desentrelazador 844a de canal, un decodificador 846a y un entrelazador 848a de canal acoplados como se muestra en la figura 8B. El procesador 970b de datos de RX incluye una unidad 842b de cálculo de LLR, un desentrelazador 844b de canal, un decodificador 846b y un entrelazador 848b de canal.

Para la fase 1, el detector 960a procesa los dos flujos de símbolos recibidos $\{y_1\}$ e $\{y_2\}$ para obtener las estimaciones de símbolos de datos $\{\hat{s}_b^i\}$ para el flujo base. El detector 960a puede implementar la técnica de forzado a cero, la técnica MMSE o alguna otra técnica de procesamiento de receptor. El procesador 970a de datos de RX recibe las estimaciones de símbolos de datos $\{\hat{s}_b^i\}$ para la iteración actual i , calcula las LLR de los bits de código para la estimación de símbolos de datos $\{\hat{s}_b^i\}$, realiza desentrelazado de canal de las LLR y decodifica las LLR desentrelazadas $\{b_b^i\}$ para obtener LLR de realimentación $\{b_{bb}^{i+1}\}$ para la siguiente iteración $i + 1$. El procesador 970a de datos de RX realiza además entrelazado de canal de las LLR de realimentación $\{b_{bb}^{i+1}\}$ y proporciona las LLR de realimentación entrelazadas al detector 960a. La detección y la decodificación pueden iterarse múltiples veces hasta conseguir suficiente confianza

para las LLR de bits de datos. En este momento, el procesador 970a de datos de RX segmenta las LLR de bits de datos finales $\{b_{\text{datos},b}\}$ y proporciona los datos decodificados $\{\hat{d}_b\}$ para el flujo base.

5 El procesador 950a de datos de TX codifica, entrelaza y modula los datos decodificados $\{\hat{d}_b\}$ para obtener el flujo de símbolos remodulados $\{\hat{s}_b\}$. El cancelador 930a de interferencias recibe y procesa el flujo de símbolos remodulados $\{\hat{s}_b\}$ para obtener las componentes de interferencia $\{i_{b1}\}$ e $\{y_{b2}\}$ debidas al flujo base. El cancelador 930a de interferencias resta entonces las componentes de interferencia $\{i_{b1}\}$ e $\{y_{b2}\}$ de los flujos de símbolos recibidos $\{y_1\}$ e $\{y_2\}$ para obtener los flujos de símbolos modificados $\{y'_{1}\}$ e $\{y'_{2}\}$ para la fase 2.

10 Para la fase 2, el detector 960b procesa los flujos de símbolos modificados $\{y'_{1}\}$ e $\{y'_{2}\}$ para obtener estimaciones de símbolos de datos $\{\hat{s}_c^i\}$ para el flujo de mejora. Entonces el procesador 970b de datos de RX desentrelaza y decodifica las estimaciones de símbolos de datos $\{\hat{s}_c^i\}$ para obtener datos decodificados $\{d_c\}$ para el flujo de mejora. El detector 960b y el procesador 970b de datos de RX operan de una manera similar al detector 960a y el procesador 970a de datos de RX, respectivamente. La detección y la decodificación iterativas con cancelación de interferencias y eualización sucesiva también se describe en la solicitud de patente estadounidense mencionada anteriormente n.º de serie 10/005,104.

20 Las figuras 8A, 8B, 9A y 9B muestran cuatro diseños de receptor ejemplares que pueden usarse para recuperar el flujo base y el flujo de mejora. También pueden usarse otros diseños de receptor, y esto está dentro del alcance de la invención.

7. Procesamiento de transmisor y receptor

25 La figura 10 muestra un diagrama de flujo de un proceso 1000 realizado por un transmisor para codificación jerárquica del flujo base y el flujo de mejora (por ejemplo, para servicio de difusión) en un sistema MISO o MIMO.

30 El flujo base se codifica y modula por un primer procesador de datos (por ejemplo, compuesto por el codificador 412a, el entrelazador 414a de canal y el modulador 416a en la figura 4A) para obtener un primer flujo de símbolos de datos $\{s_b\}$ (etapa 1010). El flujo de mejora se codifica y modula por un segundo procesador de datos (por ejemplo, compuesto por el codificador 412b, el entrelazador 414b de canal y el modulador 416b) para obtener un segundo flujo de símbolos de datos $\{s_c\}$ (etapa 1012).

35 El primer flujo de símbolos de datos $\{s_b\}$ se procesa según un primer esquema de procesamiento espacial por un primer procesador espacial (por ejemplo, el procesador 420a Div/SM de TX) para obtener un primer conjunto de subflujos de símbolos (etapa 1020). El segundo flujo de símbolos de datos $\{s_c\}$ se procesa según un segundo esquema de procesamiento espacial por un segundo procesador espacial (por ejemplo, el procesador 420b Div/SM de TX) para obtener un segundo conjunto de subflujos de símbolos (etapa 1022). El primer esquema de procesamiento espacial puede ser un esquema de diversidad de transmisión (en cuyo caso el primer conjunto de subflujos de símbolos es $\{s'_{b1}\}$ y $\{s'_{b2}\}$) o un esquema de multiplexación espacial (en cuyo caso el primer conjunto de subflujos de símbolos es $\{s_{b1}\}$ y $\{s_{b2}\}$). El segundo esquema de procesamiento espacial también puede ser un esquema de diversidad de transmisión (en cuyo caso el segundo conjunto de subflujos de símbolos es $\{s'_{c1}\}$ y $\{s'_{c2}\}$) o un esquema de multiplexación espacial (en cuyo caso el segundo conjunto de subflujos de símbolos es $\{s_{c1}\}$ y $\{s_{c2}\}$).

45 El primer conjunto de subflujos de símbolos se combina con el segundo conjunto de subflujos de símbolos para obtener múltiples flujos de símbolos de transmisión $\{x_1\}$ y $\{x_2\}$ para su transmisión desde múltiples antenas de transmisión (etapa 1030). La combinación puede alcanzarse mediante multiplexación por división de tiempo del primer conjunto de subflujos de símbolos con el segundo conjunto de subflujos de símbolos para obtener los flujos de símbolos de transmisión. De manera alternativa, la combinación puede alcanzarse con superposición (1) ajustando a escala el primer conjunto de subflujos de símbolos con un primer factor de ajuste a escala K_b , (2) ajustando a escala el segundo conjunto de subflujos de símbolos con un segundo factor de ajuste a escala K_c , y (3) sumando el primer conjunto de subflujos de símbolos ajustados a escala con el segundo conjunto de subflujos de símbolos ajustados a escala para obtener los flujos de símbolos de transmisión.

55 El flujo base puede codificarse, modularse y procesarse espacialmente para su recuperación por entidades receptoras que alcanzan una primera SNR o mejor. El flujo de mejora puede codificarse, modularse y procesarse espacialmente para su recuperación por entidades receptoras que alcanzan una segunda SNR o mejor, donde la segunda SNR es mayor que la primera SNR.

60 Para servicio de difusión, el transmisor normalmente no conoce las realizaciones de canal (es decir, las respuestas de canal) de los receptores. En este caso, la codificación y modulación del flujo base y el flujo de mejora no dependen de las realizaciones de canal de los receptores. La codificación y modulación pueden realizarse según tasas de transmisión seleccionadas para estos flujos basándose en condiciones esperadas de canal (y no condiciones de canal medidas) para receptores en el sistema. Para servicio de difusión, el procesamiento espacial para el flujo base y el flujo de mejora tampoco depende de las realizaciones de canal de los receptores.

65 Para algunos servicios, el transmisor puede tener información para las realizaciones (instantáneas, promedio o esperadas) de canal de los receptores. En este caso, la codificación y modulación para los flujos base y de mejora

pueden realizarse según tasas de transmisión seleccionadas para estos flujos basándose en las realizaciones de canal conocidas.

La figura 11A muestra un diagrama de flujo de un proceso 1100 realizado por un receptor para recibir el flujo base y el flujo de mejora que se han transmitido con codificación jerárquica en un sistema SIMO o MIMO. El proceso 1100 puede usarse para el esquema TDM.

Múltiples flujos de símbolos recibidos (por ejemplo, $\{y_1\}$ e $\{y_2\}$), que se obtienen a través de múltiples antenas de recepción, se demultiplexan por división de tiempo para proporcionar un primer conjunto de subflujos de símbolos recibidos (por ejemplo, $\{y_{b1}\}$ e $\{y_{b2}\}$) para el flujo base y un segundo conjunto de subflujos de símbolos recibidos (por ejemplo, $\{y_{e1}\}$ e $\{y_{e2}\}$) para el flujo de mejora (etapa 1110). El primer conjunto de subflujos de símbolos recibidos se procesa según un primer esquema de procesamiento espacial (por ejemplo, un esquema de diversidad de transmisión o un esquema de multiplexación espacial) por un primer procesador espacial (por ejemplo, el procesador 820a Div/SM de RX en la figura 8A) para obtener un primer flujo de símbolos de datos recuperado $\{\hat{s}_b\}$ (etapa 1120). El segundo conjunto de subflujos de símbolos recibidos se procesa según un segundo esquema de procesamiento espacial (por ejemplo, un esquema de diversidad de transmisión o un esquema de multiplexación espacial) por un segundo procesador espacial (por ejemplo, el procesador 820b Div/SM de RX) para obtener un segundo flujo de símbolos de datos recuperado $\{\hat{s}_e\}$ (etapa 1122). El primer flujo de símbolos de datos recuperado $\{\hat{s}_b\}$ se demodula y decodifica por un primer procesador de datos (por ejemplo, compuesto por el demodulador 832a, el desentrelazador 834a de canal y el decodificador 836a) para obtener un flujo base decodificado $\{\hat{d}_b\}$ (etapa 1130). El segundo flujo de símbolos de datos recuperado $\{\hat{s}_e\}$ se demodula y decodifica por un segundo procesador de datos para obtener un flujo de mejora decodificado $\{\hat{d}_e\}$ (etapa 1132).

La figura 11B muestra un diagrama de flujo de un proceso 1150 realizado por un receptor para recibir el flujo base y el flujo de mejora que se han transmitido con codificación jerárquica en un sistema SIMO o MIMO. El proceso 1150 puede usarse para el esquema de superposición.

Se procesan múltiples flujos de símbolos recibidos (por ejemplo, $\{y_1\}$ e $\{y_2\}$), que se obtienen a través de múltiples antenas de recepción, según un primer esquema de procesamiento espacial (por ejemplo, un esquema de diversidad de transmisión o un esquema de multiplexación espacial, por el procesador 920a espacial en la figura 9A) para proporcionar un primer flujo de símbolos de datos recuperado $\{\hat{s}_b\}$ para el flujo base (etapa 1160). Entonces el primer flujo de símbolos de datos recuperado $\{\hat{s}_b\}$ se demodula y decodifica (por ejemplo, por el procesador 940a de datos de RX) para obtener un flujo base decodificado $\{\hat{d}_b\}$ (etapa 1162). La interferencia debida al flujo base decodificado se estima y cancela de los flujos de símbolos recibidos (por ejemplo, por el procesador 950a de datos de TX y el cancelador 930a de interferencias) para obtener flujos de símbolos modificados (por ejemplo, $\{y'_1\}$ e $\{y'_2\}$) (etapa 1164).

Los flujos de símbolos modificados se procesan según un segundo esquema de procesamiento espacial (por ejemplo, un esquema de diversidad de transmisión o un esquema de multiplexación espacial, por el procesador 920b espacial) para obtener un segundo flujo de símbolos de datos recuperado $\{\hat{s}_e\}$ (etapa 1170). El segundo flujo de símbolos de datos recuperado $\{\hat{s}_e\}$ se demodula y decodifica (por ejemplo, por el procesador 940b de datos de RX) para obtener un flujo de mejora decodificado $\{\hat{d}_e\}$ (etapa 1172).

Por motivos de claridad, las técnicas de codificación jerárquica se han descrito específicamente para un sistema MIMO (2, 2) en la mayor parte de la descripción anterior. En general, estas técnicas pueden usarse para un sistema SIMO con cualquier número de antenas de recepción, un sistema MISO con cualquier número de antenas de transmisión y un sistema MIMO con cualquier número de antenas de transmisión y cualquier número de antenas de recepción. STTD transmite dos símbolos desde dos antenas de transmisión en cada periodo de símbolo. También pueden usarse otros esquemas de diversidad de transmisión que puedan transmitir más de dos símbolos desde más de dos antenas de transmisión en cada periodo de símbolo y se describen en la solicitud de patente estadounidense mencionada anteriormente n.º de serie 10/179,439. En el receptor, el procesamiento espacial para STTD puede extenderse a cualquier número de antenas de recepción. Para el esquema de multiplexación espacial, el forzado a cero, MMSE, y otras técnicas de procesamiento de receptor también pueden albergar cualquier número de antenas de recepción.

Además por motivos de claridad, las técnicas de codificación jerárquica se han descrito específicamente para un sistema de comunicación de una única portadora. Estas técnicas también pueden usarse para un sistema de comunicación de múltiples portadoras con múltiples (N_F) subportadoras o subbandas de frecuencia que pueden usarse para la transmisión de datos. El sistema de múltiples portadoras puede ser un sistema OFDMA, un sistema OFDM, etc. Para un sistema de múltiples portadoras, el flujo base y el flujo de mejora pueden codificarse y modularse por separado para obtener dos flujos de símbolos de datos. Cada flujo de símbolos de datos puede demultiplexarse para dar múltiples subflujos de símbolos de datos, un subflujo para cada una de las N_F subportadoras. Se proporciona un par de subflujos de símbolos de datos para cada subportadora para el flujo base y el flujo de mejora. El par de subflujos de símbolos de datos para cada subportadora puede procesarse espacialmente (por ejemplo, un esquema de diversidad de transmisión o un esquema de multiplexación espacial) de la manera descrita anteriormente para el sistema de una única portadora para obtener un par de subflujos de símbolos de transmisión para esa subportadora (si se usan dos antenas de transmisión). Se obtienen N_F pares de subflujos de símbolos de transmisión para las N_F subportadoras del par de antenas de transmisión. Entonces se procesan los N_F subflujos de símbolos de transmisión para cada antena de transmisión (por ejemplo, basándose en OFDM o alguna otra técnica de modulación de múltiples portadoras) para obtener una señal modulada para esa antena de transmisión. El procesamiento complementario se realiza en el receptor para recuperar

ES 2 347 250 T3

el flujo base y el flujo de mejora. El procesamiento OFDM en el transmisor y el receptor se describen con detalle en la solicitud de patente estadounidense provisional mencionada anteriormente n.º de serie 60/421,309.

Las técnicas de codificación jerárquica también se han descrito específicamente para la transmisión y recepción del flujo base y el flujo de mejora para servicio de difusión. En general, estas técnicas pueden usarse para transmitir y recibir cualquier número de flujos de datos, donde cada flujo de datos puede codificarse, modularse y procesarse espacialmente de manera que se permita a las entidades receptoras que alcanzan una SNR objetivo designada, o mejor, recibir el flujo de datos. Por tanto, estas técnicas pueden usarse para soportar servicio de difusión de múltiples capas (es decir, dos o más capas).

Las técnicas de codificación jerárquica también pueden usarse para servicios de unidifusión y multidifusión. Para servicio de unidifusión, puede transmitirse un flujo de símbolos diferente a cada uno de los múltiples usuarios. Cada flujo de símbolos puede transmitirse a una tasa de transmisión particular y usando un esquema de transmisión particular (por ejemplo, diversidad de transmisión o multiplexación espacial). Las tasas de transmisión y/o los esquemas de transmisión para los múltiples flujos de símbolos transmitidos simultáneamente a los múltiples usuarios pueden determinarse basándose en realimentación proporcionada por los usuarios. Si se usa superposición para los múltiples flujos de símbolos, entonces (1) el transmisor informa a los usuarios acerca del esquema de transmisión que está usándose para cada usuario y (2) el mejor usuario con SNR mayor recibe, detecta, decodifica y cancela el flujo de símbolos del usuario con desventaja antes de detectar y decodificar el flujo de símbolos enviado al usuario mejor. Para servicio de multidifusión, puede enviarse un flujo de símbolos diferente a cada grupo de usuarios. La tasa de transmisión y/o el esquema de transmisión que debe usarse para cada flujo de símbolos dependen del canal del peor usuario en el grupo.

Las técnicas descritas en el presente documento también pueden usarse para soportar transmisión de datos a diferentes tipos de entidades receptoras. Por ejemplo, el flujo base puede codificarse, modularse y procesarse espacialmente (por ejemplo, con un esquema de diversidad de transmisión) para su recepción por entidades receptoras equipadas con una única antena de recepción, y el flujo de mejora puede codificarse, modularse y procesarse espacialmente (por ejemplo, con un esquema de diversidad de transmisión o de multiplexación espacial) para su recepción por entidades receptoras equipadas con múltiples antenas de recepción.

Las técnicas de codificación jerárquica descritas en el presente documento pueden implementarse por diversos medios. Por ejemplo, estas técnicas pueden implementarse en un transmisor y un receptor en hardware, software, o una combinación de los mismos. Para una implementación en hardware, las unidades de procesamiento usadas para codificación jerárquica en el transmisor (por ejemplo, el procesador 310 de datos de TX y el procesador 320 espacial de TX) y las unidades de procesamiento usadas para codificación jerárquica en el receptor (por ejemplo, el procesador 360 espacial de RX y el procesador 370 de datos de RX) pueden implementarse dentro de uno o más circuitos integrados de aplicación específica (ASIC), procesadores de señal digital (DSP), dispositivos de procesamiento de señal digital (DSPD), dispositivos lógicos programables (PLD), disposiciones de puertas programables en campo (FPGA), procesadores, controladores, microcontroladores, microprocesadores, otras unidades electrónicas diseñadas para realizar las funciones descritas en el presente documento, o una combinación de los mismos.

Para una implementación en software, las técnicas de codificación jerárquica 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 332 y 382 de memoria en la figura 3) y ejecutarse por un procesador (por ejemplo, los controladores 330 y 380). La unidad de memoria puede implementarse dentro del procesador o de manera externa al procesador, en cuyo caso estará acoplada en comunicación con el procesador a través de diversos medios como se conoce en la técnica.

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

La descripción anterior de las realizaciones dadas a conocer se proporciona para permitir a cualquier experto en la técnica realizar o usar la presente invención. Diversas modificaciones de estas realizaciones serán fácilmente evidentes para los expertos en la técnica, y los principios genéricos definidos en el presente documento pueden aplicarse a otras realizaciones sin alejarse del alcance de la descripción. Por tanto, la presente invención no pretende estar limitada a las realizaciones mostradas en el presente documento sino que se le debe conceder el alcance más amplio conforme a los principios y las características novedosas dados a conocer en el presente documento.

ES 2 347 250 T3

REIVINDICACIONES

- 5 1. Un procedimiento de transmisión de un flujo base de datos y un flujo de mejora de datos en un sistema de comunicación inalámbrica, que comprende:
- codificar y modular (1010) el flujo base para obtener un primer flujo de símbolos de datos, en el que el flujo base está indicado para recibirse por una pluralidad de entidades receptoras;
- 10 codificar y modular (1012) el flujo de mejora para obtener un segundo flujo de símbolos de datos, en el que el flujo de mejora está indicado para recibirse por al menos una entidad receptora;
- procesar (1020) el primer flujo de símbolos de datos según un primer esquema de procesamiento espacial para obtener una primera pluralidad de subflujos de símbolos;
- 15 procesar (1022) el segundo flujo de símbolos de datos según un segundo esquema de procesamiento espacial para obtener una segunda pluralidad de subflujos de símbolos; y
- 20 combinar (1030) la primera pluralidad de subflujos de símbolos con la segunda pluralidad de subflujos de símbolos para obtener una pluralidad de flujos de símbolos de transmisión para su transmisión desde una pluralidad de antenas de transmisión,
- en el que uno de los esquemas de procesamiento espacial primero y segundo es un esquema de diversidad de transmisión y el otro es un esquema de multiplexación espacial.
- 25 2. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que el procesamiento (1020, 1022) para los flujos de símbolos de datos primero y segundo no depende de las realizaciones de canal de las entidades receptoras para los flujos base y de mejora.
- 30 3. El procedimiento según la reivindicación 2, en el que la codificación y modulación para los flujos base y de mejora no dependen de realizaciones de canal de entidades receptoras para los flujos base y de mejora.
4. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que la codificación y modulación para los flujos base y de mejora se realizan según tasas de transmisión seleccionadas basándose en realizaciones de canal de entidades receptoras para los flujos base y de mejora.
- 35 5. El procedimiento según la reivindicación 3, en el que el flujo base y el flujo de mejora se transmiten para un servicio de difusión.
- 40 6. El procedimiento según la reivindicación 5, en el que el flujo base se codifica, modula y procesa espacialmente para su recuperación por entidades receptoras que alcanzan una primera relación señal a ruido (SNR) o mejor, y en el que el flujo de mejora se codifica, modula y procesa espacialmente para su recuperación por entidades receptoras que alcanzan una segunda SNR o mejor, en el que la segunda SNR es mayor que la primera SNR.
- 45 7. El procedimiento según la reivindicación 3, en el que el primer esquema de procesamiento espacial es un esquema de diversidad de transmisión y el segundo esquema de procesamiento espacial es un esquema de multiplexación espacial.
8. El procedimiento según la reivindicación 3, en el que la combinación incluye
- 50 multiplexación por división de tiempo de la primera pluralidad de subflujos de símbolos con la segunda pluralidad de subflujos de símbolos para obtener la pluralidad de flujos de símbolos de transmisión.
9. El procedimiento según la reivindicación 3, en el que la combinación incluye
- 55 ajustar a escala la primera pluralidad de subflujos de símbolos con un primer factor de ajuste a escala para obtener una primera pluralidad de subflujos de símbolos ajustados a escala,
- ajustar a escala la segunda pluralidad de subflujos de símbolos con un segundo factor de ajuste a escala para obtener una segunda pluralidad de subflujos de símbolos ajustados a escala, y
- 60 sumar la primera pluralidad de subflujos de símbolos ajustados a escala con la segunda pluralidad de subflujos de símbolos ajustados a escala para obtener la pluralidad de flujos de símbolos de transmisión.
- 65 10. El procedimiento según la reivindicación 3, en el que el sistema de comunicación inalámbrica es un sistema de comunicación de una única portadora.

ES 2 347 250 T3

11. El procedimiento según la reivindicación 3, en el que el sistema de comunicación inalámbrica es un sistema de comunicaciones de múltiples portadoras.

12. El procedimiento según la reivindicación 3, en el que el sistema de comunicación inalámbrica implementa multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM).

13. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que la combinación incluye

ajustar a escala la primera pluralidad de subflujos de símbolos con un primer factor de ajuste a escala para obtener una primera pluralidad de subflujos de símbolos ajustados a escala;

ajustar a escala la segunda pluralidad de subflujos de símbolos con un segundo factor de ajuste a escala para obtener una segunda pluralidad de subflujos de símbolos ajustados a escala; y

sumar la primera pluralidad de subflujos de símbolos ajustados a escala con la segunda pluralidad de subflujos de símbolos ajustados a escala para obtener la pluralidad de flujos de símbolos de transmisión para su transmisión desde una pluralidad de antenas de transmisión.

14. El procedimiento según la reivindicación 13, en el que el flujo base se codifica, modula y procesa espacialmente para su recuperación por entidades receptoras que alcanzan una primera relación señal a ruido (SNR) o mejor, y en el que el flujo de mejora se codifica, modula y procesa espacialmente para su recuperación por entidades receptoras que alcanzan una segunda SNR o mejor, en el que la segunda SNR es mayor que la primera SNR.

15. El procedimiento según la reivindicación 13, en el que el flujo base y el flujo de mejora se transmiten para un servicio de difusión.

16. El procedimiento según la reivindicación 13, en el que el flujo base está indicado para recibirse por una pluralidad de entidades receptoras y el flujo de mejora está indicado para recibirse por al menos una entidad receptora entre la pluralidad de entidades receptoras.

17. El procedimiento según la reivindicación 13, en el que el flujo base está indicado para recibirse por una primera entidad receptora y el flujo de mejora está indicado para recibirse por una segunda entidad receptora.

18. El procedimiento según la reivindicación 13, en el que el procesamiento del primer flujo de símbolos de datos incluye procesar espacialmente el primer flujo de símbolos de datos según un esquema de diversidad de transmisión espacio-temporal (STTD) para obtener la primera pluralidad de subflujos de símbolos.

19. El procedimiento según la reivindicación 13, en el que el procesamiento del segundo flujo de símbolos de datos incluye procesar espacialmente el segundo flujo de símbolos de datos según un esquema de multiplexación espacial para obtener la segunda pluralidad de subflujos de símbolos.

20. Un aparato, que comprende:

medios para codificar y modular (310) un flujo base de datos para obtener un primer flujo de símbolos de datos;

medios para codificar y modular (310) un flujo de mejora de datos para obtener un segundo flujo de símbolos de datos;

medios para procesar (320) el primer flujo de símbolos de datos según un primer esquema de procesamiento espacial para obtener una primera pluralidad de subflujos de símbolos;

medios para procesar (320) el segundo flujo de símbolos de datos según un segundo esquema de procesamiento espacial para obtener una segunda pluralidad de subflujos de símbolos; y

medios para combinar (440) la primera pluralidad de subflujos de símbolos con la segunda pluralidad de subflujos de símbolos para obtener una pluralidad de flujos de símbolos de transmisión para su transmisión desde una pluralidad de antenas de transmisión,

en el que uno de los esquemas de procesamiento espacial primero y segundo es un esquema de diversidad de transmisión y el otro es un esquema de multiplexación espacial.

21. El aparato según la reivindicación 20, en el que;

los medios para codificar y modular un flujo base comprenden un primer procesador de datos;

los medios para codificar y modular un flujo de mejora comprenden un segundo procesador de datos;

los medios para procesar el primer flujo de símbolos de datos comprenden un primer procesador espacial,

ES 2 347 250 T3

los medios para procesar el segundo flujo de símbolos de datos comprenden un segundo procesador espacial, y

los medios para combinar comprenden un combinador.

5 22. El aparato según la reivindicación 21, en el que el primer procesador espacial es operativo para realizar un procesamiento espacial para un esquema de diversidad de transmisión, y en el que el segundo procesador espacial es operativo para realizar un procesamiento espacial para un esquema de multiplexación espacial.

10 23. El aparato según la reivindicación 21, en el que el combinador es operativo para multiplexar por división de tiempo la primera pluralidad de subflujos de símbolos con la segunda pluralidad de subflujos de símbolos para obtener la pluralidad de flujos de símbolos de transmisión.

15 24. El aparato según la reivindicación 21, en el que el combinador es operativo para ajustar a escala la primera pluralidad de subflujos de símbolos con un primer factor de ajuste a escala, ajustar a escala la segunda pluralidad de subflujos de símbolos con un segundo factor de ajuste a escala y sumar la primera pluralidad de subflujos de símbolos ajustados a escala con la segunda pluralidad de subflujos de símbolos ajustados a escala para obtener la pluralidad de flujos de símbolos de transmisión.

20 25. Un procedimiento de recepción de un flujo base de datos y un flujo de mejora de datos en un sistema de comunicación inalámbrica, que comprende:

25 procesar (1160) una pluralidad de flujos de símbolos recibidos, obtenidos a través de una pluralidad de antenas de recepción, según un primer esquema de procesamiento espacial para proporcionar un primer flujo de símbolos de datos recuperado;

demodular y decodificar (1162) el primer flujo de símbolos de datos recuperado para obtener un flujo base decodificado;

estimar la interferencia debida al flujo base decodificado;

30 cancelar la interferencia estimada debida al flujo base decodificado de la pluralidad de flujos de símbolos recibidos para obtener una pluralidad de flujos de símbolos modificados;

35 procesar (1170) la pluralidad de flujos de símbolos modificados según un segundo esquema de procesamiento espacial para obtener un segundo flujo de símbolos de datos recuperado; y

demodular y decodificar (1172) el segundo flujo de símbolos de datos recuperado para obtener un flujo de mejora decodificado,

40 en el que uno de los esquemas de procesamiento espacial primero y segundo es un esquema de diversidad de transmisión y el otro es un esquema de multiplexación espacial.

45 26. El procedimiento según la reivindicación 25, en el que el flujo base y el flujo de mejora se reciben para un servicio de difusión, en el que el flujo base se codifica, modula y procesa espacialmente en una entidad transmisora para su recuperación por entidades receptoras que alcanzan una primera relación señal a ruido (SNR) o mejor, y en el que el flujo de mejora se codifica, modula y procesa espacialmente en la entidad transmisora para su recuperación por entidades receptoras que alcanzan una segunda SNR o mejor, en el que la segunda SNR es mayor que la primera SNR.

50 27. El procedimiento según la reivindicación 25, en el que el primer esquema de procesamiento espacial es un esquema de diversidad de transmisión, y en el que el segundo esquema de procesamiento espacial es un esquema de multiplexación espacial.

28. El procedimiento según la reivindicación 25, que comprende además:

55 repetir el procesamiento de la pluralidad de flujos de símbolos recibidos y la demodulación y decodificación del primer flujo de símbolos de datos recuperado para una pluralidad de iteraciones para obtener el flujo base decodificado.

29. Un aparato, que comprende:

60 medios para procesar (360) una pluralidad de flujos de símbolos recibidos, obtenidos a través de una pluralidad de antenas (352a, 352b) de recepción, según un primer esquema de procesamiento espacial para proporcionar un primer flujo de símbolos de datos recuperado para un flujo base de datos;

65 medios para demodular y decodificar (370) el primer flujo de símbolos de datos recuperado para obtener un flujo base decodificado;

medios para estimar la interferencia debida al flujo base decodificado;

ES 2 347 250 T3

medios para cancelar (930a) la interferencia estimada debida al flujo base decodificado de la pluralidad de flujos de símbolos recibidos para obtener una pluralidad de flujos de símbolos modificados;

medios para procesar la pluralidad de flujos de símbolos modificados según un segundo esquema de procesamiento espacial para obtener un segundo flujo de símbolos de datos recuperado para un flujo de mejora de datos; y

medios para demodular y decodificar el segundo flujo de símbolos de datos recuperado para obtener un flujo de mejora decodificado,

en el que uno de los esquemas de procesamiento espacial primero y segundo es un esquema de diversidad de transmisión y el otro es un esquema de multiplexación espacial.

30. El aparato según la reivindicación 29, que comprende además:

medios para repetir el procesamiento de la pluralidad de flujos de símbolos recibidos y la demodulación y decodificación del primer flujo de símbolos de datos recuperado para una pluralidad de iteraciones para obtener el flujo base decodificado.

31. El aparato según la reivindicación 29, en el que:

dichos medios para procesar una pluralidad de flujos de símbolos recibidos comprenden un primer procesador espacial;

dichos medios para demodular y decodificar el primer flujo de símbolos de datos recuperado comprenden un primer procesador de datos;

dichos medios para cancelar la interferencia estimada comprenden un cancelador de interferencias;

dichos medios para procesar la pluralidad de flujos de símbolos modificados comprenden un segundo procesador espacial; y

dichos medios para demodular y decodificar el segundo flujo de símbolos de datos recuperado comprende un segundo procesador de datos.

32. Un procedimiento de recepción de un flujo base de datos y un flujo de mejora de datos en un sistema de comunicación inalámbrica, que comprende:

demultiplexar por división de tiempo (1110) una pluralidad de flujos de símbolos recibidos, obtenidos a través de una pluralidad de antenas de recepción, para proporcionar una primera pluralidad de subflujos de símbolos recibidos para el flujo base y una segunda pluralidad de subflujos de símbolos recibidos para el flujo de mejora, en el que el flujo base está indicado para recibirse por una pluralidad de entidades receptoras y el flujo de mejora está indicado para recibirse por al menos una entidad receptora entre la pluralidad de entidades receptoras;

procesar (1120) la primera pluralidad de subflujos de símbolos recibidos según un primer esquema de procesamiento espacial para obtener un primer flujo de símbolos de datos recuperado;

procesar (1122) la segunda pluralidad de subflujos de símbolos recibidos según un segundo esquema de procesamiento espacial para obtener un segundo flujo de símbolos de datos recuperado;

demodular y decodificar (1130) el primer flujo de símbolos de datos recuperado para obtener un flujo base decodificado; y

demodular y decodificar (1132) el segundo flujo de símbolos de datos recuperado para obtener un flujo de mejora decodificado,

en el que uno de los esquemas de procesamiento espacial primero y segundo es un esquema de diversidad de transmisión y el otro es un esquema de multiplexación espacial.

33. El procedimiento según la reivindicación 32, en el que el flujo base y el flujo de mejora se reciben para un servicio de difusión, en el que el flujo base se codifica, modula y procesa espacialmente en una entidad transmisora para su recuperación por entidades receptoras que alcanzan una primera relación señal a ruido (SNR) o mejor, y en el que el flujo de mejora se codifica, modula y procesa espacialmente en la entidad transmisora para su recuperación por entidades receptoras que alcanzan una segunda SNR o mejor, en el que la segunda SNR es mayor que la primera SNR.

34. El procedimiento según la reivindicación 32, en el que el primer esquema de procesamiento espacial es un esquema de diversidad de transmisión, y en el que el segundo esquema de procesamiento espacial es el esquema de diversidad de transmisión o un esquema de multiplexación espacial.

ES 2 347 250 T3

35. Un aparato para un sistema de comunicación inalámbrica, que comprende:

5 medios para demultiplexar por división de tiempo (810) una pluralidad de flujos de símbolos recibidos, obtenidos a través de una pluralidad de antenas (352a, 352b) de recepción, para proporcionar una primera pluralidad de subflujos de símbolos recibidos para un flujo base de datos y una segunda pluralidad de subflujos de símbolos recibidos para un flujo de mejora de datos;

10 medios para procesar (360) la primera pluralidad de subflujos de símbolos recibidos según un primer esquema de procesamiento espacial para obtener un primer flujo de símbolos de datos recuperado;

medios para procesar (360) la segunda pluralidad de subflujos de símbolos recibidos según un segundo esquema de procesamiento espacial para obtener un segundo flujo de símbolos de datos recuperado;

15 medios para demodular y decodificar (370) el primer flujo de símbolos de datos recuperado para obtener un flujo base decodificado; y

medios para demodular y decodificar (370) el segundo flujo de símbolos de datos recuperado para obtener un flujo de mejora decodificado,

20 en el que uno de los esquemas de procesamiento espacial primero y segundo es un esquema de diversidad de transmisión y el otro es un esquema de multiplexación espacial.

36. El aparato según la reivindicación 35 en el que:

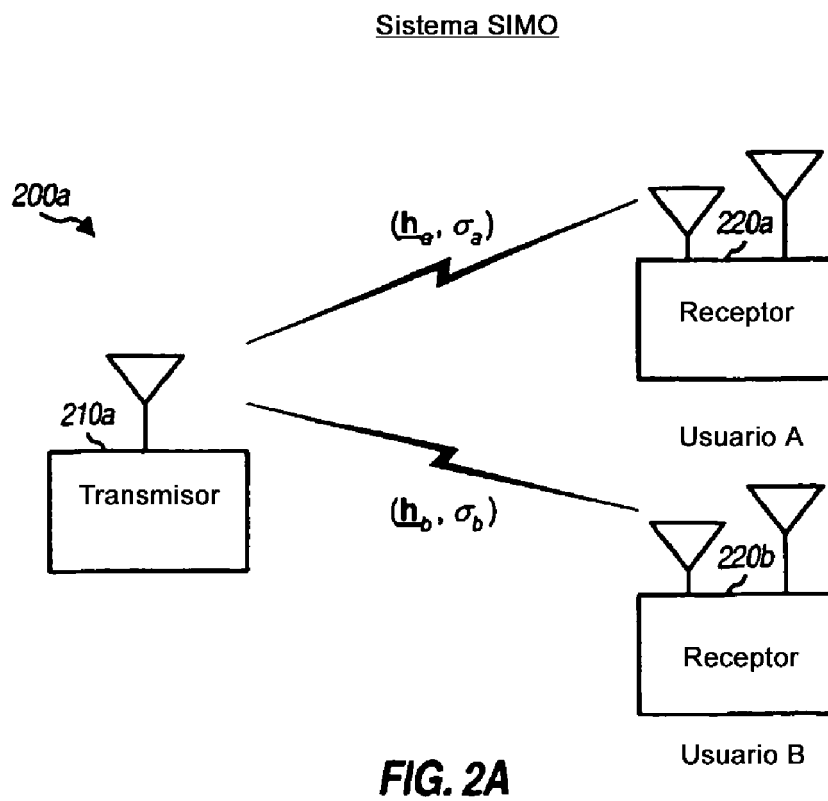
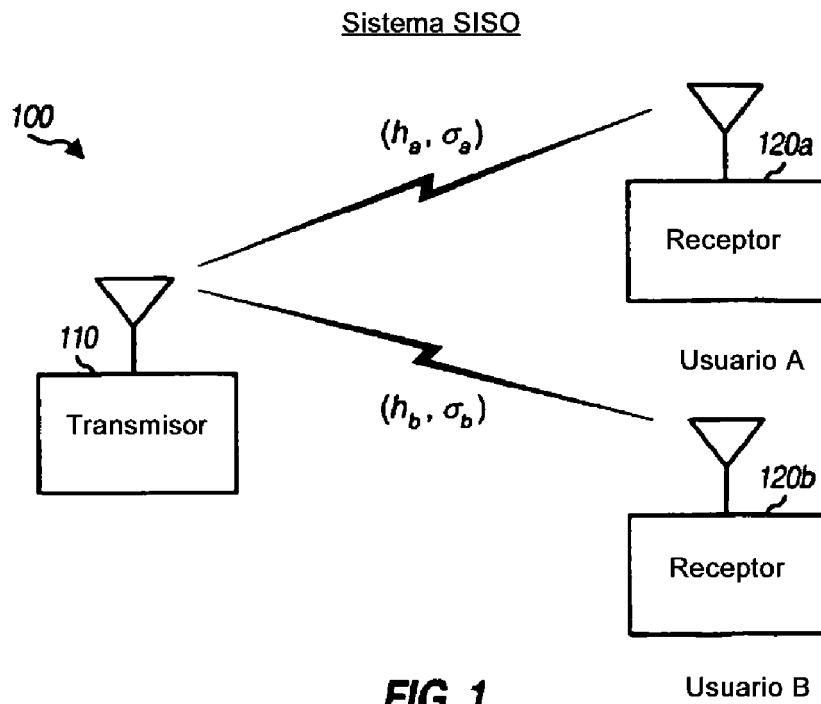
25 dichos medios para demultiplexar por división de tiempo comprenden al menos un demultiplexor;

dichos medios para procesar la primera pluralidad de subflujos de símbolos recibidos comprenden un primer procesador espacial;

30 dichos medios para procesar la segunda pluralidad de subflujos de símbolos recibidos comprenden un segundo procesador espacial;

35 dichos medios para demodular y decodificar el primer flujo de símbolos de datos recuperado comprenden un primer procesador de datos, y

dichos medios para demodular y decodificar el segundo flujo de símbolos de datos recuperado comprende un segundo procesador de datos.



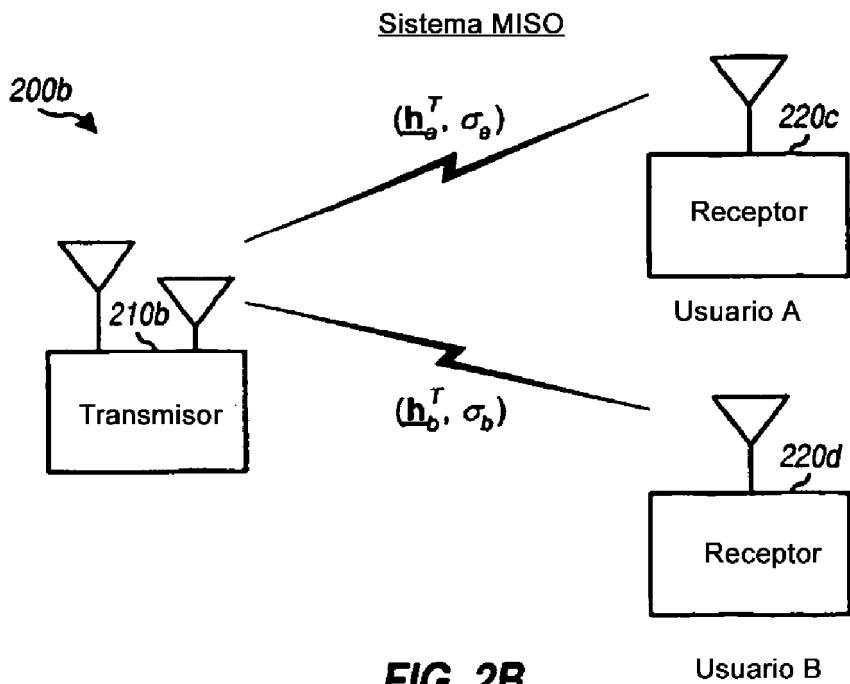


FIG. 2B

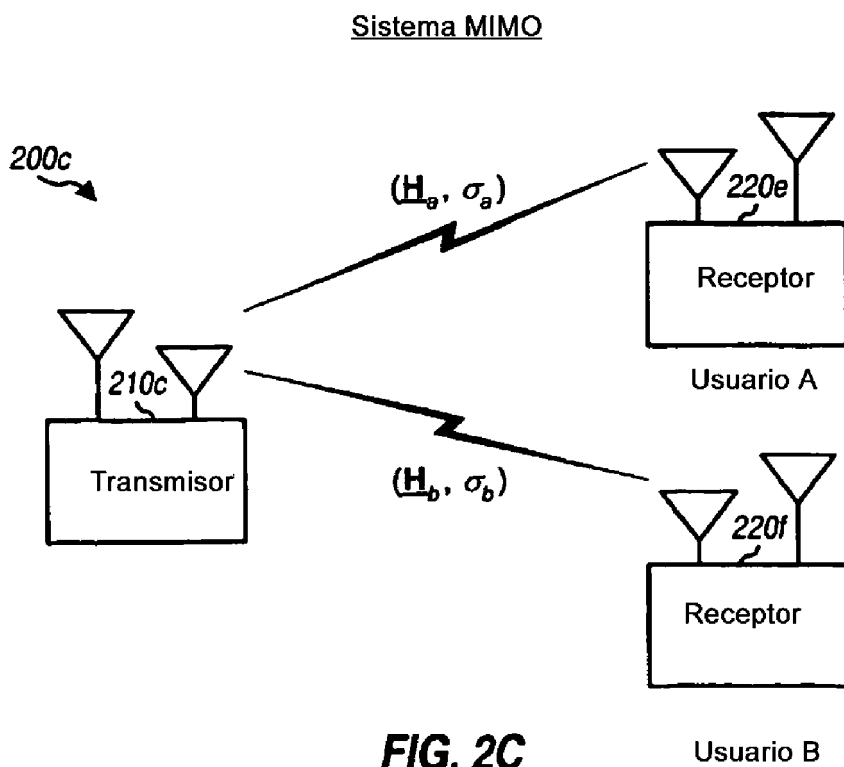


FIG. 2C

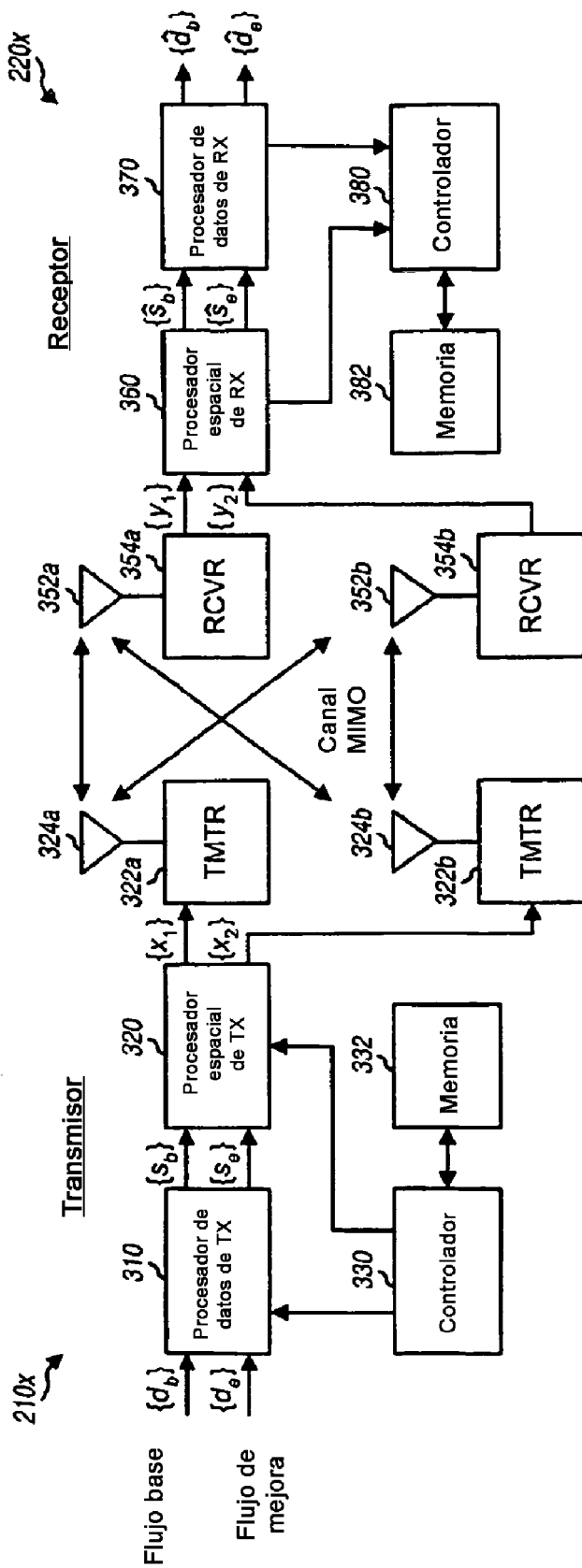


FIG. 3

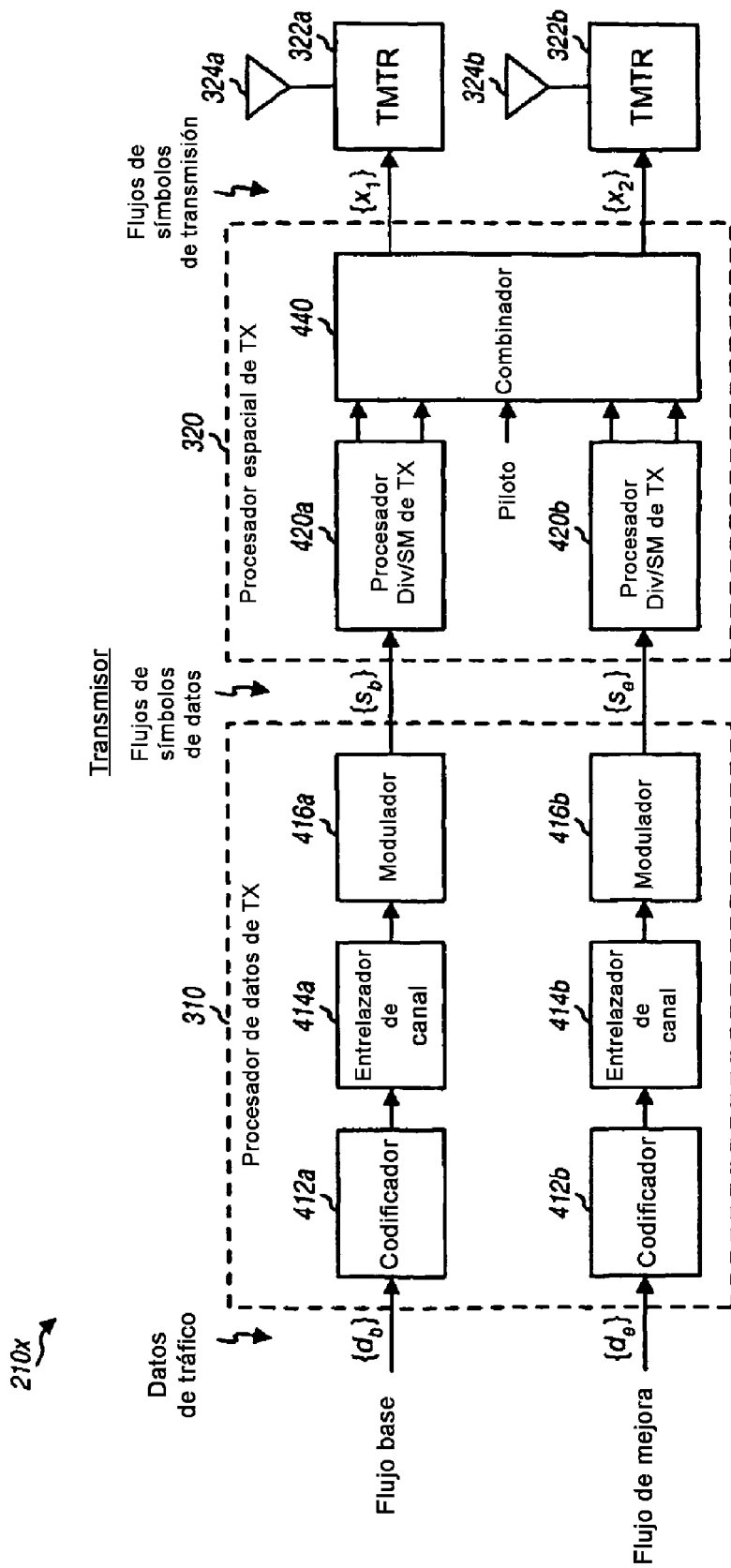


FIG. 4A

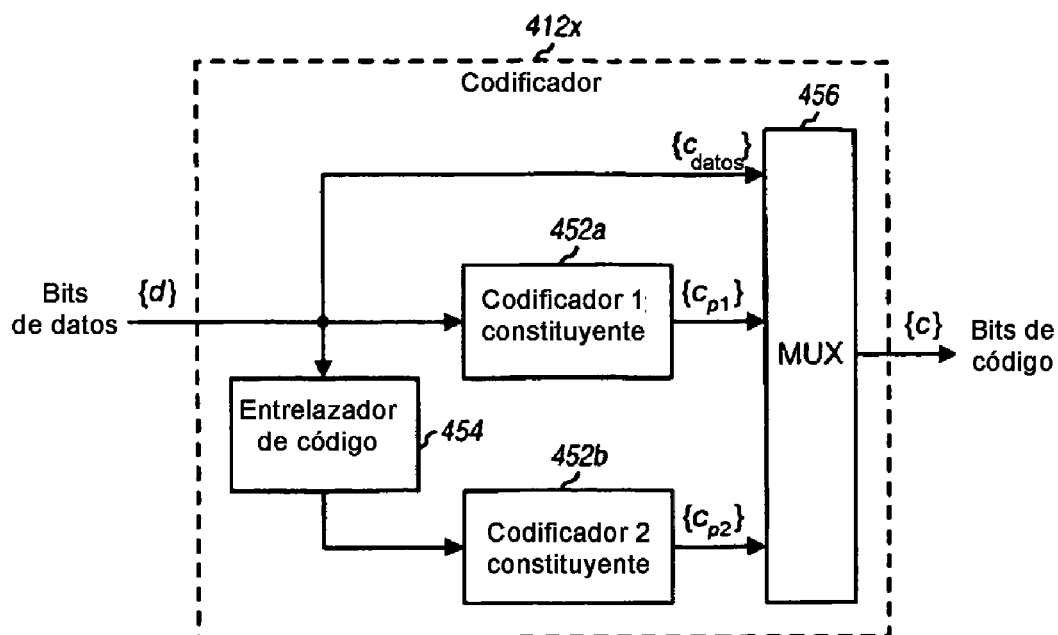


FIG. 4B

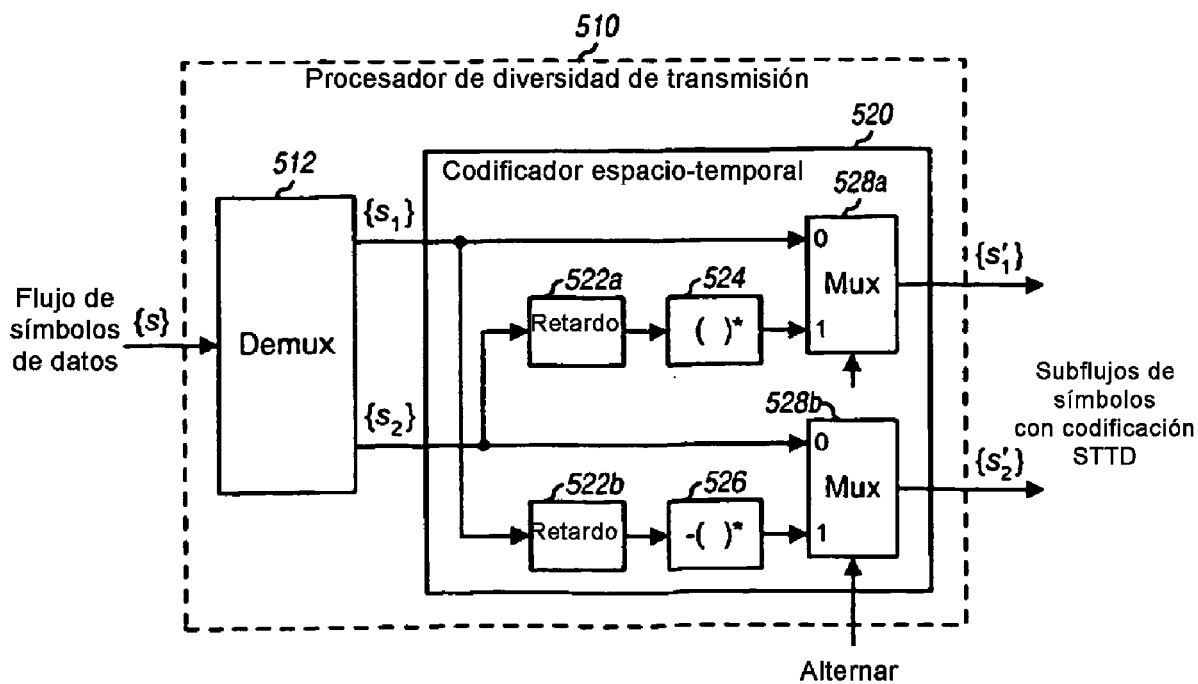


FIG. 5A

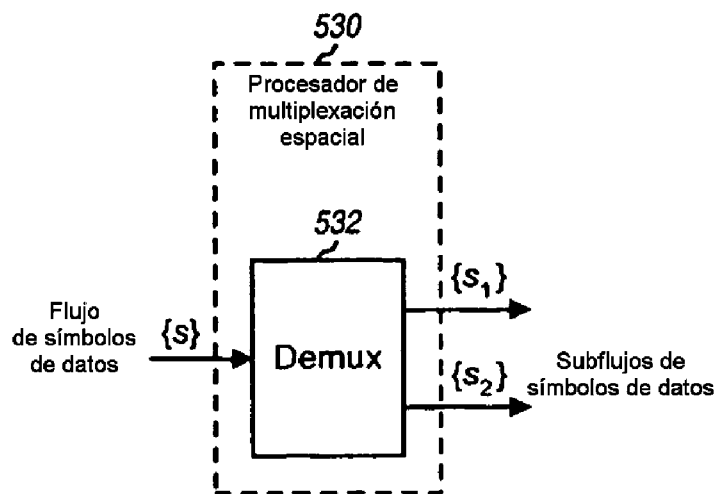


FIG. 5B

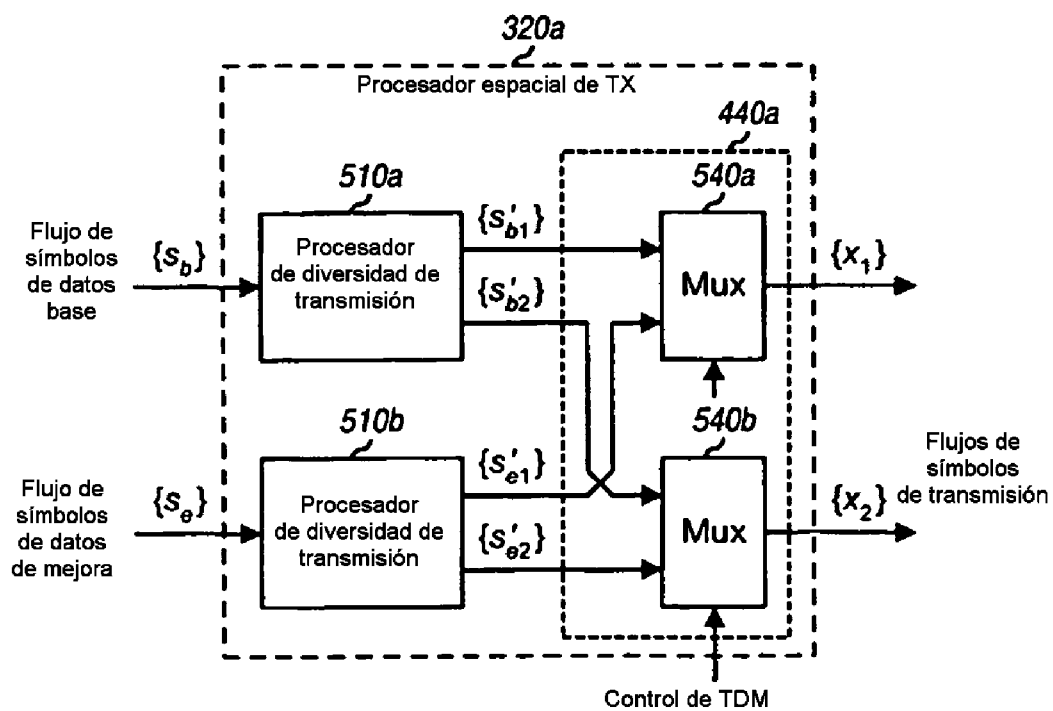


FIG. 6A

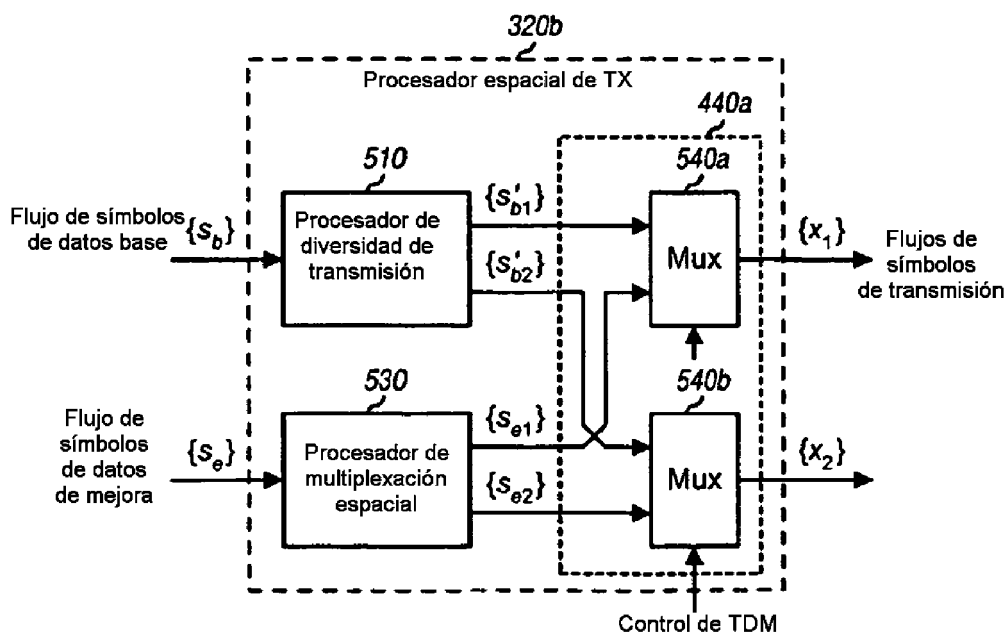


FIG. 6B

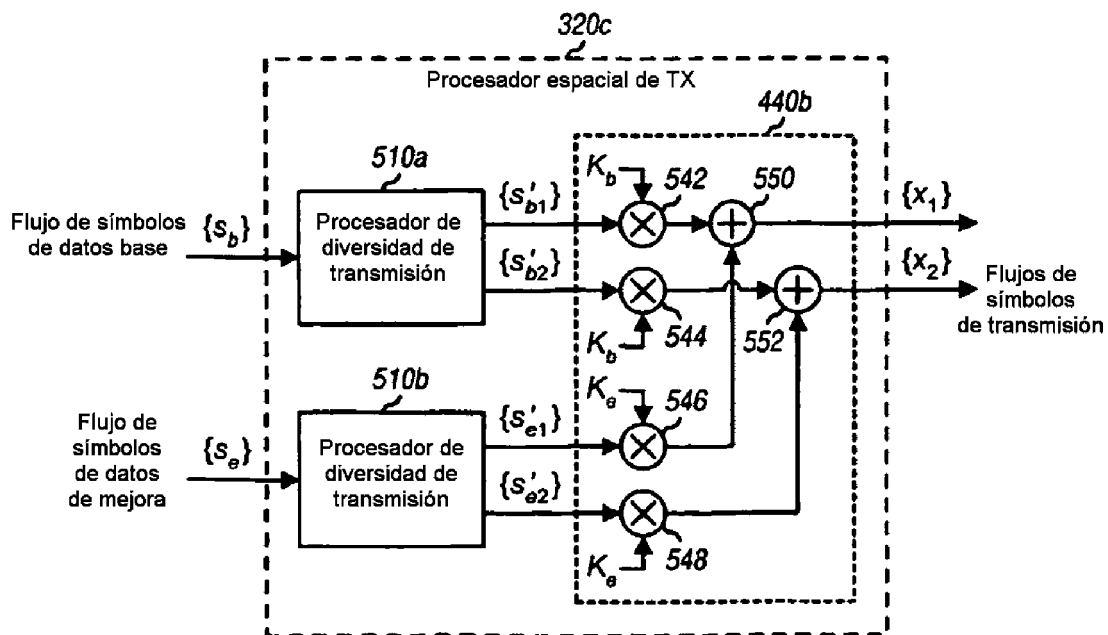


FIG. 6C

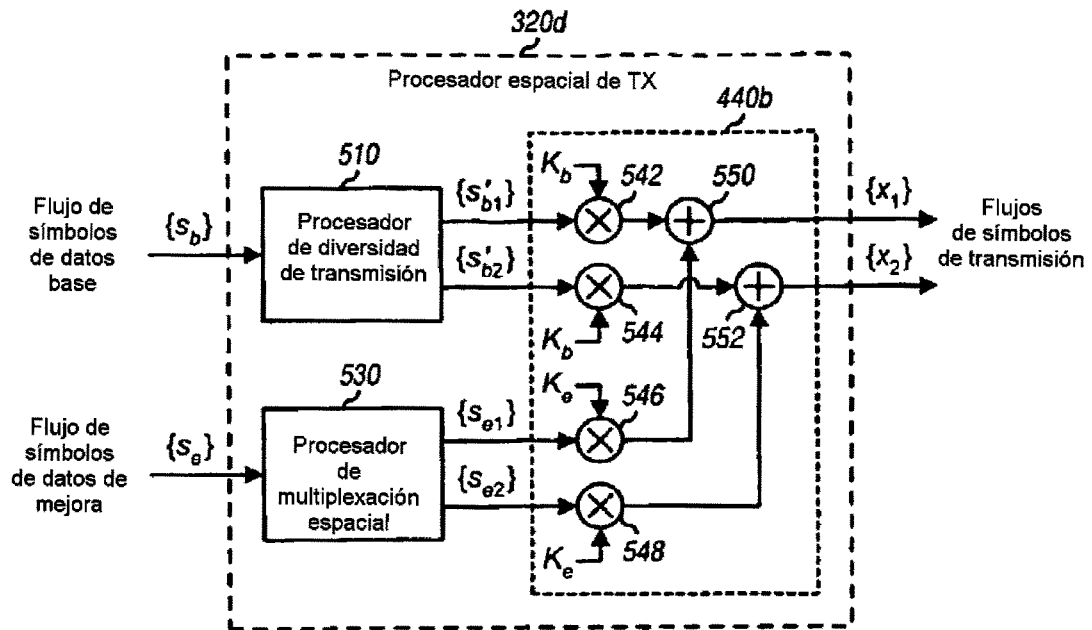


FIG. 6D

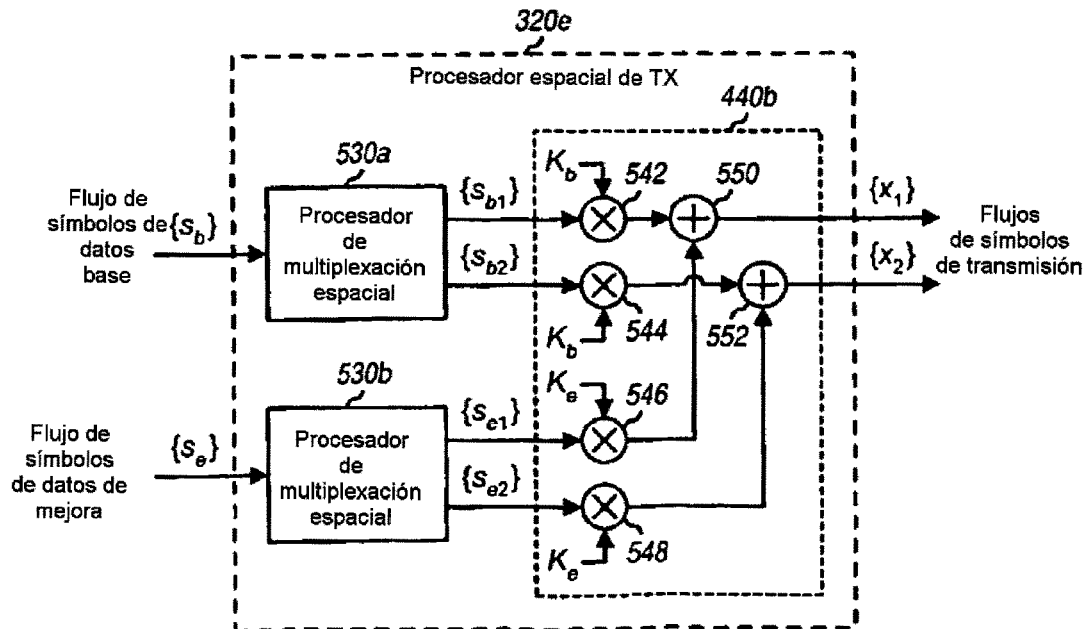


FIG. 6E

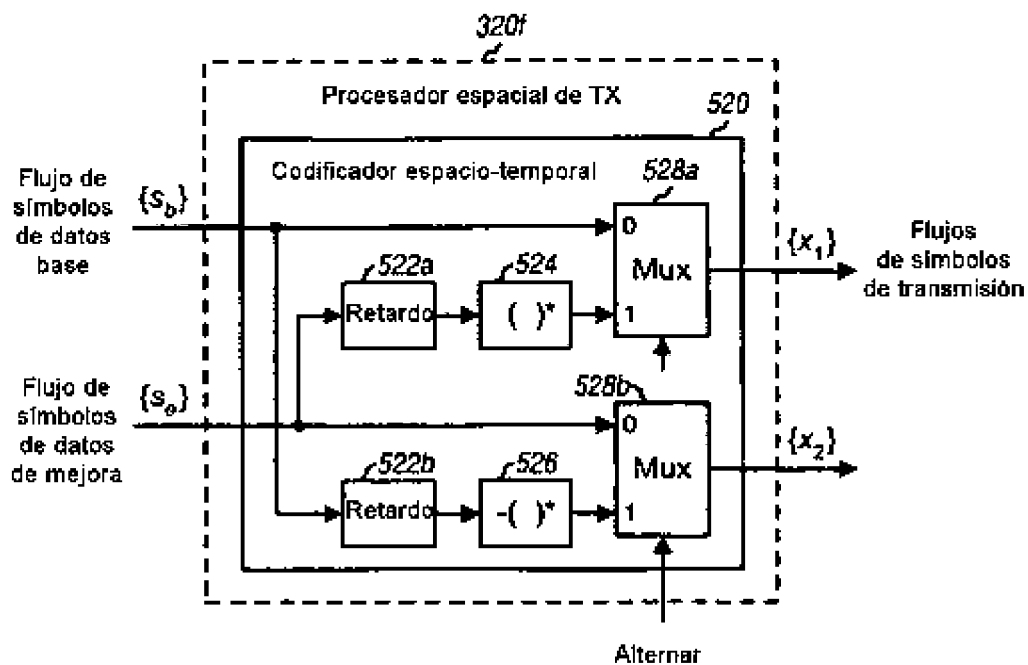


FIG. 6F

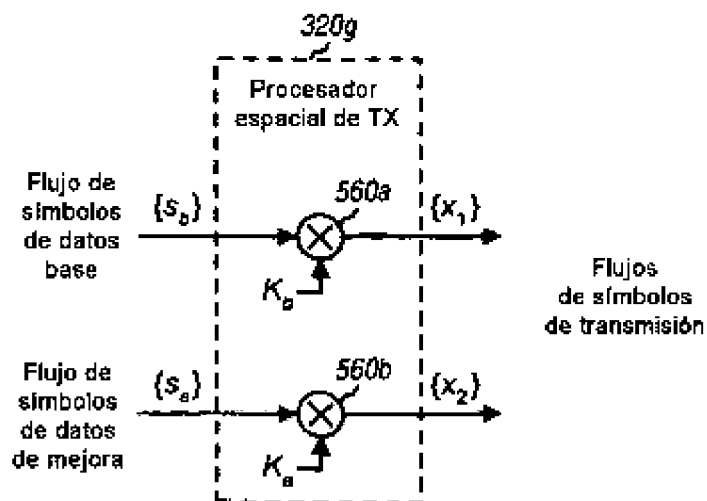


FIG. 6G

Esquema TDM

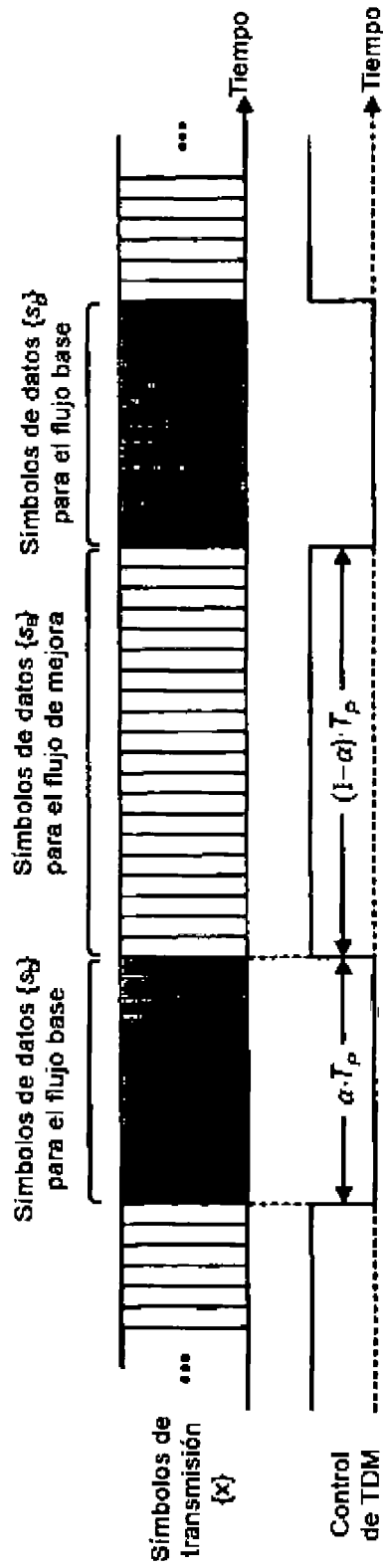


FIG. 7A

Esquema de superposición



FIG. 7B

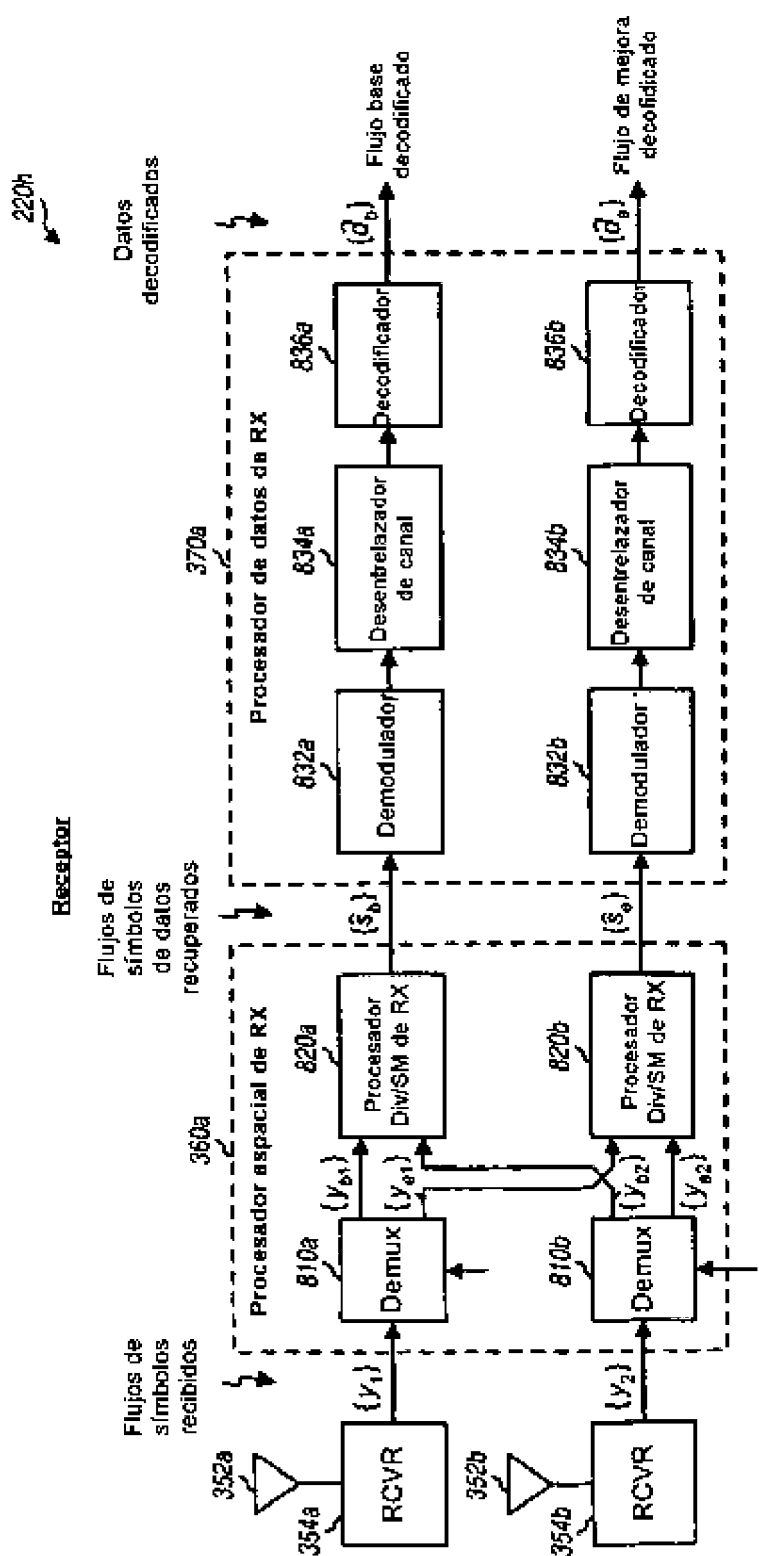


FIG. 8A

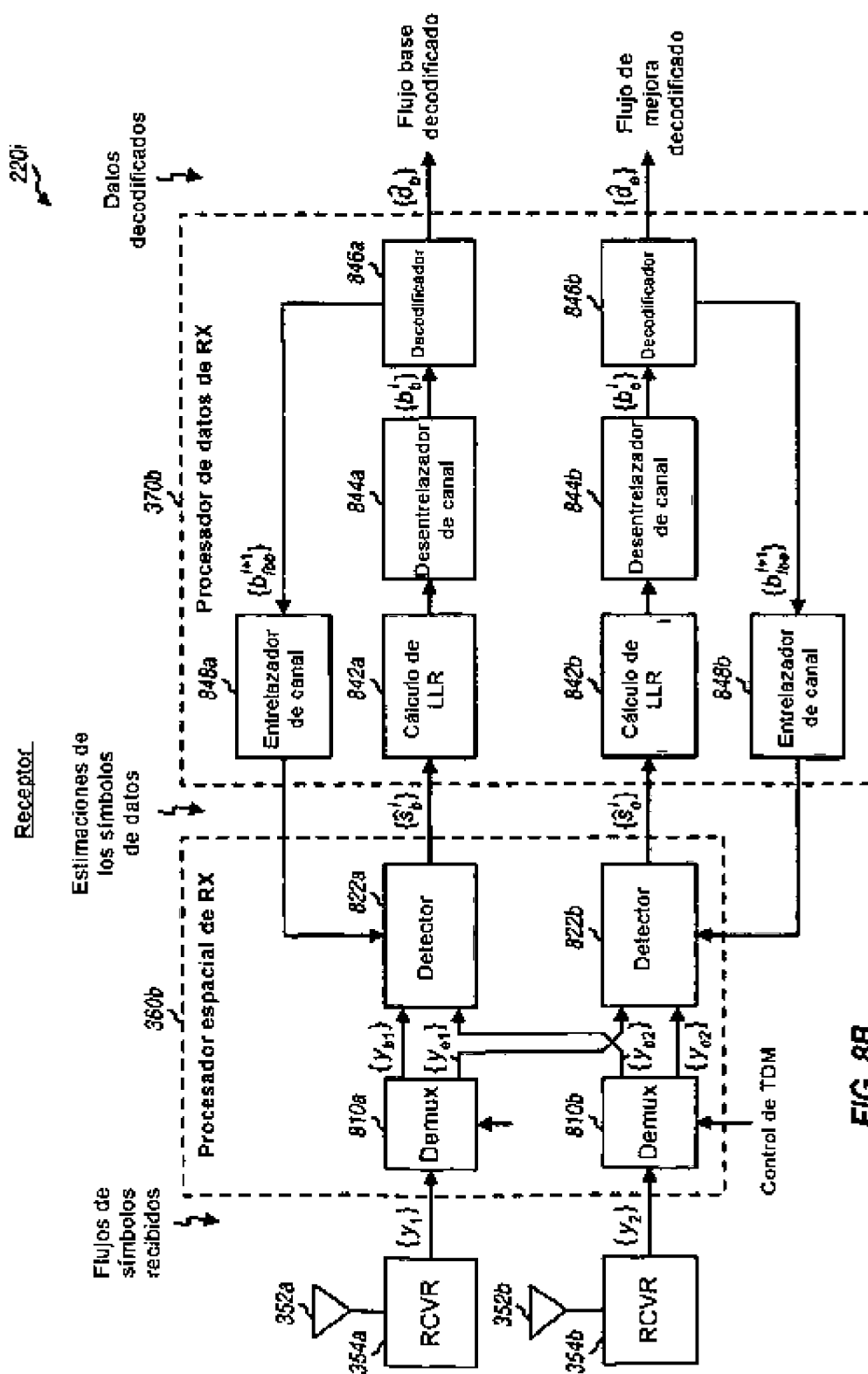


FIG. 8B

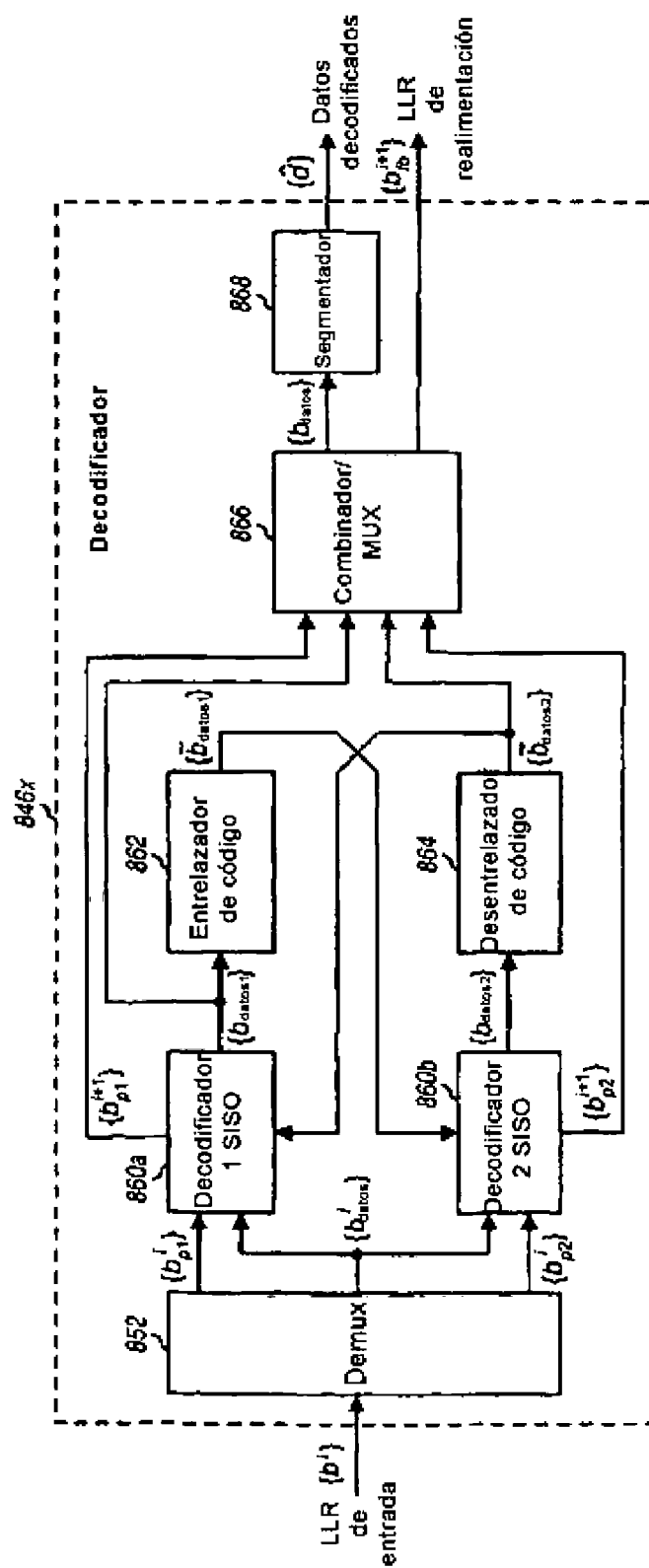


FIG. 8C

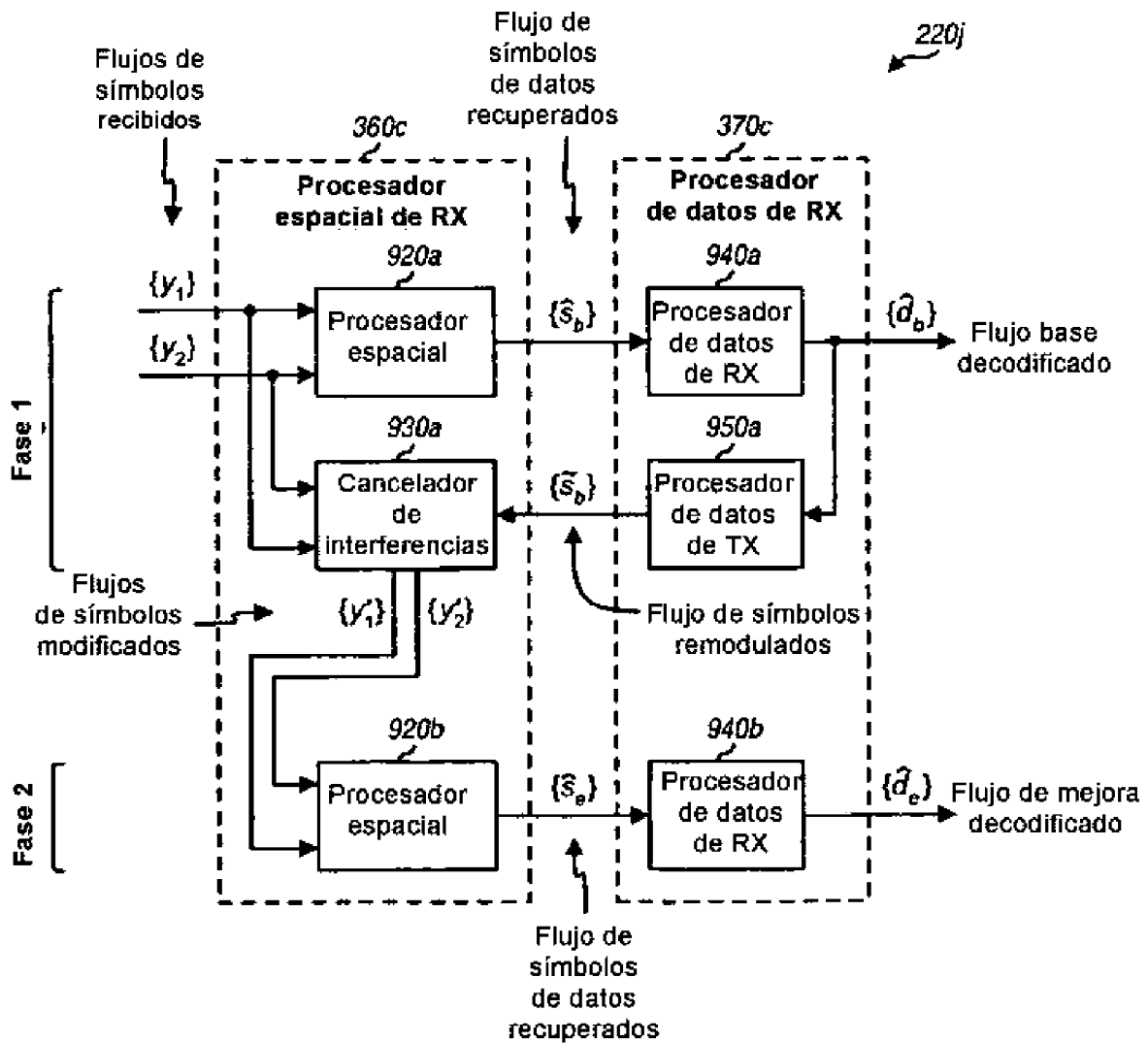


FIG. 9A

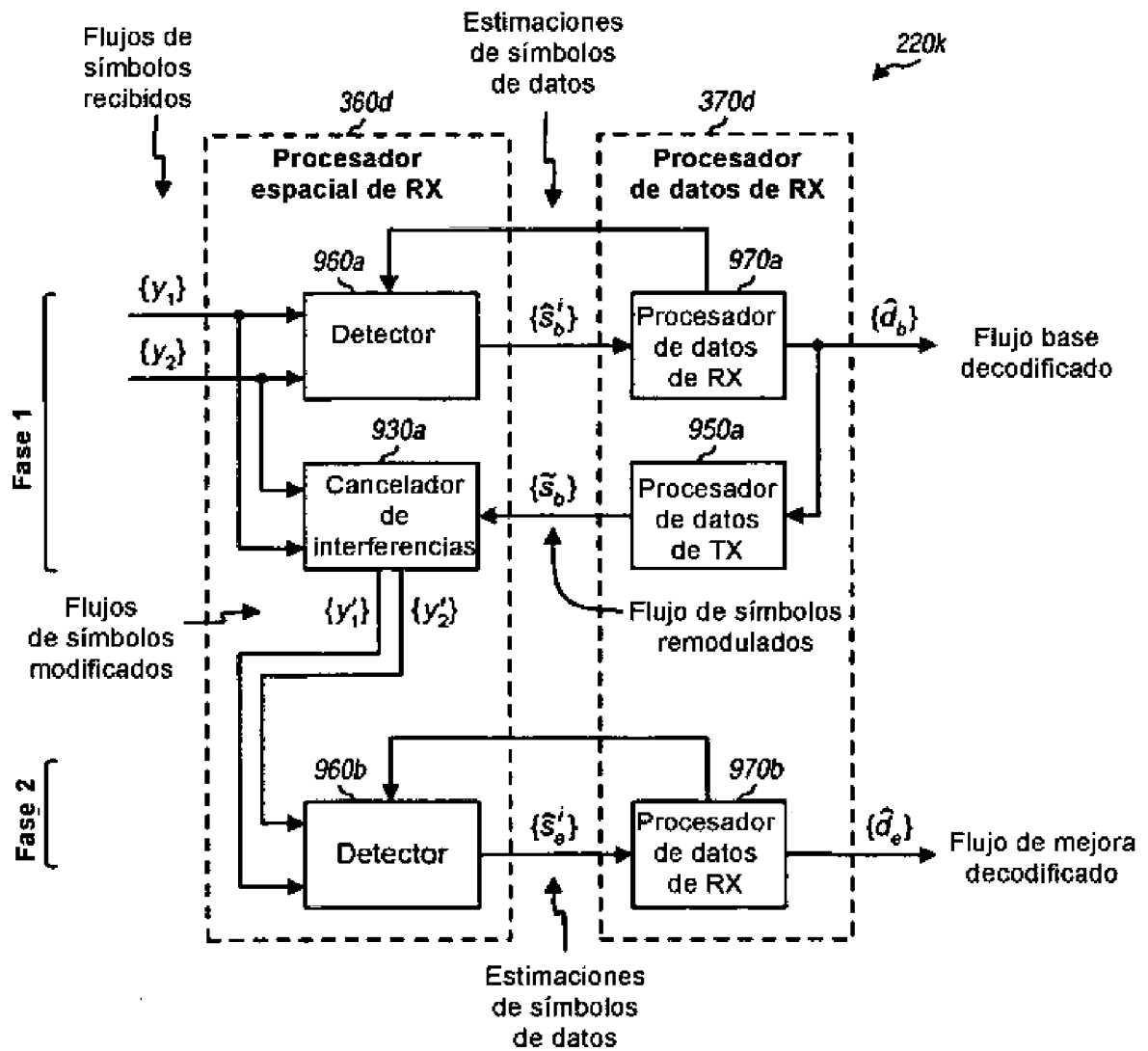


FIG. 9B

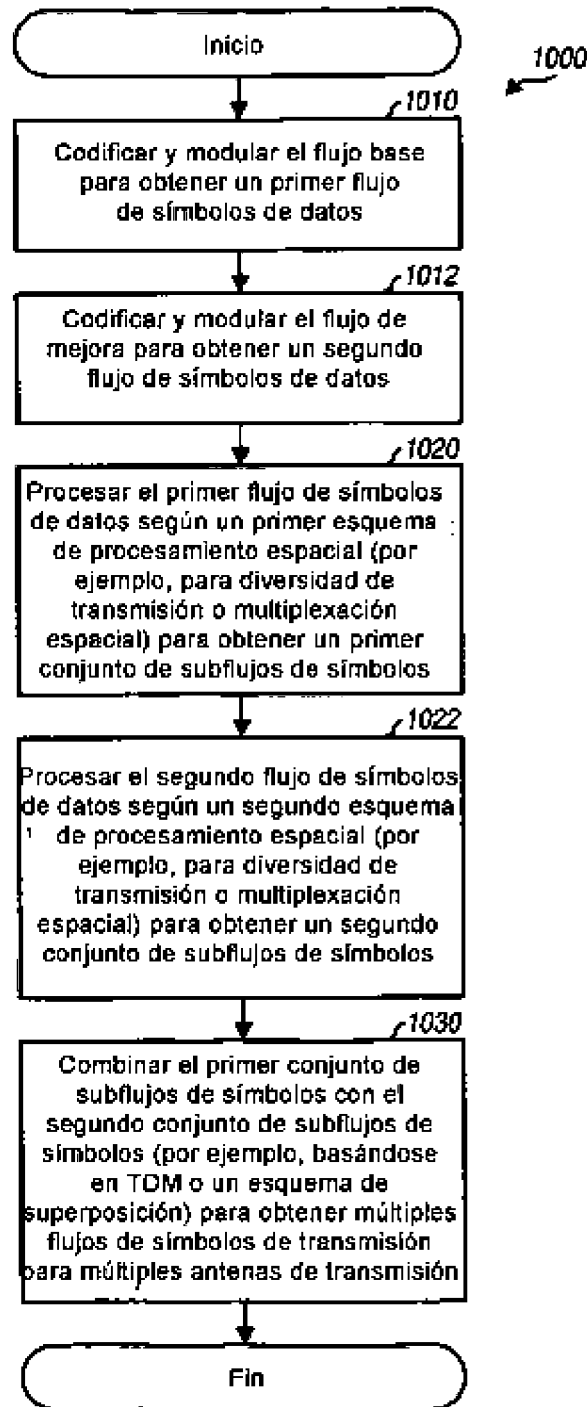


FIG. 10

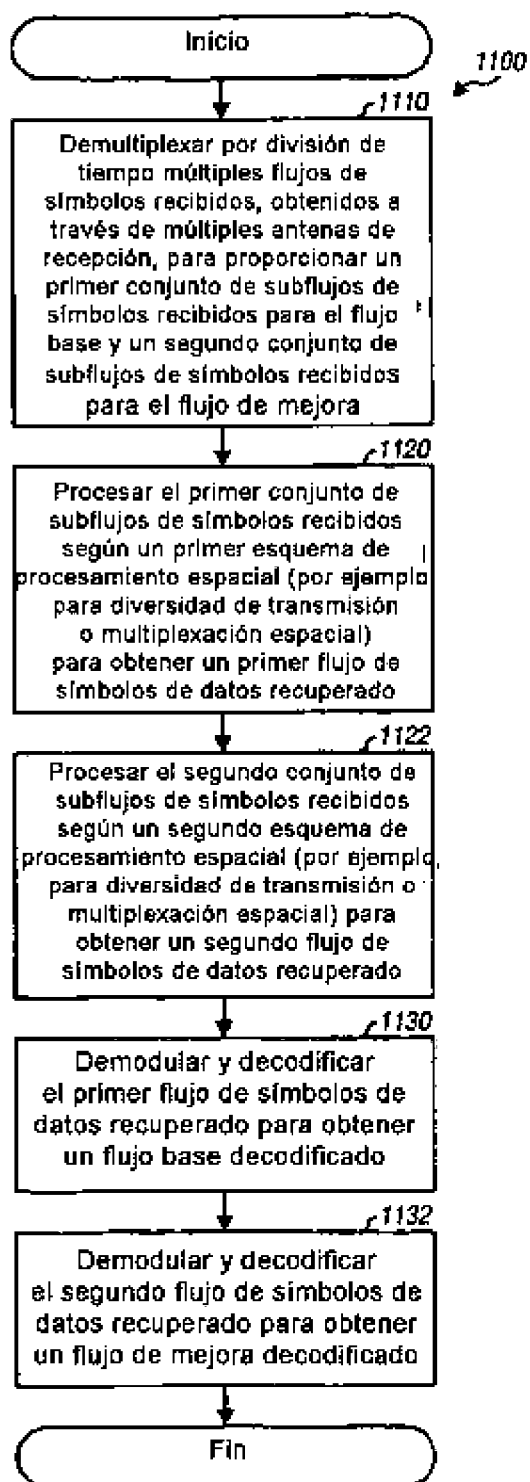


FIG. 11A

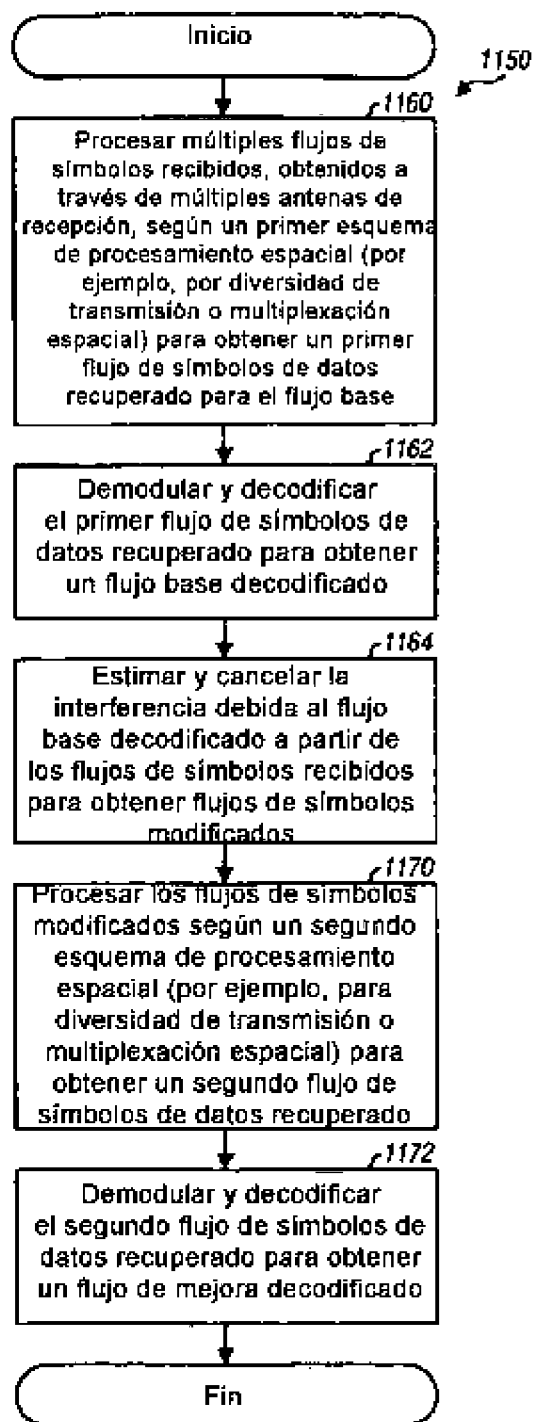


FIG. 11B

