



①9



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

①1 Número de publicación: **2 336 118**

⑤1 Int. Cl.:
H04B 7/02 (2006.01)

①2

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

⑨6 Número de solicitud europea: **05019630 .2**

⑨6 Fecha de presentación : **24.10.2003**

⑨7 Número de publicación de la solicitud: **1615384**

⑨7 Fecha de publicación de la solicitud: **11.01.2006**

⑤4 Título: **Sistema MIMO para WLAN.**

③0 Prioridad: **25.10.2002 US 421309 P**
23.10.2003 US 693419

④5 Fecha de publicación de la mención BOPI:
08.04.2010

④5 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
08.04.2010

⑦3 Titular/es: **QUALCOMM INCORPORATED**
5775 Morehouse Drive
San Diego, California 92121-1714, US

⑦2 Inventor/es: **Walton, Rodney J.;**
Wallace, Mark S.;
Ketchum, John W. y
Howard, Steven J.

⑦4 Agente: **Carpintero López, Mario**

ES 2 336 118 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

Sistema MIMO para WLAN.

5 **Antecedentes****Campo**

10 La presente invención se refiere, en general, a la comunicación de datos y, más específicamente, a un sistema de comunicación de red inalámbrica de área local (WLAN) de entrada múltiple y salida múltiple (MIMO).

Antecedentes

15 Los sistemas de comunicación inalámbrica están ampliamente desplegados para proporcionar diversos tipos de comunicación, tales como la voz, los datos en paquetes, y así sucesivamente. Estos sistemas pueden ser sistemas de acceso múltiple, capaces de brindar soporte a la comunicación con múltiples usuarios, de manera secuencial o simultánea, compartiendo los recursos de sistema disponibles. Los ejemplos de sistemas de acceso múltiple incluyen los sistemas de Acceso Múltiple por División de Código (CDMA), los sistemas de Acceso Múltiple por División del
20 Tiempo (TDMA) y los sistemas de Acceso Múltiple por División de Frecuencia (FDMA).

Las redes inalámbricas de área local (WLAN) también están ampliamente desplegadas, para permitir la comunicación entre dispositivos electrónicos inalámbricos (p. ej., ordenadores) mediante un enlace inalámbrico. Una WLAN puede emplear puntos de acceso (o estaciones base) que actúan como concentradores, y que proporcionan conectividad para los dispositivos inalámbricos. Los puntos de acceso también pueden conectar (o "puentear") la WLAN a las LAN (Redes de Área Local) cableadas, permitiendo así que los dispositivos inalámbricos accedan a recursos de las LAN.
25

En un sistema de comunicación inalámbrica, una señal modulada de frecuencia de radio (RF) desde una unidad transmisora puede llegar a una unidad receptora mediante un cierto número de trayectorias de propagación. Las características de las trayectorias de propagación habitualmente varían a lo largo del tiempo, debido a un cierto número de factores, tales como el desvanecimiento y la multitrayectoria. A fin de brindar diversidad ante los efectos perniciosos de las trayectorias) y de mejorar las prestaciones, pueden emplearse múltiples antenas de transmisión y recepción. Si las trayectorias de propagación entre las antenas transmisoras y receptoras son linealmente independientes (es decir, una transmisión en una trayectoria no se forma como una combinación lineal de las transmisiones en las otras trayectorias), lo cual es cierto en general, al menos hasta cierto grado, entonces la probabilidad de recibir correctamente una transmisión de datos aumenta según aumenta el número de antenas. Generalmente, la diversidad aumenta y las prestaciones mejoran según aumenta el número de antenas transmisoras y receptoras.
30

Un sistema MIMO emplea múltiples (NT) antenas transmisoras y múltiples (NR) antenas receptoras para la transmisión de datos. Un canal MIMO formado por las NT antenas transmisoras y las NR antenas receptoras puede descomponerse en NS canales espaciales, con $NS < \min \{NT, NR\}$. Cada uno de los NS canales espaciales corresponde a una dimensión. El sistema MIMO puede proporcionar prestaciones mejoradas (p. ej., capacidad aumentada de transmisión y/o mayor fiabilidad) si se utilizan las dimensiones adicionales creadas por las múltiples antenas transmisoras y receptoras.
35

Los recursos para un sistema de comunicación dado están habitualmente limitados por diversas restricciones y requisitos regulatorios, y por otras consideraciones prácticas. Sin embargo, puede requerirse que el sistema brinde soporte a un cierto número de terminales, que proporcione diversos servicios, que alcance ciertos objetivos de rendimiento, y así sucesivamente.
40

El documento WO 02/078221 A2 aborda algunas de estas cuestiones. Describe técnicas para transmitir datos desde una unidad transmisora a un receptor en un sistema de comunicación de MIMO. Las señales recibidas se procesan para derivar información de estado de canal (CSI), que indica las características de un cierto número de canales de transmisión utilizados para la transmisión de datos. La CSI se transmite y devuelve a la unidad transmisora. En la unidad transmisora, se recibe la CSI de la unidad receptora y se procesan los datos para la transmisión a las unidades receptoras, sobre la base de la CSI recibida.
45

Aunque este sistema ha demostrado ser exitoso, aún hay lugar para mejoras adicionales. Por ejemplo, un tal conjunto de mejoras, estipuladas más adelante, es el de guiar una señal de referencia, y los sistemas de codificación utilizados para brindar soporte a tal referencia guiada. Esto puede utilizarse para mejorar la estimación del canal y el rastreo de la fase.
50

Existe, por lo tanto, la necesidad en la tecnología para un sistema de WLAN con MIMO, capaz de brindar soporte a múltiples usuarios y de proporcionar altas prestaciones de sistema.
55

Resumen

Según la invención, se proporciona el procedimiento de la reivindicación 1. Según la invención, también se proporciona el aparato de la reivindicación 12 y el producto de programa de ordenador de la reivindicación 20.

Se describe en la presente memoria un sistema de WLAN con MIMO con acceso múltiple, con diversas capacidades, y capaz de lograr altas prestaciones. En una realización, el sistema emplea las MIMO y el multiplexado ortogonal por división de frecuencia (OFDM) para lograr un gran caudal, combatir los efectos perniciosos de las trayectorias y proporcionar otras ventajas. Cada punto de acceso en el sistema puede dar soporte a múltiples terminales de usuario. La adjudicación de recursos de enlace descendente y de enlace ascendente depende de los requisitos de los terminales de usuario, las condiciones de canal y otros factores.

También se proporciona en la presente memoria una estructura de canal que brinda soporte a transmisiones eficientes del enlace descendente y del enlace ascendente. La estructura de canal comprende un cierto número de canales de transporte que pueden utilizarse para un buen número de funciones, tales como la señalización de parámetros de sistema y asignaciones de recursos, las transmisiones de datos de enlace descendente y de enlace ascendente, el acceso aleatorio del sistema, y así sucesivamente. Diversos atributos de estos canales de transporte son configurables, lo que permite que el sistema se adapte fácilmente a condiciones cambiantes de canal y de carga.

Las múltiples tasas y modalidades de transmisión reciben soporte por parte del sistema de WLAN con MIMO, a fin de alcanzar un alto caudal cuando disponen de soporte por parte de las condiciones de canal y las capacidades de los terminales de usuario. Las tasas son configurables, sobre la base de estimaciones de las condiciones de canal, y pueden seleccionarse independientemente para el enlace descendente y el enlace ascendente. También pueden emplearse distintas modalidades de transmisión, según el número de antenas en los terminales de usuario y las condiciones de canal. Cada modalidad de transmisión está asociada a un procesamiento espacial distinto en el transmisor y receptor, y puede seleccionarse para su empleo bajo distintas condiciones operativas. El procesamiento espacial facilita la transmisión de datos desde múltiples antenas transmisoras y/o la recepción de datos con múltiples antenas receptoras, para un mayor caudal y/o diversidad.

En una realización, el sistema de WLAN con MIMO utiliza una banda de frecuencia única tanto para el enlace descendente como para el enlace ascendente, que comparten la misma banda de operación, utilizando el duplexado por división del tiempo (TDD). Para un sistema de TDD, las respuestas de canal del enlace descendente y del enlace ascendente son recíprocas. Se proporcionan en la presente memoria técnicas de calibración para determinar y compensar las diferencias en las respuestas de frecuencia de las cadenas de transmisión/recepción en el punto de acceso y los terminales de usuario. También se describen en la presente memoria técnicas para simplificar el procesamiento espacial en el punto de acceso y los terminales de usuario, aprovechando la naturaleza recíproca del enlace descendente y del enlace ascendente, y la calibración.

También se proporciona una estructura piloto con diversos tipos de pilotos, utilizados para distintas funciones. Por ejemplo, puede emplearse un piloto baliza para la adquisición de frecuencias y sistemas, puede emplearse un piloto de MIMO para la estimación de canal, puede emplearse una referencia guiada (es decir, un piloto guiado) para una estimación mejorada del canal, y puede emplearse un piloto portador para el rastreo de la fase.

También se proporcionan diversos bucles de control para la debida operación del sistema. El control de tasa puede ejercerse independientemente sobre el enlace descendente y el enlace ascendente. El control de potencia puede ejercerse para ciertas transmisiones (p. ej., servicios de tasa fija). Puede emplearse el control de temporización para las transmisiones de enlace ascendente, a fin de compensar los distintos retardos de propagación de los terminales de usuario situados por todo el sistema.

También se proporcionan técnicas de acceso aleatorio para permitir que los terminales de usuario accedan al sistema. Estas técnicas brindan soporte al acceso al sistema por parte de múltiples terminales de usuario, al acuse rápido de recibo de los intentos de acceso al sistema, y a la asignación rápida de los recursos de enlaces descendentes/ascendentes.

Los diversos aspectos y realizaciones de la invención se describen en mayor detalle más adelante.

Breve descripción de los dibujos

Las características y la naturaleza de la presente invención devendrán más evidentes a partir de la descripción detallada expuesta más adelante, al ser considerada conjuntamente con los dibujos, en los cuales los caracteres de referencia iguales se identifican de forma correspondiente en los mismos, y en los cuales:

La Fig. 1 muestra un sistema de WLAN con MIMO;

La Fig. 2 muestra una estructura de capas para el sistema de WLAN con MIMO;

Las Figs. 3A, 3B y 3C muestran, respectivamente, una estructura de tramas TDD-TDM, una estructura de tramas FDD-TDM y una estructura de tramas FDD-CDM;

ES 2 336 118 T3

La Fig. 4 muestra la estructura de tramas TDD-TDM con cinco canales de transporte: BCH, FCCH, FCH, RCH y RACH;

Las Figs. 5A a 5G muestran diversos formatos de unidades de datos de protocolo (PDU) para los cinco canales de transporte;

La Fig. 6 muestra una estructura para un paquete del canal FCH/RCH;

La Fig. 7 muestra un punto de acceso y dos terminales de usuario;

Las Figs. 8A, 9A y 10A muestran, respectivamente, tres unidades transmisoras para las modalidades de diversidad, multiplexado espacial y guía de haces;

Las Figs. 8B, 9B y 10B muestran, respectivamente, tres procesadores de diversidad de transmisión para las modalidades de diversidad, multiplexado espacial y guía de haces;

La Fig. 8C muestra un modulador de OFDM;

La Fig. 8D muestra un símbolo de OFDM;

La Fig. 11A muestra una unidad de entramado y un cifrador dentro de un procesador de datos de transmisión;

La Fig. 11B muestra un codificador y una unidad de repetición/punción dentro del procesador de datos de transmisión;

La Fig. 11C muestra otro procesador de datos de transmisión que puede utilizarse para la modalidad de multiplexado espacial;

Las Figs. 12A y 12B muestra un diagrama de estado para el funcionamiento de un terminal de usuario;

La Fig. 13 muestra un eje de tiempos para el RACH;

Las Figs. 14A y 14B muestran procesos para controlar, respectivamente, las tasas de las transmisiones del enlace descendente y del enlace ascendente;

La Fig. 15 muestra el funcionamiento de un bucle de control de potencia; y

La Fig. 16 muestra un proceso para ajustar la temporización del enlace ascendente de un terminal de usuario.

Descripción detallada

La palabra “ejemplar” se utiliza en la presente memoria para significar “que sirve como un ejemplo, instancia o ilustración”. Cualquier realización o diseño descrito en la presente memoria como “ejemplar” no debe interpretarse necesariamente como preferido o ventajoso con respecto a otras realizaciones o diseños.

I. Sistema General

La Fig. 1 muestra un sistema 100 de WLAN con MIMO, que brinda soporte a un cierto número de usuarios, y que es capaz de implementar diversos aspectos y realizaciones de la invención. El sistema 100 de WLAN con MIMO incluye un cierto número de puntos 110 de acceso (AP) que brindan soporte a la comunicación para un cierto número de terminales 120 de usuario (UT). Para mayor simplicidad, se muestran sólo dos puntos 110 de acceso en la Fig. 1. Un punto de acceso es, generalmente, una estación fija que se utiliza para comunicarse con los terminales de usuario. Un punto de acceso también puede denominarse estación base, o con alguna otra terminología.

Los terminales 120 de usuario pueden dispersarse por el sistema. Cada terminal de usuario puede ser un terminal fijo o móvil que puede comunicarse con el punto de acceso. Un terminal de usuario puede denominarse una estación móvil, una estación remota, un terminal de acceso, un equipo de usuario (UE), un dispositivo inalámbrico, o con alguna otra terminología. Cada terminal de usuario puede comunicarse con un punto o, posiblemente, múltiples puntos de acceso en el enlace descendente y/o el enlace ascendente, en cualquier momento dado. El enlace descendente (es decir, el enlace directo) se refiere a la transmisión desde el punto de acceso hasta el terminal de usuario, y el enlace ascendente (es decir, el enlace inverso) se refiere a la transmisión desde el terminal de usuario hasta el punto de acceso.

En la Fig. 1, el punto 110a de acceso se comunica con los terminales 120a a 120f de usuario, y el punto 110b de acceso se comunica con los terminales 120f a 120k de usuario. Según el diseño específico del sistema 100, un punto de acceso puede comunicarse simultáneamente con múltiples terminales de usuario (p. ej., mediante múltiples canales o subbandas de código), o bien secuencialmente (p. ej., mediante múltiples ranuras temporales). En cualquier momento dado, un terminal de usuario puede recibir transmisiones del enlace descendente, desde un punto, o múltiples puntos, de acceso. La transmisión del enlace descendente desde cada punto de acceso puede incluir datos de sobregasto

concebidos para ser recibidos por múltiples terminales de usuario, datos específicos de usuario concebidos para ser recibidos por terminales de usuario específicos, otros tipos de datos, o cualquier combinación de los mismos. Los datos de sobregasto pueden incluir mensajes piloto, de paginación y de difusión, parámetros del sistema, y así sucesivamente.

El sistema de WLAN con MIMO se basa en una arquitectura centralizada de red controladora. De esta manera, un controlador 130 de sistema se acopla con los puntos 110 de acceso y puede acoplarse adicionalmente con otros sistemas y redes. Por ejemplo, el controlador 130 del sistema puede acoplarse con una red de datos por paquetes (PDN), una red cableada de área local (LAN), una red de área amplia (WAN), Internet, una red telefónica pública conmutada (PSTN), una red de comunicación celular, y así sucesivamente. El controlador 130 del sistema puede diseñarse para llevar a cabo un cierto número de funciones, tales como (1) la coordinación y el control para los puntos de acceso acoplados con él, (2) el encaminamiento de datos entre estos puntos de acceso, (3) el acceso y control de la comunicación con los terminales de usuario servidos por estos puntos de acceso, y así sucesivamente.

El sistema de WLAN con MIMO puede ser capaz de proporcionar un gran caudal, con una capacidad de cobertura significativamente mayor que los sistemas convencionales de WLAN. El sistema de WLAN con MIMO puede brindar soporte a servicios de datos o voz síncronos, asíncronos e isócronos. El sistema de WLAN con MIMO puede diseñarse para proporcionar las siguientes características:

- * Alta fiabilidad del servicio
- * Calidad de servicio (QoS) garantizada
- * Altas tasas instantáneas de datos
- * Alta eficiencia espectral
- * Gama de cobertura extendida.

El sistema de WLAN con MIMO puede funcionar en diversas bandas de frecuencia (p. ej., las bandas U-NII de 2,4 GHz y de 5,8 GHz), sujeto a las restricciones de ancho de banda y de emisión específicas para la banda operativa seleccionada. El sistema está diseñado para brindar soporte a los despliegues tanto internos como externos, con un típico tamaño máximo de célula de 1 km, o menos. El sistema brinda soporte a aplicaciones de terminal fijo, aunque algunas modalidades operativas también brindan soporte a la operación portátil y de movilidad limitada.

1. MIMO, MISO y SIMO

En una realización específica, y según lo descrito en toda la memoria, cada punto de acceso está equipado con cuatro antenas transmisoras y receptoras, para la transmisión y recepción de datos, donde se emplean las mismas cuatro antenas para transmitir y para recibir. El sistema también presta soporte al caso en que las antenas transmisoras y receptoras del dispositivo (p. ej., el punto de acceso, el terminal de usuario) no están compartidas, incluso aunque esta configuración, normalmente, proporciona prestaciones inferiores que cuando las antenas son compartidas. El sistema de WLAN con MIMO también puede diseñarse de forma tal que cada punto de acceso esté equipado con algún otro número de antenas transmisoras/receptoras. Cada terminal de usuario puede equiparse con una única antena transmisora/receptora, o con múltiples antenas transmisoras/receptoras, para la transmisión y recepción de datos. El número de antenas empleadas por cada tipo de terminal de usuario puede depender de diversos factores, tales como, por ejemplo, los servicios a los cuales se ha de prestar soporte por parte del terminal de usuario (p. ej., voz, datos, o ambos), las consideraciones de coste, las restricciones normativas, las cuestiones de seguridad, y así sucesivamente.

Para una asociación dada de un punto de acceso de múltiples antenas y un terminal de usuario de múltiples antenas, un canal de MIMO está formado por las N_T antenas transmisoras y las N_R antenas receptoras disponibles para su empleo para la transmisión de datos. Distintos canales de MIMO se forman entre el punto de acceso y los distintos terminales de usuario con múltiples antenas. Cada canal de MIMO puede descomponerse en N_S canales espaciales, donde $N_S \leq \min \{N_T, N_R\}$. N_S flujos de datos pueden transmitirse por los N_S canales espaciales. El procesamiento espacial se requiere en un receptor, y puede o no llevarse a cabo en un transmisor, a fin de transmitir múltiples flujos de datos por los N_S canales espaciales.

Los N_S canales espaciales puede ser, o no, ortogonales entre sí. Esto depende de diversos factores, tales como (1) si el procesamiento espacial fue o no realizado en el transmisor para obtener canales espaciales ortogonales y (2) si el procesamiento espacial, tanto en el transmisor como en el receptor, tuvo o no éxito al ortogonalizar los canales espaciales. Si no se realiza ningún procesamiento espacial en el transmisor, entonces los N_S canales espaciales pueden formarse con N_S antenas transmisoras, y es improbable que sean ortogonales entre sí.

Los N_S canales espaciales pueden ortogonalizarse realizando la descomposición en una matriz de respuesta de canal para el canal de MIMO, según se describe más adelante. Cada canal espacial se denomina una automodalidad del canal de MIMO si los N_S canales espaciales se ortogonalizan utilizando la descomposición, lo que requiere un procesamiento espacial tanto en el transmisor como en el receptor, según se describe más adelante. En este caso, pueden transmitirse N_S flujos de datos ortogonalmente por las N_S automodalidades. Sin embargo, normalmente, una automodalidad se refiere a una construcción teórica. Los N_S canales espaciales, habitualmente, no son completamente ortogonales entre

sí, debido a diversas razones. Por ejemplo, los canales espaciales no serían ortogonales si (1) el transmisor no tiene ningún conocimiento del canal de MIMO o bien (2) el transmisor y/o el receptor tienen una estimación imperfecta del canal de MIMO. Para mayor simplicidad, en la siguiente descripción, el término “automodalidad” se utiliza para indicar el caso en que se hace un intento de ortogonalizar los canales espaciales utilizando la descomposición, incluso aunque el intento pueda no ser totalmente exitoso, debido, por ejemplo, a una estimación imperfecta de canal.

Para un número dado (p. ej., cuatro) de antenas en el punto de acceso, el número de canales espaciales disponibles para cada terminal de usuario depende del número de antenas empleadas por ese terminal de usuario y de las características del canal de MIMO inalámbrico que acopla las antenas del punto de acceso y las antenas del terminal de usuario. Si un terminal de usuario está equipado con una antena, entonces las cuatro antenas en el punto de acceso y la única antena en el terminal de usuario forman un canal de entrada múltiple y salida única (MISO) para el enlace descendente, y un canal de entrada única y salida múltiple (SIMO) para el enlace ascendente.

El sistema de WLAN con MIMO puede diseñarse para brindar soporte a un cierto número de modalidades de transmisión. La Tabla 1 enumera las modalidades de transmisión que disponen de soporte por parte de un diseño ejemplar del sistema de WLAN con MIMO.

TABLA 1

Modalidades de transmisión	Descripción
SIMO	Los datos se transmiten desde una antena única, pero pueden ser recibidas por múltiples antenas, para la diversidad de recepción.
Diversidad	Los datos se transmiten redundantemente desde múltiples antenas transmisoras y / o múltiples subbandas, para brindar diversidad.
Guía de haces	Los datos se transmiten por un único canal espacial (óptimo), a potencia máxima, utilizando información de guía de fase para la automodalidad principal del canal de MIMO.
Multiplexado espacial	Los datos se transmiten por múltiples canales espaciales a fin de lograr una mayor eficiencia espectral.

Para mayor simplicidad, el término “diversidad” se refiere a la diversidad de transmisión en la siguiente descripción, a menos que se indique lo contrario.

Las modalidades de transmisión disponibles para su empleo para el enlace descendente y el enlace ascendente, para cada terminal de usuario, dependen del número de antenas desplegadas en el terminal de usuario. La Tabla 2 enumera las modalidades de transmisión disponibles para distintos tipos de terminal, para el enlace descendente y el enlace ascendente, suponiendo múltiples (p. ej., cuatro) antenas en el punto de acceso.

TABLA 2

Modalidades de transmisión	Enlace descendente		Enlace ascendente	
MISO (en el enlace descendente) / SIMO (en el enlace ascendente)	X	X	X	X
Diversidad	X	X		X
Guía de haces	X	X		X
Multiplexado espacial		X		X

Para el enlace descendente, todas las modalidades de transmisión, excepto la modalidad de multiplexado espacial, pueden utilizarse para los terminales de usuario de antena única, y todas las modalidades de transmisión pueden utilizarse para los terminales de usuario de antenas múltiples. Para el enlace ascendente, todas las modalidades de transmisión pueden ser utilizadas por los terminales de usuario de antenas múltiples, mientras que los terminales de usuario de antena única utilizan la modalidad SIMO para transmitir datos desde la única antena disponible. La diversidad receptora (es decir, la recepción de una transmisión de datos con múltiples antenas receptoras) puede utilizarse para las modalidades SIMO, de diversidad y de guía de haces.

El sistema de WLAN con MIMO también puede diseñarse para brindar soporte a varias otras modalidades de transmisión, lo cual está dentro del alcance de la invención. Por ejemplo, puede utilizarse una modalidad formadora de haces para transmitir datos por una única automodalidad, utilizando la información tanto de amplitud como de fase para la automodalidad (en lugar de utilizar sólo la información de fase, que es todo lo que se emplea en la modalidad de guía de haces). Como otro ejemplo, puede definirse una modalidad de multiplexado espacial “no guiado”, mediante la cual el transmisor simplemente transmite múltiples flujos de datos desde múltiples antenas transmisoras (sin ningún procesamiento espacial) y el receptor efectúa el procesamiento espacial necesario para aislar y recuperar los flujos de datos enviados desde las múltiples antenas transmisoras. Como otro ejemplo más, puede definirse una modalidad multiplexadora espacial “multiusuario”, mediante la cual el punto de acceso transmite múltiples flujos de datos desde múltiples antenas transmisoras (con procesamiento espacial) a múltiples terminales de usuario, de manera concurrente, por el enlace descendente. Como otro ejemplo más, puede definirse una modalidad multiplexadora espacial, mediante la cual el transmisor efectúa el procesamiento espacial para intentar ortogonalizar los múltiples flujos de datos enviados por las múltiples antenas transmisoras (pero puede no ser completamente exitoso, debido a una estimación imperfecta de canal), y el receptor efectúa el procesamiento espacial necesario para aislar y recuperar los flujos de datos enviados desde las múltiples antenas transmisoras. De esta manera, el procesamiento espacial para transmitir múltiples flujos de datos mediante múltiples canales espaciales puede efectuarse (1) tanto en el transmisor como el receptor, (2) sólo en el receptor, o bien (3) sólo en el transmisor. Pueden emplearse distintas modalidades de multiplexado espacial, según, por ejemplo, las capacidades del punto de acceso y los terminales de usuario, la información disponible del estado del canal, los requisitos del sistema, y así sucesivamente.

En general, los puntos de acceso y los terminales de usuario pueden diseñarse con cualquier número de antenas transmisoras y receptoras. Para mayor claridad, se describen más adelante las realizaciones y diseños específicos, en los cuales cada punto de acceso está equipado con cuatro antenas transmisoras/receptoras, y cada terminal de usuario está equipado con cuatro, o menos, antenas transmisoras/receptoras.

2. OFDM

En una realización, el sistema de WLAN con MIMO emplea el OFDM para dividir eficazmente el ancho de banda global del sistema en un cierto número (N_F) de subbandas ortogonales. Estas subbandas también se denominan tonos, contenedores o canales de frecuencias. Con el OFDM, cada subbanda se asocia a una respectiva subportadora, que puede modularse con datos. Para un sistema de MIMO que utiliza el OFDM, cada canal espacial de cada subbanda puede visualizarse como un canal de transmisión independiente, donde la ganancia compleja asociada a cada subbanda es efectivamente constante por todo el ancho de banda de la subbanda.

En una realización, el ancho de banda del sistema se divide en 64 subbandas ortogonales (es decir, $N_F = 64$), a las que se asignan índices entre -32 y +31. De estas 64 subbandas, 48 subbandas (p. ej., con índices $\pm \{1, \dots, 6, 8, \dots, 20, 22, \dots, 26\}$) se utilizan para datos, 4 subbandas (p. ej., con índices $\pm \{7, 21\}$) se utilizan para pilotos y, posiblemente, señalización, la subbanda DC (con índice 0) no se utiliza, y las subbandas restantes tampoco se utilizan, y sirven como subbandas de resguardo. Esta estructura de subbandas de OFDM se describe en mayor detalle en un documento para el Estándar 802.11a de la IEEE, titulado “Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band” [“Parte 11: Especificaciones de las Capas Física (PHY) y de Control de Acceso al Medio (MAC) de una Red Inalámbrica de Área Local: Capa Física de Alta Tasa en la Banda de 5 GHz”], septiembre de 1999, que está públicamente disponible e incorporado al presente documento por referencia. También pueden implementarse distintos números de subbandas y otras diversas estructuras de subbanda de OFDM para el sistema de WLAN con MIMO, lo cual está dentro del alcance de la invención. Por ejemplo, todas las 53 subbandas con índices entre -26 y +26 pueden emplearse para la transmisión de datos. Como otro ejemplo, puede utilizarse una estructura de 128 subbandas, una estructura de 256 subbandas, o una estructura de subbandas con algún otro número de subbandas. Para mayor claridad, el sistema de WLAN con MIMO se describe más adelante con la estructura de 64 subbandas anteriormente descrita.

Para el OFDM, los datos a transmitir por cada subbanda se modulan primero (es decir, se asocian a símbolos) utilizando un específico esquema de modulación seleccionado para ser utilizado para esa subbanda. Se proporcionan ceros para las subbandas no utilizadas. Para cada periodo de símbolos, los símbolos de modulación y los ceros para todas las N_F subbandas se transforman al dominio temporal, utilizando una transformada rápida de Fourier inversa (IFFT), a fin de obtener un símbolo transformado que contiene N_F muestras del dominio temporal. La duración de cada símbolo transformado está inversamente relacionada con el ancho de banda de cada subbanda. En un diseño específico para el sistema de WLAN con MIMO, el ancho de banda del sistema es de 20 MHz, $N_F = 64$, el ancho de banda de cada subbanda es de 312,5 KHz y la duración de cada símbolo transformado es de 3,2 μ seg.

El OFDM puede proporcionar ciertas ventajas, tales como la capacidad de combatir el desvanecimiento selectivo de la frecuencia, que se caracteriza por distintas ganancias de canal a distintas frecuencias del ancho de banda global del sistema. Es bien conocido que el desvanecimiento selectivo de frecuencia causa interferencia entre símbolos (ISI), que es un fenómeno por el cual cada símbolo en una señal recibida actúa como distorsión para los símbolos subsiguientes en la señal recibida. La distorsión de la ISI degrada las prestaciones al afectar la capacidad de detectar correctamente los símbolos recibidos. El desvanecimiento selectivo de frecuencia puede combatirse convenientemente con el OFDM, repitiendo una porción de (o anexando un prefijo cíclico a) cada símbolo transformado, a fin de formar un correspondiente símbolo de OFDM, que se transmite luego.

La longitud del prefijo cíclico (es decir, la cantidad a repetir) para cada símbolo de OFDM depende de la expansión del retardo del canal inalámbrico. En particular, para combatir efectivamente la ISI, el prefijo cíclico debería ser más largo que la máxima expansión de retardo esperada para el sistema.

En una realización, prefijos cíclicos de distintas longitudes pueden utilizarse para los símbolos de OFDM, según la expansión de retardo esperada. Para el sistema específico de WLAN con MIMO anteriormente descrito, puede seleccionarse un prefijo cíclico de 400 nseg (8 muestras) o de 800 nseg (16 muestras) para su empleo para los símbolos de OFDM. Un símbolo “corto” de OFDM utiliza el prefijo cíclico de 400 nseg y tiene una duración de 3,6 μ seg. Un símbolo “largo” de OFDM utiliza el prefijo cíclico de 800 nseg y tiene una duración de 4,0 μ seg. Los símbolos cortos de OFDM pueden utilizarse si la expansión máxima esperada del retardo es de 400 nseg o menos, y los símbolos largos de OFDM pueden utilizarse si la expansión del retardo es mayor que 400 nseg. Pueden seleccionarse distintos prefijos cíclicos para su empleo por distintos canales de transporte, y el prefijo cíclico también puede ser seleccionable dinámicamente, según se describe más adelante. Puede lograrse un caudal mayor del sistema utilizando el prefijo cíclico más corto cuando sea posible, ya que más símbolos de OFDM, de duración más corta, pueden transmitirse durante un intervalo temporal fijo dado.

El sistema de WLAN con MIMO también puede diseñarse para no utilizar OFDM, lo cual está dentro del alcance de la invención.

3. Estructura de Capas

La Fig. 2 ilustra una estructura 200 de capas que puede utilizarse para el sistema de WLAN con MIMO. La estructura 200 de capas incluye (1) aplicaciones y protocolos de capa superior que corresponden, aproximadamente, a la Capa 3, y superiores, del modelo de referencia ISO/OSI (capas superiores), (2) protocolos y servicios que corresponden a la Capa 2 (la capa de enlace) y (3) protocolos y servicios que corresponden a la Capa 1 (la capa física).

Las capas superiores incluyen diversas aplicaciones y protocolos, tales como los servicios 212 de señalización, los servicios 214 de datos, los servicios 216 de voz, aplicaciones de datos de circuitos, y así sucesivamente. La señalización se proporciona habitualmente como mensajes, y los datos se proporcionan habitualmente como paquetes. Los servicios y aplicaciones en las capas superiores originan y terminan mensajes y paquetes según la semántica y la temporización del protocolo de comunicación entre el punto de acceso y el terminal de usuario. Las capas superiores utilizan los servicios proporcionados por la Capa 2.

La Capa 2 brinda soporte a la entrega de mensajes y paquetes generados por las capas superiores. En la realización mostrada en la Fig. 2, la Capa 2 incluye una subcapa 220 de Control de Acceso al Enlace (LAC) y una subcapa 230 de Control de Acceso al Medio (MAC). La subcapa LAC implementa un protocolo de enlace de datos que provee el transporte y entrega correcta de los mensajes generados por las capas superiores. La subcapa LAC utiliza los servicios proporcionados por la subcapa MAC y la Capa 1. La subcapa MAC es responsable de transportar mensajes y paquetes utilizando los servicios proporcionados por la Capa 1. La subcapa MAC controla el acceso a los recursos de la Capa 1 por parte de las aplicaciones y servicios en las capas superiores. La subcapa MAC puede incluir un Protocolo de Enlace de Radio (RLP) 232, que es un mecanismo de retransmisión que puede emplearse para proporcionar mayor fiabilidad para los datos en paquetes. La Capa 2 proporciona las Unidades de Datos de Protocolo (PDU) a la Capa 1.

La Capa 1 comprende la capa física 240 y presta soporte a la transmisión y recepción de señales de radio entre el punto de acceso y el terminal de usuario. La capa física realiza la codificación, la intercalación, la modulación y el procesamiento espacial para diversos canales de transporte utilizados para enviar mensajes y paquetes generados por las capas superiores. En esta realización, la capa física incluye una subcapa 242 de multiplexado que multiplexa las PDU procesadas para diversos canales de transporte, en el formato de trama adecuado. La Capa 1 proporciona datos en unidades de tramas.

La Fig. 2 muestra una realización específica de una estructura de capas que puede utilizarse para el sistema de WLAN con MIMO. También pueden diseñarse y utilizarse varias otras estructuras adecuadas de capas para el sistema de WLAN con MIMO, lo cual está dentro del alcance de la invención. Las funciones realizadas por cada capa se describen en más detalle más adelante, donde corresponda.

4. Canales de Transporte

Un cierto número de servicios y aplicaciones puede recibir soporte por parte del sistema de WLAN con MIMO. Además, puede ser necesario enviar otros datos requeridos para el funcionamiento adecuado del sistema por parte del punto de acceso, o intercambiarlos entre el punto de acceso y los terminales de usuario. Puede definirse un cierto número de canales de transporte para el sistema de WLAN con MIMO, para llevar diversos tipos de datos. La Tabla 3 enumera un conjunto ejemplar de canales de transporte y también proporciona una breve descripción para cada canal de transporte.

TABLA 3

Canales de transporte		Descripción
Canal de difusión	BCH	Utilizado por el punto de acceso para transmitir parámetros piloto y de sistema a los terminales de usuario.
Canal de control directo	FCCH	Utilizado por el punto de acceso para adjudicar recursos en el enlace descendente y el enlace ascendente. La adjudicación de recursos puede llevarse a cabo trama por trama. También utilizado para proporcionar acuse de recibo para mensajes recibidos por el RACH.
Canal directo	FCH	Utilizado por el punto de acceso para transmitir datos específicos del usuario a los terminales de usuario y, posiblemente, una referencia (piloto) utilizada por los terminales de usuario para la estimación de canales. También puede utilizarse en una modalidad de difusión, para enviar mensajes de paginación y difusión a múltiples terminales de usuario.
Canal de acceso aleatorio	RACH	Utilizado por los terminales de usuario para obtener acceso al sistema y enviar mensajes cortos al punto de acceso.
Canal inverso	RCH	Utilizado por los terminales de usuario para transmitir datos al punto de acceso. También puede llevar una referencia utilizada por el punto de acceso para la estimación de canales.

Como se muestra en la Tabla 3, los canales de transporte del enlace descendente utilizados por el punto de acceso incluyen el BCH, el FCCH y el FCH. Los canales de transporte del enlace ascendente utilizados por los terminales de usuario incluyen el RACH y el RCH. Cada uno de estos canales de transporte se describe en mayor detalle más adelante.

Los canales de transporte enumerados en la Tabla 3 representan una realización específica de una estructura de canales que puede emplearse para el sistema de WLAN con MIMO. También pueden definirse menos canales, o canales adicionales y/o distintos, para su empleo por parte del sistema de WLAN con MIMO. Por ejemplo, ciertas funciones pueden recibir soporte de canales de transporte específicos para la función (p. ej., canales piloto, de paginación, de control de potencia y de sincronización). De esta manera, pueden definirse y utilizarse otras estructuras de canales, con distintos conjuntos de canales de transporte, para el sistema de WLAN con MIMO, lo cual está dentro del alcance de la invención.

5. Estructuras de Trama

Puede definirse un cierto número de estructuras de trama para los canales de transporte. La estructura específica de tramas a utilizar para el sistema de WLAN con MIMO depende de varios factores, tales como, por ejemplo, (1) si se utilizan las mismas, o distintas, bandas de frecuencia para el enlace descendente y el enlace ascendente, y (2) el esquema de multiplexado utilizado para multiplexar entre sí los canales de transporte.

Si sólo se dispone de una única banda de frecuencia, entonces el enlace descendente y el enlace ascendente pueden transmitirse en distintas fases de una trama, utilizando el duplexado por división del tiempo (TDD), como se describe más adelante. Si se dispone de dos bandas de frecuencia, entonces el enlace descendente y el enlace ascendente pueden transmitirse en distintas bandas de frecuencia, utilizando el duplexado por división de frecuencia (FDD).

Tanto para el TDD como para el FDD, los canales de transporte pueden multiplexarse entre sí utilizando el multiplexado por división del tiempo (TDM), el multiplexado por división del código (CDM), el multiplexado por división de frecuencia (FDM), y así sucesivamente. Para el TDM, a cada canal de transporte se asigna una porción distinta de una trama. Para el CDM, los canales de transporte se transmiten de forma concurrente, pero cada canal de transporte se canaliza por medio de un código de canalización distinto, de forma similar a lo realizado en un sistema de acceso múltiple por división de código (CDMA). Para el FDM, a cada canal de transporte se asigna una porción distinta de la banda de frecuencias para el enlace.

La Tabla 4 enumera las diversas estructuras de trama que pueden emplearse para llevar los canales de transporte. Cada una de estas estructuras de trama se describe en mayor detalle más adelante. Para mayor claridad, las estructuras de trama se describen para el conjunto de canales de transporte enumerados en la Tabla 3.

TABLA 4

	Banda de frecuencia compartida para el enlace descendente y el enlace ascendente	Bandas de frecuencia separadas para el enlace descendente y el enlace ascendente
División del tiempo	Estructura de trama TDD-TDM	Estructura de trama FDD-TDM
División del código	Estructura de trama TDD-CDM	Estructura de trama FDD-CDM

La Fig. 3A ilustra una realización de una estructura 300a de tramas TDD-TDM que puede utilizarse si se emplea una única banda de frecuencia tanto para el enlace descendente como para el enlace ascendente. La transmisión de datos ocurre en unidades de tramas TDD. Cada trama TDD puede definirse para abarcar una duración temporal específica. La duración de la trama puede seleccionarse sobre la base de diversos factores, tales como, por ejemplo, (1) el ancho de banda de la banda operativa, (2) los tamaños esperados de las PDU para los canales de transporte, y así sucesivamente. En general, una duración de trama más breve puede proporcionar retardos reducidos. Sin embargo, una duración de trama más larga puede ser más eficiente, dado que la cabecera y el sobregasto pueden representar una fracción más pequeña de la trama. En una realización específica, cada trama TDD tiene una duración de 2 mseg.

Cada trama TDD se divide en una fase de enlace descendente y una fase de enlace ascendente. La fase de enlace descendente se divide adicionalmente en tres segmentos para los tres canales de transporte del enlace descendente: el BCH, el FCCH y el FCH. La fase de enlace ascendente se divide adicionalmente en dos segmentos para los dos canales de transporte del enlace ascendente: el RCH y el RACH.

El segmento para cada canal de transporte puede definirse para que tenga bien una duración fija o bien una duración variable, que puede cambiar de trama a trama. En una realización, el segmento del BCH se define para que tenga una duración fija, y los segmentos del FCCH, el FCH, el RCH y el RACH se definen para que tengan duraciones variables.

El segmento para cada canal de transporte puede utilizarse para llevar una o más unidades de datos de protocolo (PDU) para ese canal de transporte. En la realización específica mostrada en la Fig. 3A, se transmite una PDU del BCH en un primer segmento 310, se transmite una PDU del FCCH en un segundo segmento 320, y se transmiten una o más PDU del FCH en un tercer segmento 330 de la fase del enlace descendente. En la fase del enlace ascendente, se transmiten una o más PDU del RCH en un cuarto segmento 340 y se transmiten una o más PDU del RACH en un quinto segmento 350 de la trama TDD.

La estructura 300a de trama representa una disposición específica de los diversos canales de transporte dentro de una trama TDD. Esta disposición puede brindar ciertas ventajas, tales como retardos reducidos para la transmisión de datos por el enlace descendente y el enlace ascendente. El BCH se transmite primero en la trama TDD, ya que lleva parámetros de sistema que pueden utilizarse para las PDU de los otros canales de transporte dentro de la misma trama TDD. El FCCH se transmite a continuación, ya que lleva información de asignación de canales que indica qué terminal(es) de usuario está(n) designado(s) para recibir datos del enlace descendente por el FCH, y qué terminal(es) de usuario está(n) designado(s) para transmitir datos del enlace ascendente por el RCH dentro de la trama TDD actual. También pueden definirse y utilizarse otras estructuras de trama TDD-TDM para el sistema de WLAN con MIMO, lo cual está dentro del alcance de la invención.

La Fig. 3B ilustra una realización de una estructura 300b de tramas FDD-TDM que puede utilizarse si el enlace descendente y el enlace ascendente se transmiten utilizando dos bandas de frecuencia separadas. Los datos del enlace descendente se transmiten en una trama 302a de enlace descendente, y los datos del enlace ascendente se transmiten en una trama 302b de enlace ascendente. Cada trama de enlace descendente y de enlace ascendente puede definirse para que abarque una duración temporal específica (p. ej., 2 mseg). Para mayor simplicidad, puede definirse que las tramas del enlace descendente y del enlace ascendente tengan la misma duración, y puede definirse adicionalmente que se alineen en múltiplos de trama. Sin embargo, también pueden emplearse múltiplos de trama de distintas duraciones de trama, y/o no alineados (es decir, desplazados) para el enlace descendente y el enlace ascendente.

Como se muestra en la Fig. 3B, la trama del enlace descendente está dividida en tres segmentos para los tres canales de transporte del enlace descendente. La trama del enlace ascendente se divide en dos segmentos para los dos canales de transporte del enlace ascendente. El segmento para cada canal de transporte puede definirse para que tenga una duración fija o variable, y puede utilizarse para llevar una o más PDU para ese canal de transporte.

En la realización específica mostrada en la Fig. 3B, la trama del enlace descendente lleva una PDU del BCH, una PDU del FCCH y una o más PDU del FCH en los segmentos 310, 320 y 330, respectivamente. La trama del enlace ascendente lleva una o más PDU del RCH, y una o más PDU del RACH, en los segmentos 340 y 350, respectivamente. Esta disposición específica puede brindar las ventajas anteriormente descritas (p. ej., retardos reducidos para la transmisión de datos). Los canales de transporte pueden tener distintos formatos de PDU, según se describe más adelante. También pueden definirse y utilizarse otras estructuras de trama FDD-TDM para el sistema de WLAN con MIMO, lo cual está dentro del alcance de la invención.

La Fig. 3C ilustra una realización de la estructura 300c de trama FDD-CDM/FDM, que también puede utilizarse si el enlace descendente y el enlace ascendente se transmiten utilizando bandas de frecuencia separadas. Los datos del enlace descendente pueden transmitirse en una trama 304a del enlace descendente, y los datos del enlace ascendente pueden transmitirse en una trama 304b del enlace ascendente. Las tramas de enlace descendente y de enlace ascendente pueden definirse para que tengan la misma duración (p. ej., 2 mseg) y alinearse en múltiplos de trama.

Como se muestra en la Fig. 3C, los tres canales de transporte del enlace descendente se transmiten de forma concurrente en la trama del enlace descendente, y los dos canales de transporte del enlace ascendente se transmiten de forma concurrente en la trama del enlace ascendente. Para el CDM, los canales de transporte para cada enlace se “canalizan” con distintos códigos de canalización, que pueden ser códigos de Walsh, códigos ortogonales de factores variables de ensanchamiento (OVSF), funciones cuasi-ortogonales (QOF), y así sucesivamente. Para el FDM, a los canales de transporte para cada enlace se asignan distintas porciones de la banda de frecuencia para el enlace. También pueden utilizarse distintas magnitudes de la potencia de transmisión para distintos canales de transporte en cada enlace.

También pueden definirse otras estructuras de trama para los canales de transporte del enlace descendente y del enlace ascendente, lo cual está dentro del alcance de la invención. Además, es posible utilizar distintos tipos de estructura de trama para el enlace descendente y el enlace ascendente. Por ejemplo, puede utilizarse una estructura de trama basada en TDM para el enlace descendente y puede utilizarse una estructura de trama basada en CDM para el enlace ascendente.

En la siguiente descripción, se supone que el sistema de WLAN con MIMO emplea una banda de frecuencia para las transmisiones tanto del enlace descendente como del enlace ascendente. Para mayor claridad, se utiliza la estructura de trama TDD-TDM mostrada en la Fig. 3A para el sistema de WLAN con MIMO. Para mayor claridad, se describe una implementación específica de la estructura de trama TDD-TDM a lo largo de toda la memoria. Para esta implementación, la duración de cada trama TDD se fija en 2 mseg, y el número de símbolos de OFDM por trama TDD es una función de la longitud del prefijo cíclico utilizado para los símbolos de OFDM. El BCH tiene una duración fija de 80 μ seg y emplea el prefijo cíclico de 800 nseg para los símbolos de OFDM transmitidos. El resto de la trama TDD contiene 480 símbolos OFDM si se utiliza el prefijo cíclico de 800 nseg, y 533 símbolos de OFDM, más 1,2 μ seg de tiempo extra, si se utiliza el prefijo cíclico de 400 nseg. El tiempo extra puede añadirse al intervalo de resguardo al final del segmento del RACH. También pueden utilizarse otras estructuras de trama y otras implementaciones, lo cual está dentro del alcance de la invención.

II. Canales de Transporte

Los canales de transporte se utilizan para enviar diversos tipos de datos, y pueden categorizarse en dos grupos: canales de transporte comunes y canales de transporte dedicados. Debido a que los canales de transporte comunes y dedicados se emplean para fines distintos, puede utilizarse un procesamiento distinto para estos dos grupos de canales de transporte, según se describe en mayor detalle más adelante.

Canales de Transporte Comunes. Los canales de transporte comunes incluyen el BCH, el FCCH y el RACH. Estos canales de transporte se utilizan para enviar datos a, o recibir datos de, múltiples terminales de usuario. Para una fiabilidad mejorada, el BCH y el FCCH son transmitidos por el punto de acceso utilizando la modalidad de diversidad. En el enlace ascendente, el RACH es transmitido por los terminales de usuario utilizando la modalidad de guía de haces (si dispone de soporte por parte del terminal de usuario). El BCH funciona a una tasa fija conocida, de forma

tal que los terminales de usuario puedan recibir y procesar el BCH sin ninguna información adicional. El FCCH y el RACH brindan soporte a tasas múltiples, para permitir una mayor eficiencia. Según se emplea en la presente memoria, cada “tasa” o “conjunto de tasas” se asocia a una tasa específica de código (o esquema de codificación) y a un esquema de modulación específico.

Canales de Transporte Dedicados. Los canales de transporte dedicados incluyen el FCH y el RCH. Estos canales de transporte se emplean normalmente para enviar datos específicos del usuario a, o por, terminales de usuario específicos. El FCH y el RCH pueden adjudicarse dinámicamente a los terminales de usuario según sea necesario, y estén disponibles. El FCH también puede utilizarse en una modalidad de difusión para enviar mensajes de sobregasto, paginación y difusión a los terminales de usuario. En general, los mensajes de sobregasto, paginación y difusión se transmiten antes de cualquier dato específico del usuario por el FCH.

La Fig. 4 ilustra una transmisión ejemplar por el BCH, el FCCH, el FCH, el RCH y el RACH, sobre la base de la estructura 300a de trama TDD-TDM. En esta realización, una PDU 410 del BCH y una PDU 420 del FCCH se transmiten en el segmento 310 del BCH y el segmento 320 del FCCH, respectivamente. El segmento 330 del FCH puede utilizarse para enviar una o más PDU 430 del FCH, cada una de las cuales puede estar concebida para un terminal de usuario específico, o múltiples terminales de usuario. De manera similar, una o más PDU 440 del RCH pueden ser enviadas por uno o más terminales de usuario en el segmento 340 del RCH. El inicio de cada PDU del RCH/RCH se indica con un desplazamiento del FCH/RCH desde el extremo del segmento precedente. Puede enviarse un cierto número de PDU 450 del RACH en el segmento 350 del RACH, por parte de un cierto número de terminales de usuario, para acceder al sistema y/o para enviar mensajes breves, según se describe más adelante.

Para mayor claridad, se describen los canales de transporte para la estructura específica de trama TDD-TDM mostrada en las Figs. 3A y 4.

1. Canal de Difusión (BCH) - Enlace descendente

El BCH es utilizado por el punto de acceso para transmitir un piloto baliza, un piloto MIMO y parámetros del sistema a los terminales de usuario. El piloto baliza es utilizado por los terminales de usuario para adquirir la temporización y frecuencia del sistema. El piloto MIMO es utilizado por los terminales de usuario para estimar el canal MIMO formado por las antenas del punto de acceso y sus propias antenas. Los pilotos baliza y MIMO se describen en mayor detalle más adelante. Los parámetros de sistema especifican diversos atributos de las transmisiones del enlace descendente y del enlace ascendente. Por ejemplo, dado que las duraciones de los segmentos del FCCH, el FCH, el RACH y el RCH son variables, los parámetros de sistema que especifican la longitud de cada uno de estos segmentos para la trama TDD actual se envían en el BCH.

La Fig. 5A ilustra una realización de la PDU 410 del BCH. En esta realización, la PDU 410 del BCH incluye una porción 510 de preámbulo y una porción 516 de mensaje. La porción 510 de preámbulo incluye adicionalmente una porción 512 de piloto baliza y una porción 514 de piloto MIMO. La porción 512 lleva un piloto baliza y tiene una duración fija de $T_{CP} = 8 \mu\text{seg}$. La porción 514 lleva un piloto MIMO y tiene una duración fija de $T_{MP} = 32 \mu\text{seg}$. La porción 516 lleva un mensaje del BCH y tiene una duración fija de $T_{BM} = 40 \mu\text{seg}$. La duración de la PDU del BCH se fija en $T_{CP} + T_{MP} + T_{BM} = 80 \mu\text{seg}$.

Un preámbulo puede emplearse para enviar uno o más tipos de información de piloto y/u otra. Un piloto baliza comprende un conjunto específico de símbolos de modulación que se transmite desde todas las antenas de transmisión. Un piloto MIMO comprende un conjunto específico de símbolos de modulación que se transmite desde todas las antenas de transmisión con distintos códigos ortogonales, lo que permite luego a los receptores recuperar el piloto transmitido desde cada antena. Pueden utilizarse distintos conjuntos de símbolos de modulación para los pilotos baliza y MIMO: La generación de los pilotos baliza y MIMO se describe en mayor detalle más adelante.

El mensaje del BCH lleva información de configuración de sistema. La Tabla 5 enumera los diversos campos para un formato ejemplar de mensaje del BCH.

ES 2 336 118 T3

TABLA 5

Mensaje del BCH

Nombres de Campos / Parámetros	Longitud (bits)	Descripción
Contador de Tramas	4	Contador de tramas TDD
Identificador de red	10	Identificador de red (ID)
AP ID	6	Identificador de punto de acceso
AP Tx Lv1	4	Nivel de transmisión del punto de acceso
AP Rx Lv1	3	Nivel de recepción del punto de acceso
Longitud del FCCH	6	Duración del FCCH (en unidades de símbolos OFDM)
Tasa del FCCH	2	Tasa de la capa física del FCCH
Longitud del FCH	9	Duración del FCH (en unidades de símbolos OFDM)
Longitud del RCH	9	Duración del RCH (en unidades de símbolos OFDM)
Longitud del RACH	5	Duración del RACH (en unidades de ranuras del RACH)
Tamaño de ranura del RACH	2	Duración de cada ranura del RACH (en unidades de símbolos OFDM)
Intervalo de resguardo del RACH	2	Intervalo de resguardo al final del RACH
Duración del Prefijo Cíclico	1	Duración del prefijo cíclico
Bit de paginación	1	"0" = mensaje de paginación enviado por el FCH "1" = ningún mensaje de paginación enviado
Bit de difusión	1	"0" = mensaje de difusión enviado por el FCH "1" = ningún mensaje de difusión enviado
Bit de acuse de recibo del RACH	1	"0" = acuse de recibo del RACH enviado por el FCH "1" = ningún acuse de recibo del RACH enviado
CRC	16	El valor del Código de Redundancia Cíclica para el mensaje del BCH
Bits de retaguardia	6	Bits de retaguardia para el codificador convolutivo
Reservado	32	Reservado para uso futuro

ES 2 336 118 T3

El valor del Contador de Tramas puede utilizarse para sincronizar diversos procesos en el punto de acceso y los terminales de usuario (p. ej., el piloto, los códigos de cifrado, el código de cobertura, y así sucesivamente). Un contador de tramas puede implementarse con un contador de 4 bits que se reinicia tras su valor máximo. Este contador se incrementa al inicio de cada trama TDD, y el valor del contador se incluye en el campo Contador de Tramas. El campo Identificador de Red indica el identificador (ID) de la red a la cual pertenece el punto de acceso. El campo AP ID indica el identificador del punto de acceso dentro del identificador de red. Los campos AP Tx Lv1 y AP Rx Lv1 indican, respectivamente, el máximo nivel de potencia de transmisión y el nivel deseado de potencia de recepción en el punto de acceso. El nivel deseado de potencia de recepción puede ser utilizado por el terminal de usuario para determinar la potencia inicial de transmisión del enlace ascendente.

Los campos Longitud del FCCH, Longitud del FCH y Longitud del RCH indican, respectivamente, las longitudes de los segmentos del FCCH, el FCH y el RCH, para la trama TDD actual. Las longitudes de estos segmentos se dan en unidades de símbolos OFDM. La duración del símbolo OFDM para el BCH se fija en 4,0 μ seg. La duración del símbolo OFDM para todos los otros canales de transporte (es decir, el FCCH, el FCH, el RACH y el RCH) es variable y depende del prefijo cíclico seleccionado, que está especificado por el campo Duración del Prefijo Cíclico. El campo Tasa del FCCH indica la tasa utilizada para el FCCH para la trama TDD actual.

El campo Longitud del RACH indica la longitud del segmento del RACH, que se da en unidades de ranuras del RACH. La duración de cada ranura del RACH está dada por el campo Tamaño de Ranura del RACH, en unidades de símbolos OFDM. El campo Intervalo de Resguardo del RACH indica la cantidad de tiempo entre la última ranura del RACH y el inicio del segmento del BCH para la próxima trama TDD. Estos diversos campos para el RACH se describen en mayor detalle más adelante.

El Bit de Paginación y el Bit de Difusión indican, respectivamente, si se están o no enviando mensajes de paginación y mensajes de difusión por el FCH en la trama TDD actual. Estos dos bits pueden fijarse independientemente para cada trama TDD. El Bit de Acuse de Recibo del RACH indica si se están enviando o no acuses de recibo, para las PDU enviadas por el RACH en anteriores tramas TDD, por el FCCH en la trama TDD actual.

El campo CRC incluye un valor de CRC para el mensaje entero del BCH. Este valor de CRC puede ser empleado por los terminales de usuario para determinar si el mensaje del BCH recibido está correctamente decodificado (o sea, es válido) o no (es decir, está borrado). El campo Bits de Retaguardia incluye un grupo de ceros utilizado para reiniciar el codificador convolutivo en un estado conocido al final del mensaje del BCH.

Como se muestra en la Tabla 5, el mensaje del BCH incluye un total de 120 bits. Estos 120 bits pueden transmitirse con 10 símbolos OFDM, utilizando el procesamiento descrito en detalle más adelante.

La Tabla 5 muestra una realización específica del formato para el mensaje del BCH. También pueden definirse y utilizarse otros formatos de mensaje del BCH, con menos campos, campos adicionales y/o distintos, lo cual está dentro del alcance de la invención.

2. Canal de Control Directo (FCCH) - Enlace descendente

En una realización, el punto de acceso es capaz de adjudicar recursos para el FCH y el RCH trama por trama. El FCCH es utilizado por el punto de acceso para transportar la adjudicación de recursos para el FCH y el RCH (es decir, las asignaciones de canal).

La Fig. 5B ilustra una realización de la PDU 420 del FCCH. En esta realización, la PDU del FCCH incluye sólo una porción 520 para un mensaje del FCCH. El mensaje del FCCH tiene una duración variable, que puede cambiar de trama a trama, según la cantidad de información de programación transportada por el FCCH para esa trama. La duración del mensaje del FCCH es un número par de símbolos OFDM y está dada por el campo Longitud del FCCH en el mensaje del BCH. La duración de los mensajes enviados utilizando la modalidad de diversidad (p. ej., mensajes del BCH y del FCCH) se da en un número par de símbolos OFDM, porque la modalidad de diversidad transmite símbolos OFDM en pares, según se describe más adelante.

En una realización, el FCCH puede transmitirse utilizando cuatro tasas posibles. La tasa específica utilizada para la PDU del FCCH en cada trama TDD está indicada por el campo Modalidad Física del FCCH en el mensaje del BCH. Cada tasa del FCCH corresponde a una tasa específica de código y a un esquema específico de modulación, y está adicionalmente asociada a una modalidad específica de transmisión, según se muestra en la Tabla 26.

Un mensaje del FCCH puede incluir cero, uno o múltiples elementos de información (IE). Cada elemento de información puede asociarse a un terminal de usuario específico y puede utilizarse para proporcionar información que indica la asignación de recursos del FCH/RCH para ese terminal de usuario. La Tabla 6 enumera los diversos campos para un formato ejemplar de mensaje del FCCH.

ES 2 336 118 T3

TABLA 6

Mensaje del FCCH

Nombres de Campos / Parámetros	Longitud (bits)	Descripción
N_IE	6	Número de los IE incluidos en el mensaje del FCCH
N_IE elementos de información, incluyendo cada uno:		
Tipo de IE	4	Tipo de IE
MAC ID	10	Identificador asignado al terminal de usuario
Campos de Control	48 o 72	Campos de control para la asignación de canal
Bits de Relleno	Variable	Bits de relleno para lograr un número par de símbolos OFDM en el mensaje del FCCH
CRC	16	Valor del Código de Redundancia Cíclica para el mensaje del FCCH
Bits de Retaguardia	6	Bits de retaguardia para el codificador convolutivo

El campo N_IE indica el número de elementos de información incluidos en el mensaje del FCCH enviado en la trama TDD actual. Para cada elemento de información (IE) incluido en el mensaje del FCCH, el campo Tipo de IE indica el tipo específico de este IE. Está definido un cierto número de tipos de IE para su empleo, a fin de adjudicar recursos para distintos tipos de transmisiones, según se describe más adelante.

El campo MAC ID identifica el terminal de usuario específico al cual está destinado el elemento de información. Cada terminal de usuario se registra en el punto de acceso al inicio de una sesión de comunicación, y se le asigna un único MAC ID por parte del punto de acceso. Este MAC ID se emplea para identificar el terminal de usuario durante la sesión.

Los Campos de Control se utilizan para transportar información de asignación de canal para el terminal de usuario, y se describen en detalle más adelante. El campo Bits de Relleno incluye un número suficiente de bits de relleno, de forma tal que la longitud global del mensaje del FCCH sea un número par de símbolos OFDM. El campo CRC del FCCH incluye un valor de CRC que puede ser utilizado por los terminales de usuario para determinar si el mensaje del FCCH recibido está correctamente descodificado, o bien es erróneo. El campo Bits de Retaguardia incluye ceros utilizados para reiniciar el codificador convolutivo en un estado conocido al final del mensaje del FCCH. Algunos de estos campos se describen en mayor detalle más adelante.

Un cierto número de modalidades de transmisión dispone de soporte por parte del sistema de WLAN con MIMO para el FCH y el RCH, según se indica en la Tabla 1. Además, un terminal de usuario puede estar activo u ocioso durante una conexión. De esta manera, se define un cierto número de tipos de IE para su empleo a fin de adjudicar recursos del RCH/RCH para distintos tipos de transmisiones. La Tabla 7 enumera un conjunto ejemplar de tipos de IE.

ES 2 336 118 T3

TABLA 7

Tipos de IE del FCCH

5	Tipo de IE	Tamaño de IE (bits)	Tipo de IE	Descripción
	0	48	Modalidad de Diversidad	Sólo modalidad de diversidad
10	1	72	Modalidad de Multiplexado Espacial	Modalidad de multiplexado espacial – servicios de tasa variable
	2	48	Modalidad Ociosa	Estado ocioso – servicios de tasa variable
15	3	48	Acuse de Recibo del RACH	Acuse de recibo del RACH – modalidad de diversidad
	4		Modalidad de Guía de Haces	Modalidad de guía de haces
20	5-15	-	Reservado	Reservado para uso futuro

Para los tipos de IE 0, 1 y 4, los recursos se adjudican a un terminal de usuario específico tanto para el FCH como para el RCH (es decir, en pares de canales). Para el tipo 2 de IE, se adjudican recursos mínimos al terminal de usuario en el FCH y el RCH, para mantener la estimación actualizada del enlace: se describe más adelante un formato ejemplar para cada tipo de IE. En general, las tasas y duraciones para el FCH y el RCH pueden asignarse independientemente a los terminales de usuario.

A. Tipos 0,4 de IE - Modalidad de Diversidad/Guía de Haces

Los tipos 0 y 4 de IE se utilizan, respectivamente, para adjudicar recursos del FCH/RCH para las modalidades de diversidad y de guía de haces. Para servicios fijos de baja tasa (p. ej., la voz), la tasa permanece fija durante la llamada. Para servicios de tasa variable, la tasa puede seleccionarse independientemente para el FCH y el RCH. El IE del FCCH indica la ubicación de las PDU del FCH y del RCH asignadas al terminal de usuario. La Tabla 8 enumera los diversos campos de un elemento ejemplar de información de tipo 0 y 4 de IE.

TABLA 8

Tipo 0 y 4 de IE del FCCH

	Nombres de Campos / Parámetros	Longitud (bits)	Descripción
45	Tipo de IE	4	Tipo de IE
	MAC ID	10	Identificador temporal asignado al terminal de usuario
	Desplazamiento del FCH	9	Desplazamiento del FCH desde el inicio de la trama TDD (en símbolos OFDM)
50	Tipo de Preámbulo del FCH	2	Tamaño del preámbulo del FCH (en símbolos OFDM)
	Tasa del FCH	4	Tasa para el FCH
55	Desplazamiento del RCH	9	Desplazamiento del RCH desde el inicio de la trama TDD (en símbolos OFDM)
	Tipo de Preámbulo del RCH	2	Tamaño del preámbulo del RCH (en símbolos OFDM)
60	Tasa del RCH	4	Tasa para el RCH
	Ajuste de Temporización del RCH	2	Parámetro de ajuste de temporización para el RCH
65	Control de Potencia del RCH	2	Bits de control de potencia para el RCH

ES 2 336 118 T3

Los campos de Desplazamiento del FCH y del RCH indican, respectivamente, el desplazamiento temporal desde el comienzo de la trama TDD actual hasta el inicio de las PDU del FCH y del RCH, asignado por el elemento de información. Los campos de Tasa del FCH y del RCH indican, respectivamente, las tasas para el FCH y el RCH.

- 5 Los campos de Tipo de Preámbulo del FCH y del RCH indican, respectivamente, el tamaño del preámbulo en las PDU del FCH y del RCH. La Tabla 9 enumera los valores para los campos del Tipo de Preámbulo del FCH y del RCH, y los tamaños de preámbulo asociados.

TABLA 9

Tipo de Preámbulo

Tipo	Bits	Tamaño del Preámbulo
0	00	0 símbolos OFDM
1	01	1 símbolo OFDM
2	10	4 símbolos OFDM
3	11	8 símbolos OFDM

El campo de Ajuste de Temporización del RCH incluye dos bits utilizados para ajustar la temporización de la transmisión del enlace ascendente desde el terminal de usuario identificado por el campo MAC ID. Este ajuste de temporización se utiliza para reducir la interferencia en una estructura de trama basada en TDD (tal como la mostrada en la Fig. 3A), donde las transmisiones del enlace descendente y del enlace ascendente están duplexadas por división del tiempo. La Tabla 10 enumera los valores para el campo de Ajuste de Temporización del RCH y las acciones asociadas.

TABLA 10

Ajuste de Temporización del RCH

Bits	Descripción
00	Mantener la temporización actual
01	Adelantar la temporización de transmisión del enlace ascendente en 1 muestra
10	Retardar la temporización de transmisión del enlace ascendente en 1 muestra
11	No usado

El campo de Control de Potencia del RCH incluye dos bits utilizados para ajustar la potencia de transmisión del enlace ascendente desde el terminal de usuario identificado. Este control de potencia se emplea para reducir la interferencia por el enlace ascendente. La Tabla 11 enumera los valores para el campo de Control de Potencia del RCH y las acciones asociadas.

TABLA 11

Control de Potencia del RCH

Bits	Descripción
00	Mantener la potencia de transmisión actual.
01	Aumentar la potencia de transmisión del enlace ascendente en δ dB, donde δ es un parámetro del sistema.
10	Disminuir la potencia de transmisión del enlace ascendente en δ dB, donde δ es un parámetro del sistema.
11	No usado

La asignación de canal para el terminal de usuario identificado puede proporcionarse de diversas maneras. En una realización, se asignan al terminal de usuario los recursos del FCH/RCH sólo para la trama TDD actual. En otra realización, los recursos del FCH/RCH se asignan al terminal para cada trama TDD, hasta que se cancela. En otra realización más, los recursos del FCH/RCH se asignan al terminal de usuario para cada n-ésima trama TDD, lo que se denomina una planificación “diezmada” de tramas TDD. Los distintos tipos de asignación pueden indicarse por medio de un campo de Tipo de Asignación en el elemento de información del FCCH.

B. Tipo 1 de IE - Modalidad de Multiplexado Espacial

El tipo 1 de IE se utiliza para adjudicar recursos del FCH/RCH a terminales de usuario que emplean la modalidad de multiplexado espacial. La tasa para estos terminales de usuario es variable, y puede seleccionarse independientemente para el FCH y el RCH. La Tabla 12 enumera los diversos campos de un elemento de información ejemplar del tipo 1 de IE.

TABLA 12

Tipo 1 de IE del FCCH

Nombres de Campos / Parámetros	Longitud (bits)	Descripción
Tipo de IE	4	Tipo de IE
MAC ID	10	Identificador temporal asignado al terminal de usuario
Desplazamiento del FCH	9	Desplazamiento del FCH desde el final del FCCH (en símbolos OFDM)

ES 2 336 118 T3

5	Tipo de Preámbulo del FCH	2	Tamaño del preámbulo del FCH (en símbolos OFDM)
10	Tasa del Canal Espacial 1 del FCH	4	Tasa para el FCH para el canal espacial 1
15	Tasa del Canal Espacial 2 del FCH	4	Tasa para el FCH para el canal espacial 2
20	Tasa del Canal Espacial 3 del FCH	4	Tasa para el FCH para el canal espacial 3
25	Tasa del Canal Espacial 4 del FCH	4	Tasa para el FCH para el canal espacial 4
30	Desplazamiento del RCH	9	Desplazamiento del RCH desde el final del FCH (en símbolos OFDM)
35	Tipo de Preámbulo del RCH	2	Tamaño del preámbulo del RCH (en símbolos OFDM)
40	Tasa del Canal Espacial 1 del RCH	4	Tasa para el RCH para el canal espacial 1
45	Tasa del Canal Espacial 2 del RCH	4	Tasa para el RCH para el canal espacial 2
50	Tasa del Canal Espacial 3 del RCH	4	Tasa para el RCH para el canal espacial 3
55	Tasa del Canal Espacial 4 del RCH	4	Tasa para el RCH para el canal espacial 4
60	Ajuste de Temporización del RCH	2	Parámetro de ajuste de temporización para el RCH
65	Reservado	2	Reservado para uso futuro

ES 2 336 118 T3

Para el IE de tipo 1, la tasa para cada canal espacial puede seleccionarse independientemente en el FCH y el RCH. La interpretación de las tasas para la modalidad de multiplexado espacial es general en cuanto a que puede especificar la tasa por canal espacial (p. ej., para hasta cuatro canales espaciales para la realización mostrada en la Tabla 12). La tasa se da por automodalidad si el transmisor realiza un procesamiento espacial para transmitir datos por las automodalidades. La tasa se da por antena si el transmisor simplemente transmite datos desde las antenas transmisoras y el receptor realiza el procesamiento espacial para aislar y recuperar los datos (para la modalidad de multiplexado espacial no guiado).

El elemento de información incluye las tasas para todos los canales espaciales habilitados y ceros para los no habilitados. Los terminales de usuario con menos de cuatro antenas transmisoras fijan en cero los campos de Tasa de Canal Espacial de FCH/RCH no utilizados. Como el punto de acceso está equipado con cuatro antenas transmisoras/receptoras, los terminales de usuario con más de cuatro antenas transmisoras pueden utilizarlas para transmitir hasta cuatro flujos de datos independientes.

C. IE de Tipo 2 - Modalidad Ociosa

El IE de tipo 2 se utiliza para proporcionar información de control para los terminales de usuario que funcionan en un estado *ocioso* (descrito más adelante). En una realización, cuando un terminal de usuario está en el estado *ocioso*, los vectores de guía utilizados por el punto de acceso y el terminal de usuario para el procesamiento espacial se actualizan continuamente, a fin de que la transmisión de datos pueda comenzar rápidamente cuando se reanude, si acaso. La Tabla 13 enumera los diversos campos de un elemento de información ejemplar IE de tipo 2.

TABLA 13
IE de Tipo 2 del FCCH

Nombres de Campos / Parámetros	Longitud (bits)	Descripción
Tipo de IE	4	Tipo de IE
MAC ID	10	Identificador temporal asignado al terminal de usuario
Desplazamiento del FCH	9	Desplazamiento del FCH desde el final del FCCH (en símbolos OFDM)
Tipo de Preámbulo del FCH	2	Tamaño del preámbulo del FCH (en símbolos OFDM)
Desplazamiento del RCH	9	Desplazamiento del RCH desde el final del FCH (en símbolos OFDM)
Tipo de Preámbulo del RCH	2	Tamaño del preámbulo del RCH (en símbolos OFDM)
Reservado	12	Reservado para uso futuro

D. IE de Tipo 3 - Acuse de Recibo Rápido del RACH

El IE de tipo 3 se utiliza para proporcionar un acuse de recibo rápido para terminales de usuario que intentan acceder al sistema mediante el RACH. Para obtener acceso al sistema o para enviar un mensaje breve al punto de acceso, un terminal de usuario puede transmitir una PDU del RACH por el enlace ascendente. Después de que el terminal de usuario envía la PDU del RACH, monitoriza el BCH para determinar si está activado el Bit de Acuse de Recibo del RACH. Este bit es activado por el punto de acceso si cualquier terminal de usuario tuvo éxito al acceder al sistema y se está enviando un acuse de recibo, para al menos un terminal de usuario, por el FCCH. Si este bit está activado, entonces el terminal de usuario procesa el FCCH para el acuse de recibo enviado por el FCCH. Los elementos de información IE de Tipo 3 se envían si el punto de acceso desea acusar recibo de que ha descodificado correctamente las PDU del RACH de los terminales de usuario, sin asignar recursos. La Tabla 14 enumera los diversos campos de un elemento de información ejemplar IE de Tipo 3.

TABLA 14

IE de Tipo 3 del FCCH

Nombres de Campos / Parámetros	Longitud (bits)	Descripción
Tipo de IE	4	Tipo de IE
MAC ID	10	Identificador temporal asignado al terminal de usuario
Reservado	34	Reservado para uso futuro

Puede definirse un tipo único, o tipos múltiples, de acuse de recibo, y enviarse por el FCCH. Por ejemplo, pueden definirse un acuse de recibo rápido y un acuse de recibo basado en la asignación. Puede utilizarse un acuse de recibo rápido simplemente para acusar recibo de que la PDU del RACH ha sido recibida por el punto de acceso, pero que no se ha asignado ningún recurso del FCH/RCH al terminal de usuario. Un acuse de recibo basado en la asignación incluye asignaciones para el FCH y/o el RCH, para la trama TDD actual.

El FCCH puede implementarse de otras maneras, y también puede transmitirse de diversas formas. En una realización, el FCCH se transmite a una tasa única que está señalizada en el mensaje del BCH. Esta tasa puede seleccionarse, por ejemplo, sobre la base de las más bajas proporciones entre señal y ruido e interferencia (SNR) de todos los terminales de usuario para los cuales se está enviando el FCCH en la trama TDD actual. Pueden emplearse distintas tasas para distintas tramas TDD, según las condiciones de canal de los terminales de usuario destinatarios en cada trama TDD.

En otra realización, el FCCH se implementa con múltiples (p. ej., cuatro) subcanales del FCCH. Cada subcanal del FCCH se transmite a una tasa distinta y se asocia a una SNR requerida distinta, a fin de recuperar el subcanal. Los subcanales del FCCH se transmiten en orden, desde la tasa más baja hasta la tasa más alta. Cada subcanal del FCCH puede ser transmitida, o no, en una trama TDD dada. El primer subcanal del FCCH (con la tasa más baja) se transmite primero y puede ser recibido por todos los terminales de usuario. Este subcanal del FCCH puede indicar si cada uno de los restantes subcanales del FCCH se transmitirá o no en la trama TDD actual. Cada terminal de usuario puede procesar los subcanales del FCCH transmitido para obtener su elemento de información del FCCH. Cada terminal de usuario puede terminar el procesamiento del FCCH si ocurre cualquiera de los siguientes sucesos: (1) imposibilidad de decodificar el subcanal del FCCH actual, (2) recepción de su elemento de información del FCCH en el subcanal del FCCH actual o (3) todos los subcanales del FCCH transmitidos han sido procesados. Un terminal de usuario puede terminar el procesamiento del FCCH en cuanto encuentre un fallo de decodificación del FCCH, porque los subcanales del FCCH se transmiten a tasas ascendentes, y es improbable que el terminal de usuario sea capaz de decodificar los subsiguientes subcanales del FCCH transmitidos a tasas mayores.

3. Canal de Acceso Aleatorio (RACH) - Enlace ascendente

El RACH es utilizado por los terminales de usuario para obtener acceso al sistema y para enviar mensajes breves al punto de acceso. El funcionamiento del RACH se basa en un protocolo de acceso aleatorio Aloha ranurado, que se describe más adelante.

La Fig. 5C ilustra una realización de la PDU del RACH. En esta realización, la PDU del RACH incluye una porción 552 de preámbulo y una porción 554 de mensaje. La porción 552 de preámbulo puede utilizarse para enviar una referencia guiada (es decir, un piloto guiado), si el terminal de usuario está equipado con antenas múltiples. La referencia guiada es un piloto que comprende un conjunto específico de símbolos de modulación que es sometido a un procesamiento espacial antes de la transmisión por el enlace ascendente. El procesamiento espacial permite que el piloto sea transmitido por una automodalidad específica del canal MIMO. El procesamiento para la referencia guiada se describe en mayor detalle más adelante. La porción 552 de preámbulo tiene una duración fija de al menos 2 símbolos OFDM. La porción 554 de mensaje lleva un mensaje del RACH y tiene una duración variable. La duración de la PDU del RACH es, por ello, variable.

En una realización, se presta soporte a cuatro tasas distintas para el RACH. La tasa específica utilizada para cada mensaje del RACH está indicada por un indicador de tasa de datos (DRI) de 2 bits del RACH, que está incrustado en la porción del preámbulo de la PDU del RACH, según se muestra en la Fig. 5C. En una realización, también se brinda soporte a cuatro tamaños distintos de mensaje para el RACH. El tamaño de cada mensaje del RACH está indicado por un campo de Duración del Mensaje, incluido en el mensaje del RACH. Cada tasa del RACH brinda soporte a 1, 2, 3 o a los 4 tamaños de mensaje. La Tabla 15 enumera las cuatro tasas del RACH, sus parámetros asociados de codificación y modulación, y los tamaños de mensaje que disponen de soporte por parte de estas tasas del RACH.

ES 2 336 118 T3

TABLA 15

Tasas del RACH				Tamaños de Mensaje del RACH (en bits y símbolos de OFDM)			
bps / Hz	Tasa de Código	Modulación	DRI	96 bits	192 bits	384 bits	768 bits
0,25	0,25	BPSK	(1,1)	8	n / a	n / a	n / a
0,5	0,5	BPSK	(1,-1)	4	8	n / a	n / a
1	0,5	QPSK	(-1,1)	2	4	8	n / a
2	0,5	16 QAM	(-1, -1)	1	2	4	8

El mensaje del RACH lleva mensajes breves y solicitudes de acceso desde el terminal de usuario. La Tabla 16 enumera los diversos campos de un formato ejemplar de mensaje del RACH y el tamaño de cada campo para cada uno de los cuatro tamaños distintos de mensaje.

TABLA 16

Nombres de Campos / Parámetros	Tamaños de Mensaje del RACH				Descripción
	96 bits	192 bits	384 bits	768 bits	
Duración del Mensaje	2	2	2	2	Duración del mensaje
Tipo de PDU de MAC	4	4	4	4	Tipo de mensaje del RACH
MAC ID	10	10	10	10	Identificador de Control de Acceso al Medio
Identificador de Ranura	6	6	6	6	Identificador de Ranura de Transmisión
Carga útil	44	140	332	716	Bits de información
CRC	24	24	24	24	Valor del Código de Redundancia Cíclica para el mensaje del RACH
Bits de Retaguardia	6	6	6	6	Bits de retaguardia

El campo Duración del Mensaje indica el tamaño del mensaje del RACH. El campo Tipo de PDU de MAC indica el tipo de mensaje del RACH. El campo MAC ID contiene el Identificador de MAC que identifica unívocamente el terminal de usuario que envía el mensaje del RACH. Durante el acceso inicial al sistema, no se ha asignado un único Identificador de MAC al terminal de usuario. En este caso, puede incluirse un Identificador de MAC de registro (p. ej., un valor específico reservado con fines de registro) en el campo MAC ID. El campo Identificador de Ranura indica la ranura inicial del RACH en la cual se envió la PDU del RACH (la temporización y transmisión del RACH se describen más adelante). El campo Carga Útil incluye los bits de información para el mensaje del RACH. El campo CRC contiene un valor de CRC para el mensaje del RACH, y el campo Bits de Retaguardia se utiliza para reiniciar el codificador convolutivo para el RACH. El funcionamiento del RACH, conjuntamente con el BCH y el FCCH, para el acceso al sistema, se describe en mayor detalle más adelante.

El RACH también puede implementarse con un RACH “rápido” (F-RACH) y un RACH “lento” (S-RACH). El F-RACH y el S-RACH pueden diseñarse para prestar soporte eficazmente a los terminales de usuario en distintos estados operativos. Por ejemplo, el F-RACH puede ser utilizado por terminales de usuario que (1) se han registrado en el sistema, (2) pueden compensar sus retardos de ida y vuelta (RTD) adelantando adecuadamente su temporización de

transmisión y (3) logran la SNR requerida para el funcionamiento en el F-RACH. El S-RACH puede ser utilizado por terminales de usuario que no pueden utilizar el F-RACH por los motivos que sean.

Pueden utilizarse distintos diseños para el F-RACH y el S-RACH, para facilitar el rápido acceso al sistema toda vez que sea posible, y para minimizar la cantidad de recursos del sistema necesarios para implementar el acceso aleatorio. Por ejemplo, el F-RACH puede utilizar una PDU más corta, emplear un esquema de codificación más débil, requerir que las PDU del F-RACH lleguen aproximadamente alineadas en el tiempo al punto de acceso, y utilizar un esquema de acceso aleatorio Aloha ranurado. El S-RACH puede utilizar una PDU más larga, emplear un esquema de codificación más robusto, permitir que las PDU del S-RACH lleguen no alineadas en el tiempo al punto de acceso, y utilizar un esquema de acceso aleatorio Aloha no ranurado.

Para simplificar, la siguiente descripción supone que se utiliza un único RACH para el sistema de WLAN con MIMO:

4. Canal Directo (FCH) - Enlace descendente

El FCH es utilizado por el punto de acceso para transmitir datos específicos del usuario a terminales de usuario específicos y mensajes de paginación/difusión a múltiples terminales de usuario. El FCH también puede utilizarse para transmitir un piloto a terminales de usuarios. El FCH puede adjudicarse trama a trama. Se proporciona un cierto número de tipos de PDU del FCH para admitir distintos usos del FCH. La Tabla 17 enumera un conjunto ejemplar de tipos de PDU del FCH.

TABLA 17

Tipos de PDU del FCH

Código	Tipo de PDU del FCH	Descripción
0	Sólo Mensaje	Difusión / servicio de paginación / mensaje de usuario del FCH
1	Mensaje y Preámbulo	Mensaje de usuario del FCH
2	Sólo Preámbulo	Estado <i>ocioso</i> del FCH

El Tipo 0 de PDU del FCH se utiliza para enviar mensajes de paginación/difusión y mensajes o paquetes de usuario por el FCH, y sólo incluye el mensaje o paquete. (Los datos para un terminal de usuario específico pueden enviarse como un mensaje o un paquete, y estos dos términos se utilizan en la presente memoria de forma intercambiable). El Tipo 1 de PDU del FCH se utiliza para enviar paquetes de usuario e incluye un preámbulo. El Tipo 2 de PDU del FCH incluye sólo el preámbulo y ningún mensaje o paquete, y se asocia al tráfico del FCH de estado *ocioso*.

La Fig. 5D ilustra una realización de una PDU 430a del FCH para el Tipo 0 de PDU del FCH. En esta realización, la PDU 430a del FCH incluye sólo una porción 534a de mensaje para un mensaje de paginación o difusión, o un paquete de usuario. El mensaje o paquete puede tener longitud variable, que está dada por el campo Longitud de Mensaje del FCH en la PDU del FCH. La longitud del mensaje está dada en un número entero de tramas PHY (descritas más adelante). La tasa y la modalidad de transmisión para el mensaje de paginación o difusión se especifican y describen más adelante. La tasa y modalidad de transmisión para el paquete del usuario se especifican en el elemento de información asociado del FCCH.

La Fig. 5E ilustra una realización de una PDU 430b del FCH para el Tipo 1 de PDU del FCH. En esta realización, la PDU 430b del FCH incluye una porción 532b de preámbulo y una porción 534b de mensaje o paquete. La porción 532b de preámbulo se utiliza para enviar un piloto MIMO o una referencia guiada, y tiene una longitud variable, que está dada por el campo Tipo de Preámbulo del FCH en el elemento de información del FCCH asociado. La porción 534b se utiliza para enviar un paquete del FCH, y también tiene una longitud variable (en un número entero de tramas PHY), que está dada por el campo Longitud de Mensaje del FCH en la PDU del FCH. El paquete del FCH se envía utilizando la tasa y la modalidad de transmisión especificadas por el elemento de información del FCCH asociado.

La Fig. 5F ilustra una realización de una PDU 430c del FCH para el Tipo 2 de PDU del FCH. En esta realización, la PDU 430c del FCH incluye sólo una porción 532c de preámbulo y ninguna porción de mensaje. La longitud de la porción de preámbulo está indicada por el IE del FCCH. El Tipo 2 de PDU del FCH puede utilizarse para permitir que el terminal de usuario actualice su estimación de canal mientras está en el estado *ocioso*.

Se proporciona un cierto número de tipos de Mensaje de FCH para asimilar distintos usos del FCH. La Tabla 18 enumera un conjunto ejemplar de tipos de Mensaje del FCH.

TABLA 18

Tipos de Mensaje del FCH

Código	Tipo de Mensaje del FCH	Descripción
0	Mensaje de Paginación	Mensaje de paginación – modalidad de diversidad, tasa = 0,25 bps / Hz
1	Mensaje de Difusión	Mensaje de difusión – modalidad de diversidad, tasa = 0,25 bps / Hz
2	Paquete de Usuario	Operación de canal dedicado – PDU específica del terminal de usuario, tasa especificada en el FCCH
3-15	Reservado	Reservado para uso futuro

Un mensaje de paginación puede utilizarse para paginar múltiples terminales de usuario, y se envía utilizando el Tipo 0 de PDU de FCH. Si el Bit de Paginación en el mensaje del BCH está activado, entonces se envían primero una o más PDU del FCH con mensajes de paginación (o “PDU de Paginación”) por el FCH. Pueden enviarse múltiples PDU de Paginación en la misma trama. Las PDU de Paginación se transmiten utilizando la modalidad de diversidad y la tasa más baja de 0,25 bps/Hz, para aumentar la probabilidad de una recepción correcta por parte de los terminales de usuario.

Puede utilizarse un mensaje de difusión para enviar información a múltiples terminales de usuario, y se envía utilizando el Tipo 0 de PDU del FCH. Si el Bit de Difusión en el mensaje del BCH está activado, entonces se envían una o más PDU del FCH con mensajes de difusión (o “PDU de Difusión”) por el FCH, inmediatamente a continuación de cualquier PDU de Paginación enviada por el FCH. Las PDU de Difusión también se transmiten utilizando la modalidad de diversidad y la tasa más baja de 0,25 bps/Hz, para aumentar la probabilidad de una recepción correcta.

Un paquete de usuario puede emplearse para enviar datos específicos del usuario, y puede enviarse utilizando el Tipo 1 o 2 de PDU del FCH. Las PDU de usuario de Tipos 1 y 2 se envían por el FCH a continuación de cualquier PDU de Paginación y Difusión enviada por el FCH. Cada PDU de Usuario puede transmitirse utilizando la modalidad de diversidad, guía de haces o multiplexado espacial. El elemento de información del FCCH especifica la tasa y la modalidad de transmisión utilizadas para cada PDU de Usuario enviada por el FCH.

Un mensaje o paquete enviado por el FCH comprende un número entero de tramas PHY. En una realización, y como se describe más adelante, cada trama PHY puede incluir un valor de CRC que permite que las tramas PHY individuales en una PDU del FCH sean verificadas y retransmitidas si es necesario. Para servicios asíncronos, el RLP puede emplearse para la segmentación, retransmisión y reensamblaje de tramas PHY dentro de una PDU dada del FCH. En otra realización, se proporciona un valor de CRC para cada mensaje o paquete, en lugar de cada trama PHY.

La Fig. 6 ilustra una realización de la estructura para un paquete 534 del FCH. El paquete del FCH comprende un número entero de tramas PHY 610. Cada trama PHY incluye un campo 622 de carga útil, un campo 624 de CRC y un campo 626 de bits de retaguardia. La primera trama PHY para el paquete del FCH incluye adicionalmente un campo 620 de cabecera, que indica el tipo y duración del mensaje. La última trama PHY para el paquete del FCH incluye adicionalmente un campo 628 de bits de relleno, que contiene bits cero de relleno al final de la carga útil, a fin de rellenar la última trama PHY. En una realización, cada trama PHY comprende 6 símbolos OFDM. El número de bits incluidos en cada trama PHY depende de la tasa utilizada para esa trama PHY.

La Tabla 19 enumera los diversos campos para un formato ejemplar de PDU del FCH para los Tipos 0 y 1 de PDU del FCH.

ES 2 336 118 T3

TABLA 19

Formato de la PDU del FCH

	Nombres de Campos / Parámetros	Longitud (bits)	Descripción
Primera trama PHY	Tipo de Mensaje del FCH	4	Tipo de mensaje del FCH
	Longitud del Mensaje del FCH	16	Número de octetos en la PDU del FCH
	Carga útil	Variable	Bits de carga útil
	CRC	16	Valor del Código de Redundancia Cíclico para la trama PHY (optativo)
	Bits de Retaguardia	6	Bits de retaguardia para el codificador convolutivo
Cada trama PHY media	Carga útil	Variable	Bits de carga útil
	CRC	16	Valor del CRC para la trama PHY (optativo)
	Bits de Retaguardia	6	Bits de retaguardia para el codificador convolutivo
Última trama PHY	Carga útil	Variable	Bits de carga útil
	Bits de relleno	Variable	Bits de relleno para rellenar la trama PHY
	CRC	16	Valor de CRC para la trama PHY (optativo)
	Bits de Retaguardia	6	Bits de retaguardia para el codificador convolutivo

Los campos Tipo de Mensaje del FCH y Longitud de Mensaje del FCH se envían en la cabecera de la primera trama PHY de la PDU del FCH. Los campos de carga útil, CRC y bits de retaguardia se incluyen en cada trama PHY. La porción de carga útil de cada PDU del FCH lleva los bits de información para el mensaje de paginación/difusión o paquete específico del usuario. Los bits de relleno se utilizan para rellenar la última trama PHY de la PDU del FCH, si se requiere.

También puede definirse una trama PHY para que comprenda algún otro número de símbolos OFDM (p. ej., uno, dos, cuatro, ocho, y así sucesivamente). La trama PHY puede definirse con un número par de símbolos OFDM, porque los símbolos OFDM se transmiten en pares para la modalidad de diversidad, que pueden ser empleados para el FCH y el RCH. El tamaño de trama PHY puede seleccionarse sobre la base del tráfico esperado, de forma tal que la ineficiencia se minimice. En particular, si el tamaño de trama es demasiado grande, entonces la ineficiencia es resultado de utilizar una gran trama PHY para enviar una pequeña cantidad de datos. Alternativamente, si el tamaño de trama es demasiado pequeño, entonces el sobregasto representa una mayor fracción de la trama.

5. Canal Inverso (RCH) - Enlace ascendente

El RCH es utilizado por los terminales de usuario para transmitir datos y señal piloto del enlace ascendente al punto de acceso. El RCH puede adjudicarse trama TDD a trama TDD. Uno o más terminales de usuario pueden ser designados para transmitir por el RCH en cualquier trama TDD dada. Se proporciona un cierto número de tipos de PDU del RCH para admitir distintas modalidades de operación por el RCH. La Tabla 20 enumera un conjunto ejemplar de tipos de PDU del RCH.

ES 2 336 118 T3

TABLA 20

Tipos de PDU del RCH

Código	Tipo de PDU del RCH	Descripción
0	Sólo Mensaje	Mensaje de usuario del RCH, sin preámbulo
1	Mensaje y Preámbulo, no Ocioso	Mensaje de usuario del RCH, con preámbulo
2	Mensaje y Preámbulo, Ocioso	Mensaje de estado Ocioso del RCH con preámbulo

El Tipo 0 de PDU del RCH se utiliza para enviar un mensaje o paquete por el RCH y no incluye un preámbulo. El Tipo 1 de PDU del RCH se utiliza para enviar un mensaje o paquete, e incluye un preámbulo. El Tipo 2 de PDU del RCH incluye un preámbulo y un mensaje breve, y está asociado al tráfico del RCH de estado *Ocioso*.

La Fig. 5D ilustra una realización de una PDU del RCH para el Tipo 0 de PDU del RCH. En esta realización, la PDU del RCH incluye sólo una porción 534a de mensaje para un paquete del RCH de longitud variable, que viene dado en un número entero de tramas PHY por medio del campo Longitud de Mensaje del RCH en la PDU del RCH. La tasa y la modalidad de transmisión para el paquete del RCH se especifican en el elemento de información asociado del FCCH.

La Fig. 5E ilustra una realización de una PDU del RCH para el Tipo 1 de la PDU del RCH. En esta realización, la PDU del RCH incluye una porción 532b de preámbulo y una porción 534b de paquete. La porción 532b de preámbulo se utiliza para enviar una referencia (p. ej., un piloto MIMO o una referencia guiada) y tiene una longitud variable, que está dada por el campo Tipo de Preámbulo del RCH en el elemento de información asociado del FCCH. La porción 534b se utiliza para enviar un paquete del RCH y también tiene una longitud variable, que está dada por el campo Longitud de Mensaje del RCH en la PDU del RCH. El paquete del RCH se envía utilizando la tasa y la modalidad de transmisión especificadas en el elemento de información asociado del FCCH.

La Fig. 5G ilustra una realización de una PDU 350d del RCH para el Tipo 2 de PDU del RCH. En esta realización, la PDU del RCH incluye una porción 532d de preámbulo y una porción 536d de mensaje. La porción 532d de preámbulo se utiliza para enviar una referencia y tiene una longitud de 1, 4 u 8 símbolos OFDM. La porción 536d se utiliza para enviar un mensaje breve del RCH y tiene una longitud fija de un símbolo OFDM. El mensaje breve del RCH se envía utilizando una tasa y modalidad de transmisión específicas (p. ej., tasa 1/2 o tasa 1/4, y modulación BPSK).

Un paquete enviado por el RCH (para los Tipos 0 y 1 de PDU) comprende un número entero de tramas PHY. La estructura para un paquete del RCH (para los Tipos 0 y 1 de PDU) se muestra en la Fig. 6, y es la misma que para el paquete del FCH. El paquete del RCH comprende un número entero de tramas PHY 610. Cada trama PHY incluye los campos 622 de carga útil, un campo optativo 624 de CRC y el campo 626 de bits de retaguardia. La primera trama PHY en el paquete del RCH incluye adicionalmente el campo 620 de cabecera, y la última trama PHY en el paquete incluye adicionalmente el campo 628 de bits de relleno.

La Tabla 21 enumera los diversos campos para un formato ejemplar de PDU de RCH para los Tipos 0 y 1 de PDU del RCH.

TABLA 21

Formato de PDU del RCH (Tipos 0 y 1 de PDU del RCH)

	Nombres de Campos / Parámetros	Longitud (bits)	Descripción
Primera trama PHY	Tipo de Mensaje del RCH	4	Tipo de mensaje del RCH
	Longitud de Mensaje del RCH	16	Número de octetos en la PDU del RCH
	Indicador de Tasa del FCH	16	Indica la máxima tasa para cada canal espacial en el FCH

ES 2 336 118 T3

5		Carga útil	Variable	Bits de carga útil
		CRC	16	Valor del Código de Redundancia Cíclico para la trama PHY (optativo)
		Bits de Retaguardia	6	Bits de retaguardia para el codificador convolutivo
15	Cada trama PHY Intermedia	Carga útil	Variable	Bits de carga útil
		CRC	16	Valor del CRC para la trama PHY (optativo)
		Bits de Retaguardia	6	Bits de retaguardia para el codificador convolutivo
25	Última trama PHY	Carga útil	Variable	Bits de carga útil
		Bits de relleno	Variable	Bits de relleno para rellenar la trama PHY
		CRC	16	Valor del CRC para la trama PHY (optativo)
		Bits de Retaguardia	6	Bits de retaguardia para el codificador convolutivo

Los campos Tipo de Mensaje del RCH, Longitud de Mensaje del RCH e Indicador de Tasa del FCH se envían en la cabecera de la primera trama PHY de la PDU del RCH. El campo Indicador de Tasa del FCH se utiliza para transportar la información de tasa del FCH (p. ej., las máximas tasas que disponen de soporte por parte de cada uno de los canales espaciales) al punto de acceso.

La Tabla 22 enumera los diversos campos para un formato ejemplar de PDU del RCH para el Tipo 2 de PDU del RCH.

TABLA 22

Mensaje del RCH para el Tipo 2 de PDU del RCH

Nombres de Campos / Parámetros	Longitud (bits)	Descripción
Indicador de Tasa del RCH	16	Indica la máxima tasa para cada canal espacial en el FCH
Solicitud del RCH	1	Solicitud del terminal de usuario para enviar datos adicionales
Reservado	1	Reservado para uso futuro
Bits de Retaguardia	6	Bits de retaguardia para el codificador convolutivo

El campo Solicitud del RCH es utilizado por el terminal de usuario para solicitar capacidad adicional por el enlace ascendente. Este mensaje breve del RCH no incluye un CRC y se transmite en un único símbolo OFDM.

6. Actividad de Canal Dedicado

La transmisión de datos por el FCH y el RCH puede ocurrir de forma independiente. Según las modalidades de transmisión seleccionadas para su empleo por parte del FCH y el RCH, uno o múltiples canales espaciales (para las modalidades de guía de haces y de diversidad) pueden estar activos y utilizarse para la transmisión de datos para cada canal de transporte dedicado. Cada canal espacial puede estar asociado a una tasa específica.

Cuando sólo el FCH, o sólo el RCH, tiene las cuatro tasas fijadas en cero, el terminal de usuario está ocioso en ese enlace. El terminal ocioso aún transmite una PDU ociosa por el RCH. Cuando tanto el FCH como el RCH tienen las cuatro tasas fijadas en cero, tanto el punto de acceso como el terminal de usuario están apagados y no transmiten. Los terminales de usuario con menos de cuatro antenas transmisoras fijan los campos de tasa no utilizados en cero. Los terminales de usuario con más de cuatro antenas transmisoras utilizan no más de cuatro canales espaciales para transmitir datos. La Tabla 23 muestra el estado de transmisión y la actividad del canal cuando las tasas en los cuatro canales espaciales del FCH, o bien del RCH (o de ambos), están fijadas en cero.

TABLA 23

Tasas del FCH	Tasas del RCH	Actividad de Canal	Estado de Transmisión
Al menos una tasa en el FCH # 0	Al menos una tasa en el RCH # 0	El FCH y el RCH están activos	El FCH y / o el RCH están transmitiendo
Al menos una tasa en el FCH $\neq$ 0	Todas las tasas en el RCH = 0	FCH activo, RCH ocioso	
Todas las tasas en el FCH = 0	Al menos una tasa en el RCH $\neq$ 0	FCH ocioso, RCH activo	
Todas las tasas en el FCH = 0	Todas las tasas en el RCH = 0	El FCH y el RCH están APAGADOS	No hay transmisiones

También puede haber una situación en donde tanto el RCH como el FCH estén ociosos (es decir, sin transmitir datos) pero, sin embargo, transmitiendo preámbulo. Esto se denomina el estado *Ocioso*. Los campos de control utilizados para prestar soporte a un terminal de usuario en el estado *Ocioso* se proporcionan en un elemento de información IE de Tipo 2 del FCCH, que se muestra en la Tabla 13.

7. Diseños Alternativos

Para mayor claridad, los tipos específicos de PDU, las estructuras de PDU, los formatos de mensaje, y así sucesivamente, han sido descritos para un diseño ejemplar. También pueden definirse menos tipos, estructuras y formatos, o instancias adicionales y/o distintas de los mismos, para su empleo, lo cual está dentro del alcance de la invención.

III. Estructuras de Subbanda de OFDM

En la descripción anterior, se utiliza la misma estructura de subbanda de OFDM para todos los canales de transporte. Puede lograrse una eficiencia mejorada utilizando distintas estructuras de subbanda de OFDM para distintos canales de transporte. Por ejemplo, puede emplearse una estructura de 64 subbandas para algunos canales de transporte, puede utilizarse una estructura de 256 subbandas para algunos otros canales de transporte, y así sucesivamente. Además, pueden utilizarse múltiples estructuras de subbanda de OFDM para un canal de transporte dado.

Para un ancho de banda de sistema dado de valor W , la duración de un símbolo OFDM depende del número de subbandas totales. Si el número total de subbandas es N , entonces la duración de cada símbolo transformado (sin un prefijo cíclico) es de N/W μ seg (si W se da en MHz). Un prefijo cíclico se añade a cada símbolo transformado para formar un correspondiente símbolo OFDM. La longitud del prefijo cíclico está determinada por la expansión esperada del retardo del sistema. El prefijo cíclico representa el sobregasto que se necesita para cada símbolo OFDM a fin de combatir un canal selectivo de frecuencia. Este sobregasto representa un porcentaje mayor del símbolo OFDM si el símbolo es corto, y un porcentaje menor si el símbolo es largo.

Dado que distintos canales de transporte pueden asociarse a distintos tipos de datos de tráfico, puede seleccionarse una estructura adecuada de subbanda OFDM para su empleo en cada canal de transporte, a fin de adaptarse al tipo esperado de datos de tráfico. Si se espera que se transmita una gran cantidad de datos por un canal de transporte dado, entonces puede definirse una mayor estructura de subbandas para su empleo en el canal de transporte. En este caso, el prefijo cíclico representaría un porcentaje menor del símbolo OFDM, y puede lograrse una mayor eficiencia. Por

el contrario, si se espera que se transmita una pequeña cantidad de datos por un canal de transporte dato, entonces puede definirse una estructura de subbandas más pequeña, para su empleo en el canal de transporte. En este caso, incluso aunque el prefijo cíclico representa un mayor porcentaje del símbolo OFDM, aún puede lograrse una mayor eficiencia reduciendo la magnitud de la capacidad en exceso, utilizando un símbolo OFDM de menor tamaño. El símbolo OFDM puede verse así como un “vagón” que se utiliza para enviar datos, y puede seleccionarse el “vagón” de tamaño adecuado para cada canal de transporte, según la cantidad de datos que se espera enviar.

Por ejemplo, para la realización descrita anteriormente, los datos por el FCH y el RCH se envían en tramas PHY, cada una de las cuales comprende 6 símbolos OFDM. En este caso, puede definirse otra estructura OFDM para su empleo en el FCH y el RCH. Por ejemplo, puede definirse una estructura de 256 subbandas para el FCH y el RCH. Un símbolo OFDM “grande” para la estructura de 256 subbandas tendría aproximadamente cuatro veces la duración de un símbolo OFDM “pequeño” para la estructura de 64 subbandas, pero tendría cuatro veces la capacidad de transporte de datos. Sin embargo, sólo se necesita un prefijo cíclico para un símbolo OFDM grande, mientras que se necesitan cuatro prefijos cíclicos para los equivalentes cuatro símbolos OFDM pequeños. Así, la magnitud del sobregasto para los prefijos cíclicos puede reducirse en un 75% mediante el empleo de la estructura mayor de 256 subbandas.

Este concepto puede extenderse de forma tal que puedan utilizarse distintas estructuras de subbandas OFDM para el mismo canal de transporte. Por ejemplo, el RCH brinda soporte a distintos tipos de PDU, cada uno de los cuales puede asociarse a un cierto tamaño. En este caso, puede utilizarse una mayor estructura de subbandas para un tipo de PDU del RCH de mayor tamaño, y puede utilizarse una estructura de subbandas más pequeña para un tipo de PDU del RCH de menor tamaño. También puede utilizarse una combinación de distintas estructuras de subbandas para una PDU dada. Por ejemplo, si un símbolo OFDM largo es equivalente a cuatro símbolos OFDM cortos, entonces puede enviarse una PDU utilizando N_{grande} símbolos OFDM grandes y $N_{\text{pequeño}}$ símbolos OFDM pequeños, donde $N_{\text{grande}} \geq 0$ y $3 \geq N_{\text{pequeño}} \geq 0$.

Distintas estructuras de subbandas OFDM se asocian a símbolos OFDM de distintas longitudes. De esta manera, si se utilizan distintas estructuras de subbandas de OFDM para distintos canales de transporte (y/o para el mismo canal de transporte), entonces los desplazamientos del FCH y del RCH para las PDU del FCH y del RCH deberían especificarse con la debida resolución temporal, que es más pequeña que un periodo de símbolos OFDM. En particular, el incremento temporal para las PDU del FCH y del RCH puede darse en números enteros de la longitud del prefijo cíclico, en lugar del periodo de símbolos OFDM.

IV. Tasas y Modalidades de Transmisión

Los canales de transporte descritos anteriormente se utilizan para enviar diversos tipos de datos para diversos servicios y funciones. Cada canal de transporte puede diseñarse para prestar soporte a una o más tasas y a una o más modalidades de transmisión.

1. Modalidades de Transmisión

Un cierto número de modalidades de transmisión reciben soporte para los canales de transporte. Cada modalidad de transmisión se asocia a un procesamiento espacial específico en el transmisor y el receptor, según se describe más adelante. La Tabla 24 enumera la(s) modalidad(es) de transmisión que recibe(n) soporte por parte de cada uno de los canales de transporte.

TABLA 24

Canales de Transporte	Modalidades de Transmisión			
	SIMO	Diversidad de Transmisión	Guía de Haces	Multiplexado Espacial
BCH	-	X	-	-
FCCH	-	X	-	-
RACH	X	-	X	-
FCH	-	X	X	X
RCH	X	X	X	X

Para la modalidad de diversidad, cada símbolo de datos se transmite redundantemente por múltiples antenas de transmisión, múltiples subbandas, múltiples periodos de símbolos, o una combinación de los mismos, para lograr la diversidad espacial, de frecuencia y/o temporal. Para la modalidad de guía de haces, se utiliza un único canal espacial para la transmisión de datos (típicamente, el mejor canal espacial), y cada símbolo de datos se transmite por el canal espacial único utilizando la potencia total de transmisión disponible para las antenas transmisoras. Para la modalidad de multiplexado espacial, se utilizan múltiples canales espaciales para la transmisión de datos, y cada símbolo de datos se transmite por un canal espacial, donde un canal espacial puede corresponder a una automodalidad, una antena

ES 2 336 118 T3

transmisora, y así sucesivamente. La modalidad de guía de haces puede verse como un caso especial de la modalidad de multiplexado espacial, en donde sólo se utiliza un canal espacial para la transmisión de datos.

La modalidad de diversidad puede utilizarse para los canales comunes de transporte (BCH y FCCH) para el enlace descendente, desde el punto de acceso a los terminales de usuario. La modalidad de diversidad también puede utilizarse para los canales de transporte dedicados (FCH y RCH). El uso de la modalidad de diversidad en el FCH y el RCH puede negociarse en el establecimiento de llamada. La modalidad de diversidad transmite datos en una “modalidad espacial” utilizando un par de antenas para cada subbanda.

La modalidad de guía de haces puede ser empleada en el RACH por terminales de usuario con múltiples antenas transmisoras. Un terminal de usuario puede estimar el canal MIMO sobre la base del piloto MIMO enviado por el BCH. Esta estimación de canal puede utilizarse entonces para efectuar la guía de haces en el RACH para los accesos al sistema. La modalidad de guía de haces también puede emplearse para los canales de transporte dedicados (FCH y RCH). La modalidad de guía de haces puede ser capaz de lograr una mayor razón entre señal recibida y ruido e interferencia (SNR) en el receptor que la modalidad de diversidad, explotando la ganancia de la formación de antenas en el transmisor. Además, la porción del preámbulo de la PDU puede reducirse, dado que la referencia guiada sólo incluye símbolos para una única antena “guiada”. La modalidad de diversidad también puede utilizarse para el RACH.

La modalidad de multiplexado espacial puede utilizarse para el FCH y el RCH para lograr mayor caudal, cuando dispone de soporte por parte de las condiciones de canal. Las modalidades de multiplexado espacial y de guía de haces están controladas por referencias y requieren control de bucle cerrado para un funcionamiento adecuado. Así pues, a un terminal de usuario se adjudican recursos tanto en el FCH como en el RCH, para prestar soporte a la modalidad de multiplexado espacial. Hasta cuatro canales espaciales pueden recibir soporte en el FCH y el RCH (limitado por el número de antenas en el punto de acceso).

2. Codificación y Modulación

Un cierto número de distintas tasas dispone de soporte para los canales de transporte. Cada tasa está asociada a una tasa específica de código y a un esquema específico de modulación, lo que da como resultado colectivo una específica eficiencia espectral (o tasa de datos). La Tabla 25 enumera las diversas velocidades que disponen de soporte por parte del sistema.

TABLA 25

Palabra de Tasa	Eficiencia Espectral (bps / Hz)	Tasa de Código	Esquema de Modulación	Bits de información / símbolo OFDM	Bits de código / símbolo OFDM
0000	0,0	-	desactivado	-	-
0001	0,25	1/4	BPSK	12	48
0010	0,5	1/2	BPSK	24	48
0011	1,0	1/2	QPSK	48	96
0100	1,5	3/4	QPSK	72	96
0101	2,0	1/2	16 QAM	96	192
0110	2,5	5/8	16 QAM	120	192
0111	3,0	3/4	16 QAM	144	192
1000	3,5	7/12	64 QAM	168	288
1001	4,0	2/3	64 QAM	192	288
1010	4,5	3/4	64 QAM	216	288
1011	5,0	5/6	64 QAM	240	288
1100	5,5	11/16	256 QAM	264	384
1101	6,0	3/4	256 QAM	288	384
1110	6,5	13/16	256 QAM	312	384
1111	7,0	7/8	256 QAM	336	384

ES 2 336 118 T3

Cada canal de transporte común brinda soporte a una o más tasas y a una modalidad de transmisión (o posiblemente más, como puede ser el caso para el RACH). El BCH se transmite a una tasa fija, utilizando la modalidad de diversidad. El FCCH puede transmitirse a una de cuatro tasas posibles, según lo indicado por el campo Modalidad Física del FCCH en el mensaje del BCH, utilizando la modalidad de diversidad. En una realización, el RACH puede transmitirse a una de cuatro posibles tasas, según lo indicado por el DRI del RACH, incrustado en el preámbulo de la PDU del RACH, y cada mensaje del RACH tiene uno de cuatro posibles tamaños. En otra realización, el RACH se transmite a una única tasa. La Tabla 26 enumera los parámetros de codificación, modulación y transmisión y los tamaños de mensaje que reciben soporte por parte de cada canal de transporte común.

TABLA 26

Parámetros para Canales de Transporte Comunes

Canal de Transporte	Eficiencia Espectral (bps / Hz)	Tasa de Código	Esquema de Modulación	Modalidad de Transmisión	Tamaño de Mensaje	
Transporte	Espectral	Código	Modulación	Transmisión	120	10 OFDM
Canal	Eficiencia	Tasa	Esquema	Modalidad	variable	símbolos variables
“	(bps / Hz)	1/2	BPSK	Diversidad	variable	variable
“	1,0	1/2	QPSK	Diversidad	variable	variable
“	2,0	1/2	16 QAM	Diversidad	variable	variable
RACH	0,25	1/4	BPSK	Guía de haces	96	8
“	0,5	1/2	BPSK	Guía de haces	96, 192	4, 8
“	1,0	1/2	QPSK	Guía de haces	96, 192, 384	2, 4, 8
“	2,0	1/2	16 QAM	Guía de haces	96, 192, 384, 768	1, 2, 4, 8

El mensaje del FCCH es de tamaño variable y se presenta en un número par de símbolos OFDM.

El FCH y el RCH brindan soporte a todas las tasas enumeradas en la Tabla 25. La Tabla 27 enumera los parámetros de codificación, modulación y transmisión, y los tamaños de mensaje, que disponen de soporte por parte del FCH y el RCH.

ES 2 336 118 T3

TABLA 27

Parámetros para el FCH y el RCH

					Tamaño de Trama PHY		
					bits de código	símbolos de modulación	símbolos de OFDM
0,25 ^A	1/4	BPSK	72	72	144	288	6
0,5	1/2	BPSK	144	144	288	288	6
1,0	1/2	QPSK	288	288	576	288	6
1,5	3/4	QPSK	432	144	576	288	6
2,0	1/2	16 QAM	576	576	1152	288	6
2,5	5/8	16 QAM	720	432	1152	288	6
3,0	3/4	16 QAM	864	288	1152	288	6
3,5	7/12	64 QAM	1008	720	1728	288	6
4,0	2/3	64 QAM	1152	576	1728	288	6
4,5	3/4	64 QAM	1296	432	1728	288	6
5,0	5/6	64 QAM	1440	288	1728	288	6
5,5	11/16	256 QAM	1584	720	2304	288	6
6,0	3/4	256 QAM	1728	576	2304	288	6
6,5	13/16	256 QAM	1872	432	2304	288	6
7,0	7/8	256 QAM	2016	288	2304	288	6

Nota A: cada bit de código de tasa 1/2 se repite en dos subbandas para obtener una tasa de código efectiva de 1/4. Los bits de paridad representan bits de redundancia introducidos por la codificación, y se utilizan para la corrección de errores por parte del receptor.

El tamaño de la trama PHY en la Tabla 27 indica el número de bits de código, símbolos de modulación y símbolos OFDM para cada trama PHY. Si se utilizan 48 subbandas de datos para la transmisión de datos, entonces cada símbolo OFDM incluye 48 símbolos de modulación. Para las modalidades de diversidad y guía de haces, se transmite un flujo de símbolos y el tamaño de la trama PHY corresponde a la tasa única empleada para este flujo de símbolos. Para la modalidad de multiplexado espacial, pueden enviarse múltiples flujos de símbolos por múltiples canales espaciales, y el tamaño global de la trama PHY está determinado por la suma de los tamaños de tramas PHY para los canales espaciales individuales. El tamaño de la trama PHY para cada canal espacial está determinado por la tasa empleada para ese canal espacial.

Como ejemplo, supongamos que el canal MIMO es capaz de brindar soporte a cuatro canales espaciales funcionando con eficiencias espectrales de 0,5, 1,5, 4,5 y 5,5 bps/Hz. Las cuatro tasas seleccionadas para los cuatro canales espaciales serían entonces como se muestra en la Tabla 28.

TABLA 28

Transmisión Ejemplar de Multiplexado Espacial

Índice de canal espacial	Eficiencia Espectral (bps / Hz)	Tasa de Código	Esquema de Modulación	Carga útil (bits / trama PHY)	Tamaño de Trama PHY		
					bits de código	símbolos de modulación	símbolos OFDM
1	0,5	1/2	BPSK	144	288	288	6
2	1,5	3/4	QPSK	432	576	288	6
3	4,5	3/4	64 QAM	1296	1728	288	6
4	5,5	11/16	256 QAM	1584	2304	288	6

El tamaño global de la trama PHY es entonces de $144 + 432 + 1296 + 1584 = 3456$ bits de información, o de $288 + 576 + 1728 + 2304 = 4896$ bits de código. Incluso aunque cada uno de los cuatro canales espaciales brinda soporte a un número distinto de bits de carga útil, la trama PHY global puede transmitirse en 6 símbolos OFDM (p. ej., $24 \mu\text{seg}$, suponiendo $4 \mu\text{seg/símbolo OFDM}$).

V. Procesamiento de la Capa Física

La Fig. 7 muestra un diagrama en bloques de una realización de un punto 110x de acceso y dos terminales 120x y 120y de usuario dentro del sistema de WLAN con MIMO.

En el enlace descendente, en el punto 110x de acceso, un procesador 710 de datos de transmisión (TX) recibe datos de tráfico (es decir, bits de información) desde una fuente 708 de datos, y señalización y otra información desde un controlador 730 y, posiblemente, un planificador 734. Estos diversos tipos de datos pueden enviarse por distintos canales de transporte. El procesador 710 de datos de transmisión “entrama” los datos (si es necesario), cifra los datos entramados/desentramados, codifica los datos cifrados, intercala (es decir, reordena) los datos codificados y asocia los datos intercalados con símbolos de modulación. Para mayor simplicidad, un “símbolo de datos” se refiere a un símbolo de modulación para datos de tráfico, y un “símbolo piloto” se refiere a un símbolo de modulación para el piloto. El cifrado aleatoriza los bits de datos. La codificación aumenta la fiabilidad de la transmisión de datos. La intercalación proporciona diversidad temporal, de frecuencia, y/o espacial para los bits de código. El cifrado, la codificación y la modulación pueden llevarse a cabo sobre la base de señales de control proporcionadas por el controlador 730 y se describen en mayor detalle más adelante. El procesador 710 de datos de transmisión suministra un flujo de símbolos de modulación para cada canal espacial utilizado para la transmisión de datos.

Un procesador espacial 720 de transmisión recibe uno o más flujos de símbolos de modulación desde el procesador 710 de datos de transmisión y realiza el procesamiento espacial de los símbolos de modulación a fin de proporcionar cuatro flujos de símbolos de transmisión, un flujo para cada antena transmisora. El procesamiento espacial se describe en mayor detalle más adelante.

Cada modulador (MOD) 722 recibe y procesa un respectivo flujo de símbolos de transmisión para proporcionar un correspondiente flujo de símbolos OFDM. Cada flujo de símbolos OFDM se procesa adicionalmente para proporcionar una correspondiente señal modulada del enlace descendente. Las cuatro señales moduladas del enlace descendente, desde los moduladores 722a a 722d, se transmiten entonces, respectivamente, desde las cuatro antenas 724a a 724d.

En cada terminal 120 de usuario, una, o múltiples, antena(s) 752 recibe(n) las señales moduladas del enlace descendente transmitidas, y cada antena receptora proporciona una señal recibida a un respectivo demodulador (DEMOM) 754. Cada demodulador 754 realiza un procesamiento complementario al realizado en el modulador 722, y suministra los símbolos recibidos. Un procesador espacial 760 de recepción (RX) efectúa entonces el procesamiento espacial sobre los símbolos recibidos desde todos los demoduladores 754, a fin de proporcionar símbolos recuperados, que son estimaciones de los símbolos de modulación enviados por el punto de acceso.

Un procesador 770 de datos de recepción recibe y demultiplexa los símbolos recuperados en sus respectivos canales de transporte. Los símbolos recuperados para cada canal de transporte pueden ser desasociados, desintercalados, decodificados y descifrados, a fin de proporcionar datos decodificados para ese canal de transporte. Los datos decodificados para cada canal de transporte pueden incluir datos de paquetes recuperados, mensajes, señalización, y así sucesivamente, que se suministran a un sumidero 772 de datos para su almacenamiento y/o a un controlador 780 para su procesamiento ulterior.

El procesamiento por el punto 110 de acceso y el terminal 120 para el enlace descendente se describe en mayor detalle más adelante. El procesamiento para el enlace ascendente puede ser el mismo que, o distinto a, el procesamiento para el enlace descendente.

Para el enlace descendente, en cada terminal 120 de usuario activo, el procesador espacial 760 de recepción estima adicionalmente el enlace descendente a fin de obtener información de estado de canal (CSI). La CSI puede incluir estimaciones de respuesta de canal, las SNR recibidas, y así sucesivamente. El procesador 770 de datos de recepción también puede proporcionar el estado de cada paquete, o trama, recibido por el enlace descendente. Un controlador 780 recibe la información de estado de canal y el estado del paquete, o trama, y determina la información de realimentación a enviar de vuelta al punto de acceso. La información de realimentación es procesada por un procesador 790 de datos de transmisión y un procesador espacial 792 de transmisión (si está presente), acondicionada por uno o más moduladores 754, y transmitida mediante una o más antenas 752 de vuelta al punto de acceso.

En el punto 110 de acceso, la(s) señal(es) transmitida(s) del enlace ascendente es (son) recibida(s) por las antenas 724, demodulada(s) por los demoduladores 722 y procesada(s) por un procesador espacial 740 de recepción, y un procesador 742 de datos de recepción, de una manera complementaria a aquella efectuada en el terminal de usuario. La información de realimentación recuperada se suministra entonces al controlador 730 y a un planificador 734.

El planificador 734 utiliza la información de realimentación para llevar a cabo un cierto número de funciones tales como (1) seleccionar un conjunto de terminales de usuario para la transmisión de datos por el enlace descendente y el enlace ascendente, (2) seleccionar la(s) tasa(es) de transmisión y la modalidad de transmisión para cada terminal de usuario seleccionado, y (3) asignar los recursos disponibles del FCH/RCH a los terminales seleccionados. El planificador 734 y/o el controlador 730 utilizan adicionalmente la información (p. ej., los vectores de guía) obtenida de la transmisión por el enlace ascendente, para el procesamiento de la transmisión por el enlace descendente, según se describe en mayor detalle más adelante.

Un cierto número de modalidades de transmisión disponen de soporte para la transmisión de datos por el enlace descendente y el enlace ascendente. El procesamiento para cada una de estas modalidades de transmisión se describe en mayor detalle más adelante.

30

1. Modalidad de Diversidad - Procesamiento de Transmisión

La Fig. 8A muestra un diagrama en bloques de una realización de una unidad transmisora 800 capaz de llevar a cabo el procesamiento de transmisión para la modalidad de diversidad. La unidad transmisora 800 puede utilizarse para la porción transmisora del punto de acceso y del terminal de usuario.

Dentro de un procesador 710a de datos de transmisión, una unidad 808 de entramado entrama los datos para cada paquete a transmitir por el FCH o el RCH. No es necesario que el entramado se efectúe para los otros canales de transporte. El entramado puede llevarse a cabo según se ilustra en la Fig. 6, para generar una o más tramas PHY para cada paquete de usuario. Un cifrador 810 cifra entonces los datos entramados/desentramados para cada canal de transporte, a fin de aleatorizar los datos.

Un codificador 812 recibe y codifica los datos cifrados de acuerdo a un esquema de codificación seleccionado para proporcionar bits de código. Una unidad 814 de repetición/punción repite o punza (es decir, borra) entonces algunos de los bits de código, para obtener la tasa deseada de código. En una realización, el codificador 812 es un codificador convolutivo binario de tasa 1/2 y longitud 7 de restricción. Una tasa de código de 1/4 puede obtenerse repitiendo una vez cada bit de código. Las tasas de código mayores que 1/2 pueden obtenerse borrando algunos de los bits de código del codificador 812. Un diseño específico para la unidad entramadora 808, el cifrador 810, el codificador 812 y la unidad 814 de repetición/punción se describe más adelante.

Un intercalador 818 intercala entonces (es decir, reordena) los bits de código de la unidad 814, sobre la base de un esquema de intercalación seleccionado. En una realización, cada grupo de 48 bits consecutivos de código, a transmitir por un canal espacial dado, se expande sobre las 48 subbandas portadoras de datos (o, simplemente, subbandas de datos) para proporcionar diversidad de frecuencia. La intercalación se describe en mayor detalle más adelante.

Una unidad 820 de asociación de símbolos asocia entonces los datos intercalados de acuerdo a un esquema de modulación específico, a fin de proporcionar símbolos de modulación. Según se muestra en la Tabla 26, pueden utilizarse BPSK, 4 QAM o 16 QAM para la modalidad de diversidad, según la tasa seleccionada. En la modalidad de diversidad, se emplea el mismo esquema de modulación para todas las subbandas de datos. La asociación de símbolos puede lograrse (1) agrupando conjuntos de B bits para formar valores de B bits, donde $B \geq 1$, y (2) asociando cada valor de B bits con un punto en una constelación de señales, correspondiente al esquema de modulación seleccionado. Cada punto de señal asociado es un valor complejo y corresponde a un símbolo de modulación. La unidad 820 de asociación de símbolos suministra un flujo de símbolos de modulación a un procesador 720a de diversidad de transmisión.

65

En una realización, la modalidad de diversidad utiliza la diversidad de transmisión espacio-temporal (STTD) para la diversidad transmisora dual, subbanda por subbanda. La STTD brinda soporte a la transmisión simultánea de flujos independientes de símbolos por dos antenas transmisoras, manteniendo a la vez la ortogonalidad en el receptor.

ES 2 336 118 T3

El esquema de la STTD funciona de la siguiente manera. Supongamos que dos símbolos de modulación, indicados como s_1 y s_2 , han de transmitirse por una subbanda dada. El transmisor genera dos vectores, $\underline{x}_1 = [s_1 \ s_2]^T$ y $\underline{x}_2 = [s_2^* - s_1^*]^T$, donde “*” indica la conjugada compleja y “T” indica la traspuesta. Cada vector incluye dos elementos que han de transmitirse desde dos antenas transmisoras en un periodo de símbolos (es decir, el vector $\underline{x}_1$ se transmite desde dos antenas en el primer periodo de símbolos, y el vector $\underline{x}_2$ se transmite desde dos antenas en el siguiente periodo de símbolos).

Si el receptor está equipado con una única antena receptora, entonces los símbolos recibidos pueden expresarse como:

$$r_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1, \quad y, \quad \text{Ec. (1)}$$

$$r_2 = h_1 s_2^* - h_2 s_1^* + n_2,$$

donde

r_1 y r_2 son dos símbolos recibidos en dos periodos de símbolos consecutivos en el receptor;

h_1 y h_2 son las ganancias de trayectoria desde las dos antenas transmisoras hasta la antena receptora para la subbanda en consideración, donde las ganancias de trayectoria se suponen constantes para la subbanda y estáticas para el periodo de 2 símbolos; y

n_1 y n_2 son el ruido respectivamente asociado a los dos símbolos recibidos r_1 y r_2 .

El receptor puede entonces derivar las estimaciones de los dos símbolos transmitidos, s_1 y s_2 , según lo siguiente:

$$\hat{s}_1 = \frac{h_1^* r_1 - h_2^* r_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} = s_1 + \frac{h_1^* n_1 - h_2^* n_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2}, \quad y \quad \text{Ec. (2)}$$

$$\hat{s}_2 = \frac{h_2^* r_1 + h_1^* r_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} = s_2 + \frac{h_2^* n_1 + h_1^* n_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2}.$$

Alternativamente, el transmisor puede generar dos vectores $\underline{x}_1 = \{s_1 - s_2^*\}^T$ y $\underline{x}_2 = \{s_2 \ s_1^*\}^T$, y transmitir los dos vectores secuencialmente en dos periodos de símbolos desde dos antenas transmisoras. Los símbolos recibidos pueden expresarse entonces como:

$$r_1 = h_1 s_1 - h_2 s_2^* + n_1,$$

y

$$r_2 = h_1 s_2 - h_2 s_1^* + n_2.$$

El receptor puede entonces derivar estimaciones de los dos símbolos transmitidos, según lo siguiente:

$$\hat{s}_1 = \frac{h_1^* r_1 + h_2^* r_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} = s_1 + \frac{h_1^* n_1 + h_2^* n_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2},$$

y

$$\hat{s}_2 = \frac{-h_2^* r_1 + h_1^* r_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} = s_2 + \frac{h_1^* n_2 - h_2^* n_1}{|h_1|^2 + |h_2|^2}.$$

5

La anterior descripción puede extenderse para un sistema MIMO-OFDM con dos o más antenas transmisoras, N_R antenas receptoras y múltiples subbandas. Se utilizan dos antenas transmisoras para cualquier subbanda dada. Supongamos que dos símbolos de modulación, indicados como $s_1(k)$ y $s_2(k)$, han de transmitirse por una subbanda k dada. El transmisor genera dos vectores $\underline{x}_1(k) = [s_1(k) \ s_2(k)]^T$ y $\underline{x}_2(k) = [s_2^*(k) \ -s_1^*(k)]^T$ o, equivalentemente, dos conjuntos de símbolos $\{x_i(k)\} = \{s_1(k) \ s_2^*(k)\}$ y $\{x_j(k)\} = \{s_2(k) \ -s_1^*(k)\}$. Cada conjunto de símbolos incluye dos elementos que han de transmitirse secuencialmente en dos periodos de símbolos desde una respectiva antena transmisora, por la subbanda k (es decir, el conjunto de símbolos $\{x_i(k)\}$ se transmite por la subbanda k desde la antena i en dos periodos de símbolos, y el conjunto de símbolos $\{x_j(k)\}$ se transmite por la subbanda k desde la antena j en el mismo periodo de 2 símbolos).

Los vectores de símbolos recibidos en las antenas receptoras en los dos periodos de símbolos pueden expresarse como:

20

$$\underline{r}_1(k) = \underline{h}_i(k)s_1(k) + \underline{h}_j(k)s_2(k) + \underline{n}_1(k),$$

25

y

30

$$\underline{r}_2(k) = \underline{h}_i(k)s_2^*(k) - \underline{h}_j(k)s_1^*(k) + \underline{n}_2(k),$$

donde

35

$\underline{r}_1(k)$ y $\underline{r}_2(k)$ son dos vectores de símbolos recibidos en dos periodos de símbolos consecutivos por la subbanda k en el receptor, incluyendo cada vector N_R símbolos recibidos para N_R antenas receptoras;

40

$\underline{h}_i(k)$ y $\underline{h}_j(k)$ son los vectores de ganancias de trayectoria desde las dos antenas transmisoras i y j hasta las N_R antenas receptoras para la subbanda k , incluyendo cada vector las ganancias de canal desde la antena transmisora asociada hasta cada una de las N_R antenas receptoras, donde las ganancias de trayectoria se suponen constantes sobre la subbanda y estáticas sobre el periodo de 2 símbolos; y

45

$\underline{n}_1(k)$ y $\underline{n}_2(k)$ son vectores de ruido respectivamente asociados a los dos vectores recibidos $\underline{r}_1(k)$ y $\underline{r}_2(k)$.

El receptor puede derivar entonces estimaciones de los dos símbolos transmitidos, $s_1(k)$ y $s_2(k)$, según lo siguiente:

50

$$\hat{s}_1(k) = \frac{\hat{\underline{h}}_i^H(k)\underline{r}_1(k) - \underline{r}_2^H(k)\hat{\underline{h}}_j(k)}{\|\hat{\underline{h}}_i(k)\|^2 + \|\hat{\underline{h}}_j(k)\|^2} = s_1(k) + \frac{\hat{\underline{h}}_i^H(k)\underline{n}_1(k) - \underline{n}_2^H(k)\hat{\underline{h}}_j(k)}{\|\hat{\underline{h}}_i(k)\|^2 + \|\hat{\underline{h}}_j(k)\|^2},$$

y

55

$$\hat{s}_2(k) = \frac{\hat{\underline{h}}_j^H(k)\underline{r}_1(k) + \underline{r}_2^H(k)\hat{\underline{h}}_i(k)}{\|\hat{\underline{h}}_i(k)\|^2 + \|\hat{\underline{h}}_j(k)\|^2} = s_2(k) + \frac{\hat{\underline{h}}_j^H(k)\underline{n}_1(k) + \underline{n}_2^H(k)\hat{\underline{h}}_i(k)}{\|\hat{\underline{h}}_i(k)\|^2 + \|\hat{\underline{h}}_j(k)\|^2}.$$

60

Alternativamente, el transmisor puede generar dos conjuntos de símbolos $\{x_i(k)\} = \{s_1(k) \ s_2(k)\}$ y $\{x_j(k)\} = \{-s_2^*(k) \ s_1^*(k)\}$, y transmitir estos dos conjuntos de símbolos desde dos antenas transmisoras i y j . Los vectores de los símbolos recibidos pueden expresarse entonces como:

65

$$\mathbf{r}_1(k) = \mathbf{h}_1(k)s_1(k) - \mathbf{h}_1(k)s_2^*(k) + \mathbf{n}_1(k),$$

y

$$\mathbf{r}_2(k) = \mathbf{h}_1(k)s_2(k) + \mathbf{h}_1(k)s_1^*(k) + \mathbf{n}_2(k).$$

El receptor puede entonces derivar estimaciones de los dos símbolos transmitidos según lo siguiente:

$$\hat{s}_1(k) = \frac{\hat{\mathbf{h}}_1^H(k)\mathbf{r}_1(k) + \mathbf{r}_2^H(k)\hat{\mathbf{h}}_1(k)}{\|\hat{\mathbf{h}}_1(k)\|^2 + \|\hat{\mathbf{h}}_2(k)\|^2} = s_1(k) + \frac{\hat{\mathbf{h}}_1^H(k)\mathbf{n}_1(k) + \mathbf{n}_2^H(k)\hat{\mathbf{h}}_1(k)}{\|\hat{\mathbf{h}}_1(k)\|^2 + \|\hat{\mathbf{h}}_2(k)\|^2},$$

y

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

El esquema de la STTD está descrito por S. M. Alamouti en un artículo titulado “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications” [“Una Técnica Sencilla de Diversidad de Transmisión para Comunicaciones Inalámbricas”], IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 16, N° 5, Octubre de 1998, págs. 1451-1458. El esquema de STTD también se describe en la Solicitud de Patente Estadounidense transferida legalmente en común con N° de Serie 09/737.602, titulada “Method and System for Increased Bandwidth Efficiency in Multiple Input - Multiple Output Channels” [“Procedimiento y Sistema para una Mayor Eficiencia de Ancho de Banda en Canales de Entrada Múltiple y Salida Múltiple”], depositada el 5 de enero de 2001, y la Solicitud de Patente Estadounidense con N° de serie 10/179.439, titulada “Diversity Transmission Modes for MIMO OFDM Communication Systems” [“Modalidades de Transmisión con Diversidad para Sistemas de Comunicación OFDM con MIMO”], depositada el 24 de junio de 2002.

El esquema de STTD transmite efectivamente un símbolo de modulación por subbanda, por dos antenas transmisoras en cada periodo de símbolos. Sin embargo, el esquema de STTD distribuye la información en cada símbolo de modulación sobre dos símbolos OFDM sucesivos. De esta manera, la recuperación de símbolos en el receptor se efectúa sobre la base de dos símbolos OFDM consecutivos recibidos.

El esquema STTD utiliza un par de antenas transmisoras para cada subbanda de datos. Dado que el punto de acceso incluye cuatro antenas transmisoras, cada antena puede seleccionarse, para su empleo, para la mitad de las 48 subbandas de datos. La Tabla 29 enumera un esquema de asignación ejemplar entre subbandas y antenas para el esquema de STTD.

ES 2 336 118 T3

TABLA 29

	Índices de Subbanda	Antena transmisora	Índice de Bit	Índices de Subbanda	Antena Transmisora	Índice de Bit	Índices de Subbanda	Antena Transmisora	Índice de Bit	Índices de Subbanda	Antena Transmisora	Índice de bit
5	-	-	-	-13	1,2	26	1	3,4	1	15	1,2	33
10	-26	1,2	0	-12	3,4	32	2	1,2	7	16	2,4	39
	-25	3,4	6	-11	1,3	38	3	2,4	13	17	1,3	45
	-24	1,3	12	-10	2,4	44	4	1,3	19	18	2,3	5
15	-23	2,4	18	-9	1,4	4	5	2,3	25	19	1,4	11
	-22	1,4	24	-8	2,3	10	6	1,4	31	20	3,4	17
20	-21	1	P0	-7	2	P1	7	3	P2	21	4	P3
	-20	2,3	30	-6	1,2	16	8	3,4	37	22	1,2	23
	-19	1,2	36	-5	3,4	22	9	1,2	43	23	2,4	29
25	-18	3,4	42	-4	1,3	28	10	2,4	3	24	1,3	35
	-17	1,3	2	-3	2,4	34	11	1,3	9	25	2,3	41
	-16	2,4	8	-2	1,4	40	12	2,3	15	26	1,4	47
30	-15	1,4	14	-1	2,3	46	13	1,4	21	-	-	-
	-14	2,3	20	0	-	-	14	3,4	27	-	-	-

Como se muestra en la Tabla 29, las antenas transmisoras 1 y 2 se utilizan para las subbandas con índices -26, -19, 13 y así sucesivamente, las antenas transmisoras 2 y 4 se utilizan para las subbandas con índices -25, -18, -12 y así sucesivamente, las antenas transmisoras 1 y 3 se utilizan para las subbandas con índices -24, -17, -11 y así sucesivamente. Hay seis apareos distintos de antenas con cuatro antenas transmisoras. Cada uno de los seis apareos de antenas se utiliza para 8 subbandas de datos, que están espaciadas de manera aproximadamente uniforme por las 48 subbandas de datos. La asignación del apareo de antenas a la subbanda es tal que se utilizan distintas antenas para subbandas adyacentes, lo que puede brindar mayor frecuencia y diversidad espacial. Por ejemplo, las antenas 1 y 2 se utilizan para la subbanda -26, y las antenas 3 y 4 se utilizan para la subbanda -25.

La asignación antena-subbanda en la Tabla 29 también es tal que las cuatro antenas transmisoras se utilizan para cada bit de código para la tasa más baja de 1/4, lo que puede maximizar la diversidad espacial. Para la tasa 1/4, cada bit de código se repite y se envía por dos subbandas (lo que también se denomina codificación repetida de subbanda dual). Las dos subbandas utilizadas para cada bit de código se asocian a distintos pares de antena, de forma tal que las cuatro antenas se utilizan para transmitir ese bit de código. Por ejemplo, los índices de bit 0 y 1 en la Tabla 29 corresponden al mismo bit de código para la modalidad de diversidad, donde el bit con índice 0 se transmite desde las antenas 1 y 2 por la subbanda -26 y el bit con índice 1 se transmite desde las antenas 3 y 4 por la subbanda 1. Como otro ejemplo, los índices de bit 2 y 3 en la Tabla 29 corresponden al mismo bit de código, donde el bit con índice 2 se transmite desde las antenas 1 y 3 en la subbanda -17 y el bit con índice 3 se transmite desde las antenas 2 y 4 en la subbanda 10.

El sistema puede prestar soporte a otros esquemas de diversidad de transmisión, lo cual está dentro del alcance de la invención. Por ejemplo, el sistema puede prestar soporte a una diversidad transmisora espacio-frecuencia (SFTD) que puede lograr la diversidad de espacio y frecuencia para cada par de subbandas. Un esquema ejemplar de SFTD funciona de la siguiente manera. Supongamos que dos símbolos de modulación, indicados como $s(k)$ y $s(k+1)$, son generados y asociados a dos subbandas adyacentes de un símbolo OFDM. Para la SFTD, el transmisor transmitiría los símbolos $s(k)$ y $s(k+1)$ desde dos antenas por la subbanda k , y transmitiría los símbolos $s^*(k+1)$ y $-s^*(k)$ desde las mismas dos antenas por la subbanda $k+1$. Se utilizan subbandas adyacentes para el par de símbolos de modulación porque la respuesta del canal se supone constante para la transmisión de los dos pares de símbolos. El procesamiento en el receptor para recuperar los símbolos de modulación es el mismo que para el esquema de STTD, excepto en que se procesan los símbolos recibidos para dos subbandas en lugar de para dos periodos de símbolos OFDM.

La Fig. 8B muestra un diagrama en bloques de una realización de un procesador 720a de diversidad de transmisión capaz de implementar el esquema de STTD para la modalidad de diversidad.

Dentro del procesador 720a de diversidad de transmisión, un demultiplexador 832 recibe y demultiplexa el flujo de símbolos de modulación $s(n)$ del procesador 710a de datos de transmisión en 48 subflujos, indicados como $s_1(n)$ a $s_k(n)$, para las 48 subbandas de datos. Cada subflujo de símbolos de modulación incluye un símbolo de modulación para cada periodo de símbolos, que corresponde a una tasa de símbolos de $(T_{\text{OFDM}})^{-1}$, donde T_{OFDM} es la duración de un símbolo OFDM. Cada subflujo de símbolos de modulación se suministra a un respectivo procesador 840 de diversidad de subbanda de transmisión.

Dentro de cada procesador 840 de diversidad de subbanda de transmisión, un demultiplexador 842 demultiplexa los símbolos de modulación para la subbanda en dos secuencias de símbolos, teniendo cada secuencia una tasa de símbolos de $(2T_{\text{OFDM}})^{-1}$. Un codificador 850 de espacio-tiempo recibe las dos secuencias de símbolos de modulación y, para cada periodo de 2 símbolos, utiliza dos símbolos s_1 y s_2 en las dos secuencias para formar dos conjuntos de símbolos $\{x_i\} = \{s_1 s_2^*\}$ y $\{x_j\} = \{s_2 - s_1^*\}$ para dos antenas transmisoras. Cada conjunto de símbolos incluye dos símbolos, un símbolo de cada una de las dos secuencias. El conjunto de símbolos $\{x_i\}$ se genera proporcionando primero el símbolo s_1 y el símbolo s_2^* luego, donde s_1 se obtiene mediante un conmutador 856a y s_2^* se obtiene tomando el conjugado de s_2 con una unidad 852a y retardando el símbolo conjugado por un periodo de símbolos, con una unidad 854a de retardo. De manera similar, el conjunto de símbolos $\{x_j\}$ se genera proporcionando primero el símbolo s_2 y luego el símbolo $-s_1^*$, donde s_2 se obtiene mediante un conmutador 856b y $-s_1^*$ se obtiene tomando el conjugado negativo de s_1 , con una unidad 852b, y retardando el símbolo conjugado negativo por un periodo de símbolos, con una unidad 854b de retardo. Los dos conjuntos de símbolos $\{x_i\}$ y $\{x_j\}$ han de transmitirse desde dos antenas i y j asignadas a la subbanda, según se indica en la Tabla 29. El codificador 850 de espacio-tiempo proporciona el primer conjunto de símbolos $\{x_i\} = \{s_1 s_2^*\}$ a un almacén temporal/multiplexador 870 para la primera antena transmisora i y el segundo conjunto de símbolos $\{x_j\} = \{s_2 - s_1^*\}$ a otro almacén temporal/multiplexador 870 para la segunda antena transmisora j . Los dos símbolos proporcionados por el codificador 850 de espacio-tiempo para cada periodo de símbolos se denominan símbolos de STTD.

Los almacenes temporales/multiplexadores 870a a 870d se utilizan para almacenar temporalmente y multiplexar los símbolos de STTD de todos los procesadores 840 de diversidad. Cada almacén temporal/multiplexador 870 recibe símbolos piloto y símbolos de STTD desde los correspondientes procesadores 840 de diversidad de subbanda de transmisión, según lo determinado por la Tabla 29. Por ejemplo, el almacén temporal/multiplexador 870a recibe símbolos de modulación para las subbandas -26, -24, -22, -19 y así sucesivamente (es decir, todas las subbandas asociadas a la antena 1), el almacén temporal/multiplexador 870b recibe símbolos de modulación para las subbandas -26, -23, -20, -19 y así sucesivamente (es decir, todas las subbandas asociadas a la antena 2), el almacén temporal/multiplexador 870c recibe símbolos de modulación para las subbandas -25, -24, -20, -18 y así sucesivamente (es decir, todas las subbandas asociadas a la antena 3), y el almacén temporal/multiplexador 870d recibe símbolos de modulación para las subbandas -25, -23, -22, -18 y así sucesivamente (es decir, todas las subbandas asociadas a la antena 4).

Cada almacén temporal/multiplexador 870 multiplexa luego, para cada periodo de símbolos, cuatro pilotos, 24 símbolos de STTD y 36 ceros para las cuatro subbandas piloto, 24 subbandas de datos y 36 subbandas no utilizadas, respectivamente, para formar una secuencia de 64 símbolos de transmisión para las 64 subbandas totales. Aunque hay un total de 48 subbandas de datos, sólo se utilizan 24 subbandas para cada antena transmisora para la modalidad de diversidad, y el número total efectivo de bandas no utilizadas para cada antena es, por ello, 36 en lugar de 12. Cada símbolo de transmisión es un valor complejo (que puede ser cero para una subbanda no utilizada) que se envía por una subbanda en un periodo de símbolos. Cada almacén temporal/multiplexador 870 suministra un flujo de símbolos de transmisión $x_i(n)$ para una antena transmisora. Cada flujo de símbolos de transmisión comprende secuencias concatenadas de 64 símbolos de transmisión, una secuencia para cada periodo de símbolos. Con referencia nuevamente a la Fig. 8A, el procesador 720a de diversidad de transmisión suministra cuatro flujos de símbolos de transmisión, $x_1(n)$ a $x_4(n)$, a cuatro moduladores OFDM 722a a 722d.

La Fig. 8C muestra un diagrama en bloques de una realización de un modulador OFDM 722x, que puede utilizarse para cada uno de los moduladores OFDM 722a a 722d en la Fig. 8A. Dentro del modulador OFDM 722x, una unidad 852 de transformación rápida inversa de Fourier (IFFT) recibe un flujo de símbolos de transmisión, $x_i(n)$, y convierte cada secuencia de 64 símbolos de transmisión en su representación en el dominio temporal (que se denomina un símbolo transformado) utilizando una transformación rápida inversa de Fourier de 64 puntos. Cada símbolo transformado comprende 64 muestras del dominio temporal, correspondientes a las 64 subbandas totales.

Para cada símbolo transformado, el generador 854 de prefijo cíclico repite una porción del símbolo transformado para formar un correspondiente símbolo OFDM. Como se ha indicado anteriormente, puede emplearse una de dos longitudes distintas de prefijo cíclico. El prefijo cíclico para el BCH es fijo y tiene 800 nseg. El prefijo cíclico para todos los otros canales de transporte es seleccionable (bien 400 nseg o bien 800 nseg) y está indicado por el campo Duración del Prefijo Cíclico del mensaje del BCH. Para un sistema con un ancho de banda de 20 MHz, un periodo de muestreo de 50 nseg y 64 subbandas, cada símbolo transformado tiene una duración de 3,2 mseg (o 64x50 nseg) y cada símbolo OFDM tiene una duración bien de 3,6 mseg o bien de 4,0 mseg, según que se utilice el prefijo cíclico de 400 nseg o el de 800 nseg para el símbolo OFDM.

La Fig. 8D ilustra un símbolo OFDM. El símbolo OFDM se compone de dos partes: un prefijo cíclico con una duración de 400 u 800 nseg (8 o 16 muestras) y un símbolo transformado con una duración de 3,2 μ seg (64 muestras). El prefijo cíclico es una copia de las últimas 8 o 16 muestras (es decir, una continuación cíclica) del símbolo transformado y se inserta enfrente del símbolo transformado. El prefijo cíclico garantiza que el símbolo OFDM retiene su propiedad

ortogonal en presencia de la expansión de retardo multitrayectoria, mejorando por ello el rendimiento ante los efectos perniciosos de las trayectorias, tales como la dispersión multitrayectoria y de canal causada por el desvanecimiento selectivo de la frecuencia.

El generador 854 de prefijos cíclicos suministra un flujo de símbolos OFDM a un transmisor (TMTR) 856. El transmisor 856 convierte el flujo de símbolos OFDM en una o más señales analógicas, y adicionalmente amplifica, filtra y aumenta la frecuencia de las señales analógicas para generar una señal modulada adecuada para la transmisión desde una antena asociada.

La onda de banda base para un símbolo OFDM puede expresarse como:

$$x_n(t) = \sum_{k=-N_{ST}/2, k \neq 0}^{N_{ST}/2} c_n(k) \Psi_n(k, t) \quad , \quad \text{Ec. (3)}$$

en la que

n indica el periodo de símbolos (es decir, el índice de símbolos OFDM);

k indica el índice de subbanda;

N_{ST} es el número de subbandas piloto y de datos;

$c_n(k)$ indica el símbolo transmitido por la subbanda k del periodo de símbolos n; y

$$\Psi_n(k, t) = \begin{cases} e^{j2\pi k \Delta f (t - T_{CP} - nT_s)} & , \text{ para } nT_s \leq t \leq (n+1)T_s, \\ 0 & , \text{ en caso contrario} \end{cases} \quad \text{Ec. (4)}$$

en la que

T_{CP} es la duración del prefijo cíclico;

T_s es la duración del símbolo OFDM; y

Δf es el ancho de banda de cada subbanda.

2. Modalidad de Multiplexado Espacial - Procesamiento de Transmisión

La Fig. 9A muestra un diagrama en bloques de una unidad transmisora 900 capaz de llevar a cabo el procesamiento de transmisión para la modalidad de multiplexado espacial. La unidad transmisora 900 es otra realización de la porción transmisora del punto de acceso y el terminal de usuario. Para la modalidad de multiplexado espacial, suponiendo nuevamente que se dispone de cuatro antenas transmisoras y cuatro antenas receptoras, pueden transmitirse datos por hasta cuatro canales espaciales. Puede utilizarse una tasa distinta para cada canal espacial, según su capacidad de transmisión. Cada tasa está asociada a una tasa de código específica y a un esquema de modulación, según se muestra en la Tabla 25. En la siguiente descripción se supone que se seleccionan N_E canales espaciales para su empleo para la transmisión de datos, donde $N_E \leq N_S \leq \min \{N_T, N_R\}$.

Dentro de un procesador 710b de datos de TX, la unidad 808 de entramado entrama los datos para cada paquete del FCH/RCH, a fin de generar una o más tramas PHY para el paquete. Cada trama PHY incluye el número de bits de datos que pueden transmitirse en todos los N_E canales espaciales dentro de 6 símbolos OFDM. El cifrador 810 cifra los datos para cada canal de transporte. El codificador 812 recibe y codifica los datos cifrados de acuerdo a un esquema de codificación seleccionado a fin de proporcionar bits de código. En una realización, se emplea un esquema común de codificación para codificar los datos para todos los N_E canales espaciales, y se obtienen tasas de código para distintos canales espaciales, punzando los bits de código con distintos patrones de punción. La unidad 814 de punción punza así los bits de código para obtener la tasa deseada de código para cada canal espacial. La punción para la modalidad de multiplexado espacial se describe en mayor detalle más adelante.

Un demultiplexador 816 recibe y demultiplexa los bits de código desde la unidad 814 de punción, a fin de suministrar N_E flujos de bits de código para los N_E canales espaciales seleccionados para su uso. Cada flujo de bits de código es suministrado a un respectivo intercalador 818, que intercala los bits de código en el flujo por todas las 48

subbandas de datos. La codificación e intercalación para la modalidad de multiplexado espacial se describen en mayor detalle más adelante. Los datos intercalados de cada intercalador 818 se suministran a una respectiva unidad 820 de asociación de símbolos.

5 En la modalidad de multiplexado espacial, pueden utilizarse hasta cuatro tasas distintas para los cuatro canales espaciales, según las SNR recibidas logradas para estos canales espaciales. Cada tasa se asocia a un esquema específico de modulación, según se muestra en la Tabla 25. Cada unidad 820 de asociación de símbolos asocia los datos intercalados de acuerdo a un esquema específico de modulación seleccionado para el canal espacial asociado, a fin de suministrar símbolos de modulación. Si se seleccionan para su uso los cuatro canales espaciales, entonces las unidades
10 820a a 820d de asociación de símbolos suministran cuatro flujos de símbolos de modulación para los cuatro canales espaciales a un procesador espacial 720b de transmisión.

El procesador espacial 720b de transmisión lleva a cabo el procesamiento espacial para la modalidad de multiplexado espacial. Para simplificar, la siguiente descripción supone que se utilizan cuatro antenas de transmisión, cuatro
15 antenas de recepción y 48 subbandas de datos para la transmisión de datos. Los índices de subbanda de datos están dados por el conjunto K, donde $K = \pm \{1, \dots, 6, 8, \dots, 20, 22, \dots, 26\}$ para la estructura de subbandas OFDM anteriormente descrita.

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

$$\underline{r}(k) = \underline{H}(k)\underline{x}(k) + \underline{n}(k) \quad , \text{ para } k \in K, \quad \text{Ec. (5)}$$

en la que

25 $\underline{r}(k)$ es un vector de “recepción” con cuatro entradas para los símbolos recibidos mediante las cuatro antenas receptoras para la subbanda k (es decir, $\underline{r}(k) = [r_1(k) \ r_2(k) \ r_3(k) \ r_4(k)]^T$);

$\underline{x}(k)$ es un vector de “transmisión” con cuatro entradas para los símbolos transmitidos desde las cuatro antenas
30 transmisoras para la subbanda k (es decir, $\underline{x}(k) = [x_1(k) \ x_2(k) \ x_3(k) \ x_4(k)]^T$);

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

$\underline{n}(k)$ es un vector de ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN) para la subbanda k.

35

Se supone que el vector de ruido $\underline{n}(k)$ tiene componentes con media cero y una matriz de covarianza de $\underline{\Delta}_n = \sigma^2 \underline{I}$, donde $\underline{I}$ es la matriz identidad y σ^2 es la varianza del ruido.

La matriz $\underline{H}(k)$ de respuesta de canal para la subbanda k puede expresarse como:

$$\underline{H}(k) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(k) & h_{1,2}(k) & h_{1,3}(k) & h_{1,4}(k) \\ h_{2,1}(k) & h_{2,2}(k) & h_{2,3}(k) & h_{2,4}(k) \\ h_{3,1}(k) & h_{3,2}(k) & h_{3,3}(k) & h_{3,4}(k) \\ h_{4,1}(k) & h_{4,2}(k) & h_{4,3}(k) & h_{4,4}(k) \end{bmatrix} \quad , \text{ para } k \in K, \quad \text{Ec. (6)}$$

50 en la que la entrada $h_{ij}(k)$, para $i \in \{1, 2, 3, 4\}$ y $j \in \{1, 2, 3, 4\}$, es el acoplamiento (es decir, ganancia compleja) entre la antena transmisora i y la antena receptora j para la subbanda k . Para simplificar, se supone que las matrices de respuesta de canal $\underline{H}(k)$, para $k \in K$, son conocidas o pueden ser averiguadas tanto por el transmisor como por el receptor.

La matriz de respuesta de canal $\underline{H}(k)$ para cada subbanda k puede “diagonalizarse” para obtener las N_s automodalidades para esa subbanda. Esto puede lograrse realizando la descomposición de autovalores en la matriz de correlación de $\underline{H}(k)$, que es $\underline{R}(k) = \underline{H}^H(k)\underline{H}(k)$, donde $\underline{H}^H(k)$ indica la transpuesta conjugada de $\underline{H}(k)$. La descomposición de autovalores de la matriz de corrección $\underline{R}(k)$ puede expresarse como:

$$\underline{R}(k) = \underline{V}(k)\underline{D}(k)\underline{V}^H(k), \text{ para } k \in K, \quad \text{Ec. (7)}$$

en la que

65 $\underline{V}(k)$ es una matriz unitaria de dimensión ($N_T \times N_T$) cuyas columnas son autovectores de $\underline{R}(k)$ (es decir, $\underline{V}(k) = [\underline{v}_1(k) \ \underline{v}_2(k) \ \underline{v}_3(k) \ \underline{v}_4(k)]$, donde cada $\underline{v}_i(k)$ es un autovector para una automodalidad); y

$\underline{D}(k)$ es una matriz diagonal de dimensión ($N_T \times N_T$) de autovalores de $\underline{R}(k)$.

Una matriz unitaria se caracteriza por la propiedad $\underline{M}^H \underline{M} = \underline{I}$. Los autovectores $\underline{v}_i(k)$, para $i \in \{1, 2, 3, 4\}$, también se denominan vectores de guía para cada uno de los canales espaciales.

La matriz de respuesta de canal $\underline{H}(k)$ también puede diagonalizarse utilizando la descomposición de valor singular, que puede expresarse como:

$$\underline{H}(k) = \underline{U}(k) \underline{\Sigma}(k) \underline{V}^H(k), \text{ para } k \in K, \quad \text{Ec. (8)}$$

en la que

$\underline{V}(k)$ es una matriz cuyas columnas son autovectores derechos de $\underline{H}(k)$;

$\underline{\Sigma}(k)$ es una matriz diagonal que contiene valores singulares de $\underline{H}(k)$, que son raíces cuadradas positivas de los elementos diagonales de $\underline{D}(k)$, los autovalores de $\underline{R}(k)$; y

$\underline{U}(k)$ es una matriz cuyas columnas son autovectores izquierdos de $\underline{H}(k)$.

La descomposición de valor singular está descrita por Gilbert Strang en un libro titulado “Álgebra Lineal y sus Aplicaciones”, Segunda Edición, Academic Press, 1980. Como se muestra en las ecuaciones (7) y (8), las columnas de la matriz $\underline{V}(k)$ son autovectores de $\underline{R}(k)$ así como autovectores derechos de $\underline{H}(k)$. Las columnas de la matriz $\underline{U}(k)$ son autovectores de $\underline{H}(k) \underline{H}^H(k)$ así como autovectores izquierdos de $\underline{H}(k)$.

La matriz diagonal $\underline{D}(k)$ para cada subbanda contiene valores reales no negativos a lo largo de la diagonal, y ceros en todos los demás lugares. Los autovalores de $\underline{R}(k)$ se indican como $\{\lambda_1(k), \lambda_2(k), \lambda_3(k), \lambda_4(k)\}$ o bien $\{\lambda_i(k)\}$ para $i \in \{1, 2, 3, 4\}$.

La descomposición por autovalores puede realizarse independientemente para la matriz de respuesta de canal $\underline{H}(k)$, para cada una de las 48 subbandas de datos, a fin de determinar las cuatro automodalidades para esa subbanda (suponiendo que cada matriz $\underline{H}(k)$ es de rango completo). Los cuatro autovalores para cada matriz diagonal $\underline{D}(k)$ pueden ordenarse de forma tal que $\{\lambda_1(k) \geq \lambda_2(k) \geq \lambda_3(k) \geq \lambda_4(k)\}$, donde $\lambda_1(k)$ es el mayor autovalor y $\lambda_4(k)$ es el menor autovalor para la subbanda k . Cuando los autovalores para cada matriz diagonal $\underline{D}(k)$ están ordenados, los autovectores (o columnas) de la matriz asociada $\underline{V}(k)$ también están correspondientemente ordenados.

Una automodalidad de “banda ancha” puede definirse como el conjunto de automodalidades del mismo orden de todas las subbandas después del ordenamiento (es decir, la automodalidad de banda ancha m incluye las automodalidades m de todas las subbandas). Cada automodalidad de banda ancha está asociada a un respectivo conjunto de autovectores para todas las subbandas. La automodalidad “principal” de banda ancha es aquella asociada al mayor valor singular en cada una de las matrices $\underline{\Sigma}(k)$ después del ordenamiento.

Un vector $\underline{d}^m$ puede formarse entonces para incluir el autovalor de rango m para todas las 48 subbandas de datos. Este vector $\underline{d}^m$ puede expresarse como:

$$\underline{d}^m = [\lambda_m(-26) \dots \lambda_m(-22) \dots \lambda_m(22) \dots \lambda_m(26)], \text{ para } m = \{1, 2, 3, 4\}. \quad \text{Ec. (9)}$$

El vector $\underline{d}^1$ incluye los autovalores para la mejor, o la principal, automodalidad de banda ancha. Para un sistema MIMO-OFDM con cuatro antenas transmisoras y cuatro antenas receptoras (es decir, un sistema 4×4), hay hasta cuatro automodalidades de banda ancha.

Si la varianza σ^2 del ruido en el receptor es constante por toda la banda operativa, y conocida para el transmisor, entonces la SNR recibida para cada subbanda de cada automodalidad de banda ancha puede determinarse dividiendo el autovalor $\lambda_m(k)$ por la varianza σ^2 del ruido. Para simplificar, la varianza del ruido puede suponerse igual a uno (es decir, $\sigma^2 = 1$).

Para la modalidad de multiplexado espacial, la potencia transmisora total P_{total} disponible para el transmisor puede distribuirse a las automodalidades de banda ancha sobre la base de diversos esquemas de adjudicación de potencia. En un esquema, la potencia transmisora total P_{total} se distribuye uniformemente para todas las cuatro automodalidades de banda ancha, de forma tal que $P_m = P_{\text{total}}/4$, donde P_m es la potencia de transmisión adjudicada a la automodalidad de banda ancha m . En otro esquema, la potencia transmisora total P_{total} se distribuye para las cuatro automodalidades de banda ancha utilizando un procedimiento de hidratación.

El procedimiento de hidratación distribuye la potencia de forma tal que las automodalidades de banda ancha con mayores ganancias de potencia reciban mayores fracciones de la potencia transmisora total. La magnitud de la potencia transmisora adjudicada a una automodalidad de banda ancha dada está determinada por su SNR recibida, la cual, a su

vez, depende de las ganancias de potencia (o autovalores) para todas las subbandas de esa automodalidad de banda ancha. El procedimiento de hidratación puede adjudicar potencia transmisora cero a las automodalidades de banda ancha con SNR recibidas lo suficientemente pobres. El procedimiento de hidratación recibe $\beta = \{\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4\}$ para las cuatro automodalidades de banda ancha, donde β_m es un factor de normalización para la automodalidad de banda ancha m , y puede expresarse como:

$$\beta_m = \frac{1}{\sum_{k \in K} \lambda_m^{-1}(k)}, \text{ para } m = \{1, 2, 3, 4\}, \quad \text{Ec. (10)}$$

El factor de normalización β_m mantiene la potencia transmisora adjudicada a la automodalidad de banda ancha m invariable después de que se aplica la inversión de canal, según se describe más adelante. Como se muestra en la ecuación (10), el factor de normalización β_m puede derivarse sobre la base de los autovalores en el vector $\underline{\lambda}^m$, y con la hipótesis de que la varianza de ruido sea igual a uno (es decir, $\sigma^2 = 1$).

El procedimiento de hidratación determina entonces la fracción α_m de la potencia transmisora total a adjudicar a cada automodalidad de banda ancha, sobre la base del conjunto, de forma tal que la eficiencia espectral, o algún otro criterio, se optimice. La potencia transmisora adjudicada a la automodalidad de banda ancha m por el procedimiento de hidratación puede expresarse como:

$$P_m = \alpha_m P_{\text{total}}, \text{ para } m = \{1, 2, 3, 4\}. \quad \text{Ec. (11)}$$

Las adjudicaciones de potencia para las cuatro automodalidades de banda ancha pueden expresarse como $\alpha_3 = \{\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4\}$, donde $\sum_{m=1}^4 \alpha_m = 1$ y $\sum_{m=1}^4 P_m = P_{\text{total}}$. Puede seleccionarse para su uso la modalidad de multiplexado espacial si más de un valor en el conjunto $\underline{\alpha}$ es distinto de cero.

El procedimiento para realizar la hidratación es conocido en la tecnología y no se describe en la presente memoria. Una referencia que describe la hidratación es “Teoría de la Información y Comunicación Fiable”, por Robert G. Gallager, John Wiley e Hijos, 1968.

Para la modalidad de multiplexado espacial, la tasa para cada canal espacial o automodalidad de banda ancha puede seleccionarse sobre la base de la SNR recibida alcanzada por ese canal espacial, o automodalidad de banda ancha, con su potencia transmisora adjudicada de P_m . Para simplificar, la siguiente descripción supone la transmisión de datos sobre las automodalidades de banda ancha. La SNR recibida para cada automodalidad de banda ancha puede expresarse como:

$$\gamma_m = \frac{P_m \beta_m}{\sigma^2}, \text{ para } m = \{1, 2, 3, 4\}. \quad \text{Ec. (12)}$$

En una realización, la tasa para cada automodalidad de banda ancha se determina sobre la base de una tabla que incluye las tasas que reciben soporte por parte del sistema y una gama de las SNR para cada tasa. Esta tabla puede obtenerse por simulación en ordenador, mediciones empíricas, y así sucesivamente. La tasa específica a emplear para cada automodalidad de banda ancha es la tasa en la tabla con una gama de SNR que cubre la SNR recibida para la automodalidad de banda ancha. En otra realización, la tasa para cada automodalidad de banda ancha se selecciona sobre la base de (1) la SNR recibida para la automodalidad de banda ancha, (2) un desplazamiento de SNR utilizado para compensar el error de estimación, la variabilidad en el canal MIMO y otros factores, y (3) una tabla de tasas que disponen de soporte y sus SNR requeridas. Para esta realización, se calcula primero una SNR media recibida para cada automodalidad de banda ancha, como se ha descrito anteriormente, o como un promedio de las SNR recibidas (en unidades de dB) para todas las subbandas de la automodalidad de banda ancha. En cualquier caso, se calcula luego una SNR operativa como la suma de las SNR recibidas y el desplazamiento de las SNR (donde ambas están dadas en unidades de dB). La SNR operativa se compara luego con respecto a la SNR requerida para cada una de las tasas que reciben soporte del sistema. La mayor tasa en la tabla con una SNR requerida que sea menor o igual que la SNR operativa se selecciona luego para la automodalidad de banda ancha. La tasa para la modalidad de diversidad transmisora y la modalidad de guía de haces también pueden determinarse de manera similar.

La potencia transmisora P_m adjudicada para cada automodalidad de banda ancha puede distribuirse por las 48 subbandas de datos de esa automodalidad de banda ancha, de forma tal que las SNR recibidas para todas las subbandas sean aproximadamente iguales. Esta adjudicación no uniforme de potencia por las subbandas se denomina inversión de canal. La potencia transmisora $P_m(k)$ adjudicada a cada subbanda puede expresarse como:

$$P_m(k) = \frac{\beta_m P_m}{\lambda_m(k)}, \text{ para } k \in K \text{ y } m = \{1, 2, 3, 4\}, \quad \text{Ec. (13)}$$

donde β_m está dado en la ecuación (10).

Como se muestra en la ecuación (13), la potencia transmisora P_m se distribuye no uniformemente por las subbandas de datos, sobre la base de sus ganancias de potencia de canal, que están dadas por los autovalores $\lambda_m(k)$, para $k \in K$. La distribución de potencia es tal que se logran SNR recibidas aproximadamente iguales en el receptor, para todas las subbandas de cada automodalidad de banda ancha. Esta inversión de canal se lleva a cabo independientemente para cada una de las cuatro automodalidades de banda ancha. La inversión de canal por automodalidad de banda ancha se describe en mayor detalle en la Solicitud de Patente Estadounidense transferida legalmente con N° de Serie 10/229.209, titulada "Coded MIMO Systems with Selective Channel Inversion Applied Per Eigenmode" ["Sistemas MIMO Codificados con Inversión Selectiva de Canal Aplicada para cada Automodalidad"], depositada el 27 de agosto de 2002.

La inversión de canal puede llevarse a cabo de diversas maneras. Para la inversión total de canal, se utilizan todas las subbandas de datos para la transmisión de datos si se selecciona para su uso una automodalidad de banda ancha. Para la inversión selectiva de canal, pueden seleccionarse para su uso todas o un subconjunto de todas las subbandas de datos disponibles, para cada automodalidad de banda ancha. La inversión selectiva de canal descarta las subbandas débiles, con una SNR recibida por debajo de un umbral específico, y efectúa la inversión de canal sólo sobre las subbandas seleccionadas. La inversión selectiva de canal para cada automodalidad de banda ancha también se describe en la Solicitud de Patente Estadounidense transferida legalmente con N° de Serie 10/229.209, titulada "Coded MIMO Systems with Selective Channel Inversion Applied Per Eigenmode" ["Sistemas MIMO Codificados con Inversión Selectiva de Canal Aplicada para cada Automodalidad"], depositada el 27 de agosto de 2002. Para simplificar, la siguiente descripción supone que la inversión total de canal se efectúa para cada automodalidad de banda ancha seleccionada para su uso.

La ganancia de utilización para cada subbanda de cada automodalidad de banda ancha puede determinarse sobre la base de la potencia transmisora $P_m(k)$ adjudicada a esa subbanda. La ganancia $g_m(k)$ para cada subbanda de datos puede expresarse como:

$$g_m(k) = \sqrt{P_m(k)} \text{ para } k \in K \text{ y } m = \{1, 2, 3, 4\}. \quad \text{Ec. (14)}$$

Una matriz diagonal de ganancias $\underline{G}(k)$ puede definirse para cada subbanda. Esta matriz $\underline{G}(k)$ incluye las ganancias para las cuatro automodalidades, para la subbanda k , a lo largo de la diagonal, y puede expresarse como $\underline{G}(k) = \text{diag}[g_1(k), g_2(k), g_3(k), g_4(k)]$.

Para la modalidad de multiplexado espacial, el vector transmisor $\underline{x}(k)$ para cada subbanda de datos puede expresarse como:

$$\underline{x}(k) = \underline{V}(k)\underline{G}(k)\underline{s}(k), \text{ para } k \in K, \quad \text{Ec. (15)}$$

en la que

$$\underline{s}(k) = [s_1(k) \ s_2(k) \ s_3(k) \ s_4(k)]^T,$$

y

$$\underline{x}(k) = [x_1(k) \ x_2(k) \ x_3(k) \ x_4(k)]^T.$$

El vector $\underline{s}(k)$ incluye cuatro símbolos de modulación a transmitir sobre las cuatro automodalidades para la subbanda k , y el vector $\underline{x}(k)$ incluye cuatro símbolos de transmisión a transmitir desde las cuatro antenas para la subbanda k . Para simplificar, la ecuación (15) no incluye los factores de corrección utilizados para compensar las diferencias

entre las cadenas de transmisión/recepción en el punto de acceso y el terminal de usuario, que se describen en detalle más adelante.

La Fig. 9B muestra un diagrama en bloques de una realización del procesador espacial 720b de transmisión, capaz de efectuar el procesamiento espacial para la modalidad de multiplexado espacial. Para simplificar, la siguiente descripción supone que las cuatro automodalidades de banda ancha están seleccionadas para su uso. Sin embargo, también pueden seleccionarse para su uso menos de cuatro automodalidades de banda ancha.

Dentro del procesador 720b, un demultiplexador 932 recibe los cuatro flujos de símbolos de modulación (indicados como $s_1(n)$ a $s_4(n)$) a transmitir por las cuatro automodalidades de banda ancha, demultiplexa cada flujo en 48 subflujos para las 48 subbandas de datos, y suministra cuatro subflujos de símbolos de modulación para cada subbanda de datos a un respectivo procesador espacial 940 de subbanda de transmisión. Cada procesador 940 efectúa el procesamiento mostrado en la ecuación (15) para una subbanda.

Dentro de cada procesador espacial 940 de subbanda de transmisión, los cuatro subflujos de símbolos de modulación (indicados como $s_1(k)$ a $s_4(k)$) se suministran a cuatro multiplicadores 942a a 942d, que también reciben las ganancias $g_1(k)$, $g_2(k)$, $g_3(k)$ y $g_4(k)$ para las cuatro automodalidades de la subbanda asociada. Cada ganancia $g_m(k)$ puede determinarse sobre la base de la potencia de transmisión $P_m(k)$ adjudicada a esa subbanda/automodalidad, según se muestra en la ecuación (14). Cada multiplicador 942 ajusta sus símbolos de modulación con su ganancia $g_m(k)$, a fin de proporcionar símbolos de modulación ajustados. Los multiplicadores 942a a 942d suministran cuatro subflujos de símbolos de modulación ajustados a cuatro formadores 950a a 950d de haces, respectivamente.

Cada formador 950 de haces lleva a cabo la formación de haces para transmitir un subflujo de símbolos por una automodalidad de una subbanda. Cada formador 950 de haces recibe un subflujo de símbolos $s_m(k)$ y un autovector $\underline{v}_m(k)$ para la automodalidad asociada. En particular, el formador 950a de haces recibe el autovector $\underline{v}_1(k)$ para la primera automodalidad, el formador 950b de haces recibe el autovector $\underline{v}_2(k)$ para la segunda automodalidad, y así sucesivamente. La formación de haces se lleva a cabo utilizando el autovector para la automodalidad asociada.

Dentro de cada formador 950 de haces, los símbolos de modulación ajustados se suministran a cuatro multiplicadores 952a a 952d, que también reciben cuatro elementos, $v_{m,1}(k)$, $v_{m,2}(k)$, $v_{m,3}(k)$ y $v_{m,4}(k)$, del autovector $\underline{v}_m(k)$ para la automodalidad asociada. Cada multiplicador 952 multiplica luego los símbolos de modulación ajustados por su valor de autovector $v_{m,j}(k)$ para proporcionar símbolos “formados en haces”. Los multiplicadores 952a a 952d suministran cuatro subflujos de símbolos formados en haces (que han de transmitirse desde cuatro antenas) a los sumadores 960a a 960d, respectivamente.

Cada sumador 960 recibe y suma cuatro símbolos formados en haces para las cuatro automodalidades, para cada periodo de símbolos, a fin de proporcionar un símbolo preconditionado para una antena transmisora asociada. Los sumadores 960a a 960d suministran cuatro subflujos de símbolos preconditionados para cuatro antenas transmisoras a los almacenes temporales/multiplexadores 970a a 970d, respectivamente.

Cada almacén temporal/multiplexador 970 recibe símbolos piloto y los símbolos preconditionados desde los procesadores espaciales 940a a 940k de subbanda de transmisión, para las 48 subbandas de datos. Cada almacén temporal/multiplexador 970 multiplexa luego, para cada periodo de símbolos, 4 símbolos piloto, 48 símbolos preconditionados y 12 ceros para 4 subbandas piloto, 48 subbandas de datos y 12 subbandas no utilizadas, respectivamente, a fin de formar una secuencia de 64 símbolos de transmisión para ese periodo de símbolos. Cada almacén temporal/multiplexador 970 suministra un flujo de símbolos de transmisión $x_i(n)$ para una antena transmisora, donde el flujo de símbolos de transmisión comprende secuencias concatenadas de 64 símbolos de transmisión. Los símbolos de transmisión pueden ajustarse con factores de corrección para compensar las diferencias entre las cadenas de transmisión/recepción en el punto de acceso y el terminal de usuario, según se describe más adelante. La subsiguiente modulación OFDM para cada flujo de símbolos de transmisión se describe más arriba.

También pueden transmitirse flujos de símbolos paralelos desde las cuatro antenas transmisoras, sin procesamiento espacial en el punto de acceso, utilizando la modalidad de multiplexado espacial no guiado. Para esta modalidad, pueden omitirse el proceso de inversión de canal y la formación de haces por parte del formador 950 de haces. Cada flujo de símbolos de modulación es adicionalmente procesado por OFDM y transmitido desde una respectiva antena transmisora.

La modalidad de multiplexado espacial no guiado puede emplearse para diversas situaciones, tales como si el transmisor es incapaz de llevar a cabo el procesamiento espacial necesario para brindar soporte a la guía de haces sobre la base de la descomposición de automodalidades. Esto puede ser debido a que el transmisor no ha realizado procedimientos de calibración, es incapaz de generar una estimación lo bastante buena del canal, o bien no tiene capacidades de calibración y procesamiento de automodalidades en absoluto. Para la modalidad de multiplexado espacial no guiado, se emplea todavía el multiplexado espacial para aumentar la capacidad de transmisión, pero el procesamiento espacial para separar entre sí los flujos de símbolos individuales es realizado por el receptor.

Para la modalidad de multiplexado espacial no guiado, el receptor efectúa el procesamiento espacial para recuperar los flujos de símbolos transmitidos. En particular, un terminal de usuario puede implementar una técnica de inversión de matriz de correlación de canal (CCMI), una técnica de mínimos errores cuadrados medios (MMSE), una técnica de

procesamiento del receptor de cancelación de interferencia sucesiva, o alguna otra técnica de procesamiento espacial del receptor. Estas técnicas se describen en detalle en la Solicitud de Patente Estadounidense transferida legalmente con N° de Serie 09/993.087, titulada "Multiple-Access Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication System" ["Sistema de Comunicación de Entrada Múltiple y Salida Múltiple (MIMO) y Acceso Múltiple"], depositada el 6 de noviembre de 2001. La modalidad de multiplexado espacial no guiado puede utilizarse para las transmisiones tanto del enlace descendente como del enlace ascendente.

La modalidad de multiplexado espacial multiusuario brinda soporte a la transmisión de datos a múltiples terminales de usuario simultáneamente por el enlace descendente, sobre la base de las "firmas espaciales" de los terminales de usuario. La firma espacial para un terminal de usuario está dada por un vector de respuesta de canal (para cada subbanda) entre las antenas del punto de acceso y cada antena del terminal de usuario. El punto de acceso puede obtener las firmas espaciales, por ejemplo, sobre la base de la referencia guiada transmitida por los terminales de usuario. El punto de acceso puede procesar las firmas espaciales para los terminales de usuario que deseen transmitir datos para (1) seleccionar un conjunto de terminales de usuario para la transmisión simultánea de datos por el enlace descendente y (2) derivar vectores de guía para cada uno de los flujos de datos independientes a transmitir a los terminales de usuario seleccionados.

Los vectores de guía para la modalidad de multiplexado espacial multiusuario pueden derivarse de diversas maneras. Se describen más adelante dos esquemas ejemplares. Para simplificar, la siguiente descripción es para una subbanda y supone que cada terminal de usuario está equipado con una única antena.

En un primer esquema, el punto de acceso obtiene los vectores de guía utilizando la inversión de canal. El punto de acceso puede seleccionar N_{ap} terminales de usuario de antena única para la transmisión simultánea por el enlace descendente. El punto de acceso obtiene un vector fila de respuesta de canal de dimensión $1 \times N_{ap}$ para cada terminal de usuario seleccionado y forma una matriz $\underline{H}_{mn}$ de respuesta de canal, de dimensión $N_{ap} \times N_{ap}$, con los N_{ap} vectores fila para los N_{ap} terminales de usuario. El punto de acceso obtiene entonces una matriz $\underline{H}_{guia}$ de N_{ap} vectores de guía para los N_{ap} terminales de usuario seleccionados, tal como $\underline{H}_{guia} = \underline{H}_{mn}^{-1}$. El punto de acceso también puede transmitir una referencia guiada a cada terminal de usuario seleccionado. Cada terminal de usuario procesa su referencia guiada para estimar la ganancia de canal y la fase, y demodula coherentemente los símbolos recibidos para su única antena con la ganancia de canal y las estimaciones de fase, para obtener símbolos recuperados.

En un segundo esquema, el punto de acceso precodifica N_{ap} flujos de símbolos a enviar a N_{ap} terminales de usuario, de forma tal que estos flujos de símbolos experimenten poca diafonía en los terminales de usuario. El punto de acceso puede formar la matriz $\underline{H}_{mu}$ de respuesta de canal para los N_{ap} terminales de usuario seleccionados y llevar a cabo la factorización QR sobre $\underline{H}_{mn} = \underline{T}_{tri} \underline{Q}_{mu}$, donde $\underline{T}_{tri}$ es una matriz triangular inferior izquierda y $\underline{Q}_{mu}$ es una matriz unitaria. El punto de acceso precodifica entonces los N_{ap} flujos de símbolos de datos con la matriz $\underline{T}_{tri}$ para obtener N_{ap} flujos de símbolos precodificados, y procesa adicionalmente los flujos de símbolos precodificados con la matriz unitaria $\underline{Q}_{mu}$ para obtener los N_{ap} flujos de símbolos de transmisión para su transmisión a los N_{ap} terminales de usuario. Nuevamente, el punto de acceso también puede transmitir una referencia guiada a cada terminal de usuario. Cada terminal de usuario utiliza la referencia guiada para demodular coherentemente sus símbolos recibidos a fin de obtener símbolos recuperados.

Para el enlace ascendente en la modalidad de multiplexado espacial multiusuario, el punto de acceso puede recuperar N_{ap} flujos de símbolos transmitidos simultáneamente por N_{ap} terminales de usuario, utilizando el procesamiento receptor MMSE, la cancelación sucesiva de interferencia o alguna otra técnica de procesamiento receptor. El punto de acceso puede estimar la respuesta del canal del enlace ascendente para cada terminal de usuario, y utilizar la estimación de respuesta del canal para el procesamiento espacial receptor, y para planificar transmisiones del enlace ascendente. Cada terminal de usuario de antena única puede transmitir un piloto ortogonal por el enlace ascendente. Los pilotos del enlace ascendente de los N_{ap} terminales de usuario pueden ser ortogonales en tiempo y/o frecuencia. La ortogonalidad temporal puede lograrse haciendo que cada terminal de usuario cubra su piloto del enlace ascendente con una secuencia ortogonal asignada al terminal de usuario. La ortogonalidad de frecuencia puede lograrse haciendo que cada terminal de usuario transmita su piloto del enlace ascendente por un conjunto distinto de subbandas. Las transmisiones del enlace ascendente desde los terminales de usuario deberían estar aproximadamente alineadas en el tiempo en el punto de acceso (p. ej., alineadas en el tiempo dentro de un límite dado por el prefijo cíclico).

3. Modalidad de Guía de Haces - Procesamiento de Transmisión

La Fig. 10A muestra un diagrama en bloques de una unidad transmisora 1000 capaz de realizar el procesamiento de transmisión para la modalidad de guía de haces. La unidad transmisora 1000 es otra realización más de la porción transmisora del punto de acceso y el terminal de usuario.

Dentro de un procesador 710c de datos TX, la unidad entramadora 808 entrama los datos para cada paquete del FCH/RCH a fin de generar una o más tramas PHY para el paquete. El cifrador 810 cifra entonces los datos para cada canal de transporte. El codificador 812 codifica a continuación los datos entramados de acuerdo a un esquema de codificación seleccionado a fin de proporcionar bits de código. La unidad punzadora 814 punza entonces los bits de código para obtener la tasa de código deseada para la automodalidad de banda ancha utilizada para la transmisión de datos. Los bits de código de la unidad punzadora 818 se intercalan por todas las subbandas de datos. La unidad 820 de

asociación de símbolos asocia entonces los datos intercalados de acuerdo a un esquema de modulación seleccionado a fin de proporcionar símbolos de modulación. Un procesador espacial 720c TX efectúa entonces el procesamiento de transmisión sobre los símbolos de modulación para la modalidad de guía de haces.

La modalidad de guía de haces puede utilizarse para transmitir datos por un canal espacial o automodalidad de banda ancha - habitualmente, la asociada a los mayores autovalores para todas las subbandas de datos. La modalidad de guía de haces puede seleccionarse si la adjudicación de potencia de transmisión a las automodalidades de banda ancha da como resultado que sólo una entrada en el conjunto σ sea distinto de cero. Mientras que la modalidad de multiplexado espacial efectúa la formación de haces para cada una de las automodalidades seleccionadas de cada subbanda, sobre la base de su autovector, la modalidad de guía de haces efectúa la guía de haces sobre la base de un autovector "normalizado" para la automodalidad principal de cada subbanda a fin de transmitir datos por esa única automodalidad.

Los cuatro elementos de cada autovector $\underline{v}_1(k)$, para $k \in K$, para la automodalidad principal, pueden tener distintas magnitudes. Los cuatro símbolos precondicionados, obtenidos sobre la base de los cuatro elementos del autovector $\underline{v}_1(k)$ para cada subbanda, pueden entonces tener distintas magnitudes. En consecuencia, los cuatro vectores de transmisión por antena, cada uno de los cuales incluye los símbolos precondicionados para todas las subbandas de datos para una antena transmisora dada, pueden tener distintas magnitudes. Si la potencia de transmisión para cada antena transmisora está limitada (p. ej., debido a limitaciones de los amplificadores de potencia), entonces la técnica de formación de haces puede no emplear plenamente la potencia total disponible para cada antena.

La modalidad de guía de haces utiliza sólo la información de fase de los autovectores $\underline{v}_1(k)$, para $k \in K$, para la automodalidad principal, y normaliza cada autovector de forma tal que todos los cuatro elementos en el autovector tengan iguales magnitudes. El autovector normalizado $\tilde{\underline{v}}_1(k)$ para la subbanda k puede expresarse como:

$$\tilde{\underline{v}}(k) = [Ae^{j\theta_1(k)} \quad Ae^{j\theta_2(k)} \quad Ae^{j\theta_3(k)} \quad Ae^{j\theta_4(k)}]^T, \quad \text{Ec. (16)}$$

en la que

A es una constante (p. ej., $A = 1$); y

$\theta_i(k)$ es la fase para la subbanda k de la antena transmisora i , que está dada como:

$$\theta_i(k) = \angle v_{1,i}(k) = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}\{v_{1,i}(k)\}}{\text{Re}\{v_{1,i}(k)\}} \right). \quad \text{Ec. (17)}$$

Según se muestra en la ecuación (17), la fase de cada elemento en el vector $\tilde{\underline{v}}(k)$ se obtiene del correspondiente elemento del autovector $\underline{v}_1(k)$, (es decir, $\theta_i(k)$ se obtiene de $v_{1,i}(k)$, donde $\underline{v}_1(k) = [v_{1,1}(k) \ v_{1,2}(k) \ v_{1,3}(k) \ v_{1,4}(k)]^T$).

La inversión de canal también puede efectuarse para la modalidad de guía de haces, de forma tal que pueda emplearse una tasa común para todas las subbandas de datos. La potencia de transmisión $\tilde{P}_1(k)$ adjudicada para cada subbanda de datos, para la modalidad de guía de haces, puede expresarse como:

$$\tilde{P}_1(k) = \frac{\tilde{\beta}_1 \tilde{P}_1}{\tilde{\lambda}_1(k)}, \quad \text{for } k \in K, \quad \text{Ec. (18)}$$

en la que

$\tilde{\beta}_1$ es un factor de normalización que mantiene invariante la potencia transmisora total después de que se aplica la inversión de canal;

$\tilde{P}_1$ es la potencia de transmisión adjudicada a cada una de las cuatro antenas; y

$\tilde{\lambda}_1(k)$ es la ganancia de potencia para la subbanda k de la automodalidad principal para la modalidad de guía de haces.

El factor de normalización $\tilde{\beta}_1$ puede expresarse como:

$$\tilde{\beta}_1 = \frac{1}{\sum_{k \in K} \tilde{\lambda}_1^{-1}(k)} \quad \text{Ec. (19)}$$

La potencia de transmisión $\tilde{P}_1$ puede darse como $P_1 = P_{\text{total}}/4$ (es decir, adjudicación uniforme de la potencia transmisora total para las cuatro antenas transmisoras). La ganancia de potencia $\tilde{\lambda}_1(k)$ puede expresarse como:

$$\tilde{\lambda}_1(k) = \tilde{\mathbf{v}}^H(k) \mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k) \tilde{\mathbf{v}}(k) \quad \text{Ec. (20)}$$

La inversión de canal da como resultado la adjudicación de potencia de $P_1(k)$, para $k \in K$, para las 48 subbandas de datos. La ganancia para cada subbanda de datos puede darse entonces como

$$\tilde{g}(k) = \sqrt{\tilde{P}_1(k)}$$

Para la modalidad de guía de haces, el vector transmisor $\underline{x}(k)$ para cada subbanda puede expresarse como:

$$\underline{x}(k) = \tilde{\mathbf{v}}(k) \tilde{g}(k) s(k) \quad , \text{ para } k \in K. \quad \text{Ec. (21)}$$

Para simplificar nuevamente, la ecuación (21) no incluye los factores de corrección utilizados para compensar las diferencias entre las cadenas de transmisión/recepción en el punto de acceso y el terminal de usuario.

Como se muestra en la ecuación (16), los cuatro elementos del vector $\tilde{\mathbf{v}}(k)$ para cada subbanda tienen igual magnitud, pero fases posiblemente distintas. La guía de haces genera así un vector transmisor $\underline{x}(k)$ para cada subbanda, teniendo los cuatro elementos de $\underline{x}(k)$ la misma magnitud pero fases posiblemente distintas.

La Fig. 10B muestra un diagrama en bloques de una realización del procesador espacial 720c TX, capaz de efectuar el procesamiento espacial para la modalidad de guía de haces.

Dentro del procesador 720c, un demultiplexador 1032 recibe y demultiplexa el flujo $s(n)$ de símbolos de modulación en 48 subflujos para las 48 subbandas de datos (indicadas como $s(1)$ a $s(k)$). Cada subflujo de símbolos se suministra a un respectivo procesador 1040 de guía de haces de subbanda de TX. Cada procesador 1040 lleva a cabo el procesamiento mostrado en la ecuación (14) para una subbanda.

Dentro de cada procesador 1040 de guía de haces de subbanda TX, el subflujo de símbolos de modulación se suministra a un multiplicador 1042, que también recibe la ganancia $\tilde{g}(k)$ para la subbanda asociada. El multiplicador 1042 ajusta entonces los símbolos de modulación con la ganancia $\tilde{g}(k)$ para obtener símbolos de modulación ajustados, que se suministran entonces a una unidad 1050 de guía de haces.

La unidad 1050 de guía de haces también recibe el autovector normalizado $\tilde{\mathbf{v}}(k)$ para la subbanda asociada. Dentro de la unidad 1050 de guía de haces, los símbolos de modulación ajustados se suministran a cuatro multiplicadores 1052a a 1052d, que también reciben respectivamente los cuatro elementos, $\tilde{v}_1(k)$, $\tilde{v}_2(k)$, $\tilde{v}_3(k)$ y $\tilde{v}_4(k)$, del autovector normalizado $\tilde{\mathbf{v}}(k)$. Cada multiplicador 1052 multiplica sus símbolos de modulación ajustados con su valor $\tilde{v}_i(k)$ a fin de suministrar símbolos preconditionados. Los multiplicadores 1052a a 1052d proporcionan cuatro subflujos de símbolos preconditionados a los almacenes temporales/multiplexadores 1070a a 1070d, respectivamente.

Cada almacén temporal/multiplexador 1070 recibe símbolos piloto y los símbolos preconditionados desde los procesadores 1040a a 1040k de guía de haces de subbanda de transmisión, para las 48 subbandas, multiplexa los símbolos piloto y preconditionados y los ceros para cada periodo de símbolos, y suministra un flujo de símbolos de transmisión $x_i(n)$ para una antena transmisora. La subsiguiente modulación OFDM para cada flujo de símbolos de transmisión está anteriormente descrita.

El procesamiento para la modalidad de guía de haces se describe en mayor detalle en la Solicitud de Patente Estadounidense transferida legalmente con N° de Serie 10/228.393, titulada "Beam-Steering and Beam-Forming for Wideband MIMO Systems" ["Guía de Haces y Formación de Haces para Sistemas MIMO de Banda Ancha"], registrada el 27 de agosto de 2002. El sistema también puede diseñarse para prestar soporte a una modalidad de formación de haces, por la cual un flujo de datos se transmite por la automodalidad principal utilizando el autovector en lugar del autovector normalizado.

4. Entramado para tramas PHY

La Fig. 11A muestra una realización de la unidad 808 de entramado, que se utiliza para entamar los datos para cada paquete del RCH/RCH antes del procesamiento subsiguiente por parte del procesador de datos TX. Esta función de entramado puede omitirse para mensajes enviados por el BCH, el FCCH y el RACH. La unidad de entramado genera un número entero de tramas PHY para cada paquete del FCH/RCH, donde cada trama PHY abarca 6 símbolos OFDM para la realización en la presente memoria descrita.

Para las modalidades de diversidad y de guía de haces, sólo se utiliza un canal espacial o automodalidad de banda ancha para la transmisión de datos. La tasa para esta modalidad es conocida, y el número de bits de información que pueden enviarse en la carga útil de cada trama PHY puede calcularse. Para la modalidad de multiplexado espacial, pueden utilizarse múltiples canales espaciales para la transmisión de datos. Dado que la tasa de cada canal espacial es conocida, puede calcularse el número de bits de información que pueden enviarse en la carga útil de cada trama PHY para todos los canales espaciales.

Como se muestra en la Fig. 11A, los bits de información (indicados como $i_1 i_2 i_3 i_4 \dots$) para cada paquete del RCH/RCH se suministran a un generador 1102 de CRC y a un multiplexador 1104 dentro de la unidad 808 de entramado. El generador 1102 de CRC genera un valor de CRC para los bits en la cabecera (si la hubiera) y los campos de carga útil de cada trama PHY, y suministra bits de CRC al multiplexador 1104. El multiplexador 1104 recibe los bits de información, los bits del CRC, los bits de la cabecera y los bits de relleno (p. ej., ceros), y suministra estos bits en el orden debido, según se muestra en la Fig. 6, sobre la base de una señal de Control de Trama PHY. La función de entramado puede omitirse suministrando los bits de información directamente a través del multiplexador 1104. Los bits entramados o no entramados (indicados como $d_1 d_2 d_3 d_4 \dots$) se suministran al cifrador 810.

5. Cifrado

En una realización, los bits de datos para cada canal de transporte se cifran antes de la codificación. El cifrado aleatoriza los datos, de forma tal que no se transmita una larga secuencia de todos unos, o de todos ceros. Esto puede reducir la variación en la potencia, entre la máxima y la media, de la onda OFDM. El cifrado puede omitirse para uno o más canales de transporte, y también puede habilitarse e inhabilitarse selectivamente.

La Fig. 11A también muestra una realización del cifrador 810. En esta realización, el cifrador 810 implementa un polinomio generador:

$$G(x) = x^7 + x^4 + x. \quad \text{Ec. (22)}$$

También pueden emplearse otros polinomios generadores, lo cual está dentro del alcance de la invención.

Como se muestra en la Fig. 11A, el cifrador 810 incluye siete elementos 1112a a 1112g de retardo, acoplados en serie. Para cada ciclo de reloj, un sumador 1114 efectúa la suma en módulo 2 de dos bits almacenados en los elementos 1112d y 1112g de retardo, y proporciona un bit de cifrado al elemento 1112a de retardo.

Los bits entramados, o no entramados, ($d_1 d_2 d_3 d_4 \dots$) se suministran a un sumador 1116, que también recibe bits de cifrado desde el sumador 1114. El sumador 1116 efectúa la suma en módulo 2 de cada bit d_n , con un correspondiente bit de cifrado, para proporcionar un bit cifrado q_n . El cifrador 810 suministra una secuencia de bits cifrados, que se indica como $q_1 q_2 q_3 q_4 \dots$.

El estado inicial del cifrador (es decir, el contenido de los elementos 1112a a 1112g de retardo) se establece en un número no nulo de 7 bits al comienzo de cada trama TDD. Los tres bits más significativos (MSB) (es decir, los elementos 1112e a 1112f de retardo) siempre se fijan en uno ("1") y los cuatro bits menos significativos (LSB) se fijan en el valor del contador de tramas TDD, según se indica en el mensaje del BCH.

6. Codificación/Punción

En una realización, se utiliza un único código base para codificar datos antes de la transmisión. Este código base genera bits de código para una tasa de código. Todas las otras tasas de código que disponen de soporte por parte del sistema (según se enumeran en la Tabla 25) pueden obtenerse bien repitiendo o bien punzando los bits de código.

La Fig. 11B muestra una realización del codificador 812 que implementa el código base para el sistema. En esta realización, el código base de una tasa de 1/2, la longitud de restricción es 7 ($K = 7$), y el código convolutivo tiene generadores de 133 y 171 (octal).

Dentro del codificador 812, un multiplexador 1120 recibe y multiplexa los bits cifrados y los bits de retaguardia (p. ej., ceros). El codificador 812 incluye adicionalmente seis elementos 1122a a 1122f de retardo, acoplados en serie. Cuatro sumadores 1124a a 1124d también están acoplados en serie, y se emplean para implementar el primer generador

ES 2 336 118 T3

(133). De manera similar, cuatro sumadores 1126a a 1126d están acoplados en serie y se utilizan para implementar el segundo generador (171). Los sumadores están adicionalmente acoplados a los elementos de retardo de manera tal que implementen los dos generadores de 133 y 171, según se muestra en la Fig. 11B.

Los bits cifrados se suministran al primer elemento 1122a de retardo y a los sumadores 1124a y 1126a. Para cada ciclo de reloj, los sumadores 1124a a 1124d efectúan la suma en módulo 2 del bit entrante y de los cuatro bits anteriores almacenados en los elementos 1122b, 1122c, 1122e y 1122f de retardo, para proporcionar el primer bit de código para ese ciclo de reloj. De manera similar, los sumadores 1126a a 1126d efectúan la suma en módulo 2 del bit entrante y de los cuatro bits anteriores almacenados en los elementos 1122a, 1122b, 1122c y 1122f de retardo, para proporcionar el segundo bit de código para ese ciclo de reloj. Los bits de código generados por el primer generador se indican como $a_1 a_2 a_3 a_4 \dots$, y los bits de código generados por el segundo generador se indican como $b_1 b_2 b_3 b_4 \dots$. Un multiplexador 1128 recibe luego y multiplexa los dos flujos de bits de código de los dos generadores, en un único flujo de bits de código, que se indica como $a_1 b_1 a_2 b_2 a_3 b_3 a_4 b_4 \dots$. Para cada bit q_n cifrado, se generan dos bits de código a_n y b_n , lo que da como resultado una tasa de código de 1/2.

La Fig. 11B también muestra una realización de la unidad 814 de repetición/punción que puede utilizarse para generar otras tasas de código, sobre la base de la tasa de código base de 1/2. Dentro de la unidad 814, los bits de código de tasa 1/2 del codificador 812 se suministran a una unidad repetidora 1132 y a una unidad punzadora 1134. La unidad repetidora 1132 repite una vez cada bit de código de tasa 1/2 para obtener una tasa de código efectiva de 1/4. La unidad punzadora 1134 borra algunos de los bits de código de tasa 1/2, sobre la base de un patrón de punción específico, para proporcionar la tasa de código deseada.

La Tabla 30 enumera patrones ejemplares de punción que pueden utilizarse para las diversas tasas de código que tienen soporte del sistema. También pueden utilizarse otros patrones de punción, lo cual está dentro del alcance de la invención.

TABLA 30

Tasa de Código	Patrón de Punción
1/2	11
7/12	11111110111110
5/8	1110111011
2/3	1110
11/16	1111101111111010011100
3/4	111001
13/16	01111011111101110000101100
5/6	1110011001
7/8	11101010011001

Para obtener una tasa de código de k/n , la unidad 1134 de punción proporciona n bits de código para cada grupo de $2k$ bits de código de tasa 1/2 recibidos desde el codificador 812. Así, se borran $2k-n$ bits de código de cada grupo de $2k$ bits de código. Los bits a borrar de cada grupo se indican con ceros en el patrón de punción. Por ejemplo, para obtener una tasa de código de 7/12, se borran dos bits de cada grupo de 14 bits de código del codificador 812, siendo los bits borrados los bits de código 8º y 14º en el grupo, según se indica con el patrón de punción de “11111110111110”. No se realiza ninguna punción si la tasa de código deseada es 1/2.

Un multiplexador 1136 recibe el flujo de bits de código desde la unidad repetidora 1132 y el flujo de bits de código desde la unidad 1134 de punción. El multiplexador 1136 suministra luego los bits de código desde la unidad repetidora 1132 si la tasa de código deseada es 1/4, y los bits de código de la unidad 1134 de punción si la tasa de código deseada es 1/2 o mayor.

También pueden emplearse otros códigos y patrones de punción, además de los anteriormente descritos, lo cual está dentro del alcance de la invención. Por ejemplo, puede utilizarse un código Turbo, un código de bloque, algunos otros códigos, o cualquier combinación de los mismos, para codificar datos. Además, pueden utilizarse distintos esquemas de codificación para distintos canales de transporte. Por ejemplo, puede utilizarse la codificación convolutiva para los canales de transporte comunes, y puede utilizarse la codificación Turbo para los canales de transporte dedicados.

7. Intercalación

En una realización, los bits de código a transmitir se intercalan por las 48 subbandas de datos. Para las modalidades de diversidad y guía de haces, se transmite e intercala un flujo de bits de código por todas las subbandas de datos. Para la modalidad de multiplexado espacial, pueden transmitirse hasta cuatro flujos de bits de código por hasta cuatro canales espaciales. La intercalación puede efectuarse por separado para cada canal espacial, de forma tal que cada flujo de bits de código se intercale por todas las subbandas de datos del canal espacial utilizado para transmitir ese flujo. La Tabla 29 muestra una asignación ejemplar de bits de código a subbandas, que puede emplearse para la intercalación para todas las modalidades de transmisión.

En una realización, la intercalación se efectúa por todas las 48 subbandas de datos en cada intervalo de intercalación. Para esta realización, cada grupo de 48 bits de código en un flujo se extiende por las 48 subbandas de datos, a fin de proporcionar diversidad de frecuencia. A los 48 bits de código en cada grupo pueden asignarse índices de 0 a 47. Cada índice de bits de código se asocia a una respectiva subbanda. Todos los bits de código con un índice específico se transmiten por la subbanda asociada. Por ejemplo, el primer bit de código (con índice 0) en cada grupo se transmite por la subbanda -26, el segundo bit de código (con índice 1) se transmite por la subbanda 1, el tercer bit de código (con índice 2) se transmite por la subbanda -17, y así sucesivamente. Este esquema de intercalación puede utilizarse para las modalidades de diversidad, guía de haces y multiplexado espacial. Un esquema de intercalación alternativo para la modalidad de multiplexado espacial se describe más adelante.

La intercalación puede efectuarse alternativamente, o adicionalmente, a lo largo del tiempo. Por ejemplo, después de la intercalación por las subbandas de datos, los bits de código para cada subbanda pueden intercalarse adicionalmente (p. ej., sobre una trama PHY o una PDU) para proporcionar diversidad temporal. Para la modalidad de multiplexado espacial, la intercalación también puede llevarse a cabo por múltiples canales espaciales.

Adicionalmente, la intercalación puede emplearse sobre las dimensiones de los símbolos QAM, de forma tal que los bits de código que forman símbolos QAM se asocien a distintas posiciones de bit de los símbolos QAM.

8. Asociación de Símbolos

La Tabla 31 muestra la asociación de símbolos para diversos esquemas de modulación que tienen soporte por parte del sistema. Para cada esquema de modulación (excepto para la BPSK), la mitad de los bits se asocian a un componente (I) en fase y la otra mitad de los bits se asocian a un componente de cuadratura (Q).

En una realización, la constelación de señales para cada esquema de modulación con soporte puede definirse sobre la base de la asociación de Gray. Con la asociación de Gray, los puntos vecinos en la constelación de señales (tanto en los componentes I como Q) difieren en sólo una posición de bit. La asociación de Gray reduce el número de errores de bit para los sucesos de error más probables, lo que corresponde a asociar un símbolo recibido a una ubicación cerca de la ubicación correcta, en cuyo caso sólo un bit de código se recibiría con error.

(Tabla pasa a página siguiente)

ES 2 336 118 T3

TABLA 31

BPSK		
b	I	Q
0	-1	0
1	1	0

QPSK			
b ₀	I	b ₁	Q
0	-1	0	-1
1	1	1	1

16 QAM			
b ₀ b ₁	I	b ₂ b ₃	Q
00	-3	00	-3
01	-1	01	-1
11	1	11	1
10	3	10	3

256 QAM			
b ₀ b ₁ b ₂ b ₃	I	b ₄ b ₅ b ₆ b ₇	Q
0000	-15	0000	-15
0001	-13	0001	-13
0011	-11	0011	-11
0010	-9	0010	-9
0110	-7	0110	-7
0111	-5	0111	-5
0101	-3	0101	-3
0100	-1	0100	-1
1100	1	1100	1
1101	3	1101	3
1111	5	1111	5
1110	7	1110	7
1010	9	1010	9
1011	11	1011	11
1001	13	1001	13
1000	15	1000	15

64 QAM			
b ₀ b ₁ b ₂	I	b ₃ b ₄ b ₅	Q
000	-7	000	-7
001	-5	001	-5
011	-3	011	-3

Factor de Normalización K _{norm}	
Esquema de Modulación	Valor

010	-1	010	-1
110	1	110	1
111	3	111	3
101	5	101	5
100	7	100	7

BPSK	1,0
QPSK	1 / √2
16 QAM	1 / √10
64 QAM	1 / √42
256 QAM	1 / √170

Los valores de I y Q para cada esquema de modulación mostrado en la Tabla 31 están ajustados con un factor de normalización K_{norm}, de forma tal que la potencia promedio de todos los puntos de señal en la constelación de señales asociada es igual a la unidad. El factor de normalización para cada esquema de modulación se muestra en la Tabla 31.

También pueden emplearse valores cuantizados para los factores de normalización, para los esquemas de modulación que disponen de soporte. Un símbolo s de modulación de una constelación de señales específica tendría entonces la siguiente forma:

$$s = (I + jQ) \cdot K_{\text{norm}},$$

en la que I y Q son los valores en la Tabla 31 para la constelación de señales.

Para una PDU dada, la modulación puede ser distinta entre las PDU, y puede ser distinta para múltiples canales espaciales utilizados para la transmisión de datos. Por ejemplo, para la PDU del BCH, pueden utilizarse distintos esquemas de modulación para el piloto baliza, el piloto MIMO y el mensaje del BCH.

9. Procesamiento para la Modalidad de Multiplexado Espacial

Para la modalidad de multiplexado espacial, una PDU puede transmitirse por múltiples canales espaciales. Pueden utilizarse diversos esquemas para procesar datos, para su transmisión por múltiples canales espaciales. Se describen más adelante dos esquemas específicos de procesamiento para la modalidad de multiplexado espacial.

En el primer esquema de procesamiento, la codificación y la punción se realizan canal espacial por canal espacial, para lograr la tasa de código deseada para cada canal espacial. Los N_E canales espaciales a emplear para la transmisión de datos se clasifican desde la SNR recibida más alta hasta la más baja. Los datos para la PDU entera se codifican primero para obtener un flujo de bits de código de tasa 1/2. Los bits de código se punzan luego para obtener la tasa de código deseada para cada canal espacial.

La punción puede realizarse en orden secuencial para los N_E canales espaciales, desde el mejor canal espacial (es decir, el de SNR más alta) hasta el peor (es decir, el de SNR más baja). En particular, la unidad de punción realiza primero la punción para el mejor canal espacial, con la más alta SNR recibida. Cuando se ha generado el número correcto de bits de código para el mejor canal espacial, la unidad de punción realiza entonces la punción para el segundo mejor canal espacial, con la siguiente SNR recibida más alta. Este proceso continúa hasta que estén generados los bits de código para todos los N_E canales espaciales. El orden para la punción es desde la SNR recibida más alta hasta la más baja, independientemente de la tasa de código específica utilizada para cada canal espacial.

Para el ejemplo mostrado en la Tabla 28, los 3456 bits de información a transmitir en la trama PHY global se codifican primero con el código base de tasa 1/2, para obtener 6912 bits de código. Los primeros 3168 bits de código se punzan utilizando el patrón de punción para la tasa de código 11/16, para obtener 2304 bits de código, que se proporcionan en la trama PHY para el primer canal espacial. Los siguientes 2592 bits de código se punzan luego utilizando el patrón de punción para la tasa de código 3/4, para obtener 1728 bits de código, que se proporcionan en la trama PHY para el segundo canal espacial. Los siguientes 864 bits de código se punzan entonces utilizando el patrón de punción para la tasa de código 3/4, para obtener 576 bits de código, que se proporcionan en la trama PHY para el tercer canal espacial. Los últimos 288 bits de código para la trama PHY se punzan entonces utilizando el patrón de punción para la tasa de código 1/2, para obtener 288 bits de código, que se proporcionan en la trama PHY para el último canal espacial. Estas cuatro tramas PHY individuales se procesan adicionalmente y se transmiten por los cuatro canales espaciales. La punción para la siguiente trama PHY global se lleva luego a cabo de manera similar. El primer esquema de procesamiento puede ser implementado por el procesador 710b de datos de transmisión en la Fig. 9A.

En el segundo esquema de procesamiento, la codificación y la punción se llevan a cabo para pares de subbandas. Además, la codificación y la punción recorren todos los canales espaciales seleccionados para cada par de subbandas.

La Fig. 11C muestra un diagrama en bloques que ilustra un procesador 710d de datos de transmisión que implementa el segundo esquema de procesamiento. El codificador 812 realiza la codificación convolutiva de tasa 1/2 de los bits cifrados del cifrador 810. A cada canal espacial se asigna una tasa específica, que se asocia a una combinación específica de tasa de código y esquema de modulación, según se muestra en la Tabla 25. Sea b_m la notación del número de bits de código por símbolo de modulación para el canal espacial m (o, equivalentemente, el número de bits de código enviados por cada subbanda de datos del canal espacial m) y r_m la notación de la tasa de código utilizada para el canal espacial m . El valor para b_m depende del tamaño de la constelación del esquema de modulación utilizado para el canal espacial m . En particular, $b_m = 1, 2, 4, 6$ y 8 para BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM, respectivamente.

El codificador 812 suministra un flujo de bits de código de tasa 1/2 al demultiplexador 816, el cual demultiplexa el flujo recibido de bits de código en cuatro subflujos para los cuatro canales espaciales. El demultiplexado es tal que los primeros $4b_1r_1$ bits de código se envían al almacén temporal 813a para el canal espacial 1, los siguientes $4b_2r_2$ bits de código se envían al almacén temporal 813b para el canal espacial 2, y así sucesivamente. Cada almacén temporal 813 recibe $4b_m r_m$ bits de código cada vez que el demultiplexador 816 recorre todos los cuatro canales espaciales. Un

total de $b_{\text{total}} = \sum_{m=1}^4 4b_m r_m$ bits de código de tasa 1/2 se suministran a los cuatro almacenes temporales 813a a 813d

para cada ciclo. El demultiplexador 816 recorre así todas las cuatro posiciones para los cuatro canales espaciales, para cada b_{total} bits de código, que es el número de bits de código que pueden enviarse por un par de subbandas utilizando todos los cuatro canales espaciales.

Una vez que cada almacén temporal 813 ha sido rellenado con $4b_{m,r_m}$ chips de código para el canal espacial asociado, los bits de código en el almacén temporal son punzados para obtener la tasa de código para ese canal espacial. Dado que $4b_{m,r_m}$ bits de código de tasa 1/2 abarcan un número entero de periodos de punción para cada patrón de punción, se proporcionan exactamente $2b_m$ bits de código, después de la punción, para cada canal espacial m . Los $2b_m$ bits de código para cada canal espacial se distribuyen (intercalan) luego por las subbandas de datos.

En una realización, la intercalación se efectúa para cada canal espacial en grupos de 6 subbandas a la vez. Los bits de código, después de la punción para cada canal espacial, pueden numerarse secuencialmente como c_i , para $i = 0, 1, 2, \dots$. Puede mantenerse un contador C_m para cada canal espacial, para contar cada grupo de $6b_m$ bits de código suministrados por la unidad de punción para ese canal espacial. Por ejemplo, para QPSK, con $b_m = 2$, el contador se fijaría en $C_m = 0$ para los bits de código c_0 a c_{11} , proporcionados por la unidad de punción, $C_m = 1$ después de los bits de código c_{12} a c_{23} , y así sucesivamente. El valor C_m del contador para el canal espacial m puede expresarse como:

$$C_m = [i / (6b_m)] \bmod 8. \quad \text{Ec. (23)}$$

Para determinar la subbanda a la cual se asigna el bit de código c_i , se determina primero el índice de bit para el bit de código, según lo siguiente:

$$\text{índice de bit} = (i \bmod 6) + 6 \cdot C_m. \quad \text{Ec. (24)}$$

El índice de bit se asocia luego a la subbanda correspondiente utilizando la Tabla 29.

Para el ejemplo anterior, el primer grupo de 6 bits de código c_0 a c_5 se asocia a los índices de bit 0 a 5, respectivamente, y el segundo grupo de 6 bits de código c_6 a c_{11} se asocia también a los índices de bit 0 a 5, respectivamente. Los bits de código c_0 y c_6 se asociarían a la subbanda -26, los bits de código c_1 y c_7 se asociarían a la subbanda 1, y así sucesivamente, según se muestra en la Tabla 29. El procesamiento espacial puede comenzar luego para este primer grupo de 6 subbandas. El tercer grupo de 6 bits de código c_{12} a c_{17} (con $C_m = 1$) se asocia a los índices de bit 6 a 11, respectivamente, y el cuarto grupo de 6 bits de código c_{18} a c_{23} también se asocia a los índices de bit 6 a 11, respectivamente. Los bits de código c_{12} y c_{18} se asociarían a la subbanda -25, los bits de código c_{13} y c_{19} se asociarían a la subbanda 2, y así sucesivamente. El procesamiento espacial puede comenzar entonces para este siguiente grupo de 6 subbandas.

El número 6 en la ecuación (24) proviene del hecho de que la intercalación se lleva a cabo en grupos de seis subbandas. La operación (mod 8) en la ecuación (23) proviene del hecho de que hay ocho grupos de intercalación para las 48 subbandas de datos. Dado que cada ciclo del demultiplexador 816 mostrado en la Fig. 11C produce suficientes bits de código para llenar dos subbandas para cada automodalidad de banda ancha, se necesita un total de 24 ciclos para suministrar los $48b_m$ bits de código para un símbolo OFDM, para cada canal espacial.

La intercalación en grupos de 6 subbandas a la vez puede reducir los retardos de procesamiento. En particular, el procesamiento espacial puede comenzar una vez que está disponible cada grupo de 6 subbandas.

En realizaciones alternativas, la intercalación puede efectuarse para cada canal espacial en grupos de N_B subbandas a la vez, donde N_B puede ser cualquier entero (p. ej., N_B puede ser igual a 48 para la intercalación sobre todas las 48 subbandas de datos).

VI. Calibración

Para un sistema TDD, el enlace descendente y el enlace ascendente comparten la misma banda de frecuencia, en forma duplexada por división del tiempo. En este caso, existe habitualmente un alto grado de correlación entre las respuestas del canal descendente y del canal ascendente. Esta correlación puede explotarse para simplificar la estimación de canal y el procesamiento espacial. Para un sistema TDD, cada subbanda del enlace inalámbrico puede suponerse recíproca. Esto es, si $\underline{H}(k)$ representa la matriz de respuesta de canal desde la formación de antenas A a la formación de antenas B para la subbanda k , entonces un canal recíproco implica que el acoplamiento desde la formación B a la formación A está dado por la traspuesta de $\underline{H}(k)$, que es $\underline{H}^T(k)$.

Sin embargo, las respuestas (ganancia y fase) de las cadenas de transmisión y recepción en el punto de acceso son habitualmente distintas a las respuestas de las cadenas de transmisión y recepción en el terminal de usuario. La calibración puede llevarse a cabo para determinar la diferencia en las respuestas de frecuencia de las cadenas de transmisión/recepción en el punto de acceso y el terminal de usuario, y para compensar la diferencia, de forma tal que las respuestas calibradas del enlace descendente y el enlace ascendente puedan expresarse en términos recíprocos. Una vez que las cadenas de transmisión/recepción han sido calibradas y compensadas, puede emplearse una medición para un enlace (p. ej., el enlace descendente) a fin de derivar vectores de guía para el otro enlace (p. ej., el enlace ascendente).

Las respuestas “efectivas” de canal del enlace descendente y el enlace ascendente, $\underline{H}_{dn}(k)$ y $\underline{H}_{up}(k)$, que incluyen las respuestas de las cadenas aplicables de transmisión y recepción en el punto de acceso y el terminal de usuario, pueden expresarse como:

$$\underline{H}_{dn}(k) = \underline{R}_{ut}(k)\underline{H}(k)\underline{I}_{ap}(k), \text{ para } k \in K, \text{ y} \quad \text{Ec. (25)}$$

$$\underline{H}_{up}(k) = \underline{R}_{ap}(k)\underline{H}^T(k)\underline{I}_{ut}(k), \text{ para } k \in K,$$

en la que

$\underline{I}_{ap}(k)$ y $\underline{R}_{ap}(k)$ son matrices diagonales de dimensión $N_{ap} \times N_{ap}$ con entradas para las ganancias complejas asociadas, respectivamente, a la cadena de transmisión y a la cadena de recepción, para las N_{ap} antenas en el punto de acceso para la subbanda k ;

$\underline{I}_{ut}(k)$ y $\underline{R}_{ut}(k)$ son matrices diagonales de dimensión $N_{ut} \times N_{ut}$ con entradas para las ganancias complejas asociadas, respectivamente, a la cadena de transmisión y a la cadena de recepción, para las N_{ut} antenas en el terminal de usuario para la subbanda k ; y

$\underline{H}(k)$ es una matriz de respuesta de canal de dimensión $N_{ut} \times N_{ut}$ para el enlace descendente.

Combinando las dos ecuaciones en el conjunto (25) de ecuaciones, puede obtenerse la siguiente relación:

$$\underline{H}_{up}(k)\underline{K}_{ut}(k) = (\underline{H}_{dn}(k)\underline{K}_{ap}(k))^T, \text{ para } k \in K, \quad \text{Ec. (26)}$$

en la que $\underline{K}_{ut}(k) = \underline{I}_{ut}^{-1}(k)\underline{R}_{ut}(k)$ y $\underline{K}_{ap}(k) = \underline{I}_{ap}^{-1}(k)\underline{R}_{ap}(k)$.

El lado izquierdo de la ecuación (26) representa la “verdadera” respuesta calibrada del canal por el enlace ascendente, y el lado derecho representa la traspuesta de la “verdadera” respuesta calibrada del canal por el enlace descendente. La aplicación de las matrices diagonales $\underline{K}_{ap}(k)$ y $\underline{K}_{ut}(k)$ a las respuestas efectivas del canal del enlace descendente y del enlace ascendente, respectivamente, según se muestra en la ecuación (26), permite que las respuestas calibradas del canal para el enlace descendente y el enlace ascendente se expresen como traspuestas cada una de la otra. La matriz diagonal $\underline{K}_{ap}(k)$ de dimensión $(N_{ap} \times N_{ap})$ para el punto de acceso es la razón entre la respuesta $\underline{R}_{ap}(k)$ de la cadena de recepción y la respuesta $\underline{I}_{ap}(k)$ de la cadena de transmisión (es decir, $\underline{K}_{ap}(k) = [\underline{R}_{ap}(k)]/[\underline{I}_{ap}(k)]$), donde la razón se toma elemento a elemento. De manera similar, la matriz diagonal $\underline{K}_{ut}(k)$ de dimensión $(N_{ut} \times N_{ut})$ para el terminal de usuario es la razón entre la respuesta $\underline{R}_{ut}(k)$ de la cadena de recepción y la respuesta $\underline{I}_{ut}(k)$ de la cadena de transmisión.

Las matrices $\underline{K}_{ap}(k)$ y $\underline{K}_{ut}(k)$ incluyen valores que pueden compensar las diferencias en las cadenas de transmisión/recepción en el punto de acceso y el terminal de usuario. Esto permitiría entonces que la respuesta del canal para un enlace se expresara por medio de la respuesta de canal para el otro enlace, según se muestra en la ecuación (26).

La calibración puede realizarse para determinar las matrices $\underline{K}_{ap}(k)$ y $\underline{K}_{ut}(k)$. Habitualmente, la verdadera respuesta de canal $\underline{H}(k)$ y las respuestas de cadenas transmisoras/receptoras no se conocen, ni pueden averiguarse exacta o fácilmente. En cambio, las respuestas de canal efectivas, del enlace descendente y del enlace ascendente, $\underline{H}_{dn}(k)$ y $\underline{H}_{up}(k)$, pueden estimarse sobre la base de los pilotos enviados, respectivamente, por el enlace descendente y el enlace ascendente, según se describe más adelante. Las estimaciones de las matrices $\underline{K}_{ap}(k)$ y $\underline{K}_{ut}(k)$, que se denominan matrices de corrección $\underline{\hat{K}}_{ap}(k)$ y $\underline{\hat{K}}_{ut}(k)$, pueden derivarse entonces sobre la base de las estimaciones de respuesta de

canal del enlace descendente y el enlace ascendente, $\hat{\mathbf{H}}_{dn}$ y $\hat{\mathbf{H}}_{up}(k)$, según se describe más adelante. Las matrices $\hat{\mathbf{K}}_{ap}(k)$ y $\hat{\mathbf{K}}_{ut}(k)$ incluyen factores de corrección que pueden compensar las diferencias en las cadenas de transmisión/recepción en el punto de acceso y el terminal de usuario.

5 Las respuestas de canal “calibradas” del enlace descendente y del enlace ascendente, observadas por el terminal de usuario y el punto de acceso, respectivamente, pueden expresarse entonces como:

$$10 \quad \mathbf{H}_{cdn}(k) = \mathbf{H}_{dn}(k) \hat{\mathbf{K}}_{ap}(k) \quad , \text{ para } k \in K, y \quad \text{Ec. (27)}$$

$$15 \quad \mathbf{H}_{cup}(k) = \mathbf{H}_{up}(k) \hat{\mathbf{K}}_{ut}(k) \quad , \quad , \text{ para } k \in K,$$

20 en la que $\mathbf{H}_{cdn}^T(k)$ y $\mathbf{H}_{cup}(k)$ son estimaciones de las “verdaderas” expresiones calibradas de respuesta del canal en la ecuación (26). Combinando las dos ecuaciones en el conjunto de ecuaciones (27), utilizando la expresión en la ecuación (26), puede mostrarse que $\mathbf{H}_{cup}(k) \approx \mathbf{H}_{cdn}^T(k)$. La exactitud de la relación $\mathbf{H}_{cup}(k) \approx \mathbf{H}_{cdn}^T(k)$ depende de la exactitud de las matrices $\hat{\mathbf{K}}_{ap}$ y $\hat{\mathbf{K}}_{ut}$, la cual, a su vez, depende habitualmente de la calidad de las estimaciones $\hat{\mathbf{H}}_{dn}$ y $\hat{\mathbf{H}}_{up}$ de respuesta del canal del enlace descendente y del enlace ascendente.

25 La calibración puede llevarse a cabo utilizando diversos esquemas. Para mayor claridad, se describe más adelante un esquema de calibración específico. Para realizar la calibración, el terminal de usuario adquiere inicialmente la temporización y la frecuencia del punto de acceso, sobre la base del piloto baliza transmitido por el BCH. El terminal de usuario envía entonces un mensaje por el RACH para iniciar un procedimiento de calibración con el punto de acceso. La calibración puede llevarse a cabo en paralelo con el registro/autenticación.

30 Dado que las respuestas de frecuencia de las cadenas de transmisión/recepción en el punto de acceso y el terminal de usuario son habitualmente planas sobre la mayor parte de la banda de interés, las diferencias de fase/ganancia de las cadenas de transmisión/recepción pueden caracterizarse con un pequeño número de subbandas. La calibración puede realizarse para 4, 8, 16, 48 o algún otro número de subbandas, lo que puede especificarse en el mensaje enviado para iniciar la calibración. La calibración también puede efectuarse para las subbandas piloto. Las constantes de calibración para las subbandas sobre las cuales la calibración no se lleva explícitamente a cabo pueden calcularse por interpolación sobre subbandas calibradas. Para mayor claridad, en lo que sigue se supone que la calibración se realiza para todas las subbandas de datos.

40 Para la calibración, el punto de acceso adjudica al terminal de usuario un lapso suficiente en el RCH para enviar un piloto MIMO de enlace ascendente de duración suficiente, más un mensaje. La duración del piloto MIMO del enlace ascendente puede depender del número de subbandas sobre las cuales se realiza la calibración. Por ejemplo, 8 símbolos OFDM pueden ser suficientes si la calibración se realiza para cuatro subbandas, y pueden necesitarse más (p. ej., 20) símbolos OFDM para más subbandas. La potencia total de transmisión está habitualmente fijada, por lo que, si el piloto MIMO se transmite por un pequeño número de subbandas, entonces pueden utilizarse mayores magnitudes de potencia de transmisión para cada una de estas subbandas, y la SNR para cada subbanda es alta. Por el contrario, si el piloto MIMO se transmite por un gran número de subbandas, entonces pueden utilizarse magnitudes más pequeñas de potencia de transmisión para cada subbanda, y la SNR para cada subbanda es peor. Si la SNR de cada subbanda no es lo bastante alta, entonces pueden enviarse más símbolos OFDM para el piloto MIMO, e integrarse en el receptor para obtener una SNR global mayor para la subbanda.

50 El terminal de usuario transmite luego un piloto MIMO por el RCH, que es utilizado por el punto de acceso para derivar una estimación de la respuesta efectiva del canal del enlace ascendente, $\hat{\mathbf{H}}_{up}$, para cada una de las subbandas de datos. Las estimaciones de respuesta del canal del enlace ascendente se cuantizan (p. ej., en valores complejos de 12 bits, con componentes en fase (I) y de cuadratura (Q)) y se envían al terminal de usuario.

55 El terminal de usuario también deriva una estimación de la respuesta efectiva del canal del enlace descendente, $\hat{\mathbf{H}}_{dn}$, para cada una de las subbandas de datos, sobre la base del piloto MIMO del enlace descendente enviado por el BCH. Tras obtener las estimaciones efectivas de la respuesta de canal del enlace ascendente y el enlace descendente; $\hat{\mathbf{H}}_{up}$ y $\hat{\mathbf{H}}_{dn}$, para todas las subbandas de datos, el terminal de usuario determina los factores de corrección, $\hat{\mathbf{K}}_{ap}$ y $\hat{\mathbf{K}}_{ut}$, para cada una de las subbandas de datos, que han de ser empleados por el punto de acceso y el terminal de usuario, respectivamente. Puede definirse un vector de corrección, $\hat{\mathbf{k}}_{ap}$, para incluir sólo los elementos diagonales de $\hat{\mathbf{K}}_{ap}$, y puede definirse un vector $\hat{\mathbf{k}}_{ut}$ de corrección para incluir sólo los elementos diagonales de $\hat{\mathbf{K}}_{ut}$.

65 Los factores de corrección pueden derivarse de diversas maneras, incluso por medio de un cálculo de matriz-razón y un cálculo de MMSE. Ambos procedimientos de cálculo se describen en mayor detalle más adelante. También pueden utilizarse otros procedimientos de cálculo, lo cual está dentro del alcance de la invención.

1. Cálculo matriz-razón

Para determinar los vectores de corrección $\hat{\mathbf{k}}_{ap}$ y $\hat{\mathbf{k}}_{ut}$, dadas las estimaciones efectivas $\hat{\mathbf{H}}_{dn}$ y $\hat{\mathbf{H}}_{up}$ de respuesta de canal del enlace descendente y del enlace ascendente, se calcula primero la matriz $\underline{\mathbf{C}}(k)$ para cada subbanda de datos, según lo siguiente,

$$\underline{\mathbf{C}}(k) = \frac{\hat{\mathbf{H}}_{up}^T(k)}{\hat{\mathbf{H}}_{dn}(k)}, \text{ para } k \in K, \quad \text{Ec. (28)}$$

donde la razón se toma elemento a elemento. Cada elemento de $\underline{\mathbf{C}}(k)$ puede calcularse así como:

$$c_{i,j}(k) = \frac{\hat{h}_{up,i,j}(k)}{\hat{h}_{dn,i,j}(k)}, \text{ para } i = \{1 \dots N_{ut}\} \text{ y } j = \{1 \dots N_{ap}\}, \quad \text{Ec. (29)}$$

en la que $\hat{h}_{up,i,j}$ es el elemento (i,j)-ésimo (fila, columna) de, $\hat{\mathbf{H}}_{up}^T$, $\hat{h}_{dn,i,j}$ es el elemento (i,j)-ésimo de $\hat{\mathbf{H}}_{dn}$ y $c_{ij}(k)$ es el elemento (i,j)-ésimo de $\underline{\mathbf{C}}(k)$.

El vector de corrección $\hat{\mathbf{k}}_{ap}(k)$ para el punto de acceso es entonces igual a la media de las filas normalizadas de $\underline{\mathbf{C}}(k)$. Cada fila de $\underline{\mathbf{C}}(k)$ se normaliza primero ajustando cada uno de los N_{ap} elementos en la fila con el primer elemento en la fila. Así, si $\mathbf{c}_i(k) = [c_{i,1}(k) \dots c_{i,N_{ap}}(k)]$ es la i-ésima fila de $\underline{\mathbf{C}}(k)$, entonces la fila normalizada $\tilde{\mathbf{c}}_i(k)$ puede expresarse como:

$$\tilde{\mathbf{c}}_i(k) = [c_{i,1}(k)/c_{i,1}(k) \dots c_{i,j}(k)/c_{i,1}(k) \dots c_{i,N_{ap}}(k)/c_{i,1}(k)] \quad \text{Ec. (30)}$$

La media de las filas normalizadas es entonces la suma de las N_{ut} filas normalizadas dividida entre N_{ut} , lo que puede expresarse como:

$$\hat{\mathbf{k}}_{ap}(k) = \frac{1}{N_{ut}} \sum_{i=1}^{N_{ut}} \tilde{\mathbf{c}}_i(k), \text{ para } k \in K. \quad \text{Ec. (31)}$$

Debido a la normalización, el primer elemento de $\hat{\mathbf{k}}_{ap}(k)$ es la unidad.

El vector de corrección $\hat{\mathbf{k}}_{ut}(k)$ para el terminal de usuario es igual a la media de las inversas de las columnas normalizadas de $\underline{\mathbf{C}}(k)$. La j-ésima columna de $\underline{\mathbf{C}}(k)$ se normaliza primero ajustando cada elemento en la columna con el j-ésimo elemento del vector $\hat{\mathbf{k}}_{ap}(k)$, que se indica como $K_{ap,j,j}(k)$. Así, si $\mathbf{c}_j(k) = [c_{1,j}(k) \dots c_{N_{ut},j}(k)]^T$ es la j-ésima columna de $\underline{\mathbf{C}}(k)$, entonces la columna normalizada $\underline{\mathbf{c}}_j(k)$ puede expresarse como:

$$\underline{\mathbf{c}}_j(k) = [c_{1,j}(k)/K_{ap,j,j}(k) \dots c_{i,j}(k)/K_{ap,j,j}(k) \dots c_{N_{ut},j}(k)/K_{ap,j,j}(k)]^T. \quad \text{Ec. (32)}$$

La media de las inversas de las columnas normalizadas es entonces la suma de las inversas de las N_{ap} columnas normalizadas, dividida entre N_{ap} , lo que puede expresarse como:

$$\hat{\mathbf{k}}_{ut}(k) = \frac{1}{N_{ap}} \sum_{j=1}^{N_{ap}} \frac{1}{\underline{\mathbf{c}}_j(k)}, \text{ para } k \in K, \quad \text{Ec. (33)}$$

donde la inversión de las columnas normalizadas, $\underline{\mathbf{c}}_j(k)$, se realiza elemento a elemento.

2. Cálculo de MMSE

Para el cálculo de MMSE, los factores de corrección $\hat{\mathbf{K}}_{ap}$ y $\hat{\mathbf{K}}_{ut}$, se derivan de las estimaciones efectivas $\hat{\mathbf{H}}_{dn}$ y $\hat{\mathbf{H}}_{up}$ de la respuesta de canal del enlace descendente y del enlace ascendente, de forma tal que el error cuadrático mínimo (MSE) entre la respuesta calibrada de canal del enlace descendente y la respuesta calibrada de canal del enlace ascendente se reduzca al mínimo. Esta condición puede expresarse como:

$$\min \left| (\hat{\mathbf{H}}_{da}(k) \hat{\mathbf{K}}_{ap}(k))^T - (\hat{\mathbf{H}}_{up}(k) \hat{\mathbf{K}}_{ut}(k)) \right|^2, \text{ para } k \in K, \quad \text{Ec. (34)}$$

que también puede escribirse como:

$$\min \left| \hat{\mathbf{K}}_{ap}(k) \hat{\mathbf{H}}_{dn}^T(k) - \hat{\mathbf{H}}_{up}(k) \hat{\mathbf{K}}_{ut}(k) \right|^2, \text{ para } k \in K,$$

en la que $\hat{\mathbf{K}}_{ap}^T(k) = \hat{\mathbf{K}}_{ap}(k)$, ya que $\hat{\mathbf{K}}_{ap}(k)$ es una matriz diagonal.

La ecuación (34) está sujeta a la restricción de que el elemento principal de $\hat{\mathbf{K}}_{ap}(k)$ se fije igual a la unidad (es decir, $\hat{\mathbf{K}}_{ap}(k) = 1$). Sin esta restricción, se obtendría la solución trivial con todos los elementos de las matrices $\hat{\mathbf{K}}_{ap}(k)$ y $\hat{\mathbf{K}}_{ut}(k)$ fijadas en cero. En la ecuación (34), se obtiene primero una matriz $\mathbf{Y}(k)$ como $\mathbf{Y}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{ap}(k) \hat{\mathbf{H}}_{dn}^T(k) - \hat{\mathbf{H}}_{up}(k) \hat{\mathbf{K}}_{ut}(k)$. Se obtiene luego el cuadrado del valor absoluto para cada una de las $N_{ap} \cdot N_{ut}$ entradas de la matriz $\mathbf{Y}(k)$. El error cuadrático mínimo (o el error cuadrático, ya que se omite una división por $N_{ap} \cdot N_{ut}$) es entonces igual a la suma de todos los $N_{ap} \cdot N_{ut}$ valores al cuadrado.

El cálculo de MMSE se efectúa para cada subbanda designada, para obtener los factores de corrección $\hat{\mathbf{K}}_{ap}(k)$ y $\hat{\mathbf{K}}_{ut}(k)$ para esa subbanda. El cálculo de MMSE para una subbanda se describe más adelante. Para simplificar, el índice de subbanda, k , se omite en la siguiente descripción. También para simplificar, los elementos de la estimación de respuesta de canal del enlace descendente $\hat{\mathbf{H}}_{dn}^T$ se indican como $\{a_{ij}\}$, los elementos de la estimación $\hat{\mathbf{H}}_{up}$ de respuesta de canal del enlace ascendente se indican como $\{b_{ij}\}$, los elementos diagonales de la matriz $\hat{\mathbf{K}}_{ap}$ se indican como $\{u_{ij}\}$, y los elementos diagonales de la matriz $\hat{\mathbf{K}}_{ut}$ se indican como $\{v_{ij}\}$, donde $i = \{1 \dots N_{ap}\}$ y $j = \{1 \dots N_{ut}\}$.

El error cuadrático medio puede reescribirse, a partir de la ecuación (34), de la siguiente manera:

$$\text{MSE} = \sum_{j=1}^{N_{ut}} \sum_{i=1}^{N_{ap}} |a_{ij}u_i - b_{ij}v_j|^2, \quad \text{Ec. (35)}$$

nuevamente sujeto a la restricción $u_1 = 1$. El error cuadrático medio mínimo puede obtenerse tomando las derivadas parciales de la ecuación (35) con respecto a u y v , y fijando las derivadas parciales en cero. Los resultados de estas operaciones son los siguientes conjuntos de ecuaciones:

$$\sum_{j=1}^{N_{ut}} (a_{ij}u_i - b_{ij}v_j) \cdot a_{ij}^* = 0, \text{ para } i \in \{2 \dots N_{ap}\}, \text{ y } \quad \text{Ec. (36a)}$$

$$\sum_{i=1}^{N_{ap}} (a_{ij}u_i - b_{ij}v_j) \cdot b_{ij}^* = 0, \text{ para } j \in \{1 \dots N_{ut}\}. \quad \text{Ec. (36b)}$$

En la ecuación (36a), $u_1 = 1$, por lo que no hay ninguna derivada parcial para este caso, y el índice i varía entre 2 y N_{ap} .

El conjunto de $(N_{ap} + N_{ut} - 1)$ ecuaciones en los conjuntos de ecuaciones (36a) y (36b) puede expresarse más cómodamente en forma matricial, según lo siguiente:

$$\mathbf{A} \mathbf{y} = \mathbf{z}, \quad \text{Ec. (37)}$$

en la que

$$\underline{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^{N_m} |a_{2j}|^2 & 0 & \dots & 0 & -b_{21} a_{21}^* & \dots & -b_{2N_{ap}} a_{2N_{ap}}^* \\ 0 & \sum_{j=1}^{N_m} |a_{3j}|^2 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & \sum_{j=1}^{N_m} |a_{N_{ap}j}|^2 & -b_{N_{ap}1} a_{N_{ap}1}^* & \dots & -b_{N_{ap}N_{ut}} a_{N_{ap}N_{ut}}^* \\ -a_{21} b_{21}^* & \dots & \dots & -a_{N_{ap}1} b_{N_{ap}1}^* & \sum_{i=1}^{N_{ap}} |b_{i1}|^2 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \sum_{i=1}^{N_{ap}} |b_{i2}|^2 & 0 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & 0 \\ -a_{2N_{ut}} b_{2N_{ut}}^* & \dots & \dots & -a_{N_{ap}N_{ut}} b_{N_{ap}N_{ut}}^* & 0 & \dots & 0 & \sum_{i=1}^{N_{ap}} |b_{iN_{ut}}|^2 \end{bmatrix}$$

$$\underline{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} u_2 \\ u_3 \\ \dots \\ u_{N_{ap}} \\ v_1 \\ v_2 \\ \dots \\ v_{N_{ut}} \end{bmatrix} \quad \underline{\mathbf{z}} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ a_{11} b_{11}^* \\ a_{12} b_{12}^* \\ \dots \\ a_{1N_{ut}} b_{1N_{ut}}^* \end{bmatrix}$$

La matriz $\underline{\mathbf{A}}$ incluye $(N_{ap} + N_{ut} - 1)$ filas, con las primeras $N_{ap} - 1$ filas correspondientes a las $N_{ap} - 1$ ecuaciones del conjunto de ecuaciones (36a), y las últimas N_{ut} filas correspondientes a las N_{ut} ecuaciones del conjunto de ecuaciones (36b). En particular, la primera fila de la matriz $\underline{\mathbf{A}}$ se genera a partir del conjunto de ecuaciones (36a) con $i = 2$, la segunda fila se genera con $i = 3$, y así sucesivamente. La N_{ap} -ésima fila de la matriz $\underline{\mathbf{A}}$ se genera a partir del conjunto de ecuaciones (36b) con $j = 1$, y así sucesivamente, y la última fila se genera con $j = N_{ut}$. Como se ha mostrado anteriormente, las entradas de la matriz $\underline{\mathbf{A}}$ y las entradas del vector $\underline{\mathbf{z}}$ pueden obtenerse sobre la base de las entradas en las matrices $\hat{\mathbf{H}}_{dn}^T$ y $\hat{\mathbf{H}}_{up}$.

Los factores de corrección se incluyen en el vector $\underline{\mathbf{y}}$, que puede obtenerse como:

$$\underline{\mathbf{y}} = \underline{\mathbf{A}}^{-1} \underline{\mathbf{z}}. \quad \text{Ec. (38)}$$

Los resultados del cálculo de MMSE son las matrices de corrección $\hat{\mathbf{K}}_{ap}$ y $\hat{\mathbf{K}}_{ut}$, que minimizan el error cuadrático mínimo en las respuestas calibradas del canal del enlace descendente y del enlace ascendente, según se muestra en la ecuación (34). Dado que las matrices $\hat{\mathbf{H}}_{dn}$ y $\hat{\mathbf{H}}_{up}$ se obtienen sobre la base de las estimaciones de respuesta de canal

del enlace descendente y del enlace ascendente, $\hat{\mathbf{H}}_{dn}$ y $\hat{\mathbf{H}}_{up}$, la calidad de las matrices de corrección $\hat{\mathbf{K}}_{ap}$ y $\hat{\mathbf{K}}_{ut}$ depende por ello de la calidad de las estimaciones de canal $\hat{\mathbf{H}}_{dn}$ y $\hat{\mathbf{H}}_{up}$. El piloto MIMO puede promediarse en el receptor para obtener estimaciones más precisas para $\hat{\mathbf{H}}_{dn}$ y $\hat{\mathbf{H}}_{up}$.

Las matrices de corrección, $\hat{\mathbf{K}}_{ap}$ y $\hat{\mathbf{K}}_{ut}$, obtenidas sobre la base del cálculo de MMSE, son generalmente mejores que las matrices de corrección obtenidas sobre la base del cálculo de matriz-razón. Esto es especialmente cierto cuando algunas de las ganancias de canal son pequeñas y el ruido de la medición puede degradar sumamente las ganancias de canal.

3. Cálculo posterior

Puede determinarse un par de vectores de corrección, $\hat{\mathbf{k}}_{ap}(k)$ y $\hat{\mathbf{k}}_{ut}(k)$, para cada una de las subbandas de datos. Dado que es probable que las subbandas adyacentes estén correlacionadas, el cálculo puede simplificarse. Por ejemplo, el cálculo puede efectuarse para cada n -ésima subbanda, en lugar de para cada subbanda, donde n puede determinarse por medio de la respuesta esperada de las cadenas de transmisión/recepción. Si la calibración se lleva a cabo para menos que todas las subbandas de datos y piloto, entonces pueden obtenerse los factores de corrección para las subbandas “no calibradas” interpolando los factores de corrección obtenidos para las subbandas “calibradas”.

También pueden utilizarse otros diversos esquemas de calibración para derivar los vectores de corrección, $\hat{\mathbf{k}}_{ap}(k)$ y $\hat{\mathbf{k}}_{ut}(k)$, para el punto de acceso y el terminal de usuario, respectivamente. Sin embargo, el esquema anteriormente descrito permite derivar vectores de corrección “compatibles” para el punto de acceso cuando la calibración es efectuada por distintos terminales de usuario.

Después de la derivación, el terminal de usuario envía de vuelta los vectores de corrección $\hat{\mathbf{k}}_{ap}(k)$ para todas las subbandas de datos al punto de acceso. Si el punto de acceso ya ha sido calibrado (p. ej., por otros terminales de usuario), entonces los vectores de corrección actuales se actualizan con los vectores de corrección recién recibidos. Así, si el punto de acceso utiliza vectores de corrección $\hat{\mathbf{k}}_{ap1}(k)$ para transmitir el piloto MIMO a partir del cual el terminal de usuario determina nuevos vectores de corrección $\hat{\mathbf{k}}_{ap2}(k)$, entonces los vectores de corrección actualizados son el producto de los vectores de corrección actuales y nuevos, es decir $\hat{\mathbf{k}}_{ap3}(k) = \hat{\mathbf{k}}_{ap1}(k) \cdot \hat{\mathbf{k}}_{ap2}(k)$, donde la multiplicación es elemento a elemento. Los vectores de corrección actualizados $\hat{\mathbf{k}}_{ap3}(k)$ pueden ser utilizados entonces por el punto de acceso hasta que se actualicen nuevamente.

Los vectores de corrección $\hat{\mathbf{k}}_{ap1}(k)$ y $\hat{\mathbf{k}}_{ap2}(k)$ pueden ser derivados por los mismos, o por distintos, terminales de usuario. En una realización, los vectores de corrección actualizados se definen como $\hat{\mathbf{k}}_{ap3}(k) = \hat{\mathbf{k}}_{ap1}(k) \cdot \hat{\mathbf{k}}_{ap2}(k)$, donde la multiplicación es elemento a elemento. En otra realización, los vectores de corrección actualizados pueden redefinirse como $\hat{\mathbf{k}}_{ap3}(k) = \hat{\mathbf{k}}_{ap1}(k) \cdot \hat{\mathbf{k}}_{ap2}^\alpha(k)$, donde α es un factor utilizado para proporcionar un promedio ponderado (p. ej., $0 < \alpha < 1$). Si las actualizaciones de calibración son infrecuentes, entonces cercano a uno podría dar el mejor resultado. Si las actualizaciones de calibración son frecuentes, pero ruidosas, entonces es mejor un valor más pequeño para. Los vectores de corrección actualizados $\hat{\mathbf{k}}_{ap3}(k)$ pueden ser utilizados entonces por el punto de acceso hasta que se actualicen nuevamente.

El punto de acceso y el terminal de usuario utilizan sus respectivos vectores de corrección $\hat{\mathbf{k}}_{ap}(k)$ y $\hat{\mathbf{k}}_{ut}(k)$, o las correspondientes matrices de corrección $\hat{\mathbf{K}}_{ap}$ y $\hat{\mathbf{K}}_{ut}(k)$, para $k \in K$, a fin de ajustar los símbolos de modulación antes de la transmisión, según se describe más adelante. Los canales calibrados del enlace descendente y del enlace ascendente que el terminal de usuario y el punto de acceso observan se muestran en la ecuación (27).

VII. Procesamiento Espacial

El procesamiento espacial en el punto de acceso y el terminal de usuario pueden simplificarse para un sistema TDD, después de que ha sido realizada la calibración para compensar la diferencia en las cadenas de transmisión/recepción. Como se ha observado anteriormente, la respuesta calibrada de canal del enlace descendente es $\mathbf{H}_{cdn}(k) = \mathbf{H}_{dn}(k) \hat{\mathbf{K}}_{ap}(k)$. La respuesta calibrada de canal del enlace ascendente es $\mathbf{H}_{cup}(k) = \mathbf{H}_{up}(k) \hat{\mathbf{K}}_{ut}(k) \approx \mathbf{H}_{dn}(k) \hat{\mathbf{K}}_{ap}(k)^T$.

1. Procesamiento Espacial del Enlace Ascendente

La descomposición en valores singulares de la matriz de respuesta calibrada del canal del enlace ascendente, $\mathbf{H}_{cup}(k)$, puede expresarse como:

$$\mathbf{H}_{cup}(k) = \mathbf{U}_{ap}(k) \mathbf{\Sigma}(k) \mathbf{V}_{ut}^H(k), \quad \text{para } k \in K, \quad \text{Ec. (39)}$$

en la que

$\underline{U}_{ap}(k)$ es una matriz unitaria $N_{ap} \times N_{ap}$ de autovectores izquierdos de $\underline{H}_{cup}(k)$;

$\underline{\Sigma}(k)$ es una matriz diagonal, de dimensión $(N_{ap} \times N_{ut})$, de valores singulares de $\underline{H}_{cup}(k)$; y

$\underline{V}_{ut}(k)$ es una matriz unitaria, de dimensión $(N_{ut} \times N_{ut})$, de autovectores derechos de $\underline{H}_{cup}(k)$.

De manera correspondiente, la descomposición en valores singulares de la matriz de respuesta calibrada del canal del enlace descendente, $\underline{H}_{cdn}(k)$, puede expresarse como:

$$\underline{H}_{cdn}(k) = \underline{V}_{ut}^*(k) \underline{\Sigma}(k) \underline{U}_{ap}^T(k), \quad \text{para } k \in K. \quad \text{Ec. (40)}$$

Las matrices $\underline{V}_{ut}^*(k)$ y $\underline{U}_{ap}^*(k)$ también son, respectivamente, matrices de autovectores izquierdos y derechos de $\underline{H}_{cdn}(k)$. Como se muestra en las ecuaciones (39) y (40), y sobre la base de la descripción anterior, las matrices de autovectores izquierdos y derechos para un enlace son, respectivamente, la conjugada compleja de las matrices de autovectores derechos e izquierdos para el otro enlace. Las matrices $\underline{V}_{ut}(k)$, $\underline{V}_{ut}^*(k)$, $\underline{V}_{ut}^T(k)$ y $\underline{V}_{ut}^H(k)$ son distintas formas de la matriz $\underline{V}_{ut}(k)$, y las matrices $\underline{U}_{ap}(k)$, $\underline{U}_{ap}^*(k)$, $\underline{U}_{ap}^T(k)$ y $\underline{U}_{ap}^H(k)$ son también distintas formas de la matriz $\underline{U}_{ap}(k)$. Para simplificar, la referencia a las matrices $\underline{U}_{ap}(k)$ y $\underline{V}_{ut}(k)$ en la siguiente descripción también puede referirse a sus otras diversas formas. Las matrices $\underline{U}_{ap}(k)$ y $\underline{V}_{ut}(k)$ son utilizadas, respectivamente, por el punto de acceso y el terminal de usuario para el procesamiento espacial, y están indicadas como tales por sus subíndices. Los autovectores también se denominan a menudo vectores de “guía”.

El terminal de usuario puede estimar la respuesta calibrada del canal del enlace descendente sobre la base del piloto MIMO enviado por el punto de acceso. El terminal de usuario puede entonces realizar la descomposición en valores singulares de la estimación de respuesta calibrada del canal del enlace descendente, $\hat{\underline{H}}_{cdn}(k)$, para $k \in K$, a fin de obtener la matriz diagonal $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ y la matriz $\hat{\underline{V}}_{ut}^*(k)$ de autovectores izquierdos de $\hat{\underline{H}}_{cdn}(k)$. Esta descomposición en valores singulares puede darse como $\hat{\underline{H}}_{cdn}(k) = \hat{\underline{V}}_{ut}^*(k) \hat{\underline{\Sigma}}(k) \hat{\underline{U}}_{ap}^T(k)$, donde el acento circunflejo (“^”) encima de cada matriz indica que es una estimación de la matriz real.

De manera similar, el punto de acceso puede estimar la respuesta calibrada del canal del enlace ascendente sobre la base de un piloto MIMO enviado por el terminal de usuario. El punto de acceso puede entonces realizar la descomposición en valores singulares para la estimación de respuesta calibrada del canal del enlace ascendente $\hat{\underline{H}}_{cup}(k)$, para $k \in K$, a fin de obtener la matriz diagonal $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ y la matriz $\hat{\underline{U}}_{ap}(k)$ de autovectores izquierdos de $\hat{\underline{H}}_{cup}(k)$. Esta descomposición en valores singulares puede darse como $\hat{\underline{H}}_{cup}(k)$.

Una matriz $\underline{F}_{ut}(k)$, de dimensión $(N_{ut} \times N_{ut})$, puede definirse como:

$$\underline{F}_{ut}(k) = \hat{\underline{K}}_{ut}(k) \hat{\underline{V}}_{ut}(k), \quad \text{para } k \in K. \quad \text{Ec. (41)}$$

Mientras está activo, el terminal de usuario mantiene una estimación activa del canal calibrado de enlace descendente $\hat{\underline{H}}_{cdn}(k)$ y las matrices $\hat{\underline{V}}_{ut}(k)$ de autovectores izquierdos de $\hat{\underline{H}}_{cdn}(k)$, que se utilizan para actualizar la matriz $\underline{F}_{ut}(k)$.

El terminal de usuario utiliza la matriz $\underline{F}_{ut}(k)$ para el procesamiento espacial para las modalidades de guía de haces y multiplexado espacial. Para la modalidad de multiplexado espacial, el vector de transmisión $\underline{x}_{up}(k)$ para cada subbanda puede expresarse como:

$$\underline{x}_{up}(k) = \underline{F}_{ut}(k) \underline{s}_{up}(k), \quad \text{para } k \in K, \quad \text{Ec. (42)}$$

en la que

$\underline{s}_{up}(k)$ es un vector de datos con hasta N_s símbolos, a transmitir por las N_s automodalidades de la subbanda k ;

$\underline{F}_{ut}(k)$ sustituye a $\underline{V}(k)$ en la ecuación (15), y el ajuste de señal en $\underline{G}(k)$, para lograr la inversión de canal, se omite en la ecuación (42), para simplificar; y

$\underline{x}_{up}(k)$ es el vector de transmisión para el enlace ascendente, para la subbanda k .

En el punto de acceso, el vector recibido $\underline{r}_{up}(k)$ para la transmisión del enlace ascendente puede expresarse como:

$$\text{para } k \in K, \quad \text{Ec. (43)}$$

$$\begin{aligned} \underline{r}_{up}(k) &= \underline{H}_{up}(k) \underline{x}_{up}(k) + \underline{n}_{up}(k) \\ &= \underline{H}_{up}(k) \underline{\hat{K}}_{ut}(k) \underline{\hat{V}}_{ut}(k) \underline{s}_{up}(k) + \underline{n}_{up}(k) \\ &\approx \underline{\hat{H}}_{cup}(k) \underline{\hat{V}}_{ut}(k) \underline{s}_{up}(k) + \underline{n}_{up}(k) \\ &= \underline{\hat{U}}_{ap}(k) \underline{\hat{\Sigma}}(k) \underline{\hat{V}}_{ut}^H(k) \underline{\hat{V}}_{ut}(k) \underline{s}_{up}(k) + \underline{n}_{up}(k) \\ &= \underline{\hat{U}}_{ap}(k) \underline{\hat{\Sigma}}(k) \underline{s}_{up}(k) + \underline{n}_{up}(k) \end{aligned}$$

en la que

$\underline{r}_{up}(k)$ es el vector recibido para la subbanda k del enlace ascendente; y

$\underline{n}_{up}(k)$ es ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN) para la subbanda k .

La ecuación (43) utiliza las siguientes relaciones: $\underline{H}_{up}(k) \underline{\hat{K}}_{ut}(k) = \underline{H}_{cup}(k) \approx \underline{\hat{H}}_{cup}(k)$ y $\underline{\hat{H}}_{cup}(k) = \underline{\hat{U}}_{ap}(k) \underline{\hat{\Sigma}}(k) \underline{\hat{V}}_{ut}^H(k)$. Como se muestra en la ecuación (43), en el punto de acceso, la transmisión recibida del enlace ascendente es transformada por $\underline{\hat{U}}_{ap}(k) \underline{\hat{\Sigma}}(k)$, que es la matriz $\underline{\hat{U}}_{ap}(k)$ de autovectores $\underline{\hat{H}}_{cup}(k)$ izquierdos de, ajustada por la matriz diagonal $\underline{\hat{\Sigma}}(k)$ de valores singulares.

El terminal de usuario transmite una referencia guiada por el enlace ascendente, utilizando la matriz $\underline{F}_{ut}(k)$. La referencia guiada es una transmisión piloto por una automodalidad de banda ancha, utilizando bien la guía de haces o bien la formación de haces, y se describe en detalle más adelante. En el punto de acceso, la referencia guiada recibida del enlace ascendente (en ausencia de ruido) es aproximadamente $\underline{\hat{U}}_{ap}(k) \underline{\hat{\Sigma}}(k)$. El punto de acceso puede obtener así una estimación de la matriz unitaria $\underline{\hat{U}}_{ap}(k)$ y la matriz diagonal $\underline{\hat{\Sigma}}(k)$ sobre la base de la referencia guiada enviada por el terminal de usuario. Pueden emplearse diversas técnicas de estimación para obtener la estimación de las matrices unitaria y diagonal.

En una realización, para obtener una estimación de $\underline{\hat{U}}_{ap}(k)$, el vector recibido $\underline{r}_m(k)$ para la referencia guiada, para la subbanda k de la automodalidad m de banda ancha, se multiplica primero por el conjugado complejo de un símbolo OFDM piloto, $p^*(k)$, enviado para la referencia guiada. La generación de la referencia guiada y el símbolo OFDM piloto se describen en detalle más adelante. El resultado se integra luego sobre múltiples símbolos guiados recibidos de referencia, para cada automodalidad de banda ancha, a fin de obtener una estimación de $\underline{\hat{u}}_m(k) \sigma_m(k)$, que es un autovector izquierdo ajustado de $\underline{\hat{H}}_{cup}(K)$ para la automodalidad m de banda ancha. Dado que los autovectores tienen potencia unitaria, los valores singulares (o $\sigma_m(k)$) en $\underline{\hat{\Sigma}}(k)$ pueden estimarse sobre la base de la potencia recibida de la referencia guiada, que puede medirse para cada subbanda de cada automodalidad de banda ancha.

En otra realización, se utiliza una técnica MMSE para obtener una estimación de $\underline{\hat{u}}_m(k)$ sobre la base del vector $\underline{r}_m(k)$ recibido para la referencia guiada.

La referencia guiada puede enviarse para una automodalidad de banda ancha en cualquier periodo de símbolos, y puede, a su vez, ser utilizada para obtener una estimación de un autovector para cada subbanda de esa automodalidad de banda ancha. Así, el receptor es capaz de obtener una estimación de un autovector en una matriz unitaria para cualquier periodo de símbolos dado. Dado que las estimaciones de múltiples autovectores para la matriz unitaria se obtienen sobre distintos periodos de símbolos, y debido al ruido y a otras fuentes de degradación en la trayectoria de transmisión, no es probable que los autovectores estimados para la matriz unitaria sean ortogonales. Si los autovectores estimados se emplean posteriormente para el procesamiento espacial de la transmisión de datos por el otro enlace, entonces cualquier error en la ortogonalidad en estos autovectores estimados tendría como resultado la diafonía entre las automodalidades, lo que puede degradar el rendimiento.

En una realización, se fuerza que los autovectores estimados para cada matriz unitaria sean ortogonales entre sí. La ortogonalización de los autovectores puede lograrse utilizando diversas técnicas, tales como la factorización QR, el cálculo del mínimo error cuadrático, la descomposición polar, y así sucesivamente. La factorización QR descompone una matriz M^T (con columnas no ortogonales) en una matriz ortogonal $\underline{Q}_F$ y una matriz triangular superior $\underline{R}_F$. La matriz $\underline{Q}_F$ forma una base ortogonal para las columnas de M^T . Los elementos diagonales de $\underline{R}_F$ dan la longitud de los componentes de las columnas de M^T en las direcciones de las respectivas columnas de $\underline{Q}_F$. La matriz $\underline{Q}_F$ puede

utilizarse para el procesamiento espacial por el enlace descendente. Las matrices $\underline{Q}_F$ y $\underline{R}_F$ pueden utilizarse para derivar una matriz mejorada de filtrado asociado para el enlace ascendente. La factorización QR puede llevarse a cabo por medio de diversos procedimientos, incluyendo un procedimiento Gram-Schmidt, una transformación de ama de casa, y así sucesivamente.

También pueden utilizarse otras técnicas para estimar las matrices unitaria y diagonal sobre la base de la referencia guiada, lo cual está dentro del alcance de la invención.

El punto de acceso puede así estimar tanto $\hat{\underline{U}}_{ap}(k)$ como $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$, sobre la base de la referencia guiada enviada por el terminal de usuario, sin tener que realizar la descomposición en valores singulares de $\hat{\underline{H}}_{cup}(k)$.

Una matriz $\underline{M}_{ap}(k)$ normalizada de filtro asociada para la transmisión del enlace ascendente desde el terminal de usuario puede expresarse como:

$$\underline{M}_{ap}(k) = \hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\underline{U}}_{ap}^H(k), \text{ para } k \in K. \quad \text{Ec. (44)}$$

El filtrado asociado en el punto de acceso para la transmisión del enlace ascendente puede entonces expresarse como:

$$\begin{aligned} \hat{\underline{s}}_{up}(k) &= \underline{M}_{ap}(k) \underline{r}_{up}(k) \\ &= \hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\underline{U}}_{ap}^H(k) (\hat{\underline{U}}_{ap}(k) \hat{\underline{\Sigma}}(k) \underline{s}_{up}(k) + \underline{n}_{up}(k)) \\ &= \underline{s}_{up}(k) + \tilde{\underline{n}}_{up}(k) \end{aligned} \quad \text{para } k \in K, \quad \text{Ec. (45)}$$

en la que $\hat{\underline{s}}_{up}(k)$ es una estimación del vector de símbolos de modulación $\underline{s}_{up}(k)$ transmitido por el terminal de usuario para la modalidad de multiplexado espacial. Para la modalidad de guía de haces, sólo se utiliza una fila de la matriz $\underline{M}_{ap}(k)$ para proporcionar una estimación de símbolo $\hat{s}(k)$ para la automodalidad utilizada para la transmisión de datos.

2. Procesamiento Espacial del Enlace Descendente

Para el enlace descendente, el punto de acceso utiliza una matriz $\underline{F}_{ap}(k)$, de dimensión $(N_{ap} \times N_{ap})$, para el procesamiento espacial. Esta matriz puede expresarse como:

$$\underline{F}_{ap}(k) = \hat{\underline{K}}_{ap}(k) \hat{\underline{U}}_{ap}^*(k), \text{ para } k \in K. \quad \text{Ec. (46)}$$

La matriz de corrección $\hat{\underline{K}}_{ap}(k)$ es derivada por el terminal de usuario y reenviada al punto de acceso durante la calibración. La matriz $\hat{\underline{U}}_{ap}(k)$ puede obtenerse sobre la base de la referencia guiada enviada por el enlace ascendente por parte del terminal de usuario.

Para la modalidad de multiplexado espacial, el vector de transmisión $\underline{x}_{dn}(k)$ para el enlace descendente para cada subbanda de datos puede expresarse como:

$$\underline{x}_{dn}(k) = \underline{F}_{ap}(k) \underline{s}_{dn}(k), \text{ para } k \in K, \quad \text{Ec. (47)}$$

donde $\underline{x}_{dn}(k)$ es el vector de transmisión, $\underline{s}_{dn}(k)$ es el vector de datos para el enlace descendente, y el ajuste de señal por $\underline{G}(k)$, para lograr la inversión de canal, se omite nuevamente para simplificar.

En el terminal de usuario, el vector recibido $\underline{\mathbf{r}}_{\text{dn}}(k)$ para la transmisión del enlace descendente puede expresarse como:

$$\begin{aligned}
 \underline{\mathbf{r}}_{\text{dn}}(k) &= \underline{\mathbf{H}}_{\text{dn}}(k) \underline{\mathbf{x}}_{\text{dn}}(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{dn}}(k) \\
 &= \underline{\mathbf{H}}_{\text{dn}}(k) \hat{\underline{\mathbf{K}}}_{\text{ap}}(k) \hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}^*(k) \underline{\mathbf{s}}_{\text{dn}}(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{dn}}(k) \\
 &\approx \hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cdn}}(k) \hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}^*(k) \underline{\mathbf{s}}_{\text{dn}}(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{dn}}(k) \\
 &= \hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}^*(k) \hat{\underline{\Sigma}}(k) \hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}^T(k) \hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}^*(k) \underline{\mathbf{s}}_{\text{dn}}(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{dn}}(k) \\
 &= \hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}^*(k) \hat{\underline{\Sigma}}(k) \underline{\mathbf{s}}_{\text{dn}}(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{dn}}(k)
 \end{aligned}$$

Según se muestra en la ecuación (48), en el terminal de usuario, la transmisión recibida del enlace descendente está transformada por $\hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}^*(k) \hat{\underline{\Sigma}}(k)$, que es la matriz $\hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}(k)$ de autovectores izquierdos de $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cdn}}(k)$, ajustada por la matriz diagonal $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ de valores singulares.

Una matriz $\underline{\mathbf{M}}_{\text{ut}}(k)$ normalizada de filtro asociado para la transmisión del enlace descendente desde el punto de acceso puede expresarse como:

$$\underline{\mathbf{M}}_{\text{ut}}(k) = \hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}^T(k)$$

La matriz diagonal $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ y la matriz $\hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}(k)$ de autovectores izquierdos pueden ser derivadas por el terminal de usuario realizando la descomposición en valores singulares de la estimación calibrada de respuesta del canal del enlace descendente, $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cdn}}(k)$, según lo anteriormente descrito.

El filtrado asociado en el terminal de usuario para la transmisión del enlace descendente puede entonces expresarse como:

$$\begin{aligned}
 \hat{\underline{\mathbf{s}}}_{\text{dn}}(k) &= \underline{\mathbf{M}}_{\text{ut}}(k) \underline{\mathbf{r}}_{\text{dn}}(k) \\
 &= \hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}^T(k) (\hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}^*(k) \hat{\underline{\Sigma}}(k) \underline{\mathbf{s}}_{\text{dn}}(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{dn}}(k)) \\
 &= \underline{\mathbf{s}}_{\text{dn}}(k) + \tilde{\underline{\mathbf{n}}}_{\text{dn}}(k)
 \end{aligned}$$

3. Procesamiento Espacial del Punto de Acceso y del Terminal de Usuario

Debido al canal recíproco para el sistema TDD y a la calibración, el procesamiento espacial, tanto en el punto de acceso como en el terminal de usuario, puede simplificarse. La Tabla 32 resume el procesamiento espacial en el punto de acceso y el terminal de usuario para la transmisión y recepción de datos.

TABLA 32

	Enlace Ascendente	Enlace Descendente
Terminal de Usuario	Transmisión: $\underline{\mathbf{x}}_{\text{up}}(k) = \hat{\underline{\mathbf{K}}}_{\text{ut}}(k) \hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}(k) \underline{\mathbf{s}}_{\text{up}}(k)$	Recepción: $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{\text{dn}}(k) = \hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}^T(k) \underline{\mathbf{r}}_{\text{dn}}(k)$
Punto de Acceso	Recepción: $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{\text{up}}(k) = \hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}^H(k) \underline{\mathbf{r}}_{\text{up}}(k)$	Transmisión: $\underline{\mathbf{x}}_{\text{dn}}(k) = \hat{\underline{\mathbf{K}}}_{\text{ap}}(k) \hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}^*(k) \underline{\mathbf{s}}_{\text{dn}}(k)$

El procesamiento espacial para la recepción de datos también se denomina comúnmente filtrado asociado.

Debido al canal recíproco, $\hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}(k)$ es tanto la matriz de autovectores derechos de $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k)$ (para transmitir) como de autovectores izquierdos de $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cdn}}(k)$ (para recibir), para el terminal de usuario. De manera similar, $\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k)$ es tanto la matriz de autovectores derechos de $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k)$ (para transmitir) como de autovectores izquierdos de $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k)$ (para recibir), para el punto de acceso. La descomposición en valores singulares sólo necesita ser llevada a cabo por el terminal de usuario para la estimación calibrada $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cdn}}(k)$ de respuesta del canal del enlace descendente, para obtener $\hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}(k)$ y $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$. El punto de acceso puede derivar $\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k)$ y $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ sobre la base de la referencia guiada enviada por el terminal de usuario, y no necesita efectuar la descomposición en valores singulares sobre la estimación $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k)$ de respuesta de canal del enlace ascendente. El punto de acceso y el terminal de usuario pueden tener distintas versiones de la matriz $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$, debido a los distintos medios empleados por el punto de acceso y el terminal de usuario para derivar $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$. Además, la matriz $\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k)$ derivada por el punto de acceso sobre la base de la referencia guiada es habitualmente distinta a la matriz $\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k)$ derivada por el terminal de usuario, utilizando la descomposición en valores singulares. Para simplificar, estas diferencias no se muestran en la derivación anterior.

4. Guía de Haces

Para ciertas condiciones de canal, es mejor transmitir datos sólo por una automodalidad de banda ancha: habitualmente, la mejor, o la principal, automodalidad de banda ancha. Este puede ser el caso si las SNR recibidas para todas las otras automodalidades de banda ancha son lo bastante pobres como para que se logren prestaciones mejoradas utilizando toda la potencia transmisora disponible en la principal automodalidad de banda ancha.

Las transmisiones de datos por una automodalidad de banda ancha pueden lograrse utilizando la formación de haces o la guía de haces. Para la formación de haces, los símbolos de modulación se procesan espacialmente con los autovectores $\hat{\underline{\mathbf{v}}}_{\text{ut}}(k)$ o $\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},1}(k)$, para $k \in K$, para la automodalidad principal de banda ancha (es decir, la primera columna de $\hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}(k)$ o $\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k)$, después del ordenamiento). Para la guía de haces, los símbolos de modulación se procesan espacialmente con un conjunto de autovectores “normalizados” (o “saturados”) $\tilde{\underline{\mathbf{v}}}_{\text{ut}}(k)$ o $\tilde{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap}}(k)$, para $k \in K$, para la automodalidad principal de banda ancha. Para clarificar, se describe más adelante la guía de haces para el enlace ascendente.

Para el enlace ascendente, los elementos de cada autovector $\hat{\underline{\mathbf{v}}}_{\text{ut},1}(k)$, con $k \in K$, para la principal automodalidad de banda ancha, pueden tener distintas magnitudes. Así, los símbolos precondicionados para cada subbanda, que se obtienen multiplicando el símbolo de modulación para la subbanda k por los elementos del autovector $\hat{\underline{\mathbf{v}}}_{\text{ut},1}(k)$ para la subbanda k , pueden tener entonces distintas magnitudes. En consecuencia, los vectores de transmisión por antena, cada uno de los cuales incluye los símbolos precondicionados para todas las subbandas de datos para una antena transmisora dada, pueden tener distintas magnitudes. Si la potencia transmisora para cada antena transmisora está limitada (p. ej., debido a limitaciones de los amplificadores de potencia), entonces la formación de haces no puede utilizar plenamente la potencia total disponible para cada antena.

La guía de haces utiliza sólo la información de fase de los autovectores $\hat{\underline{\mathbf{v}}}_{\text{ut},1}(k)$, con $k \in K$, para la automodalidad principal de banda ancha, y normaliza cada autovector de forma tal que todos los elementos en el autovector tengan iguales magnitudes. El autovector normalizado $\tilde{\underline{\mathbf{v}}}_{\text{ut}}(k)$ para la subbanda k puede expresarse como:

$$\tilde{\underline{\mathbf{v}}}_{\text{ut}}(k) = [Ae^{j\theta_1(k)} \ Ae^{j\theta_2(k)} \ \dots \ Ae^{j\theta_{\kappa_m}(k)}]^T, \quad \text{Ec. (51)}$$

en la que

A es una constante (p. ej., $A = 1$); y

$\theta_i(k)$ es la fase para la subbanda k de la antena transmisora i , que está dada como:

$$\theta_i(k) = \angle \hat{v}_{ut,i}(k) = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}\{\hat{v}_{ut,i}(k)\}}{\text{Re}\{\hat{v}_{ut,i}(k)\}} \right). \quad \text{Ec. (52)}$$

Como se muestra en la ecuación (52), la fase de cada elemento en el vector $\tilde{v}_{ut}(k)$ se obtiene del correspondiente elemento de $\hat{v}_{ut,i}(k)$ (es decir, $\theta_i(k)$ se obtiene de $\hat{v}_{ut,i}(k)$), donde: $\hat{v}_{ut,1}(k) = [\hat{v}_{ut,1,1}(k) \hat{v}_{ut,1,2}(k) \dots \hat{v}_{ut,1,N_{ut}}(k)]^T$.

5. Guía de Haces del Enlace Ascendente

El procesamiento espacial por parte del terminal de usuario para la guía de haces en el enlace ascendente puede expresarse como:

$$\tilde{x}_{up}(k) = \hat{K}_{ut} \tilde{v}_{ut}(k) s_{up}(k), \text{ for } k \in K, \quad , \text{ para } k \in K, \quad \text{Ec. (53)}$$

en la que

$s_{up}(k)$ es el símbolo de modulación a transmitir por la subbanda k ; y

$\tilde{x}_{up}(k)$ es el vector de transmisión para la subbanda k , para la guía de haces.

Como se muestra en la ecuación (53), los N_{ut} elementos del vector normalizado $\tilde{v}_{ut}(k)$ de guía para cada subbanda tienen igual magnitud, pero fases posiblemente distintas. La guía de haces genera, así, un vector transmisor $\tilde{x}_{up}(k)$ para cada subbanda, teniendo los N_{ut} elementos de $\tilde{x}_{up}(k)$ la misma magnitud, pero fases posiblemente distintas.

La transmisión recibida del enlace ascendente en el punto de acceso para la guía de haces puede expresarse como:

$$\tilde{r}_{up}(k) = \underline{H}_{up}(k) \tilde{x}_{up}(k) + \underline{n}_{up}(k), \quad , \text{ para } k \in K, \quad \text{Ec. (54)}$$

$$\begin{aligned} \tilde{r}_{up}(k) &= \underline{H}_{up}(k) \tilde{x}_{up}(k) + \underline{n}_{up}(k) \\ &= \underline{H}_{up}(k) \hat{K}_{ut} \tilde{v}_{ut}(k) s_{up}(k) + \underline{n}_{up}(k) \\ &= \underline{H}_{cup}(k) \tilde{v}_{ut}(k) s_{up}(k) + \underline{n}_{up}(k) \end{aligned}$$

en la que

$\tilde{r}_{up}(k)$ es el vector recibido para el enlace ascendente, para la subbanda k , para la guía de haces.

Un vector $\tilde{m}_{ap}(k)$ de filas de filtro asociado, para la transmisión del enlace ascendente, utilizando guía de haces, puede expresarse como:

$$\tilde{m}_{ap}(k) = (\underline{H}_{cup}(k) \tilde{v}_{ut}(k))^H, \quad , \text{ para } k \in K. \quad \text{Ec. (55)}$$

El vector $\tilde{\mathbf{m}}_{ap}(k)$ de filtro asociado puede obtenerse según se describe más adelante. El procesamiento espacial (o filtrado asociado) en el punto de acceso para la transmisión recibida del enlace ascendente, con guía de haces, puede expresarse como:

$$\begin{aligned}\hat{s}_{up}(k) &= \tilde{\lambda}_{up}^{-1}(k) \tilde{\mathbf{m}}_{ap}(k) \tilde{\mathbf{r}}_{up}(k) \\ &= \tilde{\lambda}_{up}^{-1}(k) (\mathbf{H}_{cup}(k) \tilde{\mathbf{v}}_{ut}(k))^H (\mathbf{H}_{cup}(k) \tilde{\mathbf{v}}_{ut}(k) s_{up}(k) + \mathbf{n}_{up}(k)) \\ &= s_{up}(k) + \tilde{n}_{up}(k)\end{aligned}$$

en la que

$\tilde{\lambda}_{up}(k) = (\mathbf{H}_{cup}(k) \tilde{\mathbf{v}}_{ut}(k))^H (\mathbf{H}_{cup}(k) \tilde{\mathbf{v}}_{ut}(k))$ (es decir, $\tilde{\lambda}_{up}(k)$ es el producto interno de $\tilde{\mathbf{m}}_{ap}(k)$ y su traspuesta conjugada),

$\hat{s}_{up}(k)$ es una estimación del símbolo de modulación $s_{up}(k)$ transmitido por el terminal de usuario por el enlace ascendente, y

$\tilde{n}_{up}(k)$ es el ruido posteriormente procesado.

6. Guía de Haces del Enlace Descendente

El procesamiento espacial por parte del punto de acceso, para la guía de haces en el enlace descendente, puede expresarse como:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{dn}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{ap} \tilde{\mathbf{u}}_{ap}(k) s_{dn}(k), \quad \text{para } k \in K, \quad \text{Ec. (57)}$$

en la que $\tilde{\mathbf{u}}_{ap}(k)$ es el autovector normalizado para la subbanda k , que se genera sobre la base del autovector $\tilde{\mathbf{u}}_{ap,1}^*(k)$, para la automodalidad principal de banda ancha, similar a aquella descrita anteriormente para el enlace ascendente.

Un vector $\tilde{\mathbf{m}}_{ut}(k)$ de filas de filtro asociado, para la transmisión del enlace descendente, utilizando guía de haces, puede expresarse como:

$$\tilde{\mathbf{m}}_{ut}(k) = (\mathbf{H}_{cdn}(k) \tilde{\mathbf{u}}_{ap}(k))^H, \quad \text{para } k \in K. \quad \text{Ec. (58)}$$

El procesamiento espacial (o filtrado asociado) en el terminal de usuario para la transmisión recibida del enlace descendente puede expresarse como:

$$\begin{aligned}\hat{s}_{dn}(k) &= \tilde{\lambda}_{dn}^{-1}(k) \tilde{\mathbf{m}}_{ut}(k) \tilde{\mathbf{r}}_{dn}(k) \\ &= \tilde{\lambda}_{dn}^{-1}(k) (\mathbf{H}_{cdn}(k) \tilde{\mathbf{u}}_{ap}(k))^H (\mathbf{H}_{cdn}(k) \tilde{\mathbf{u}}_{ap}(k) s_{dn}(k) + \mathbf{n}_{dn}(k)) \\ &= s_{dn}(k) + \tilde{n}_{dn}(k)\end{aligned}$$

en la que $\tilde{\lambda}_{dn}(k) = (\mathbf{H}_{cdn}(k) \tilde{\mathbf{u}}_{ap}(k))^H (\mathbf{H}_{cdn}(k) \tilde{\mathbf{u}}_{ap}(k))$ (es decir, $\tilde{\lambda}_{dn}(k)$ es el producto interno de $\tilde{\mathbf{m}}_{ut}(k)$ y su traspuesta conjugada).

7. Procesamiento Espacial con Inversión de Canal

Para el enlace ascendente, el vector de transmisión $\underline{x}_{up}(k)$, para la modalidad de multiplexado espacial, puede ser derivado por el terminal de usuario como:

$$\underline{x}_{up}(k) = \hat{\underline{K}}_{ut}(k) \hat{\underline{V}}_{ut}(k) \underline{G}(k) \underline{s}_{up}(k), \text{ para } k \in K, \quad \text{Ec. (60)}$$

donde $\underline{G}(k)$ es una matriz diagonal de ganancias para la inversión de canal anteriormente descrita. La ecuación (60) es similar a la ecuación (15), excepto en cuanto a que se utiliza $\hat{\underline{K}}_{ut}(k) \hat{\underline{V}}_{ut}(k)$ en lugar de $\underline{V}(k)$. Los elementos de $\hat{\underline{K}}_{ut}(k) \hat{\underline{V}}_{ut}(k)$ se proporcionan a los multiplicadores 952 dentro de los formadores 950 de haces en la Fig. 9B.

Para el enlace ascendente, el vector de transmisión $\tilde{\underline{x}}_{up}(k)$, para la modalidad de guía de haces, puede ser derivado por el terminal de usuario como:

$$\tilde{\underline{x}}_{up}(k) = \hat{\underline{K}}_{ut}(k) \tilde{\underline{v}}_{ut}(k) \tilde{g}(k) s_{up}(k), \text{ para } k \in K, \quad \text{Ec. (61)}$$

en la que $\tilde{\underline{v}}_{ut}(k)$ es un vector con cuatro elementos con igual magnitud, pero fases obtenidas sobre la base del autovector $\hat{\underline{v}}_{ut,1}(k)$ para la automodalidad principal. El vector $\tilde{\underline{v}}_{ut}(k)$ puede derivarse de manera similar a la mostrada anteriormente en las ecuaciones (16) y (17). La ganancia $\tilde{g}(k)$ logra la inversión de canal y puede derivarse de manera similar a la mostrada anteriormente en las ecuaciones (18) a (20), excepto en cuanto a que se utiliza $\tilde{\underline{\lambda}}_1(k) = \tilde{\underline{v}}_{ut}^H(k) \hat{\underline{H}}_{cup}^H(k) \hat{\underline{H}}_{cup}(k) \tilde{\underline{v}}_{ut}(k)$ para la ecuación (20). Los elementos de $\tilde{\underline{v}}_{ut}(k)$ se proporcionan a los multiplicadores 1052 dentro de la unidad 1050 de guía de haces en la Fig. 10B.

Para el enlace descendente, el vector de transmisión $\underline{x}_{dn}(k)$, para la modalidad de multiplexado espacial, puede ser derivado por el punto de acceso como:

$$\underline{x}_{dn}(k) = \hat{\underline{K}}_{ap}(k) \hat{\underline{U}}_{ap}^*(k) \underline{G}(k) \underline{s}_{dn}(k), \text{ para } k \in K. \quad \text{Ec. (62)}$$

La ecuación (62) es similar a la ecuación (15), excepto en que se utiliza $\hat{\underline{K}}_{ap}(k) \hat{\underline{U}}_{ap}^*(k)$ en lugar de $\underline{V}(k)$. Los elementos de $\hat{\underline{K}}_{ap}(k) \hat{\underline{U}}_{ap}^*(k)$ pueden proporcionarse a los multiplicadores 952 dentro de los formadores 950 de haces en la Fig. 9B.

Para el enlace descendente, el vector de transmisión $\tilde{\underline{x}}_{dn}(k)$, para la modalidad de guía de haces, puede ser derivado por el punto de acceso como:

$$\tilde{\underline{x}}_{dn}(k) = \hat{\underline{K}}_{ap}(k) \tilde{\underline{u}}_{ap}(k) \tilde{g}(k) s_{dn}(k), \text{ para } k \in K, \quad \text{Ec. (63)}$$

en la que $\tilde{\underline{u}}_{ap}(k)$ es un vector con cuatro elementos que tienen igual magnitud, pero fases obtenidas sobre la base del autovector $\hat{\underline{u}}_{ap,1}$ para la automodalidad principal. La ganancia $\tilde{g}(k)$ logra la inversión del canal y puede derivarse de manera similar a aquella mostrada anteriormente en las ecuaciones (18) a (20), excepto en cuanto a que se utiliza $\tilde{\underline{\lambda}}_1(k) = \tilde{\underline{u}}_{ap}^H(k) \hat{\underline{H}}_{cdn}^H(k) \hat{\underline{H}}_{cdn}(k) \tilde{\underline{u}}_{ap}(k)$ para la ecuación (20). Los elementos de $\tilde{\underline{u}}_{ap}(k)$ se proporcionan a los multiplicadores 1052 dentro de la unidad 1050 de guía de haces en la Fig. 10B.

VIII. Estructura Piloto

Se proporciona una estructura piloto para el sistema de WLAN con MIMO, para permitir que los puntos de acceso y los terminales de usuario efectúen la temporización y la adquisición de frecuencia, la estimación de canal y otras funciones necesarias para el funcionamiento adecuado del sistema. La Tabla 33 enumera cuatro tipos de pilotos y su descripción breve, para una estructura piloto ejemplar. También pueden utilizarse menos tipos de piloto, o tipos distintos y/o adicionales para la estructura piloto.

TABLA 33
Tipos de Piloto

Tipo de Piloto	Descripción
Piloto Baliza	Un piloto transmitido desde todas las antenas transmisoras y utilizado para la temporización y la adquisición de frecuencia.
Piloto MIMO	Un piloto transmitido desde todas las antenas transmisoras, con distintos códigos ortogonales, y utilizado para la estimación de canal.
Referencia Guiada o Piloto Guiado	Un piloto transmitido por automodalidades específicas de un canal MIMO, para un terminal de usuario específico, y utilizado para la estimación de canal y, posiblemente, el control de tasa.
Piloto Portador	Un piloto utilizado para el rastreo de fase de una señal portadora.

Referencia guiada y piloto guiado son términos sinónimos.

En una realización, la estructura piloto incluye (1) para el enlace descendente, un piloto baliza, un piloto MIMO, una referencia guiada y un piloto portador transmitido por el punto de acceso, y (2) para el enlace ascendente, un piloto MIMO, una referencia guiada y un piloto portador transmitido por los terminales de usuario.

El piloto de baliza del enlace descendente y el piloto MIMO se envían por el BCH (según se muestra en la Fig. 5A) en cada trama TDD. El piloto baliza puede ser empleado por los terminales de usuario para la temporización y la adquisición de frecuencia, y la estimación Doppler. El piloto MIMO puede ser utilizado por los terminales de usuario para (1) obtener una estimación del canal MIMO del enlace descendente, (2) derivar los vectores de guía para la transmisión del enlace ascendente (si la modalidad de guía de haces o de multiplexado espacial dispone de soporte) y (3) derivar un filtro asociado para la transmisión del enlace descendente. La referencia guiada del enlace descendente también puede ser empleada por un terminal de usuario especificado, para la estimación de canal.

Una referencia guiada del enlace ascendente es transmitida por cada terminal de usuario activo que brinda soporte a la modalidad de guía de haces o de multiplexado espacial, y puede ser utilizada por el punto de acceso para (1) derivar los vectores de guía para la transmisión del enlace descendente y (2) derivar un filtro asociado para la transmisión del enlace ascendente. En general, la referencia guiada es enviada sólo para/por los terminales de usuario que brindan soporte a las modalidades de guía de haces y/o de multiplexado espacial. La referencia enviada funciona independientemente de si se ha guiado debidamente o no (p. ej., debido a una débil estimación de canal). Esto es, la referencia se hace ortogonal para cada antena transmisora, ya que la matriz de guía es diagonal.

Si un terminal de usuario está calibrado, entonces puede transmitir una referencia guiada por la automodalidad principal por el RACH, utilizando el vector $\hat{\mathbf{K}}_{\text{ut}}(k)\hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},0}(k)$, para $k \in K$, donde $\hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},0}(k)$ es la columna de $\hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}(k)$ para la automodalidad principal. Si el terminal de usuario no está calibrado, entonces puede transmitir un piloto por el RACH utilizando un vector $\mathbf{v}_{\text{ut},p}(k) = [e^{j\theta_1(k)} \ e^{j\theta_2(k)} \ \dots \ e^{j\theta_{N_{\text{ut}}}(k)}]^T$, para $k \in K$. El vector $\mathbf{v}_{\text{ut},p}(k)$ para cada subbanda incluye N_{ut} coeficientes aleatorios de guía, cuyas fases $\theta_i(k)$, para $i \in \{1, 2, \dots, N_{\text{ut}}\}$, pueden seleccionarse según un procedimiento pseudoaleatorio. Dado que sólo importan las fases relativas entre los N_{ut} coeficientes de guía, la fase del primer coeficiente de guía puede fijarse en cero (es decir, $\theta_1(k) = 0$). Las fases de los otros $N_{\text{ut}} - 1$ coeficientes de guía pueden cambiar para cada intento de acceso, de forma tal que los 360° estén cubiertos por cada coeficiente de guía en intervalos de $360^\circ/N_{\theta_i}$, donde N_{θ_i} es una función de N_{ut} . La perturbación de las fases de los N_{ut} elementos del vector $\mathbf{v}_{\text{ut},p}(k)$ de guía por cada intento del RACH, al utilizar el RACH en la modalidad de guía de haces antes de la calibración, es tal que el terminal de usuario no emplee un mal vector de guía para todos los intentos de acceso. Puede enviarse un piloto MIMO para/por los terminales de usuario que no prestan soporte a las modalidades de guía de haces y/o multiplexado espacial.

El punto de acceso no tiene conocimiento del canal para ningún terminal de usuario, hasta que el terminal de usuario se comunica directamente con el punto de acceso. Cuando un terminal de usuario desea transmitir datos, estima primero el canal sobre la base del piloto MIMO transmitido por el punto de acceso. El terminal de usuario envía entonces una referencia guiada en el preámbulo del RACH cuando intenta acceder al sistema. El punto de acceso utiliza la referencia en el preámbulo del RACH para la detección de señales y la estimación de canales.

ES 2 336 118 T3

Una vez que se ha concedido acceso al sistema al terminal de usuario, y se han asignado recursos del FCH/ RCH por parte del punto de acceso, el terminal de usuario envía una referencia (p. ej., un piloto MIMO) al comienzo de cada PDU del RCH que transmita. Si el terminal de usuario está utilizando la modalidad de diversidad, entonces la referencia se envía por el RCH sin guía. Si el terminal de usuario está utilizando la modalidad de guía de haces o multiplexado espacial, entonces se envía una referencia guiada por el RCH, para permitir que el punto de acceso determine el autovector para las automodalidad principal (para la modalidad de guía de haces) o el conjunto de cuatro autovectores (para la modalidad de multiplexado espacial) para cada una de las 48 subbandas de datos. La referencia guiada permite que el punto de acceso mejore su estimación del canal y rastree el canal.

1. Piloto Baliza - Enlace Descendente

El piloto baliza del enlace descendente está incluido en la primera porción del BCH (según se muestra en la Fig. 5A) y se transmite en cada trama TDD. El piloto baliza incluye un símbolo OFDM específico (indicado como "B") que se transmite desde cada una de las cuatro antenas en el punto de acceso. El mismo símbolo OFDM B se transmite dos veces en la duración de 2 símbolos para el piloto baliza.

En una realización específica, el símbolo OFDM B comprende un conjunto de 12 símbolos de modulación BPSK, $b(k)$, para 12 subbandas específicas, que se muestra en la Tabla 34.

TABLA 34
Símbolos Piloto

Índice de Subbanda	Piloto Baliza $b(k)$	Piloto MIMO $p(k)$	Índice de Subbanda	Piloto Baliza $b(k)$	Piloto MIMO $p(k)$	Índice de Subbanda	Piloto Baliza $b(k)$	Piloto MIMO $p(k)$	Índice de Subbanda	Piloto Baliza $b(k)$	Piloto MIMO $p(k)$
N	0	0	-13	0	1-j	1	0	1-j	15	0	1+j
-26	0	-1-j	-12	-1-j	1-j	2	0	-1-j	16	1+j	-1+j
-25	0	-1+j	-11	0	-1-j	3	0	-1-j	17	0	-1+j
-24	1+j	-1+j	-10	0	-1-j	4	-1-j	-1-j	18	0	1-j
-23	0	-1+j	-9	0	1-j	5	0	-1+j	19	0	1+j
-22	0	1-j	-8	-1-j	-1-j	6	0	1+j	20	1+j	1+j
-21	0	1+j	-7	0	1+j	7	0	-1-j	21	0	1+j
-20	-1-j	1+j	-6	0	-1+j	8	-1-j	-1+j	22	0	-1+j
-19	0	-1-j	-5	0	-1-j	9	0	-1-j	23	0	1+j
-18	0	-1+j	-4	1+j	-1+j	10	0	-1-j	24	1+j	-1+j
-17	0	1+j	-3	0	-1+j	11	0	1+j	25	0	1-j
-16	1+j	-1+j	-2	0	1-j	12	1+j	1-j	26	0	-1-j
-15	0	1-j	-1	0	-1+j	13	0	-1+j	N	0	0
-14	0	1+j	0	0	0	14	0	-1-j			

Para la realización de piloto baliza mostrada en la Tabla 34, el símbolo OFDM B comprende (1) el símbolo $(1+j)$ de modulación BPSK para las subbandas -24, -16, -4, 12, 16, 20 y 24, (2) el símbolo $-(1+j)$ de modulación BPSK para las subbandas -20, -12, -8, 4 y 8, y (3) valores de señal de cero para las restantes 52 subbandas. El símbolo OFDM B está especialmente diseñado para facilitar la temporización y la adquisición de frecuencia por parte de los terminales de usuario. Sin embargo, también pueden utilizarse otros símbolos OFDM para el piloto baliza, lo cual está dentro del alcance de la invención.

2. Piloto MIMO - Enlace Descendente

El piloto MIMO del enlace descendente está incluido en la segunda porción del BCH (según se muestra en la Fig. 5A) y también se transmite en cada trama TDD. El piloto MIMO incluye un símbolo OFDM específico (indicado como “P”) que se transmite desde cada una de las cuatro antenas en el punto de acceso. El mismo símbolo OFDM P se transmite ocho veces en la duración de 8 símbolos para el piloto MIMO. Sin embargo, los ocho símbolos OFDM P para cada antena están “cubiertos” con una secuencia de Walsh de 4 chips distinta, asignada a esa antena. La cobertura es un proceso por el cual un piloto o símbolo de datos dado (o un conjunto de L pilotos o símbolos de datos con el mismo valor) a transmitir es multiplicado por todos los L chips de una secuencia ortogonal de L chips, para obtener L símbolos cubiertos, que se transmiten luego. La descobertura es un proceso complementario por el cual los símbolos recibidos se multiplican por los L chips de la misma secuencia ortogonal de L chips para obtener L símbolos descubiertos, que se acumulan luego para obtener una estimación del piloto, o símbolo de datos, transmitido. La cobertura logra la ortogonalidad entre las N_T transmisiones piloto desde las N_T antenas transmisoras y permite que los terminales de usuario distinguan las antenas transmisoras individuales. La cobertura puede lograrse con secuencias de Walsh y otras secuencias ortogonales.

En una realización específica, el símbolo OFDM P comprende un conjunto de 52 símbolos de modulación QPSK, $p(k)$, para las 48 subbandas de datos y 4 subbandas piloto, que se muestra en la Tabla 34. Los valores de señal de cero se transmiten por las restantes 12 subbandas. El símbolo OFDM P comprende una única “palabra” de 52 símbolos de modulación QPSK que está diseñada para facilitar la estimación de canal por parte de los terminales de usuario. Esta palabra única también está seleccionada para minimizar la variación entre pico y promedio en el piloto MIMO transmitido. Esto puede reducir luego la magnitud de la distorsión y la no linealidad generadas por los circuitos receptores en los terminales de usuario, lo que puede dar como resultado una precisión mejorada para la estimación del canal. Sin embargo, también pueden utilizarse otros símbolos OFDM para el piloto MIMO; lo cual está dentro del alcance de la invención.

En una realización, a las cuatro antenas en el punto de acceso se asignan secuencias de Walsh de 4 chips, $W_1 = 1111$, $W_2 = 1010$, $W_3 = 1100$ y $W_4 = 1001$ para el piloto MIMO. Para una secuencia de Walsh dada, un valor de “1” indica que se transmite un símbolo OFDM P y un valor de “0” indica que se transmite un símbolo OFDM -P (es decir, se invierte cada uno de los 52 símbolos de modulación en P).

La Tabla 35 enumera los símbolos OFDM a transmitir desde cada una de las cuatro antenas en el punto de acceso para el piloto baliza y el piloto MIMO. Los símbolos OFDM B y P son como se ha descrito anteriormente.

TABLA 35

Pilotos Baliza y MIMO

Piloto	Símbolo OFDM	Antena 1	Antena 2	Antena 3	Antena 4
Piloto Baliza	1	B	B	B	B
	2	B	B	B	B
Piloto MIMO	3	+P	+P	+P	+P
	4	+P	-P	+P	-P
	5	+P	+P	-P	-P
	6	+P	-P	-P	+P
	7	+P	+P	+P	+P
	8	+P	-P	+P	-P
	9	+P	+P	-P	-P
	10	+P	-P	-P	+P

El piloto MIMO puede ser utilizado por el terminal de usuario para estimar la respuesta de canal del enlace descendente. En particular, para recuperar el piloto enviado desde la antena i del punto de acceso, y recibido por la antena j del terminal de usuario, el piloto recibido por la antena terminal j se multiplica primero por la secuencia Walsh asignada a la antena i del punto de acceso. Los ocho símbolos OFDM descubiertos para todos los ocho periodos de símbolos para el piloto MIMO se acumulan luego, donde la acumulación se lleva a cabo individualmente para cada

una de las 52 subbandas utilizadas para llevar el piloto MIMO. El resultado de la acumulación es $\hat{h}_{\text{den } i,j}(k)$, para $k = \pm \{1, \dots, 26\}$, que es una estimación de la respuesta calibrada del canal del enlace descendente, desde la antena i del punto de acceso a la antena j del terminal de usuario, para las 52 subbandas de datos y piloto.

5 El mismo procesamiento de piloto puede ser realizado por el punto de acceso para recuperar el piloto de cada antena del punto de acceso, en cada antena del terminal de usuario. El piloto transmitido desde cada antena del punto de acceso puede recuperarse por descubrimiento con la secuencia de Walsh asignada a esa antena. El procesamiento del piloto proporciona $N_{\text{ap}} \cdot N_{\text{ut}}$ valores para cada una de las 52 subbandas, donde N_{ap} indica el número de antenas en el punto de acceso y N_{ut} indica el número de antenas en el terminal de usuario. Los $N_{\text{ap}} \cdot N_{\text{ut}}$ valores para cada subbanda son los elementos de la estimación $\hat{H}_{\text{cdn}}(k)$ de la respuesta calibrada del canal del enlace descendente para esa subbanda.

15 El piloto MIMO también puede ser transmitido, por el enlace ascendente, por el terminal de usuario, para su calibración, y en la modalidad de diversidad. El mismo procesamiento anteriormente descrito para el terminal de usuario, para recuperar el piloto MIMO enviado por el punto de acceso, también puede ser llevado a cabo por el punto de acceso para recuperar el piloto MIMO enviado por el terminal de usuario.

3. Referencia Guiada

20 Una referencia guiada puede ser transmitida, en la porción del preámbulo de la PDU del RACH (según se muestra en la Fig. 5C) o una PDU del RCH (según se muestra en las Figs. 5E y 5G), por cada terminal de usuario activo. Una referencia guiada también puede ser transmitida, en la porción del preámbulo de una PDU del FCH (según se muestra en las Figs. 5E y 5F) por el punto de acceso a un terminal de usuario activo.

25 A. Referencia Guiada para el Multiplexado Espacial

La referencia guiada comprende un símbolo OFDM específico (p. ej., el mismo símbolo OFDM P utilizado para el piloto MIMO) que se transmite desde todas las antenas transmisoras en el terminal de usuario (para el enlace ascendente) o el punto de acceso (para el enlace descendente). Sin embargo, el símbolo OFDM P para cada periodo de 30 símbolos es procesado espacialmente (es decir, formado como un haz) con un vector de guía para una automodalidad.

El primer símbolo de la referencia guiada transmitida por el terminal de usuario en el preámbulo del RACH puede expresarse como:

$$35 \quad \underline{x}(k) = \hat{\underline{K}}_{\text{ut}}(k) \cdot \hat{\underline{v}}_{\text{ut},1}(k) \cdot p(k) \quad , \text{ para } k \in K', \quad \text{Ec. (64)}$$

en la que

40 $\underline{x}(k)$ es el vector de transmisión para la subbanda k ;

$\hat{\underline{K}}_{\text{ut}}(k)$ es la matriz de corrección para la subbanda k , para el terminal de usuario;

45 $\hat{\underline{v}}_{\text{ut},1}(k)$ es el vector de guía para la subbanda k de la automodalidad principal de banda ancha;

$p(k)$ es el símbolo piloto para la subbanda k ; y

50 $K' = \{-32, \dots, 31\}$ es el conjunto de índices para todas las 64 subbandas.

El vector $\underline{x}(k)$ incluye cuatro símbolos de transmisión para cada valor de k , que han de transmitirse desde las cuatro antenas en el terminal de usuario. El vector de guía $\hat{\underline{v}}_{\text{ut},1}(k)$ es la primera columna de la matriz $\hat{\underline{V}}_{\text{ut}}(k)$ de los autovectores derechos de la estimación $\hat{\underline{H}}_{\text{cup}}(k)$ de respuesta calibrada del canal del enlace ascendente, donde 55 $\hat{\underline{V}}_{\text{ut}}(k) = [\hat{\underline{v}}_{\text{ut},1}(k) \hat{\underline{v}}_{\text{ut},2}(k) \hat{\underline{v}}_{\text{ut},3}(k) \hat{\underline{v}}_{\text{ut},4}(k)]$ y $\hat{\underline{v}}_{\text{ut},i}(k)$ es la i -ésima columna de $\hat{\underline{V}}_{\text{ut}}(k)$. Lo anterior supone que los valores singulares en $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ y las columnas de $\hat{\underline{V}}_{\text{ut}}(k)$ están ordenadas según lo descrito anteriormente.

El segundo símbolo de referencia guiada transmitido por el terminal de usuario en el preámbulo del RACH incluye el indicador de tasa de datos (DRI) para la PDU del RACH. El DRI indica la tasa utilizada para el mensaje del RACH 60 enviado en la PDU del RACH. El DRI se incrusta en el segundo símbolo de referencia guiada, asociando el DRI a un símbolo s_{dri} específico de QPSK, según se muestra en la Tabla 15. El símbolo s_{dri} se multiplica entonces por el símbolo piloto $p(k)$ antes de llevar a cabo el procesamiento espacial. El segundo símbolo de referencia guiada para el RACH puede expresarse como:

$$65 \quad \underline{x}(k) = \hat{\underline{K}}_{\text{ut}}(k) \cdot \hat{\underline{v}}_{\text{ut},1}(k) \cdot s_{\text{dri}} \cdot p(k) \quad , \text{ para } k \in K'. \quad \text{Ec. (65)}$$

ES 2 336 118 T3

Como se muestra en las ecuaciones (64) y (65), sólo el autovector $\hat{\mathbf{v}}_{ut,1}(k)$ para la automodalidad principal se utiliza para la referencia guiada para el RACH.

Un símbolo de referencia guiada transmitido por el terminal de usuario en el preámbulo del RCH puede expresarse como:

$$\mathbf{x}_{up,sr,m}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{ut}(k) \cdot \hat{\mathbf{v}}_{ut,m}(k) \cdot p(k), \quad \text{para } k \in K', \quad \text{Ec. (66)}$$

en la que

$\mathbf{x}_{up,sr,m}(k)$ es el vector de transmisión para la subbanda k de la automodalidad m de banda ancha; y

$\hat{\mathbf{v}}_{ut,m}(k)$ es el vector de guía para la subbanda k de la automodalidad m de banda ancha (es decir, la m -ésima columna de $\hat{\mathbf{V}}_{ut}(k)$).

Un símbolo de referencia guiada transmitido por el punto de acceso en el preámbulo del FCH puede expresarse como:

$$\mathbf{x}_{dn,sr,m}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{ap}(k) \cdot \hat{\mathbf{u}}_{ap,m}^*(k) p(k), \quad \text{para } k \in K', \quad \text{Ec. (67)}$$

en la que

$\mathbf{x}_{dn,sr,m}(k)$ es el vector de transmisión para la subbanda k de la automodalidad m de banda ancha;

$\hat{\mathbf{K}}_{ap}(k)$ es la matriz de corrección para la subbanda k , para el punto de acceso; y $\hat{\mathbf{u}}_{ap,m}^*(k)$ es el vector de guía para la subbanda k de la automodalidad m de banda ancha.

El vector guía $\hat{\mathbf{u}}_{ap,m}(k)$ es la m -ésima columna de la matriz $\hat{\mathbf{U}}_{ap}(k)$ de autovectores derechos de la estimación $\hat{\mathbf{H}}_{cdn}(k)$ de respuesta calibrada del canal del enlace descendente, donde $\hat{\mathbf{U}}_{ap}(k) = [\hat{\mathbf{u}}_{ap,1}(k) \hat{\mathbf{u}}_{ap,2}(k) \hat{\mathbf{u}}_{ap,3}(k) \hat{\mathbf{u}}_{ap,4}(k)]$.

La referencia guiada puede transmitirse de diversas maneras. En una realización, se utilizan uno o más autovectores para la referencia guiada para cada trama TDD, y dependen de la duración de la referencia guiada, que está indicada por los campos Tipo de Preámbulo del FCH/RCH en el elemento de información del FCCH. La Tabla 36 enumera las automodalidades utilizadas para el preámbulo para el FCH y el RCH, para diversos tamaños de preámbulo, para un diseño ejemplar.

TABLA 36

Tipo	Tamaño de Preámbulo	Automodalidades Utilizadas
0	0 símbolos OFDM	ningún preámbulo
1	1 símbolo OFDM	automodalidad m , donde $m = \text{contador de tramas en mod } 4$
2	4 símbolos OFDM	recorrido por todas las 4 automodalidades en el preámbulo
3	8 símbolos OFDM	recorrido por todas las 4 automodalidades dos veces en el preámbulo

Según se muestra en la Tabla 36, la referencia guiada se transmite para todas las cuatro automodalidades dentro de una única trama TDD, cuando el tamaño del preámbulo es de cuatro u ocho símbolos OFDM. La referencia guiada transmitida por el terminal de usuario para el n -ésimo símbolo OFDM en el preámbulo para el RCH puede expresarse como:

$$\mathbf{x}_{up,sr,n}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{ut}(k) \cdot \hat{\mathbf{v}}_{ut,n \bmod 4}(k) \cdot p(k), \quad \text{para } k \in K' \text{ y } n = \{1, \dots, L\}, \quad \text{Ec. (68)}$$

donde L es el tamaño del preámbulo, es decir, L = 4 para el Tipo 2 y L = 8 para el Tipo 3.

De manera similar, la referencia guiada transmitida por el punto de acceso para el n-ésimo símbolo OFDM en el preámbulo para el FCH puede expresarse como:

$$\underline{x}_{dn, sr, n}(k) = \underline{\hat{K}}_{ap}(k) \cdot \underline{\hat{u}}_{ap, n \bmod 4}^*(k) p(k), \text{ para } k \in L' \text{ y } n = \{1, \dots, L\}. \quad \text{Ec. (69)}$$

Como se muestra en las ecuaciones (68) y (69), las cuatro automodalidades son recorridas en cada periodo de 4 símbolos por la operación (n mod 4) para el vector de guía. Este esquema puede emplearse si el canal cambia más rápidamente y/o durante la primera parte de una conexión, cuando se necesita obtener rápidamente una buena estimación de canal para un funcionamiento adecuado del sistema.

En otra realización, la referencia guiada se transmite para una automodalidad de banda ancha para cada trama TDD. La referencia guiada para cuatro automodalidades de banda ancha puede recorrerse en cuatro tramas TDD. Por ejemplo, los vectores de guía $\hat{u}_{ut,1}(k)$, $\hat{u}_{ut,2}(k)$, $\hat{u}_{ut,3}(k)$ y $\hat{u}_{ut,4}(k)$ pueden ser utilizados para las tramas TDD primera, segunda, tercera y cuarta, respectivamente, por el terminal de usuario. El vector de guía específico a emplear puede ser especificado por los 2 LSB del valor del Contador de Tramas en el mensaje del BCH. Este esquema permite que se utilice una porción de preámbulo más corta en la PDU, pero puede requerir un periodo más largo de tiempo para obtener una buena estimación del canal.

Para ambas realizaciones descritas anteriormente, la referencia guiada puede transmitirse por todas las cuatro automodalidades que pueden emplearse para la transmisión de datos, incluso aunque se utilicen actualmente menos de cuatro automodalidades (p. ej., porque las automodalidades no utilizadas son débiles y descartadas por la hidratación). La transmisión de la referencia guiada por una automodalidad actualmente no utilizada permite que el receptor determine cuándo la automodalidad mejora lo bastante como para ser seleccionada para su uso.

B. Referencia Guiada para la Guía de Haces

Para la modalidad de guía de haces, el procesamiento espacial en el lado transmisor se realiza utilizando un conjunto de autovectores normalizados para la automodalidad principal de banda ancha. La función global de transferencia con un autovector normalizado es distinta de la función global de transferencia con un autovector no normalizado (es decir $\underline{H}_{cup}(k)\hat{u}_{ut,1}(k) \neq \underline{H}_{cup}(k)\tilde{u}_{ut}(k)$). Una referencia guiada generada utilizando el conjunto de autovectores normalizados para todas las subbandas puede ser enviada entonces por el transmisor y utilizada por el receptor para derivar los vectores de filtro asociado para estas subbandas, para la modalidad de guía de haces.

Para el enlace ascendente, la referencia guiada para la modalidad de guía de haces puede expresarse como:

$$\underline{\tilde{x}}_{up, sr}(k) = \underline{\hat{K}}_{ut}(k) \underline{\tilde{v}}_{ut}(k) p(k), \text{ para } k \in K. \quad \text{Ec. (70)}$$

En el punto de acceso, la referencia guiada recibida del enlace ascendente, para la modalidad de guía de haces, puede expresarse como:

$$\underline{\tilde{r}}_{up, sr}(k) = \underline{\tilde{H}}_{up}(k) \underline{\tilde{x}}_{up, sr}(k) + \underline{n}_{up}(k), \text{ para } k \in K. \quad \text{Ec. (71)}$$

$$\begin{aligned} \underline{\tilde{r}}_{up, sr}(k) &= \underline{\tilde{H}}_{up}(k) \underline{\tilde{x}}_{up, sr}(k) + \underline{n}_{up}(k) \\ &= \underline{\tilde{H}}_{up}(k) \underline{\hat{K}}_{ut}(k) \underline{\tilde{v}}_{ut}(k) p(k) + \underline{n}_{up}(k) \\ &= \underline{\tilde{H}}_{cup}(k) \underline{\tilde{v}}_{ut}(k) p(k) + \underline{n}_{up}(k) \end{aligned}$$

Para obtener el vector $\underline{\tilde{m}}_{ap}(k)$ fila de filtro asociado, para la transmisión del enlace ascendente con guía de haces, el vector recibido $\underline{\tilde{r}}_{up, sr}(k)$ para la referencia guiada se multiplica primero con $p^*(k)$. El resultado se integra luego sobre múltiples símbolos recibidos de referencia guiada, para formar una estimación $\underline{\tilde{H}}_{cup}(k) \underline{\tilde{v}}_{ut}(k)$. El vector $\underline{\tilde{m}}_{ap}(k)$ es entonces la traspuesta conjugada de esta estimación.

Al operar en la modalidad de guía de haces, el terminal de usuario puede transmitir múltiples símbolos de referencia guiada, por ejemplo, uno o más símbolos utilizando el autovector normalizado $\hat{\mathbf{v}}_{ut}(k)$, uno o más símbolos utilizando el autovector $\hat{\mathbf{v}}_{ut,1}(k)$ para la automodalidad principal de banda ancha y, posiblemente, uno o más símbolos utilizando los autovectores para las otras automodalidades de banda ancha. Los símbolos de referencia guiada generados con $\hat{\mathbf{v}}_{ut}(k)$ pueden ser utilizados por el punto de acceso para derivar el vector $\hat{\mathbf{m}}_{ap}(k)$ de filtro asociado. Los símbolos de referencia guiada generados con $\hat{\mathbf{v}}_{ut,1}(k)$ pueden utilizarse para obtener $\hat{\mathbf{u}}_{ap,1}(k)$, que puede emplearse luego para derivar el autovector normalizado $\hat{\mathbf{u}}_{ap}(k)$, que se utiliza para la guía de haces en el enlace descendente. Los símbolos de referencia guiada generados con los autovectores $\hat{\mathbf{v}}_{ut,2}(k)$ a $\hat{\mathbf{v}}_{ut,N_S}(k)$ para las otras automodalidades pueden ser utilizados por el punto de acceso para obtener $\hat{\mathbf{u}}_{ap,2}(k)$ a $\hat{\mathbf{u}}_{ap,N_S}(k)$, y los valores singulares para estas otras automodalidades. Esta información puede ser utilizada luego por el punto de acceso para determinar si utiliza la modalidad de multiplexado espacial o bien la modalidad de guía de haces para la transmisión de datos.

Para el enlace descendente, el terminal de usuario puede derivar el vector $\hat{\mathbf{m}}_{\text{ui}}(\mathbf{k})$ de filtro asociado, para la modalidad de guía de haces, sobre la base de la estimación $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(\mathbf{k})$ de respuesta calibrada del canal del enlace descendente. En particular, el terminal de usuario tiene $\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},1}(\mathbf{k})$, a partir de la descomposición en valores singulares de $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(\mathbf{k})$, y puede derivar el autovector normalizado $\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap}}(\mathbf{k})$. El terminal de usuario puede entonces multiplicar $\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap}}(\mathbf{k})$ con $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(\mathbf{k})$ para obtener $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(\mathbf{k})\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap}}(\mathbf{k})$, y luego puede derivar $\hat{\mathbf{m}}_{\text{ui}}(\mathbf{k})$ sobre la base de $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(\mathbf{k})\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap}}(\mathbf{k})$. Alternativamente, una referencia guiada puede ser enviada por el punto de acceso empleando el autovector normalizado $\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap}}(\mathbf{k})$, y esta referencia guiada puede ser procesada por el terminal de usuario, de la forma descrita anteriormente, para obtener $\hat{\mathbf{m}}_{\text{ui}}(\mathbf{k})$.

4. *Piloto Portador - Enlace Ascendente*

La estructura de subbandas OFDM en la presente memoria descrita incluye cuatro subbandas piloto con índices de -21, -7, 7 y 21. En una realización, un piloto portador se transmite por las cuatro subbandas piloto en todos los símbolos OFDM que no son parte de un preámbulo. El piloto portador puede ser empleado por el receptor para rastrear cambios de fase debidos a desviaciones en los osciladores tanto en el transmisor como en el receptor. Esto puede proporcionar un rendimiento mejorado de la demodulación de datos.

El piloto portador comprende cuatro secuencias piloto, $P_{c1}(n)$, $P_{c2}(n)$, $P_{c3}(n)$ y $P_{c4}(n)$, que se transmiten por las 30 cuatro subbandas piloto. Las secuencias piloto pueden definirse como:

$$P_{c1}(n) = P_{c2}(n) = P_{c3}(n) = -P_{c4}(n), \text{ para } n = \{1, 2, \dots, 127\}, \quad \text{Ec. (72)}$$

35 donde n es un índice para el periodo de símbolos OFDM.

Las secuencias piloto pueden definirse sobre la base de diversas secuencias de datos. En una realización, la secuencia piloto $P_{c1}(n)$ se genera sobre la base de un polinomio $G(x) = x^7 + x^4 + x$, donde el estado inicial se fija en todos los bits de salida se asocian a valores de señal de la siguiente manera: 1 $\Rightarrow$ -1 y 0 $\Rightarrow$ 1. La secuencia piloto $P_{c1}(n)$, para $n = \{1, 2, \dots, 127\}$, puede luego expresarse como:

45 $P_{cl}(n) = \{1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, 1,$
 $1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1,$
 $-1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1,$
50 $-1, -1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1\}.$

Los valores de “1” y “-1” en la secuencia piloto $P_{c1}(n)$ pueden asociarse a símbolos piloto utilizando un esquema de modulación específico. Por ejemplo, utilizando BPSK, un “1” puede asociarse a $1+j$, y un “-1” puede asociarse a $-(1+j)$. Si no hay más de 127 símbolos OFDM, entonces la secuencia piloto puede repetirse de forma tal que $P_{c1}(n) = P_{c1}(n \bmod 127)$ para $n > 127$.

En una realización, las cuatro secuencias piloto se reinician para cada canal de transporte. Así, en el enlace descendente, las secuencias piloto se reinician para el primer símbolo OFDM del mensaje del BCH, se reinician nuevamente para el primer símbolo OFDM del mensaje del FCCH, y se reinician para el primer símbolo OFDM enviado por el FCH. En otra realización, las secuencias piloto se reinician en el comienzo de cada trama FDD, y se repiten con tanta frecuencia como sea necesario. Para esta realización, las secuencias piloto pueden atascarse durante las porciones del preámbulo del BCH y el FCH.

65 En la modalidad de diversidad, las cuatro secuencias piloto se asocian a cuatro apareos de subbanda y antena, según se muestra en la Tabla 29. En particular, $P_{c1}(n)$ se utiliza para la subbanda -21 de la antena 1, $P_{c2}(n)$ se utiliza para la subbanda -7 de la antena 2, $P_{c3}(n)$ se utiliza para la subbanda 7 de la antena 3, y $P_{c4}(n)$ se utiliza para la subbanda 21 de la antena 4. Cada secuencia piloto se transmite entonces por la subbanda y antena asociadas.

En la modalidad de multiplexado espacial, las cuatro secuencias piloto se transmiten por la automodalidad principal de sus respectivas subbandas. El procesamiento espacial para los símbolos del piloto portador es similar a aquel realizado para los símbolos de modulación, según lo anteriormente descrito. En la modalidad de guía de haces, las cuatro secuencias piloto se transmiten por sus respectivas subbandas, utilizando la guía de haces. La guía de haces para los símbolos del piloto portador también es similar a aquella realizada para los símbolos de modulación.

Se ha descrito anteriormente una estructura de piloto específico para el sistema de WLAN con MIMO. Otras estructuras piloto también pueden emplearse para el sistema, lo cual está dentro del alcance de la invención.

IX. Operación del Sistema

La Fig. 12A muestra una realización específica de un diagrama 1200 de estados para el funcionamiento de un terminal de usuario. Este diagrama de estados incluye cuatro estados: un estado Inicial 1210, un estado Durmiente 1220, un estado de Acceso 1230, y un estado Conectado 1240. Cada uno de los estados 1210, 1220, 1230 y 1240 puede asociarse a un cierto número de subestados (no mostrados en la Fig. 12A para simplificar).

En el estado Inicial, el terminal de usuario adquiere la frecuencia y temporización del sistema y obtiene los parámetros de sistema enviados por el BCH. En el estado Inicial, el terminal de usuario puede llevar a cabo las siguientes funciones:

- * Determinación del sistema: el terminal de usuario determina sobre qué frecuencia adquirir el sistema.

- * Adquisición de frecuencia/temporización: el terminal de usuario adquiere el piloto baliza y ajusta su frecuencia y temporización en consecuencia.

- * Adquisición de parámetros: el terminal de usuario procesa el BCH para obtener los parámetros del sistema asociados al punto de acceso desde el cual se recibe la señal del enlace descendente.

Al completar las funciones requeridas para el estado Inicial, el terminal de usuario efectúa una transición hacia el estado Durmiente.

En el estado Durmiente, el terminal de usuario monitoriza periódicamente el BCH en busca de parámetros de sistema actualizados, indicaciones de páginas y mensajes de difusión enviados por el enlace descendente, y así sucesivamente. No se adjudica ningún recurso de radio al terminal de usuario en este estado. En el estado Durmiente, el terminal de usuario puede llevar a cabo las siguientes funciones:

- * Si se autoriza un registro, el terminal de usuario ingresa al estado Acceso con una solicitud de registro.

- * Si se autoriza la calibración del transmisor/receptor, el terminal de usuario ingresa al estado Acceso con una solicitud de calibración.

- * El terminal de usuario monitoriza el BCH en busca de una indicación de páginas y mensajes de difusión enviados por el FCH.

- * Si el terminal de usuario tiene datos para enviar por el enlace ascendente, ingresa al estado Acceso con una solicitud de recursos.

- * El terminal de usuario realiza procedimientos de mantenimiento, tales como la actualización de parámetros del sistema y el rastreo del canal.

- * El terminal de usuario puede ingresar a una modalidad ranurada de funcionamiento para ahorrar energía, si esta modalidad recibe soporte por parte del terminal de usuario.

Si el terminal de usuario desea recursos de radio del punto de acceso para cualquier tarea, efectúa una transición al estado Acceso. Por ejemplo, el terminal de usuario puede efectuar una transición al estado Acceso en respuesta a una página o indicador de DST enviado en el mensaje del BCH, para un registro o solicitud de calibración, o para solicitar recursos dedicados.

En el estado Acceso, el terminal de usuario está en el proceso de acceder al sistema. El terminal de usuario puede enviar mensajes breves y/o solicitudes de recursos del FCH/RCH, utilizando el RACH. El funcionamiento en el RACH se describe en mayor detalle más adelante. Si el terminal de usuario es liberado por el punto de acceso, entonces efectúa una transición inversa al estado Durmiente. Si al terminal de usuario se asignan recursos para el enlace descendente y/o el enlace ascendente, entonces efectúa una transición al estado Conectado.

ES 2 336 118 T3

En el estado Conectado, se asignan al terminal de usuario los recursos del FCH/RCH, aunque no necesariamente para cada trama TDD. El terminal de usuario puede utilizar activamente los recursos adjudicados, o puede quedar ocioso (manteniendo aún la conexión) en el estado Conectado. El terminal de usuario permanece en el estado Conectado hasta que es liberado por el punto de acceso, o si agota un temporizador después de ninguna actividad durante un periodo específico de expiración, en cuyo caso efectúa una transición inversa hacia el estado Durmiente.

Estando en el estado Durmiente, Acceso o Conectado, el terminal de usuario efectúa una transición inversa al estado Inicial si es apagado, o si se corta la conexión.

La Fig. 12B muestra una realización específica de un diagrama de estados para el estado Conectado 1240. En esta realización, el estado Conectado incluye tres subestados: un subestado de Establecimiento 1260, un subestado Abierto 1270, y un subestado Ocioso 1280. El terminal de usuario ingresa al subestado de Establecimiento al recibir una asignación por el FCCH.

En el subestado de Establecimiento, el terminal de usuario está en el proceso de establecer la conexión y no está aún intercambiando datos. El establecimiento de conexión puede incluir la estimación del canal para el punto de acceso, la determinación de tasa, la negociación del servicio, y así sucesivamente. Al ingresar al subestado de Establecimiento, el terminal de usuario pone un temporizador para un lapso especificado. Si el temporizador expira antes de que el terminal de usuario abandone este subestado, entonces efectúa una transición inversa al estado Durmiente. El terminal de usuario efectúa una transición al subestado Abierto al completar el establecimiento de conexión.

En el subestado Abierto, el terminal de usuario y el punto de acceso intercambian datos por el enlace descendente y/o el enlace ascendente. Mientras está en el subestado Abierto, el terminal de usuario monitoriza el BCH en busca de parámetros de sistema y una indicación de mensajes de paginación/difusión. Si un mensaje del BCH no puede descodificarse correctamente dentro de un número especificado de tramas TDD, entonces el terminal de usuario efectúa una transición inversa hacia el estado Inicial.

El terminal de usuario también monitoriza el FCCH en busca de información de asignación de canal, control de tasa, control de temporización del RCH y control de potencia. El terminal de usuario estima la SNR recibida utilizando el piloto baliza del BCH y el preámbulo del FCH, y determina la máxima tasa que puede sostenerse fiablemente por parte del FCH.

Las asignaciones del FCH y el RCH para el terminal de usuario, para cada trama TDD, están dadas por los elementos de información en la PDU del FCCH transmitida en la trama TDD actual (o posiblemente anterior). El terminal de usuario puede no estar asignado para la transmisión de datos por el FCH y/o el RCH, para cualquier trama TDD dada. Para cada trama TDD en la cual el terminal de usuario no está planificado para la transmisión de datos, no recibe una PDU del FCH por el enlace descendente y no transmite por el enlace ascendente.

Para cada trama TDD en la cual el terminal de usuario está planificado, las transmisiones de datos por el enlace descendente y/o el enlace ascendente se realizan utilizando la tasa, la modalidad de transmisión y el desplazamiento de temporización del RCH (para el enlace ascendente) indicados en las asignaciones del FCCH (es decir, los elementos de información del FCCH dirigidos al terminal de usuario). El terminal de usuario recibe, demodula y descodifica las PDU del FCH enviadas al mismo. El terminal de usuario también transmite las PDU del RCH, que incluyen el preámbulo y el indicador de tasa de datos del FCH. El terminal de usuario ajusta la tasa utilizada en el RCH según la información de control de tasa contenida en la asignación del FCCH. Si se está aplicando control de potencia para la transmisión del enlace ascendente, entonces el terminal de usuario ajusta su potencia de transmisión sobre la base de los comandos de control de potencia incluidos en la asignación del FCCH. El intercambio de datos puede ser por ráfagas, en cuyo caso el terminal de usuario puede ingresar al subestado Ocioso toda vez que no se esté intercambiando ningún dato. El terminal de usuario ingresa al subestado Ocioso cuando se lo indica el punto de acceso. Si el punto de acceso no asigna el FCH o RCH al terminal de usuario dentro de un número especificado de tramas TDD, entonces el terminal de usuario efectúa la transición inversa al estado Durmiente y retiene su identificador de MAC.

En el estado Ocioso, tanto el enlace ascendente como el descendente están ociosos. No se están enviando datos en ninguna dirección. Sin embargo, los enlaces se mantienen con los mensajes de referencia guiada y de control. En este subestado, el punto de acceso asigna periódicamente PDU ociosas al terminal de usuario por el RCH, y posiblemente el FCH (no necesariamente de forma simultánea). El terminal de usuario puede ser capaz de permanecer en el estado Conectado indefinidamente, siempre que el punto de acceso asigne periódicamente PDU ociosas por el FCH y el RCH para mantener el enlace.

Mientras está en el subestado Ocioso, el terminal de usuario monitoriza el BCH. Si un mensaje del BCH no se descodifica correctamente dentro de un número especificado de tramas TDD, entonces el terminal de usuario efectúa una transición inversa hacia el estado Inicial. El terminal de usuario también monitoriza el FCCH en busca de información de asignación de canal, de control de tasa, de control de temporización del RCH y de control de potencia. El terminal de usuario también puede estimar la SNR recibida y determinar la máxima tasa con soporte por parte del FCH. El terminal de usuario transmite una PDU ociosa por el RCH, cuando está asignado, y activa el bit de Solicitud de RCH en la PDU ociosa si tiene datos que enviar. Si el punto de acceso no asigna un FCH o RCH al terminal de usuario dentro de un número especificado de tramas TDD, entonces el terminal de usuario efectúa una transición inversa hacia el estado Durmiente y retiene su identificador de MAC.

Puede ponerse un temporizador en un valor específico al ingresar a cualquiera de los tres subestados. Este temporizador comenzaría luego una cuenta regresiva si no hay ninguna actividad mientras se está en el subestado. Estando en el subestado de Establecimiento, Activo u Ocioso, el terminal efectuaría la transición inversa hacia el estado Durmiente si el temporizador expira, y al estado Inicial si se corta la conexión. Estando en el subestado Activo u Ocioso, el terminal también efectuaría la transición inversa hacia el estado Durmiente si se libera la conexión.

Las Figs. 12A y 12B muestra una realización específica de un diagrama de estados que puede ser utilizado para el terminal de usuario. También pueden emplearse varios otros diagramas de estados con menos estados y subestados, o bien estados y subestados adicionales y/o distintos, para el sistema, lo cual está dentro del alcance de la invención.

X. Acceso Aleatorio

En una realización, se emplea un esquema de acceso aleatorio para permitir que los terminales de usuario accedan al sistema de WLAN con MIMO. En una realización, el esquema de acceso aleatorio se basa en un esquema Aloha ranurado, por el cual un terminal de usuario transmite en una ranura del RACH aleatoriamente seleccionada, para intentar obtener acceso al sistema. El terminal de usuario puede enviar múltiples transmisiones por el RACH hasta que se obtenga el acceso, o bien se haya llegado al máximo número de intentos de acceso. Pueden cambiarse diversos parámetros para cada transmisión del RACH, para mejorar la probabilidad de éxito, según se describe más adelante.

La Fig. 13 ilustra un eje del tiempo para el RACH, que está dividido en ranuras del RACH. El número de ranuras del RACH disponibles para su empleo en cada trama TDD, y la duración de la ranura del RACH, son parámetros configurables. Un máximo de 32 ranuras del RACH puede estar disponible para su empleo en cada trama TDD. El intervalo de resguardo entre el final de la última ranura del RACH y el comienzo de la PDU del BCH para la próxima trama TDD también es un parámetro configurable. Estos tres parámetros para el RACH pueden cambiar de trama a trama, y están indicados por los campos de Longitud del RACH, Tamaño de Ranura del RACH e Intervalo de Resguardo del RACH del mensaje del BCH.

Cuando un terminal de usuario desea acceder al sistema, procesa primero el BCH para obtener los parámetros del sistema pertinentes. El terminal de usuario envía entonces una PDU del RACH por el RACH. Esta PDU del RACH incluye un mensaje del RACH que contiene información necesaria para que el punto de acceso procese la solicitud de acceso del terminal de usuario. Por ejemplo, el mensaje del RACH incluye el identificador de MAC asignado del terminal de usuario que permite que el punto de acceso identifique el terminal de usuario. Un identificador de MAC de registro (es decir, un valor específico del identificador de MAC) puede reservarse para terminales de usuario no registrados. En este caso, el identificador largo del terminal de usuario puede incluirse en el campo Carga Útil del mensaje del RACH, junto con el identificador de MAC de registro.

Como se ha descrito anteriormente, la PDU del RACH puede transmitirse en una de cuatro tasas de datos, que se enumeran en la Tabla 15. La tasa seleccionada se incrusta en el preámbulo de la PDU del RACH (según se muestra en la Fig. 5C). La PDU del RACH también tiene una longitud variable de 1, 2, 4 u 8 símbolos OFDM (como también se enumeran en la Tabla 15), que se indica en el campo Duración del Mensaje del mensaje del RACH.

Para transmitir la PDU del RACH, el terminal de usuario determina primero el número de ranuras del RACH que pueden emplearse para la transmisión (es decir, el número de ranuras “usables” del RACH). Esta determinación se hace sobre la base de (1) el número de ranuras del RACH disponibles en la trama TDD actual, (2) la duración de cada ranura del RACH, (3) el intervalo de resguardo y (4) la longitud de la PDU del RACH a transmitir. La PDU del RACH no puede extenderse más allá del final del segmento del RACH de la trama TDD. Así, si la PDU del RACH es más larga que una ranura del RACH, más el intervalo de resguardo, entonces esta PDU no puede transmitirse en una o más ranuras del RACH disponibles más tarde. El número de ranuras del RACH que pueden utilizarse para transmitir la PDU del RACH puede ser menor que el número de ranuras del RACH disponibles, sobre la base de los factores anteriormente enumerados. El segmento del RACH incluye un intervalo de resguardo, que se proporciona para impedir que la transmisión del enlace ascendente desde los terminales de usuario interfiera con el siguiente segmento del BCH, que es una posibilidad para los terminales de usuario que no compensan su retardo de ida y vuelta.

El terminal de usuario selecciona entonces al azar una de las ranuras del RACH utilizables, para transmitir la PDU del RACH. El terminal de usuario transmite luego la PDU del RACH a partir de la ranura seleccionada del RACH. Si el terminal de usuario conoce el retardo de ida y vuelta hasta el punto de acceso, puede compensar luego este retardo ajustando convenientemente su temporización.

Cuando el punto de acceso recibe una PDU del RACH, comprueba el mensaje recibido del RACH utilizando el CRC incluido en el mensaje. El punto de acceso descarta el mensaje del RACH si falla el CRC. Si el CRC es correcto, el punto de acceso activa el bit de Acuse de Recibo del RACH en el BCH, en la siguiente trama TDD, y transmite un acuse de recibo del RACH por el FCCH dentro de 2 tramas TDD. Puede haber un retardo entre la activación del bit de Acuse de Recibo en el BCH y el envío del acuse de recibo por el FCCH, que puede utilizarse para compensar el retardo de planificación, y así sucesivamente. Por ejemplo, si el punto de acceso recibe el mensaje por el RACH, puede activar el bit de Acuse de Recibo en el BCH y tener una respuesta al retardo por el FCCH. El bit de Acuse de Recibo impide el reintento de los terminales de usuario, y permite que los terminales de usuario que no han tenido éxito lo reintenten rápidamente, excepto durante periodos de ocupación del RACH.

ES 2 336 118 T3

Si el terminal de usuario está realizando un registro, entonces utiliza el identificador de MAC de registro (p. ej., 0x0001). El punto de acceso responde enviando un Mensaje de Asignación de identificador de MAC por el FCH. Todos los otros tipos de transmisión del RACH incluyen el identificador de MAC del terminal de usuario asignado por el sistema. El punto de acceso acusa recibo explícitamente de todos los mensajes del RACH correctamente recibidos, enviando acuses de recibo por el FCCH, utilizando el identificador de MAC asignado al terminal de usuario.

Después de que el terminal de usuario envía la PDU del RACH, monitoriza el BCH y el FCCH para determinar si su PDU del RACH ha sido o no recibida y procesada por el punto de acceso. El terminal de usuario monitoriza el BCH para determinar si está o no activado el Bit de Acuse de Recibo del RACH en el mensaje del BCH. Si este bit está activado, lo que indica que se está enviando un acuse de recibo para este y/u otros terminales de usuario por el FCCH, entonces el terminal de usuario procesa adicionalmente el FCCH para obtener elementos de información IE de Tipo 3 que contengan acuses de recibo. En caso contrario, si el Bit de Acuse de Recibo del RACH no está activado, entonces el terminal de usuario continúa monitorizando el BCH o reanuda su procedimiento de acceso por el RACH.

El IE de Tipo 3 del FCCH se utiliza para llevar acuses rápidos de recibo para intentos de acceso exitosos. Cada elemento de información de acuse de recibo contiene el identificador de MAC asociado al terminal de usuario para el cual se envía el acuse de recibo. Un acuse rápido de recibo se utiliza para informar al terminal de usuario de que su solicitud de acceso ha sido recibida, pero no está asociado a una asignación de recursos del FCH/RCH. Por el contrario, un acuse de recibo basado en una asignación se asocia a una asignación del RCH/RCH. Si el terminal de usuario recibe un acuse rápido de recibo por el FCCH, efectúa una transición hacia el estado Durmiente. Si el terminal de usuario recibe un acuse de recibo basado en una asignación, obtiene información de planificación enviada junto con el acuse de recibo, y comienza a utilizar el FCH/RCH según lo asignado en la trama TDD actual.

El terminal de usuario reanuda el procedimiento de acceso por el RACH si no recibe un acuse de recibo por el FCCH dentro de un número especificado de tramas TDD después de transmitir la PDU del RACH. En este caso, el terminal de usuario puede suponer que el punto de acceso no recibió correctamente la PDU del RACH. Un contador es mantenido por el terminal de usuario, para contar el número de intentos de acceso. Este contador puede inicializarse en cero para el primer intento de acceso, y se incrementa en uno para cada intento subsiguiente de acceso. El terminal de usuario terminaría el procedimiento de acceso si el valor del contador llegara al máximo número de intentos.

Para cada intento de acceso subsiguiente, el terminal de usuario determina primero diversos parámetros para este intento de acceso, incluyendo (1) el lapso de espera antes de transmitir la PDU del RACH, (2) la ranura del RACH a utilizar para la transmisión de la PDU del RACH y (3) la tasa para la PDU del RACH. Para determinar el lapso de espera, el terminal de usuario determina primero el máximo lapso de espera para el siguiente intento de acceso, lo que se denomina la ventana de contención (CW). En una realización, la ventana de contención (que se da en unidades de tramas TDD) aumenta exponencialmente para cada intento de acceso (es decir, $CW = 2^{\text{intentos_de_acceso}}$). La ventana de contención también puede determinarse sobre la base de alguna otra función (p. ej., una función lineal) del número de intentos de acceso. El lapso de espera para el siguiente intento de acceso se selecciona entonces al azar, entre cero y la CW. El terminal de usuario esperaría durante este lapso antes de transmitir la PDU del RACH para el siguiente intento de acceso.

Para el siguiente intento de acceso, el terminal de usuario reduce la tasa para la PDU del RACH, si no empleó la tasa más baja para el último intento de acceso. La tasa inicial utilizada para el primer intento de acceso puede seleccionarse sobre la base de la SNR recibida del piloto enviado por el BCH. La falta de recepción de un acuse de recibo puede estar causada por el fracaso del punto de acceso para recibir correctamente la PDU del RACH. Así, la tasa para la PDU del RACH en el siguiente intento de acceso se reduce para mejorar la probabilidad de una recepción correcta por parte del punto de acceso.

Después de esperar durante el tiempo de espera seleccionado al azar, el terminal de usuario selecciona nuevamente al azar una ranura del RACH para la transmisión de la PDU del RACH. La selección la ranura del RACH para este intento de acceso puede efectuarse de manera similar a aquella descrita anteriormente para el primer intento de acceso, excepto que los parámetros del RACH (es decir, el número de ranuras del RACH, la duración de la ranura y el intervalo de resguardo) para la trama TDD actual, según lo transportado en el mensaje del BCH, se utilizan junto con la longitud de la PDU actual del RACH. La PDU del RACH se transmite luego en la ranura del RACH seleccionada al azar.

El procedimiento de acceso anteriormente descrito continúa hasta que, o bien (1) el terminal de usuario recibe un acuse de recibo desde el punto de acceso, o bien (2) se ha alcanzado el máximo número de intentos permitidos de acceso. Para cada intento de acceso, el lapso de espera antes de transmitir la PDU del RACH, la ranura del RACH a utilizar para la transmisión de la PDU del RACH y la tasa para la PDU del RACH pueden seleccionarse según lo descrito anteriormente. Si se recibe el acuse de recibo, entonces el terminal de usuario funciona según lo indicado por el acuse de recibo (es decir, espera en el estado Durmiente si se recibe un acuse rápido de recibo o bien comienza a utilizar el FCH/RCH si se recibe un acuse de recibo basado en una asignación). Si se ha alcanzado el número máximo de intentos permitidos de acceso, entonces el terminal de usuario efectúa una transición inversa hacia el estado Inicial.

XI. Control de Tasa, Potencia y Temporización

El punto de acceso planifica las transmisiones del enlace descendente y del enlace ascendente por el FCH y el RCH, y controla adicionalmente las tasas para todos los terminales de usuario activos. Además, el punto de acceso ajusta la potencia de transmisión de ciertos terminales de usuario activos por el enlace ascendente. Pueden mantenerse varios bucles de control para ajustar la tasa, la potencia de transmisión y la temporización para cada terminal de usuario activo.

1. Servicios de Tasa Fija y Variable

El punto de acceso puede prestar soporte a servicios de tasa tanto fija como variable por el FCH y el RCH. Los servicios de tasa fija pueden utilizarse para voz, vídeo, y así sucesivamente. Los servicios de tasa variable pueden emplearse para datos en paquetes (p. ej., exploración de la Red).

Para los servicios de tasa fija por el FCH/RCH, se utiliza una tasa fija para la conexión entera. Se utiliza el despacho de “mejor intención” para el FCH y el RCH (es decir, sin retransmisión). El punto de acceso planifica un número constante de las PDU del FCH/RCH por cada intervalo temporal especificado, para satisfacer los requisitos de QoS (Calidad de Servicio) del servicio. Según los requisitos de retardo, el punto de acceso puede no necesitar planificar una PDU del FCH/RCH para cada trama TDD. El control de potencia se ejerce por el RCH, pero no por el FCH, para servicios de tasa fija.

Para servicios de tasa variable por el FCH/RCH, se permite que la tasa utilizada para el FCH/RCH cambie con las condiciones del canal. Para algunos servicios isócronos (p. ej., vídeo, audio), los requisitos de QoS pueden imponer una restricción de tasa mínima. Para estos servicios, el planificador en el punto de acceso ajusta la adjudicación del FCH/RCH de forma tal que se proporcione una tasa constante. Para servicios de datos asincrónicos (p. ej., exploración de la Red, transferencia de ficheros, y así sucesivamente), se proporciona un despacho de “mejor intención”, con la opción de retransmisiones. Para estos servicios, la tasa es la máxima que puede ser sostenida fiablemente por las condiciones del canal. La planificación de las PDU del FCH/RCH para los terminales de usuario es habitualmente una función de sus requisitos de QoS. Toda vez que no hay ningún dato para enviar por el enlace descendente o el enlace ascendente, se envía una PDU ociosa por el FCH/RCH para mantener el enlace. El control de potencia de bucle cerrado no se ejerce por el FCH o el RCH para los servicios de tasa variable.

2. Control de Tasa

El control de tasa puede utilizarse para los servicios de tasa variable que funcionan por el FCH y el RCH, para adaptar la tasa del FCH/RCH a las condiciones cambiantes del canal. Las tasas a utilizar para el FCH y el RCH pueden controlarse independientemente. Además, en la modalidad de multiplexado espacial, la tasa para cada automodalidad de banda ancha de cada canal de transporte dedicado puede controlarse independientemente. El control de tasa es llevado a cabo por el punto de acceso, sobre la base de la realimentación proporcionada por cada terminal de usuario activo. El planificador dentro del punto de acceso planifica la transmisión de datos y determina las asignaciones de tasas para los terminales de usuario activos.

La máxima tasa que puede disponer de soporte en cualquier enlace es una función de (1) la matriz de respuesta del canal para todas las subbandas de datos, (2) el nivel de ruido observado por el receptor, (3) la calidad de la estimación del canal, y posiblemente otros factores. Para un sistema TDD, el canal puede considerarse como recíproco para el enlace descendente y el enlace ascendente (después de que ha sido realizada la calibración para compensar cualquier diferencia en el punto de acceso y el terminal de usuario). Sin embargo, este canal recíproco no implica que los límites inferiores del ruido sean los mismos en el punto de acceso y el terminal de usuario. Así, para un terminal de usuario dado, las tasas por el FCH y el RCH pueden controlarse independientemente.

El control de tasa de bucle cerrado puede utilizarse para la transmisión de datos por uno o más canales espaciales. El control de tasa de bucle cerrado puede lograrse con un, o múltiples, bucle(s). Un bucle interno estima las condiciones del canal y selecciona una tasa adecuada para cada canal espacial utilizado para la transmisión de datos. La estimación del canal y la selección de tasa pueden llevarse a cabo según lo descrito anteriormente. Un bucle externo puede utilizarse para estimar la calidad de la transmisión de datos recibida por cada canal espacial, y para ajustar el funcionamiento del bucle interno. La calidad de la transmisión de datos puede cuantificarse mediante la tasa de errores de paquetes (PER), las métricas del descodificador, y así sucesivamente, o una combinación de las mismas. Por ejemplo, el bucle externo puede ajustar el desplazamiento de la SNR para cada canal espacial, para lograr la PER deseada para ese canal espacial. El bucle externo también puede dirigir al bucle interno para seleccionar una tasa menor para un canal espacial, si se detectan excesivos errores de paquetes para el canal espacial.

Control de tasa del Enlace Descendente

Cada terminal de usuario activo puede estimar el canal del enlace descendente, sobre la base del piloto MIMO transmitido por el BCH en cada trama TDD. El punto de acceso también puede transmitir una referencia guiada en una PDU del FCH enviada a un terminal de usuario específico. Utilizando el piloto MIMO por el BCH y/o la referencia guiada por el FCH, el terminal de usuario puede estimar la SNR recibida y determinar la máxima tasa que puede disponer de soporte por el FCH. Si el terminal de usuario está funcionando en la modalidad de multiplexado espacial,

entonces puede determinarse la máxima tasa para cada automodalidad de banda ancha. Cada terminal de usuario puede devolver al punto de acceso la máxima tasa con soporte por parte de cada automodalidad de banda ancha (para la modalidad de multiplexado espacial), la máxima tasa con soporte por parte de la automodalidad principal de banda ancha (para la modalidad de guía de haces), o la máxima tasa con soporte por parte del canal MIMO (para la modalidad de diversidad) en el campo Indicador de Tasa del FCH de la PDU del RCH. Estas tasas pueden asociarse a las SNR recibidas, que pueden emplearse entonces para llevar a cabo la hidratación descrita anteriormente. Alternativamente, el terminal de usuario puede devolver suficiente información (p. ej., las SNR recibidas) para permitir que el punto de acceso determine la máxima tasa con soporte por parte del enlace descendente.

La determinación de emplear o no la modalidad de diversidad, la guía de haces o el multiplexado espacial puede tomarse sobre la base de la realimentación desde el terminal de usuario. El número de automodalidades de banda ancha seleccionadas para su uso puede aumentar según mejore el aislamiento entre los vectores de guía.

La Fig. 14A ilustra un proceso para controlar la tasa de una transmisión del enlace descendente para un terminal de usuario. Una PDU del BCH se transmite en el primer segmento de cada trama TDD, e incluye los pilotos baliza y MIMO, que pueden ser utilizados por los terminales de usuario para estimar y rastrear el canal. Una referencia guiada también puede enviarse en el preámbulo de una PDU del FCH enviada al terminal de usuario. El terminal de usuario estima el canal sobre la base de la MIMO y/o la referencia guiada, y determina la(s) máxima(s) tasa(es) que puede (n) disponer de soporte por parte del enlace descendente. Se proporciona una tasa para cada automodalidad de banda ancha si el terminal de usuario está funcionando en la modalidad de multiplexado espacial. El terminal de usuario envía entonces el indicador de tasa para el FCH en el campo Indicador de Tasa del FCH de la PDU del RCH que envía al punto de acceso.

El planificador utiliza las máximas tasas que el enlace descendente puede soportar para cada terminal de usuario activo, a fin de planificar la transmisión de datos del enlace descendente en las siguientes tramas TDD. Las tasas, y otra información de asignación de canal para el terminal de usuario, se reflejan en un elemento de información enviado por el FCCH. La tasa asignada a un terminal de usuario puede afectar la planificación para otros terminales de usuario. El retardo mínimo entre la determinación de tasa por parte del terminal de usuario y su empleo es de aproximadamente una única trama TDD.

Utilizando el procedimiento ordenado Gram-Schmidt, el punto de acceso puede determinar exactamente las tasas máximas que tienen soporte en el FCH directamente del preámbulo del RCH. Esto puede simplificar luego en gran medida el control de tasa.

Control de Tasa del Enlace Ascendente

Cada terminal de usuario transmite una referencia guiada por el RACH durante el acceso al sistema, y por el RCH al adjudicársele recursos del FCH/RCH. El punto de acceso puede estimar la SNR recibida para cada una de las automodalidades de banda ancha, sobre la base de la referencia guiada por el RCH, y determinar la máxima tasa soportada por cada automodalidad de banda ancha. Inicialmente, el punto de acceso puede no tener una buena estimación del canal para permitir el funcionamiento fiable a, o cerca de, la tasa máxima soportada por cada automodalidad de banda ancha. Para mejorar la fiabilidad, la tasa inicial utilizada en el FCH/RCH puede ser muy inferior a la máxima tasa con soporte. El punto de acceso puede integrar la referencia guiada sobre un cierto número de tramas TDD, a fin de obtener una estimación mejorada del canal. Según mejora la estimación del canal, puede aumentarse la tasa.

La Fig. 14B ilustra un proceso para controlar la tasa de una transmisión del enlace ascendente para un terminal de usuario. Una vez planificado para la transmisión del enlace ascendente, el terminal de usuario transmite una PDU del RCH que incluye la referencia, que es utilizada por el punto de acceso para determinar la tasa máxima por el enlace ascendente. El planificador utiliza entonces las máximas tasas que el enlace ascendente puede soportar para cada terminal de usuario activo, a fin de planificar la transmisión de datos del enlace ascendente en las siguientes tramas TDD. Las tasas, y otra información de asignación de canal para el terminal de usuario, se reflejan en un elemento de información enviado por el FCCH. El retardo mínimo entre la determinación de tasa por parte del punto de acceso y su empleo es de aproximadamente una única trama TDD.

3. Control de Potencia

El control de potencia puede utilizarse para las transmisiones del enlace ascendente por el RCH (en lugar del control de tasa) para servicios de tasa fija. Para los servicios de tasa fija, la tasa se negocia en el establecimiento de llamada y permanece fija durante la conexión. Algunos servicios de tasa fija pueden estar asociados a un requisito de movilidad limitada. En una realización, el control de potencia se implementa para el enlace ascendente, a fin de resguardarse contra la interferencia entre los terminales de usuario, pero no se emplea para el enlace descendente.

Se emplea un mecanismo de control de potencia para controlar la potencia de transmisión del enlace ascendente de cada terminal de usuario activo, de forma tal que la SNR recibida en el punto de acceso se mantenga en un nivel que logre la deseada calidad del servicio. Este nivel se denomina a menudo la SNR recibida deseada, el punto operativo, o el punto de ajuste. Para un terminal de usuario móvil, la pérdida de propagación probablemente cambiará según el terminal de usuario se desplaza. El mecanismo de control de potencia rastrea los cambios en el canal de forma tal que la SNR recibida se mantenga cerca del punto de ajuste.

El mecanismo de control de potencia puede implementarse con dos bucles de control de potencia: un bucle interno y un bucle externo. El bucle interno ajusta la potencia de transmisión del terminal de usuario de forma tal que la SNR recibida en el punto de acceso se mantenga cerca del punto de ajuste. El bucle externo ajusta el punto de ajuste para lograr un nivel específico de rendimiento, que puede cuantificarse por una tasa específica de errores de trama (FER) (p. ej., una FER del 1%), una tasa de errores de paquete (PER), una tasa de errores de bloque (BLER), una tasa de errores de mensaje (MER) o alguna otra medida.

La Fig. 15 ilustra el funcionamiento del control de potencia interno para un terminal de usuario. Después de que se asigna al terminal de usuario el FCH/RCH, el punto de acceso estima la SNR recibida por el RCH y la compara con el punto de ajuste. La potencia inicial a emplear por parte del terminal de usuario puede determinarse en el establecimiento de llamada y está habitualmente cerca de su máximo nivel de potencia de transmisión. Para cada intervalo de trama, si la SNR recibida supera el punto de ajuste en un margen positivo δ específico, entonces el punto de acceso puede ordenar al terminal de usuario que reduzca su potencia de transmisión en una magnitud específica (p. ej., 1 dB) en un elemento de información del FCCH enviado a este terminal de usuario. Por el contrario, si la SNR recibida es inferior al umbral menos el margen δ , entonces el punto de acceso puede ordenar al terminal de usuario aumentar su potencia de transmisión en la magnitud específica. Si la SNR recibida está dentro de los límites aceptables del punto de ajuste, entonces el punto de acceso no solicitará un cambio en la potencia de transmisión por parte del terminal de usuario. La potencia de transmisión del enlace ascendente está dada como el nivel inicial de potencia de transmisión más la suma de todos los ajustes de potencia recibidos desde el punto de acceso.

El punto de ajuste inicial utilizado en el punto de acceso se fija para lograr un nivel específico de rendimiento. Este punto de ajuste es ajustado por el bucle externo sobre la base de la FER o PER para el RCH. Por ejemplo, si no ocurren errores de trama/paquete durante un periodo de tiempo especificado, entonces el punto de ajuste puede reducirse en una primera magnitud (p. ej., 0,1 dB). Si la FER media es superada por la ocurrencia de uno o más errores de trama/paquete, entonces el punto de ajuste puede aumentarse en una segunda magnitud (p. ej., 1 dB). El punto de ajuste, el margen de histéresis y el funcionamiento del bucle externo son específicos para el diseño de control de potencia utilizado para el sistema.

4. Control de Temporización

El control de temporización puede utilizarse ventajosamente en una estructura de tramas con base TDD, donde el enlace descendente y el enlace ascendente comparten la misma banda de frecuencia en forma duplexada por división del tiempo. Los terminales de usuario pueden situarse por todo el sistema y pueden asociarse de esa manera a distintos retardos de propagación al punto de acceso. A fin de maximizar la eficiencia por el enlace ascendente, la temporización de la transmisión del enlace ascendente por el RCH y el RACH, desde cada terminal de usuario, puede ajustarse para compensar su retardo de propagación. Esto garantizaría entonces que las transmisiones del enlace ascendente desde distintos terminales de usuario lleguen dentro de una ventana temporal específica al punto de acceso, y no interfieran entre sí por el enlace ascendente, o con la transmisión del enlace descendente.

La Fig. 16 ilustra un proceso para ajustar la temporización del enlace ascendente de un terminal de usuario. Inicialmente, el terminal de usuario envía una PDU del RACH por el enlace ascendente para obtener acceso al sistema. El punto de acceso deriva una estimación inicial del retardo de ida y vuelta (RTD) asociado al terminal de usuario. El retardo de ida y vuelta puede estimarse sobre la base de (1) un correlacionador deslizable utilizado en el punto de acceso para determinar el inicio de la transmisión y (2) el identificador de ranura incluido en la PDU del RACH enviada por el terminal de usuario. El punto de acceso calcula entonces un adelanto inicial de temporización para el terminal de usuario, sobre la base de la estimación inicial del RTD. El adelanto inicial de temporización se envía al terminal de usuario antes de su transmisión por el RCH. El adelanto inicial de temporización puede enviarse en un mensaje por el FCH, un campo de un elemento de información del FCCH, o por algún otro medio.

El terminal de usuario recibe el adelanto inicial de temporización desde el punto de acceso y emplea en adelante este adelanto de temporización sobre todas las siguientes transmisiones del enlace ascendente, tanto por el RCH como por el RACH. Si al terminal de usuario se asignan recursos del FCH/RCH, entonces su adelanto de temporización puede ajustarse con comandos enviados por el punto de acceso en el campo Ajuste de Temporización del RCH de un elemento de información del FCCH. El terminal de usuario ajustaría en lo sucesivo sus transmisiones del enlace ascendente por el RCH sobre la base del adelanto actual de temporización, que es igual al adelanto inicial de temporización más todos los ajustes de temporización enviados por el punto de acceso al terminal de usuario.

Diversas partes del sistema de WLAN con MIMO y diversas técnicas descritas en la presente memoria pueden implementarse por diversos medios. Por ejemplo, el procesamiento en el punto de acceso y el terminal de usuario puede implementarse en hardware, software, o una combinación de los mismos. Para una implementación en hardware, el procesamiento puede implementarse dentro de uno o más circuitos integrados específicos de la aplicación (ASIC), procesadores de señales digitales (DSP), dispositivos de procesamiento digital de señales (DSPD), dispositivos de lógica programable (PLD), formaciones de compuertas programables en el terreno (FPGA), procesadores, controladores, microcontroladores, microprocesadores, otras unidades electrónicas diseñadas para realizar las funciones en la presente memoria descritas, o una combinación de los mismos.

ES 2 336 118 T3

Para una implementación en software, el procesamiento puede implementarse con módulos, procedimientos, funciones, y así sucesivamente, que realicen las funciones en la presente memoria descritas. Los códigos de software pueden almacenarse en una unidad de memoria (p. ej., la memoria 732 o 782 en la Fig. 7) y ser ejecutados por un procesador (p. ej., el controlador 730 o 780). La unidad de memoria puede implementarse dentro del procesador, o como externa al procesador, en cuyo caso puede acoplarse comunicativamente al procesador mediante diversos medios, según se conoce en la tecnología.

Los encabezamientos se incluyen en la presente memoria para referencia y para ayudar a localizar ciertas secciones. Estos encabezamientos no están concebidos para limitar el alcance de los conceptos descritos en el presente documento bajo los mismos, y estos conceptos pueden tener aplicabilidad en otras secciones a lo largo de la memoria entera.

La descripción anterior de las realizaciones reveladas se proporciona para permitir a cualquier persona versada en la tecnología realizar o utilizar la presente invención. Diversas modificaciones a estas realizaciones serán inmediatamente evidentes a aquellos versados en la tecnología, y los principios genéricos en la presente memoria definidos pueden aplicarse a otras realizaciones sin apartarse del alcance de las reivindicaciones.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento de procesar datos para su transmisión en un sistema (800) de comunicación inalámbrica de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO), que comprende:
 - codificar una trama de datos de acuerdo a un esquema de codificación, a fin de obtener una trama de datos codificados;
 - dividir la trama de datos codificados en una pluralidad de subtramas de datos codificados, una subtrama de datos codificados para cada uno de una pluralidad de canales espaciales;
 - intercalar (818) cada subtrama de datos codificados de acuerdo a un esquema de intercalación, a fin de obtener una correspondiente subtrama de datos intercalados, en la cual se obtiene una pluralidad de subtramas de datos intercalados para la pluralidad de canales espaciales; y
 - modular cada subtrama de datos intercalados para obtener un correspondiente flujo de símbolos de modulación, en donde se obtiene una pluralidad de flujos de símbolos de modulación para la pluralidad de canales espaciales; **caracterizado por:**
 - cifrar (810) la trama de datos para aleatorizar los datos asociados a la trama de datos antes de la etapa de codificación.
2. El procedimiento de la reivindicación 1, en el cual la trama de datos codificados se divide rellenando por completo una subtrama de datos codificados cada vez.
3. El procedimiento de la reivindicación 1, en el cual la trama de datos codificados se divide recorriendo en bucle la pluralidad de subtramas de datos codificados durante una pluralidad de iteraciones, y rellenando parcialmente cada subtrama de datos codificados con un número específico de bits de código de la trama de datos codificados en cada iteración.
4. El procedimiento de la reivindicación 1, en el cual cada uno de la pluralidad de canales espaciales está asociado a una respectiva tasa, en donde la tasa para cada canal espacial indica un esquema de modulación específico y una tasa de código específica a emplear para el canal espacial, y en el cual el esquema de modulación específico se selecciona entre una pluralidad de esquemas de modulación que reciben soporte del sistema, y la tasa de código específica se selecciona entre una pluralidad de tasas de código que reciben soporte del sistema.
5. El procedimiento de la reivindicación 4, en el cual la pluralidad de tasas de código se obtiene sobre la base de un único código base y una pluralidad de patrones de punción.
6. El procedimiento de la reivindicación 1, que comprende adicionalmente:
 - punzar cada subtrama de datos codificados para obtener una tasa de código seleccionada para el canal espacial, para la subtrama de datos codificados.
7. El procedimiento de la reivindicación 1, en el cual el sistema de MIMO utiliza el multiplexado ortogonal por división de frecuencia (OFDM).
8. El procedimiento de la reivindicación 7, en el cual la trama de datos codificados se divide recorriendo en bucle la pluralidad de subtramas de datos codificados durante una pluralidad de iteraciones, y rellenando parcialmente cada subtrama de datos codificados con bits de código, de la trama de datos codificados, para un grupo de M subbandas en cada iteración, donde M es mayor que uno y menor que un número total de subbandas utilizadas para la transmisión de datos.
9. El procedimiento de la reivindicación 8, en el cual la intercalación se lleva a cabo para los bits de código, para cada grupo de M subbandas.
10. El procedimiento de la reivindicación 7, que comprende adicionalmente:
 - procesar la pluralidad de flujos de símbolos de modulación para obtener una pluralidad de flujos de símbolos OFDM, en donde los símbolos OFDM tienen una longitud de prefijo cíclico seleccionada entre al menos dos longitudes de prefijo cíclico con soporte por parte del sistema.
11. El procedimiento de la reivindicación 7, que comprende adicionalmente:
 - procesar la pluralidad de flujos de símbolos de modulación para obtener una pluralidad de flujos de símbolos OFDM, en donde los símbolos OFDM son de un tamaño seleccionado entre al menos dos tamaños de símbolos OFDM con soporte por el sistema.

12. Un aparato en un sistema (800) de comunicación inalámbrica con múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO), que comprende:

medios para codificar una trama de datos de acuerdo a un esquema de codificación, a fin de obtener una trama de datos codificados;

medios para dividir la trama de datos codificados en una pluralidad de subtramas de datos codificados, una subtrama de datos codificados para cada uno de una pluralidad de canales espaciales;

medios para intercalar (818) cada subtrama de datos codificados de acuerdo a un esquema de intercalación, a fin de obtener una correspondiente subtrama de datos intercalados, en donde se obtiene una pluralidad de subtramas de datos intercalados para la pluralidad de canales espaciales; y

medios para modular cada subtrama de datos intercalados, a fin de obtener un correspondiente flujo de símbolos de modulación, en donde se obtiene una pluralidad de flujos de símbolos de modulación para la pluralidad de canales espaciales, **caracterizado** por:

medios para cifrar (810) la trama de datos a fin de aleatorizar los datos asociados a la trama de datos antes de que la trama de datos sea codificada por los medios de codificación.

13. El aparato de la reivindicación 12, en el cual cada uno de la pluralidad de canales espaciales está asociado a una respectiva tasa, en donde la tasa para cada canal espacial indica un esquema específico de modulación y una tasa de código específica, a emplear para el canal espacial, y en el cual el esquema específico de modulación se selecciona entre una pluralidad de esquemas de modulación con soporte por el sistema, y la tasa de código específica se selecciona entre una pluralidad de tasas de código con soporte por el sistema.

14. El aparato de la reivindicación 12, en el cual el sistema de MIMO utiliza el multiplexado ortogonal por división de frecuencia (OFDM).

15. El aparato de la reivindicación 14, en el cual la trama de datos codificados se divide recorriendo en bucle la pluralidad de subtramas de datos codificados durante una pluralidad de iteraciones, y rellenando parcialmente cada subtrama de datos codificados con bits de código, de la trama de datos codificados, para un grupo de M subbandas en cada iteración, donde M es mayor que uno y menor que un número total de subbandas utilizadas para la transmisión de datos.

16. El aparato de la reivindicación 14, que comprende adicionalmente:

medios para procesar la pluralidad de flujos de símbolos de modulación, a fin de obtener una pluralidad de flujos de símbolos OFDM, en donde los símbolos OFDM tienen una longitud de prefijo cíclico seleccionada entre al menos dos longitudes de prefijo cíclico con soporte por el sistema.

17. El aparato de la reivindicación 14, que comprende adicionalmente:

medios para procesar la pluralidad de flujos de símbolos de modulación, a fin de obtener una pluralidad de flujos de símbolos OFDM, en donde los símbolos OFDM son de un tamaño seleccionado entre al menos dos tamaños de símbolos OFDM con soporte por parte del sistema.

18. El aparato de las reivindicaciones 16 o 17, en el cual el medio para procesar la pluralidad de flujos de símbolos de modulación es una pluralidad de moduladores OFDM.

19. El aparato de cualquiera de las reivindicaciones 12 a 18, en el cual:

el medio para cifrar es un cifrador;

el medio para codificar es un codificador;

el medio para dividir es un demultiplexador;

el medio para intercalar es un intercalador; y

el medio para modular es una unidad de asociación de símbolos.

20. Un programa de ordenador para implementar el procedimiento de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 11 cuando se ejecuta en el medio de procesamiento.

21. Un medio legible por ordenador codificado con el programa de ordenador de la reivindicación 20.

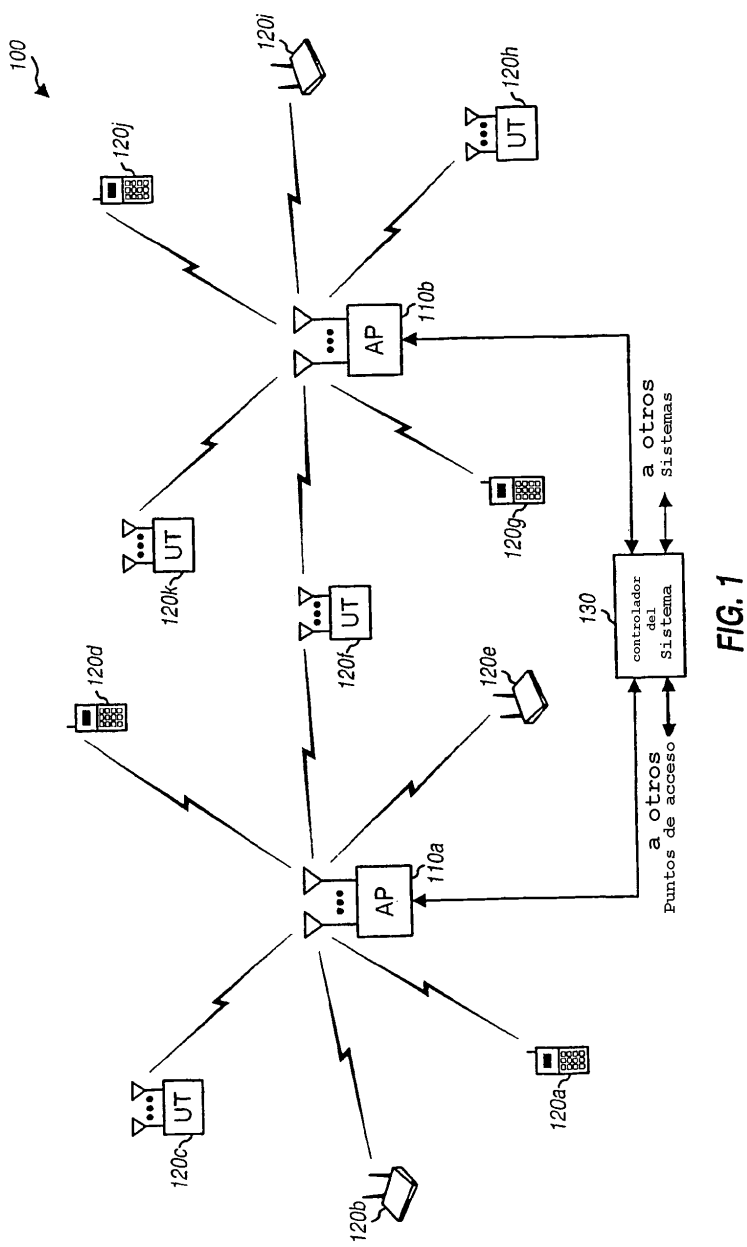
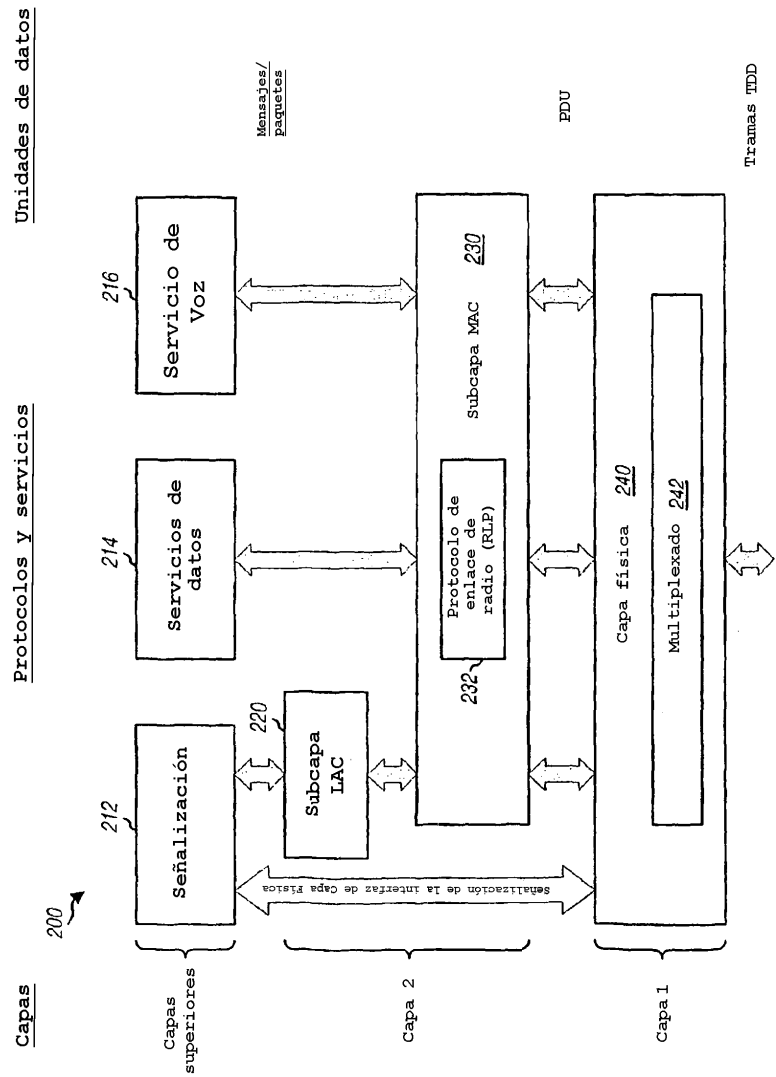


FIG. 1



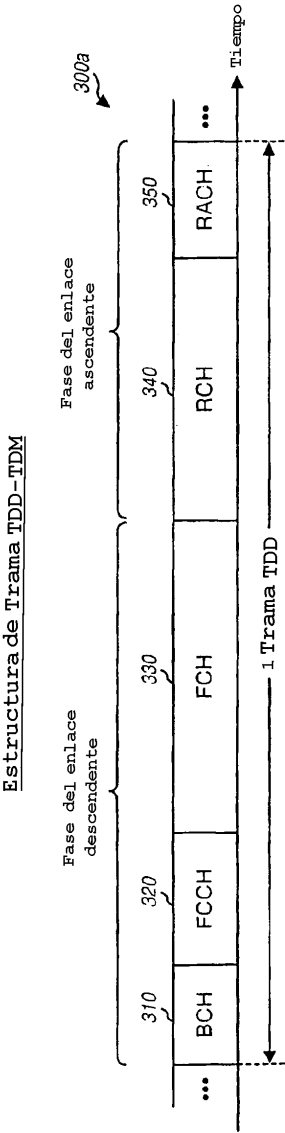


FIG. 3A

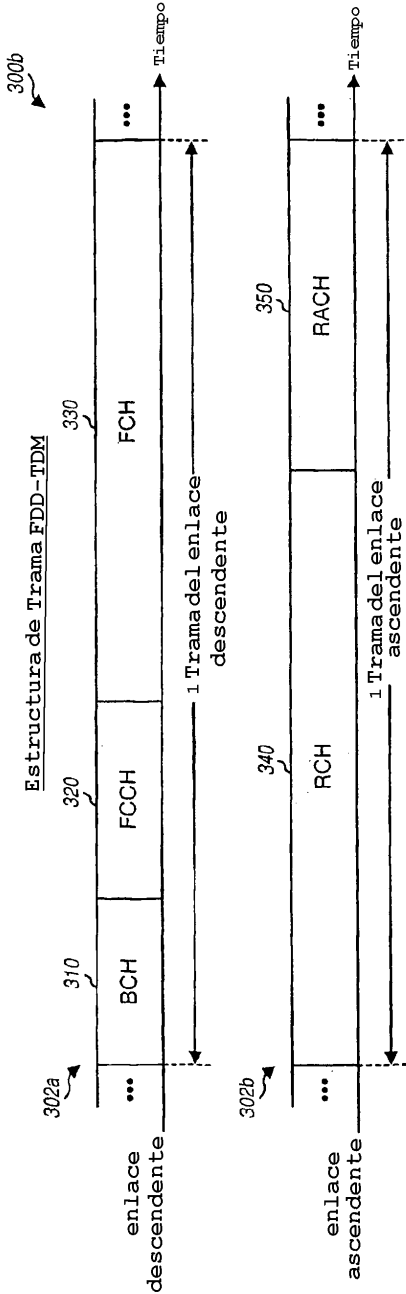
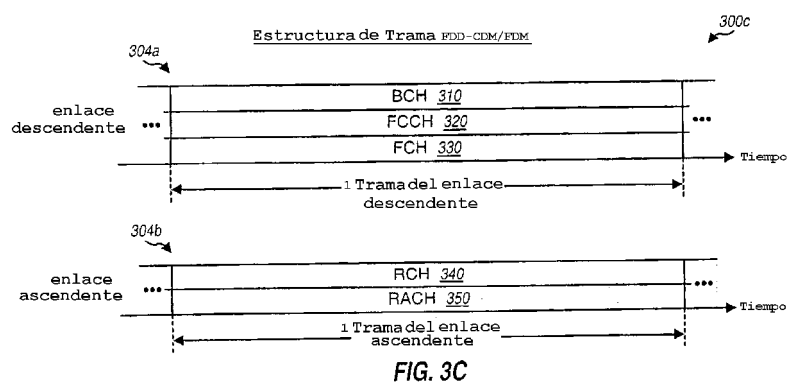


FIG. 3B



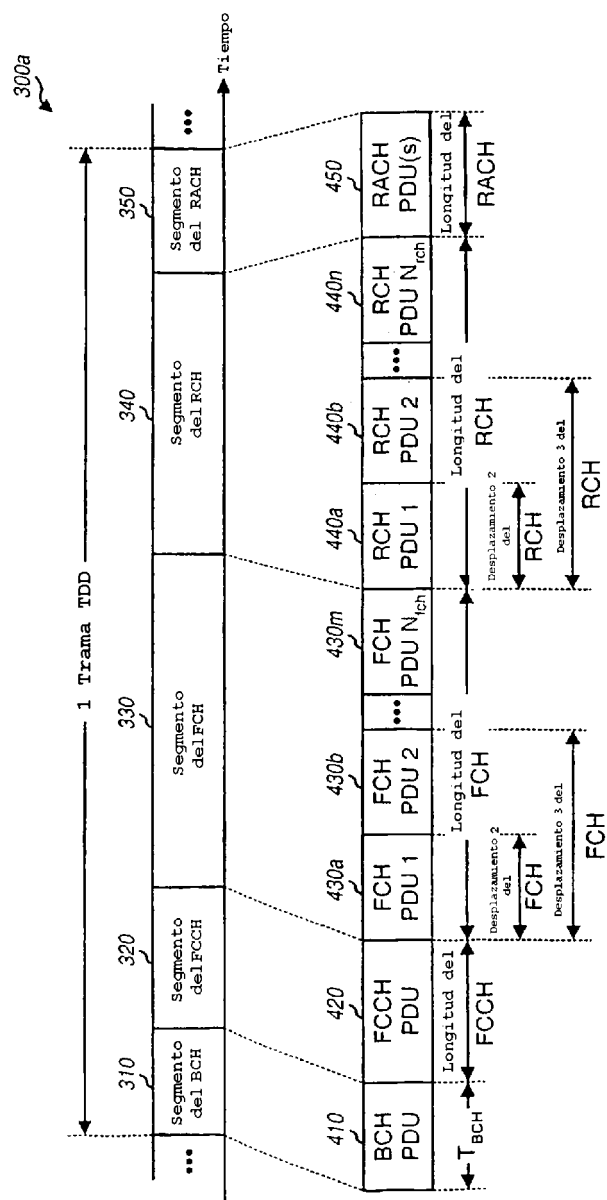


FIG. 4

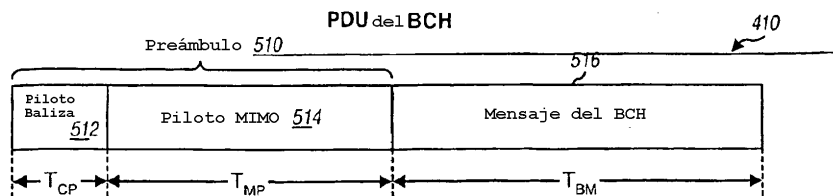


FIG. 5A

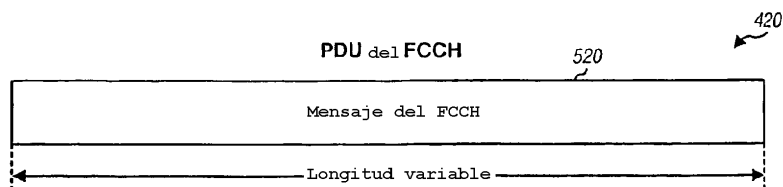


FIG. 5B

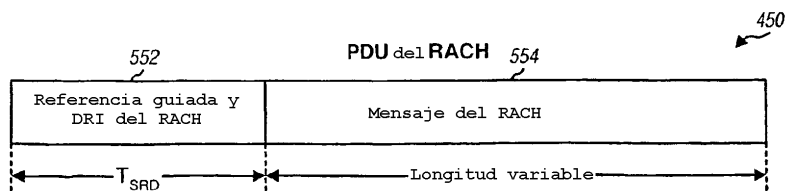


FIG. 5C

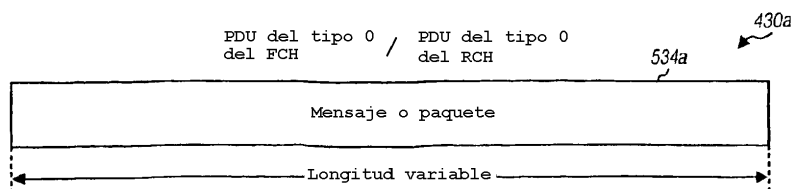


FIG. 5D

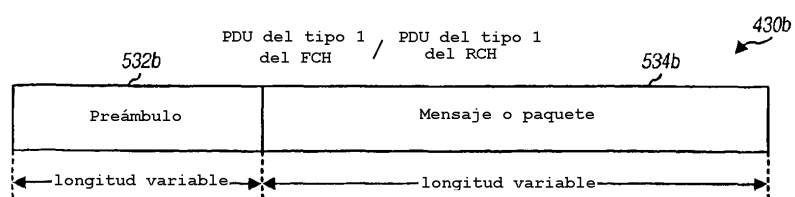


FIG. 5E

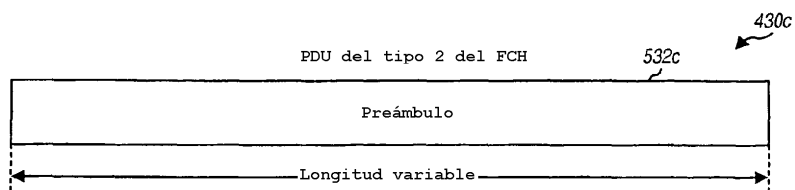


FIG. 5F

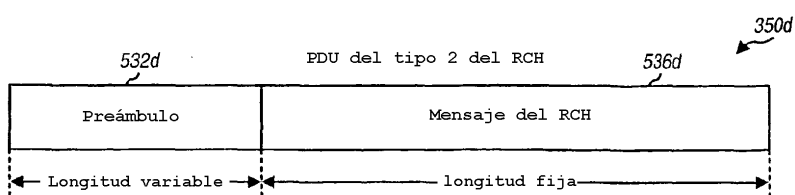
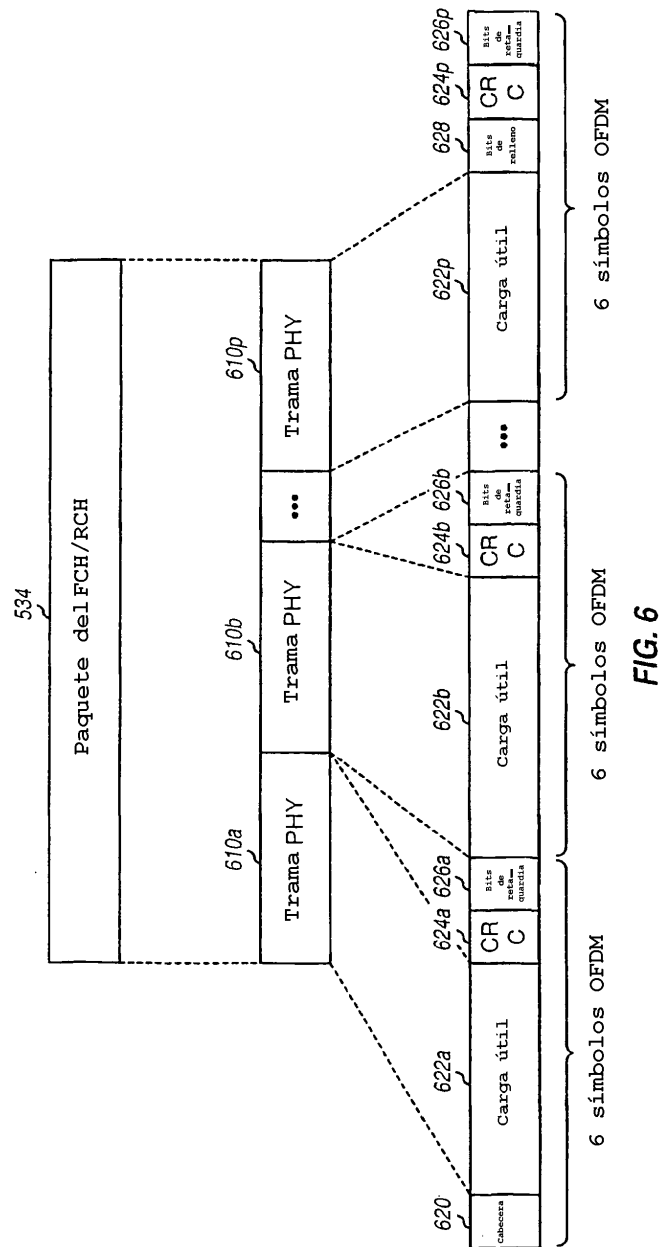


FIG. 5G



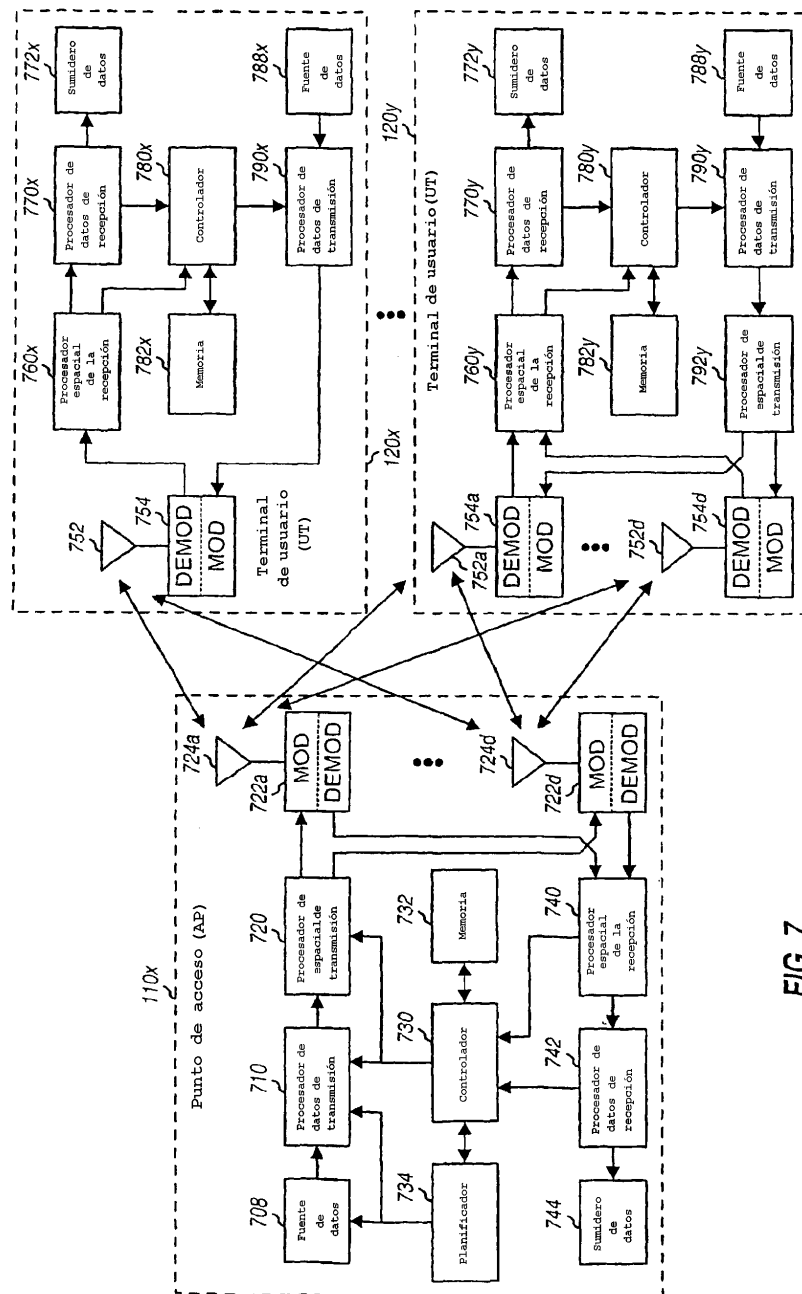


FIG. 7

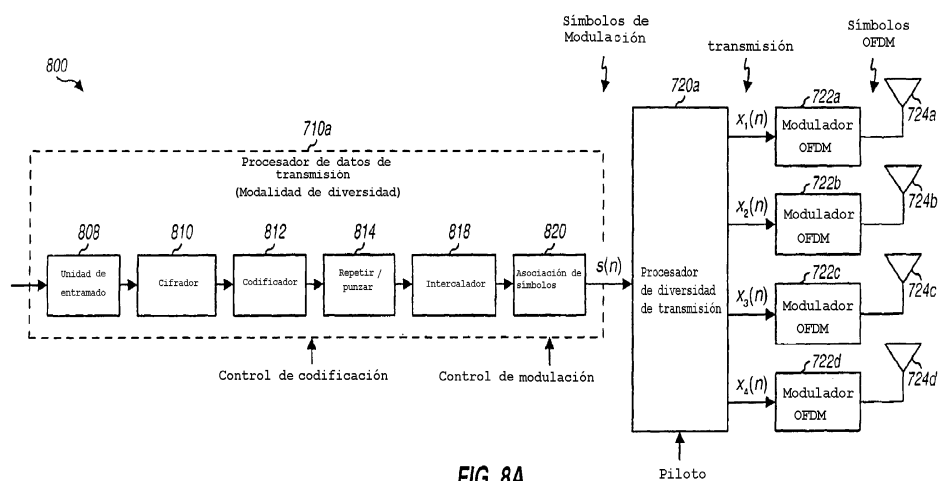


FIG. 8A

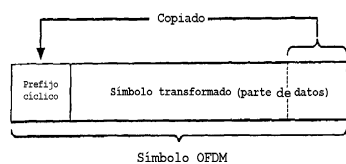


FIG. 8D

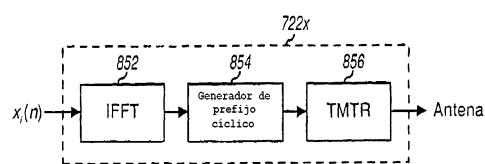


FIG. 8C

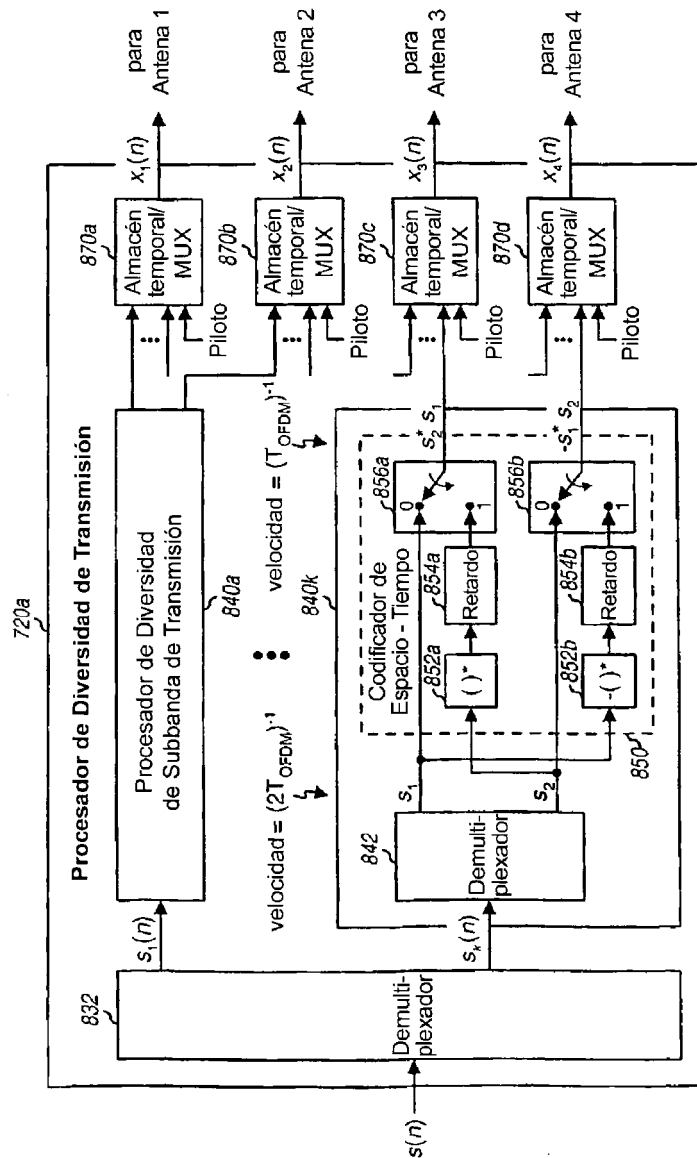


FIG. 8B

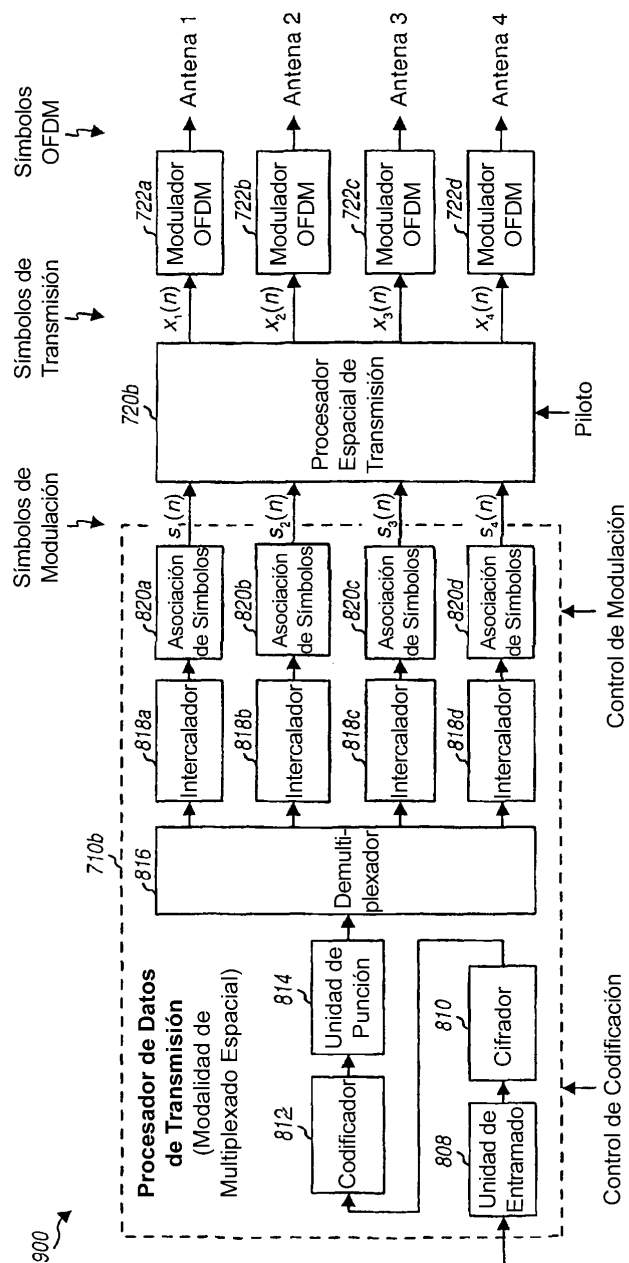


FIG. 9A

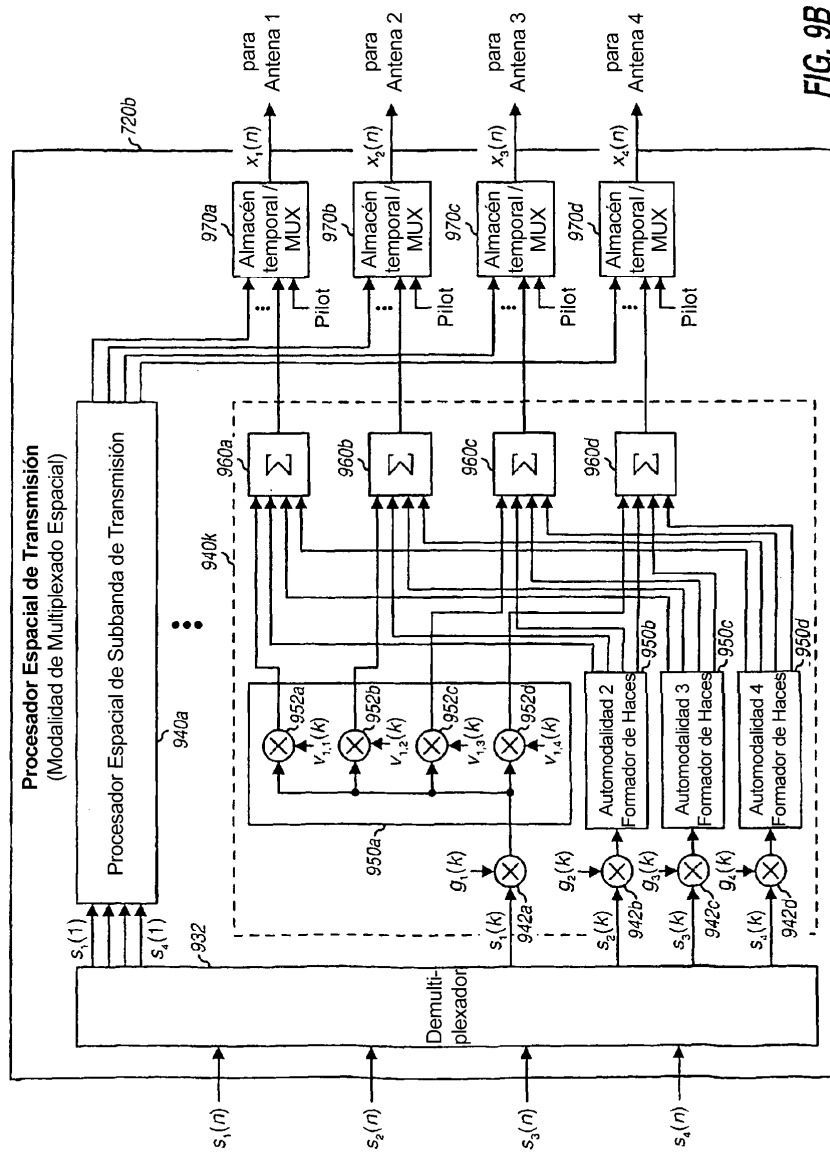


FIG. 9B

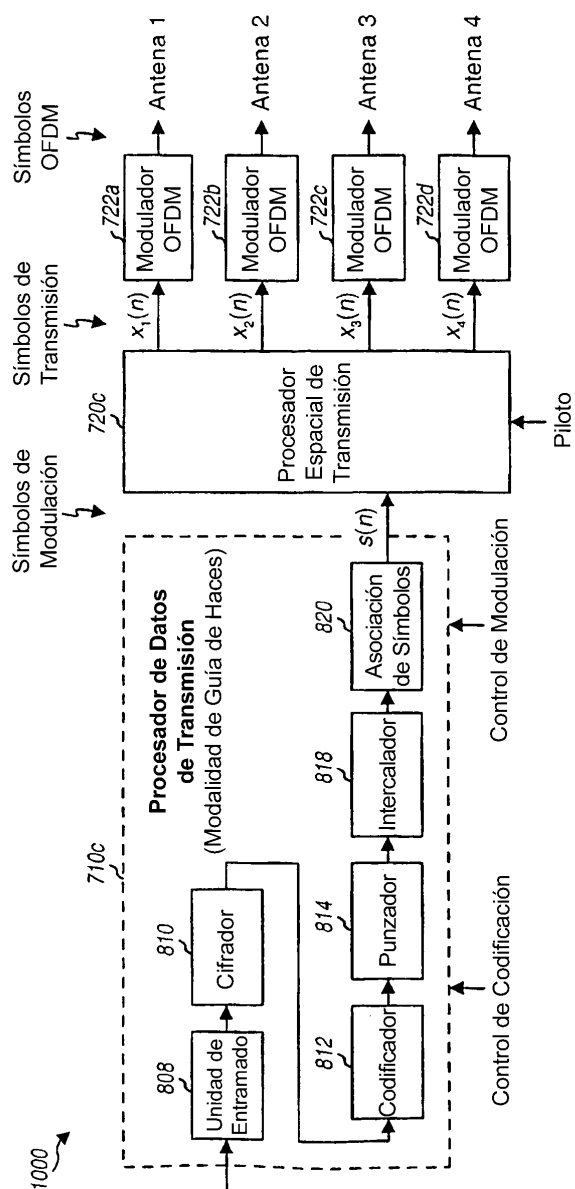


FIG. 10A

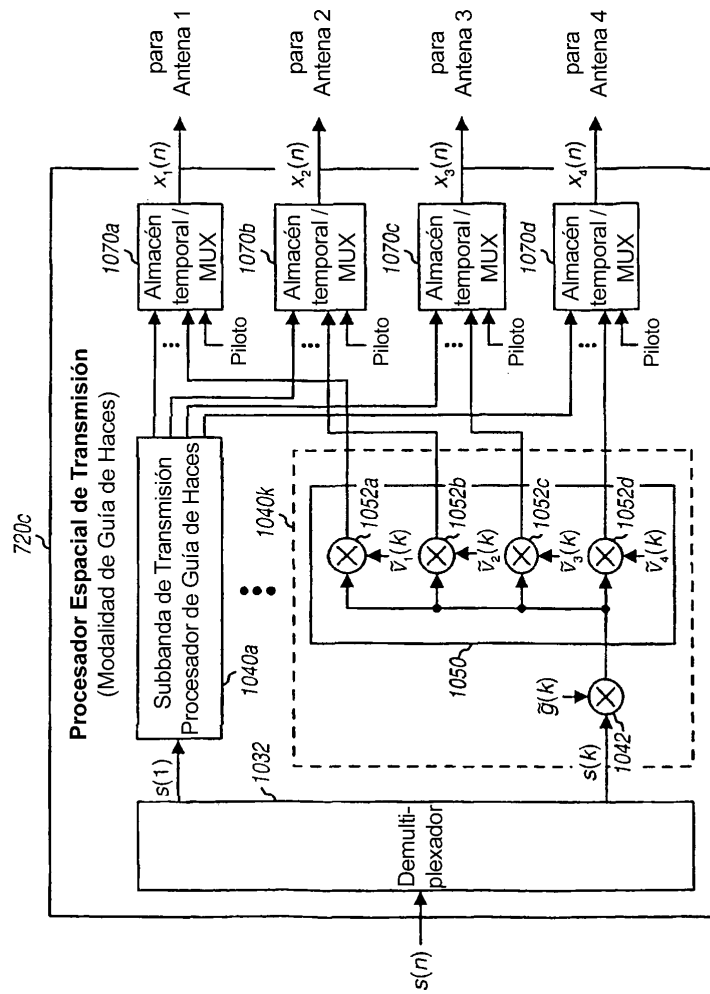


FIG. 10B

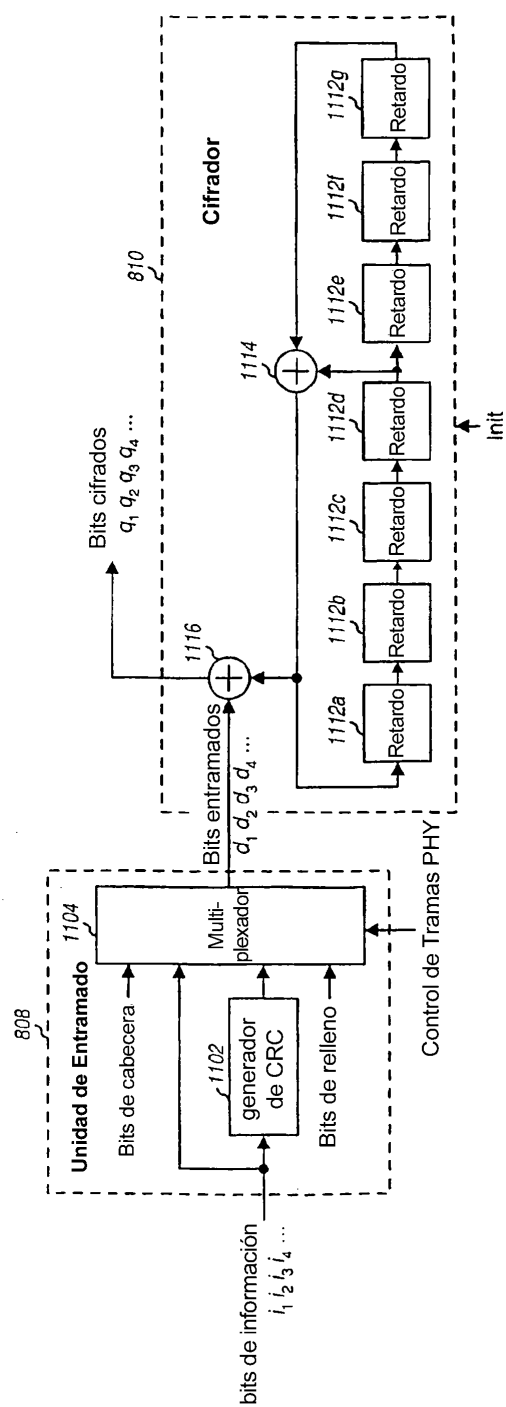


FIG. 11A

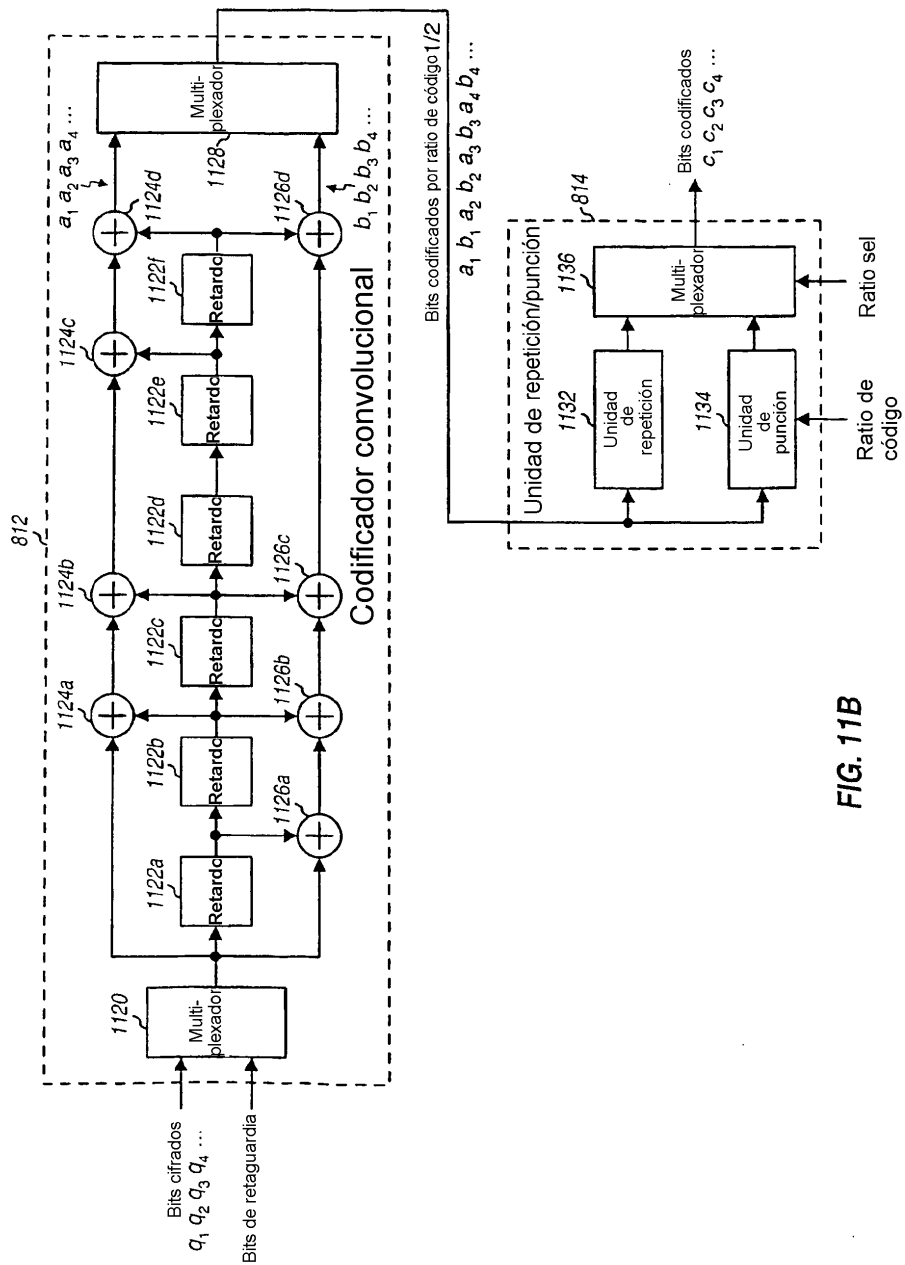


FIG. 11B

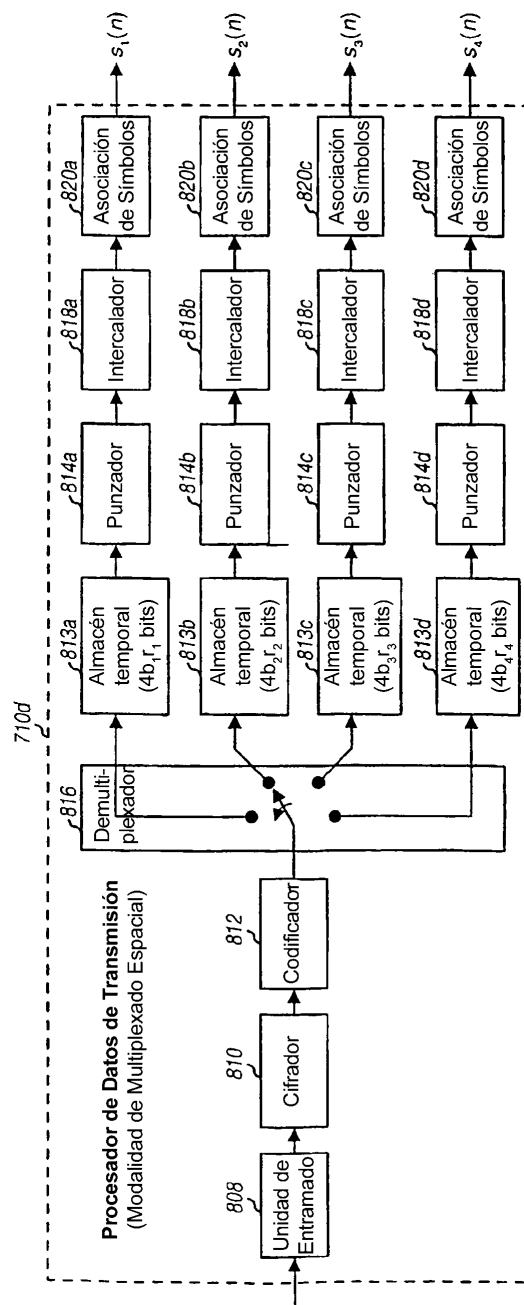


FIG. 11C

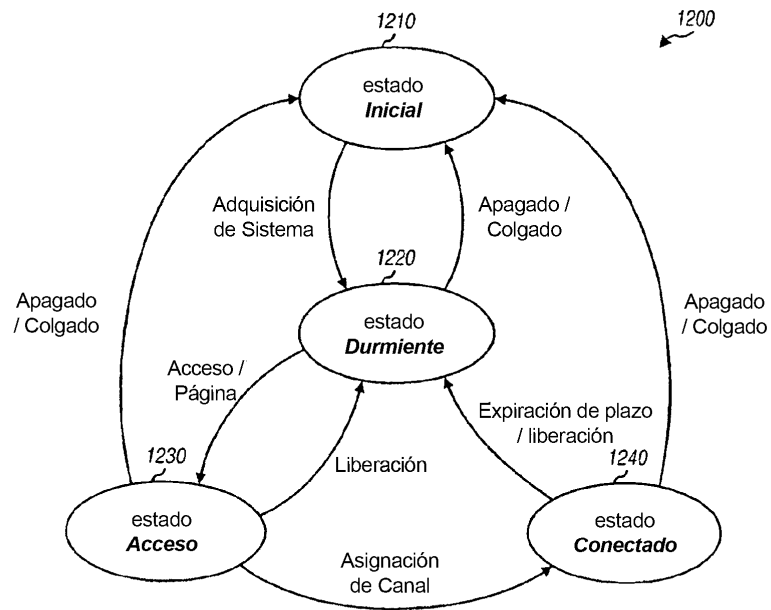


FIG. 12A

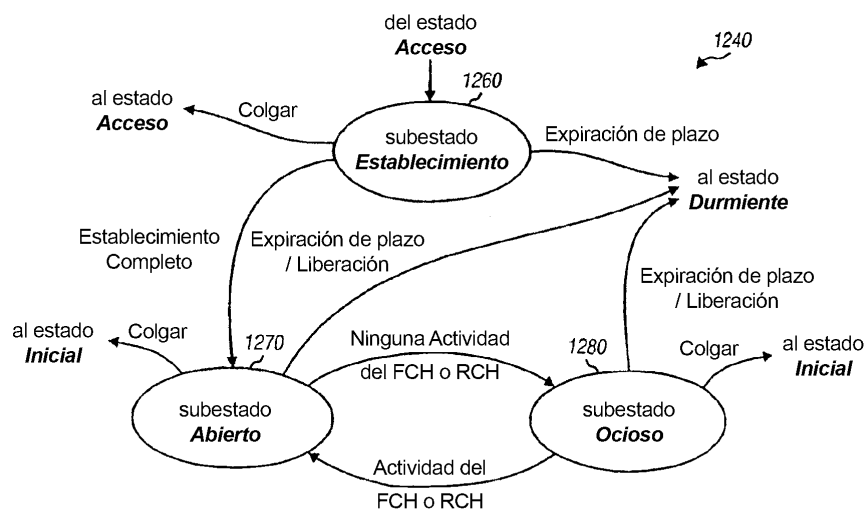


FIG. 12B

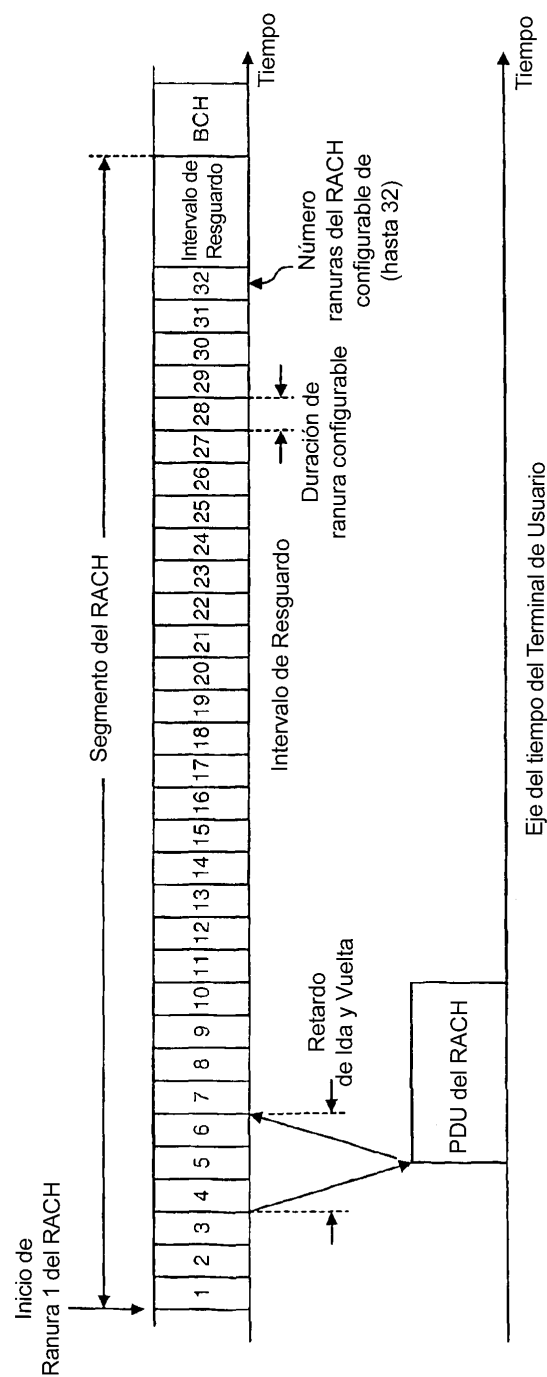
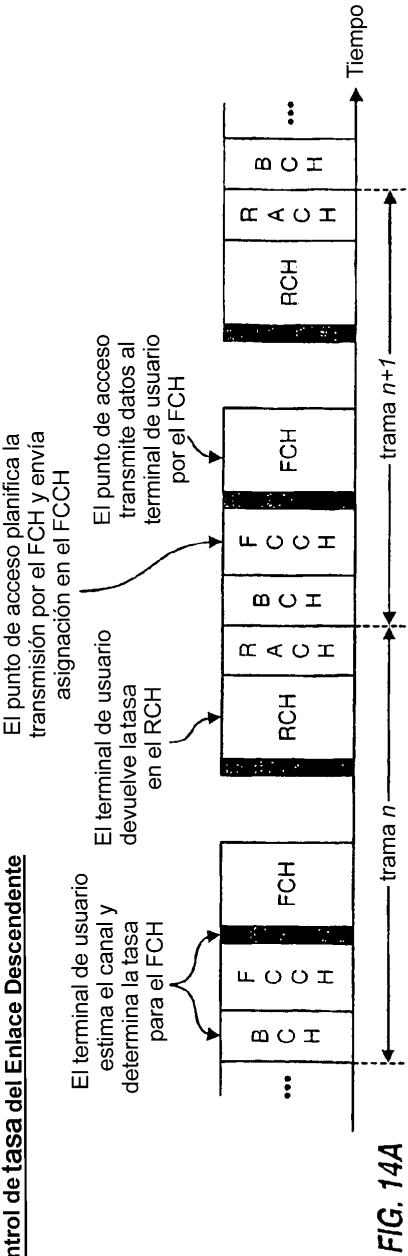
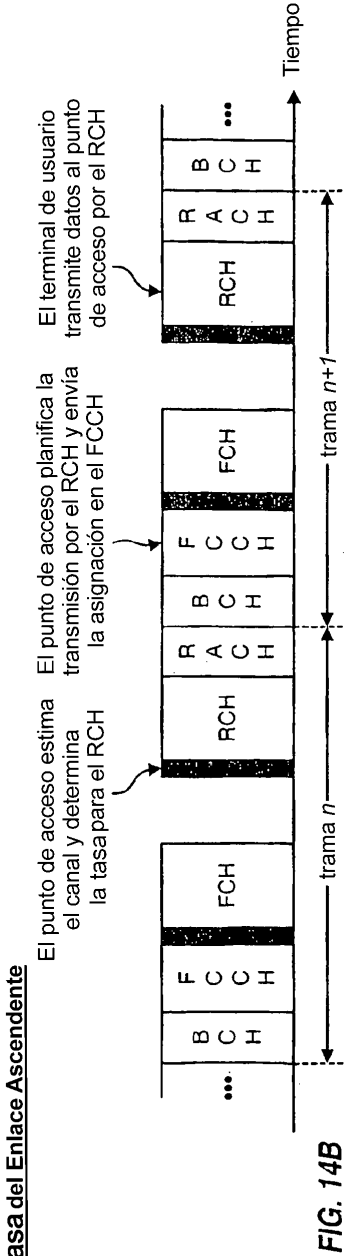


FIG. 13

Control de tasa del Enlace Descendente



Control de tasa del Enlace Ascendente



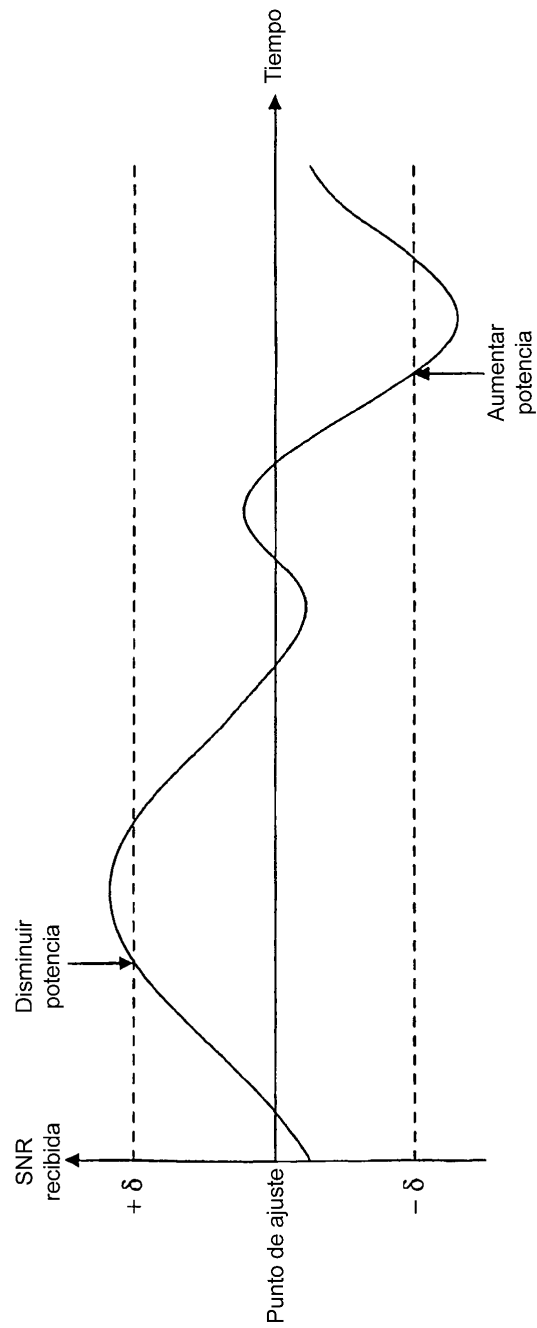


FIG. 15

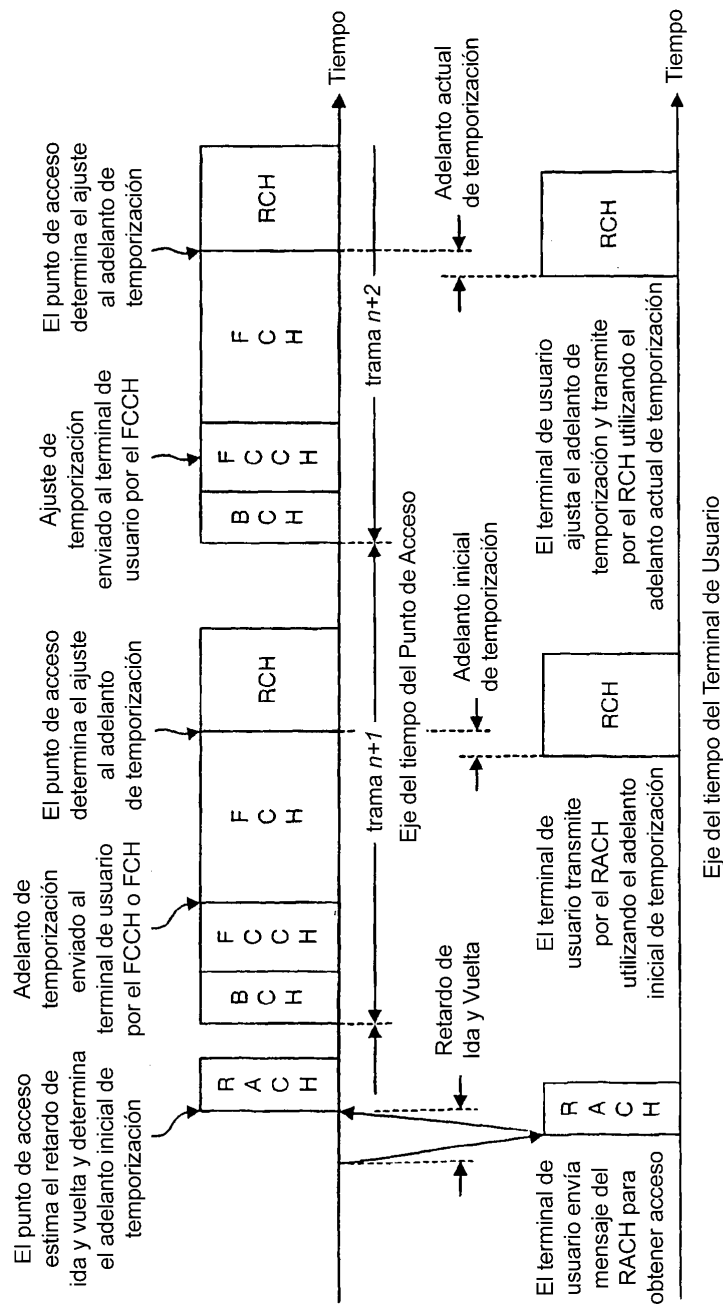


FIG. 16