

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 424 132**

51 Int. Cl.:

H04B 1/69 (2011.01)

H04L 27/26 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **07.03.2006 E 06737468 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **15.05.2013 EP 1867063**

54 Título: **Transmisión de señales piloto y estimación de canal para un sistema de comunicaciones que utiliza multiplexación por división de frecuencia**

30 Prioridad:

07.03.2005 US 659526 P

05.07.2005 US 175607

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

27.09.2013

73 Titular/es:

QUALCOMM INCORPORATED (100.0%)

**5775 Morehouse Drive
San Diego, CA 92121, US**

72 Inventor/es:

**PALANKI, RAVI y
KHANDEKAR, AAMOD**

74 Agente/Representante:

FÀBREGA SABATÉ, Xavier

ES 2 424 132 T3

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

DESCRIPCIÓN

Transmisión de señales piloto y estimación de canal para un sistema de comunicaciones que utiliza multiplexación por división de frecuencia

ANTECEDENTES

5 I. Campo

La presente invención se refiere en general a las comunicaciones, y más específicamente, a la transmisión de señales piloto y a la estimación de canal en un sistema de comunicaciones.

II. Antecedentes

10 La multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) es una técnica de modulación de múltiples portadoras que divide el ancho de banda global del sistema en múltiples (K) subbandas ortogonales. Estas subbandas también se denominan tonos, subportadoras y contenedores de frecuencia. Con OFDM, cada subbanda está asociada a una subportadora respectiva que puede modularse con datos.

15 OFDM tiene determinadas características deseables tales como una alta eficacia espectral y robustez frente a efectos de multitrayectoria. Sin embargo, una desventaja importante de OFDM es una alta relación de potencia pico a promedio (PAPR), lo que significa que la relación de la potencia pico respecto a la potencia promedio de una forma de onda OFDM puede ser alta. La alta PAPR de la forma de onda OFDM se debe a una posible adición en fase (o coherente) de todas las subportadoras cuando se modulan de manera independiente con datos. De hecho, puede demostrarse que la potencia pico puede ser hasta K veces mayor que la potencia promedio en OFDM.

20 La alta PAPR de la forma de onda OFDM no es deseable, pudiendo degradar el rendimiento. Por ejemplo, grandes picos en la forma de onda OFDM puede provocar que un amplificador de potencia funcione en una región altamente no lineal o posiblemente acotada, lo que provocaría entonces una distorsión de intermodulación y otros artefactos que pueden degradar la calidad de la señal. La calidad degradada de la señal puede afectar negativamente al rendimiento de la estimación de canal, la detección de datos, etc.

25 Un procedimiento de sincronización y un sistema OFDM se conocen a partir del documento US 2002/0181509 A1, en el que un preámbulo de una trama comprende una pluralidad de símbolos de adaptación y prefijos cíclicos. Cada símbolo de adaptación tiene una longitud de $G + N$ muestras en el tiempo. La secuencia de adaptación puede ser secuencias polifásicas.

30 El documento US 2004/0047284 A1 da a conocer sistemas y técnicas para generar tramas y procesar transmisiones de diversidad de transmisión a través de canales de dispersión de retardo, en los que una primera señal de una primera posición y de una segunda posición se obtienen y se procesan en el dominio de tiempo para establecer una señal conjugada compleja que contiene un prefijo cíclico. Para reducir la cantidad de ancho de banda, pueden usarse palabras piloto repetitivas en preámbulos de ráfaga.

A partir del documento EP 1 445 873 A2 se conoce una estación móvil que transmite de manera inalámbrica a una estación base mediante CDMA una señal propagada mediante repetición de fragmentos de información.

35 Para proporcionar preámbulos de PAPR baja, el documento US 2005/0036481 A1 sugiere aumentar la potencia promedio del preámbulo con respecto a la región de datos.

Todavía existe en la técnica una necesidad de herramientas que puedan mitigar los efectos nocivos de una alta PAPR en modulación de múltiples portadoras.

La invención proporciona una solución según el contenido de cualquiera de las reivindicaciones independientes.

40 SUMARIO

La invención está definida en las reivindicaciones independientes. Realizaciones particulares se exponen en las reivindicaciones dependientes.

Varios aspectos y realizaciones de la invención se describen a continuación en mayor detalle.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

45 Las características y la naturaleza de la presente invención resultarán más evidentes a partir de la descripción detallada expuesta a continuación cuando se toma junto con los dibujos, en los que caracteres de referencia similares identifican partes correspondientes a lo largo de los dibujos.

La FIG. 1 muestra una estructura de subbandas entrelazadas para un sistema de comunicaciones.

La FIG. 2 muestra la generación de un símbolo IFDMA para un conjunto de N subbandas.

La FIG. 3 muestra una estructura de subbandas de banda estrecha.

La FIG. 4 muestra la generación de un símbolo LFDMA para un grupo de N subbandas.

- 5 Las FIGS. 5A y 5B muestran dos esquemas de señales piloto TDM en los que señales piloto y datos se multiplexan a través de periodos de símbolo y periodos de muestra, respectivamente.

Las FIGS. 5C y 5D muestran dos esquemas de señales piloto CDM en los que señales piloto y datos se combinan a través de periodos de símbolo y periodos de muestra, respectivamente.

La FIG. 6 muestra una división de tiempo de señales piloto de banda ancha multiplexada con datos.

- 10 La FIG. 7A muestra un proceso para generar un símbolo IFDMA piloto.

La FIG. 7B muestra un proceso para generar un símbolo LFDMA piloto.

La FIG. 8 muestra un proceso para realizar una estimación de canal.

La FIG. 9 muestra un diagrama de bloques de un transmisor y un receptor.

- 15 Las FIGS. 10A y 10B muestran procesadores de datos y de señales piloto de transmisión (TX) para los esquemas de señales piloto TDM y los esquemas de señales piloto CDM, respectivamente.

Las FIGS. 11A y 11B muestran moduladores IFDMA y LFDMA, respectivamente.

Las FIGS. 12A y 12B muestran desmoduladores IFDMA para señales piloto TDM y CDM, respectivamente.

Las FIGS. 13A y 13B muestran desmoduladores LFDMA para señales piloto TDM y CDM, respectivamente.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

- 20 La expresión "a modo de ejemplo" se usa en este documento en el sentido de "que sirve como ejemplo, instancia o ilustración". Cualquier realización o diseño descritos en este documento como "a modo de ejemplo" no debe considerarse necesariamente como preferida o ventajosa sobre otras realizaciones o diseños.

- 25 Las técnicas de transmisión de señales piloto y de estimación de canal descritas en este documento pueden usarse en varios sistemas de comunicaciones que utilicen modulación de múltiples portadoras o lleven a cabo una multiplexación por división de frecuencia. Por ejemplo, estas técnicas pueden usarse en un sistema de acceso múltiple por división de frecuencia (FDMA), un sistema de acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal (OFDMA), un sistema SC-FDMA, un sistema IFDMA, un sistema LFDMA, un sistema basado en OFDM, etc. Estas técnicas también pueden usarse en el enlace directo (o enlace descendente) y en el enlace inverso (o enlace ascendente).

- 30 La FIG. 1 muestra una estructura de subbandas 100 a modo de ejemplo que puede usarse en un sistema de comunicaciones. El sistema tiene un ancho de banda global de BW MHz que está dividido en K subbandas ortogonales que tienen índices de 1 a K. La separación entre subbandas adyacentes es de BW/K MHz. En un sistema conformado de manera espectral, algunas subbandas en ambos extremos del ancho de banda del sistema no se usan para transmisiones de datos/señales piloto y sirven como subbandas de protección para permitir que el sistema cumpla los requisitos de máscara espectral. Como alternativa, las K subbandas pueden definirse en la parte utilizable del ancho de banda del sistema. Por simplicidad, la siguiente descripción supone que todas las K subbandas totales pueden usarse en la transmisión de datos/señales piloto.

- 35 En la estructura de subbandas 100, las K subbandas totales están dispuestas en S conjuntos disjuntos de subbandas, llamados también entrelazados. Los S conjuntos son disjuntos o no solapados, ya que cada una de las K subbandas pertenece solamente a un conjunto. Cada conjunto contiene N subbandas que están uniformemente distribuidas a través de las K subbandas totales, de manera que subbandas consecutivas del conjunto están separadas por S subbandas, donde $K = S \cdot N$. Por tanto, el conjunto u contiene las subbandas $u, S+u, 2S+u, \dots, (N-1) \cdot S+u$, donde u es el índice de conjunto y $u \in \{1, \dots, S\}$. El índice u es además un desfase de subbanda que indica la primera subbanda del conjunto. Las N subbandas de cada conjunto están entrelazadas con las N subbandas de cada uno de los otros S-1 conjuntos.

- 45 La FIG. 1 muestra una estructura de subbandas específica. En general, una estructura de subbandas puede incluir cualquier número de conjuntos de subbandas, y cada conjunto puede incluir cualquier número de subbandas. Los

conjuntos pueden incluir un número idéntico o diferente de subbandas. Por ejemplo, algunos conjuntos pueden incluir N subbandas mientras que otros conjuntos pueden incluir 2N, 4N o algún otro número de subbandas. Las subbandas de cada conjunto están uniformemente distribuidas (es decir, separadas de manera equidistante) a través de las K subbandas totales, con el fin de conseguir los beneficios descritos posteriormente. Por simplicidad, la siguiente descripción supone el uso de la estructura de subbandas 100 de la FIG. 1.

Los S conjuntos de subbandas pueden considerarse como S canales que pueden usarse para la transmisión de datos y señales piloto. Por ejemplo, cada usuario puede tener asignado un conjunto de subbandas, pudiendo enviarse datos y señales piloto para cada usuario en el conjunto de subbandas asignado. S usuarios pueden transmitir simultáneamente a una estación base datos/señales piloto en los S conjuntos de subbandas a través del enlace inverso. La estación base también puede transmitir simultáneamente a S usuarios datos/señales piloto en los S conjuntos de subbandas a través del enlace directo. En cada enlace pueden enviarse hasta N símbolos de modulación en cada periodo de símbolo (en tiempo o frecuencia) en las N subbandas de cada conjunto sin provocar interferencias en los otros conjuntos de subbandas. Un símbolo de modulación es un valor complejo para un punto de una constelación de señales (por ejemplo, para M-PSK, M-QAM, etc.).

En OFDM se transmiten símbolos de modulación en el dominio de frecuencia. En cada conjunto de subbandas pueden transmitirse N símbolos de modulación en las N subbandas en cada periodo de símbolo. En la siguiente descripción, un periodo de símbolo es la duración de tiempo de un símbolo OFDM, un símbolo IFDMA o un símbolo LFDMA. Un símbolo de modulación está mapeado con cada una de las N subbandas usadas en la transmisión, y un símbolo de cero (que es un valor cero de una señal) está mapeado con cada una de las K-N subbandas no usadas. Los K símbolos de modulación y de cero se transforman del dominio de frecuencia al dominio de tiempo realizando una transformada rápida inversa de Fourier (IFFT) de K puntos en los K símbolos de modulación y de cero para obtener K muestras en el dominio de tiempo. Las muestras en el dominio de tiempo pueden tener una PAPR alta.

La FIG. 2 muestra la generación de un símbolo IFDMA para un conjunto de N subbandas. Una secuencia original de N símbolos de modulación que van a transmitirse en un periodo de símbolo en las N subbandas del conjunto u se denota como {d₁, d₂, d₃, ..., d_N} (bloque 210). La secuencia original de N símbolos de modulación se duplica S veces para obtener una secuencia extendida de K símbolos de modulación (bloque 212). Los N símbolos de modulación se envían en el dominio de tiempo y ocupan conjuntamente N subbandas en el dominio de frecuencia. Las S copias de la secuencia original dan como resultado las N subbandas ocupadas que están separadas por S subbandas, donde S-1 subbandas de potencia cero separan subbandas ocupadas adyacentes. La secuencia extendida tiene un espectro de frecuencia en forma de peine que ocupa el conjunto de subbandas 1 de la FIG. 1.

La secuencia extendida se multiplica por una rampa de fase para obtener una secuencia trasladada en frecuencia de símbolos de salida (bloque 214). Cada símbolo de salida de la secuencia trasladada en frecuencia puede generarse de la siguiente manera:

$$x_n = d_n \cdot e^{-j2\pi(n-1)(u-1)/K} , \quad \text{para } n = 1, \dots, K , \quad \text{Ec(1)}$$

donde d_n es el enésimo símbolo de modulación de la secuencia extendida y x_n es el enésimo símbolo de salida de la secuencia trasladada en frecuencia. La rampa de fase e^{-j2π(n-1)(u-1)/K} tiene una pendiente de fase de 2π(u-1)/K, que se determina por la primera subbanda del conjunto u. Los términos “n-1” y “u-1” del exponente de la rampa de fase se deben a que los índices n y u empiezan por ‘1’ en lugar de por ‘0’. La multiplicación por la rampa de fase en el dominio de tiempo traslada hacia arriba en frecuencia el espectro de frecuencia en forma de peine de la secuencia extendida, de manera que la secuencia trasladada en frecuencia ocupa un conjunto de subbandas u en el dominio de frecuencia.

Los últimos C símbolos de salida de la secuencia trasladada en frecuencia se copian al inicio de la secuencia trasladada en frecuencia para formar un símbolo IFDMA que contiene K + C símbolos de salida (bloque 216). Los C símbolos de salida copiados se denominan frecuentemente prefijo cíclico o intervalo de protección, y C es la longitud del prefijo cíclico. El prefijo cíclico se usa para combatir la interferencia entre símbolos (ISI) provocada por el desvanecimiento selectivo de frecuencia, que es una respuesta de frecuencia que varía a través del ancho de banda del sistema. Los K + C símbolos de salida del símbolo IFDMA se transmiten en K + C periodos de muestras, un símbolo de salida en cada periodo de muestra. Un periodo de símbolo en IFDMA es la duración de un símbolo IFDMA y es igual a K + C periodos de muestra. Un periodo de muestra también se denomina normalmente periodo de fragmento de información.

Puesto que el símbolo IFDMA es periódico en el dominio de tiempo (excepto para la rampa de fase), el símbolo IFDMA ocupa un conjunto de N subbandas separadas de manera equidistante empezando por la subbanda u. Usuarios con diferentes desfases de subbanda ocupan diferentes conjuntos de subbandas y son ortogonales entre sí, de manera similar al OFDMA.

La FIG. 3 muestra una estructura de subbandas de banda estrecha 300 a modo de ejemplo que puede usarse en un sistema de comunicaciones. En la estructura de subbandas 300, las K subbandas totales están dispuestas en S grupos no solapados. Cada grupo contiene N subbandas que son adyacentes entre sí. En general, $N > 1$, $S > 1$ y $K = S \cdot N$, donde N y S de la estructura de subbandas de banda estrecha 300 pueden ser los mismos o diferentes con respecto a N y S de la estructura de subbandas entrelazadas 100 de la FIG. 1. Un grupo v contiene las subbandas $(v-1) \cdot N + 1$, $(v-1) \cdot N + 2$, ..., $v \cdot N$, donde v es el índice de grupo y $v \in \{1, \dots, S\}$. En general, una estructura de subbandas puede incluir cualquier número de grupos, donde cada grupo puede contener cualquier número de subbandas y los grupos pueden contener un número idéntico o diferente de subbandas.

La FIG. 4 muestra la generación de un símbolo LFDMA para un grupo de N subbandas. Una secuencia original de N símbolos de modulación que va a transmitirse en un periodo de símbolo en el grupo de subbandas se denota como $\{d_1, d_2, d_3, \dots, d_N\}$ (bloque 410). La secuencia original de N símbolos de modulación se transforma al dominio de frecuencia con una transformada rápida de Fourier (FFT) de N puntos para obtener una secuencia de N símbolos en el dominio de frecuencia (bloque 412). Los N símbolos en el dominio de frecuencia se mapean con las N subbandas usadas en la transmisión y K-N símbolos de cero se mapean con las K-N subbandas restantes para generar una secuencia de K símbolos (bloque 414). Las N subbandas usadas en la transmisión tienen índices de $k+1$ a $k+N$, donde $1 \leq k \leq (K-N)$. La secuencia de K símbolos se transforma después al dominio de tiempo con una IFFT de K puntos para obtener una secuencia de K símbolos de salida en el dominio de tiempo (bloque 416). Los últimos C símbolos de salida de la secuencia se copian al inicio de la secuencia para formar un símbolo LFDMA que contiene K + C símbolos de salida (bloque 418).

El símbolo LFDMA se genera de manera que ocupa un grupo de N subbandas adyacentes empezando por la subbanda $k+1$. Los usuarios pueden tener asignados diferentes grupos de subbandas no solapados y, por tanto, son ortogonales entre sí, de manera similar al OFDMA. Cada usuario puede tener asignados diferentes grupos de subbandas en diferentes periodos de símbolo para conseguir diversidad de frecuencia. Los grupos de subbandas de cada usuario pueden seleccionarse, por ejemplo, según un patrón de saltos de frecuencia.

SC-FDMA tiene determinadas características deseables tales como una alta eficacia espectral y robustez frente a efectos de multitrayectoria, de manera similar al OFDMA. Además, SC-FDMA no tiene una PAPR alta, ya que los símbolos de modulación se envían en el dominio de tiempo. La PAPR de una forma de onda SC-FDMA se determina mediante los puntos de señal de la constelación de señales seleccionada para su uso (por ejemplo, M-PSK, M-QAM, etc.). Sin embargo, los símbolos de modulación en el dominio de tiempo en SC-FDMA son propensos a las interferencias entre símbolos debido a un canal de comunicaciones no plano. Puede llevarse a cabo una igualación en los símbolos de modulación recibidos para mitigar los efectos nocivos de la interferencia entre símbolos. La igualación requiere una estimación de canal muy precisa para el canal de comunicaciones, que puede obtenerse usando las técnicas descritas en este documento.

Un transmisor puede transmitir una señal piloto para facilitar la estimación de canal por parte de un receptor. Una señal piloto es una transmisión de símbolos conocidos a priori por el transmisor y el receptor. Tal y como se usa en este documento, un símbolo de datos es un símbolo de modulación para datos, y un símbolo piloto es un símbolo de modulación para una señal piloto. Los símbolos de datos y los símbolos piloto pueden obtenerse de la misma o de diferentes constelaciones de señales. La señal piloto puede transmitirse de varias maneras, como se describe posteriormente.

La FIG. 5A muestra un esquema de señales piloto TDM 500, donde señales piloto y datos se multiplexan a través de periodos de símbolo. Por ejemplo, pueden enviarse datos en D_1 periodos de símbolo, después pueden enviarse señales piloto en los siguientes P_1 periodos de símbolo, después pueden enviarse datos en los siguientes D_1 periodos de símbolo, etc. En general, $D_1 \geq 1$ y $P_1 \geq 1$. En el ejemplo mostrado en la FIG. 5A, $D_1 > 1$ y $P_1 = 1$. Una secuencia de N símbolos de datos puede enviarse en un conjunto/grupo de subbandas en cada periodo de símbolo usado en la transmisión de datos. Una secuencia de N símbolos piloto puede enviarse en un conjunto/grupo de subbandas en cada periodo de símbolo usado en la transmisión de señales piloto. En cada periodo de símbolo, una secuencia de N símbolos piloto o de datos puede convertirse en un símbolo IFDMA o un símbolo LFDMA, como se ha descrito anteriormente con relación a las FIGS. 2 y 4, respectivamente. Un símbolo SC-FDMA puede ser un símbolo IFDMA o un símbolo LFDMA. Un símbolo SC-FDMA que contiene solamente señales piloto se denomina símbolo SC-FDMA piloto, que puede ser un símbolo IFDMA piloto o un símbolo LFDMA piloto. Un símbolo SC-FDMA que contiene solamente datos se denomina símbolo SC-FDMA de datos, que puede ser un símbolo IFDMA de datos o un símbolo LFDMA de datos.

La FIG. 5B muestra un esquema de señales piloto TDM 510, donde señales piloto y datos se multiplexan a través de periodos de muestra. En esta realización, datos y señales piloto se multiplexan dentro del mismo símbolo SC-FDMA. Por ejemplo, pueden enviarse símbolos de datos en D_2 periodos de muestra, después pueden enviarse símbolos piloto en los siguientes P_2 periodos de muestra, después se envían símbolos de datos en los siguientes D_2 periodos de muestra, etc. En general $D_2 \geq 1$ y $P_2 \geq 1$. En el ejemplo mostrado en la FIG. 5B, $D_2 = 1$ y $P_2 = 1$. Una

secuencia de N símbolos piloto y de datos puede enviarse en un conjunto/grupo de subbandas en cada periodo de símbolo y puede convertirse en un símbolo SC-FDMA, como se ha descrito anteriormente con relación a las FIGS. 2 y 4.

5 Un esquema de señales piloto TDM también puede multiplexar señales piloto y datos a través de los periodos de símbolo y los periodos de muestra. Por ejemplo, símbolos piloto y de datos pueden enviarse en algunos periodos de símbolo, solamente símbolos de datos pueden enviarse en algún otro periodo de símbolo y solamente símbolos piloto pueden enviarse en determinados periodos de símbolo.

10 La FIG. 5C muestra un esquema de señales piloto CDM 530, donde señales piloto y datos se combinan a través de periodos de símbolo. En esta realización, una secuencia de N símbolos de datos se multiplica por una primera secuencia ortogonal de M fragmentos de información $\{w_d\}$ para obtener M secuencias de símbolos de datos escalados, donde $M > 1$. Cada secuencia de símbolos de datos escalados se obtiene multiplicando la secuencia original de símbolos de datos por un fragmento de información de la secuencia ortogonal $\{w_d\}$. Asimismo, una secuencia de N símbolos piloto se multiplica por una segunda secuencia ortogonal de M fragmentos de información $\{w_p\}$ para obtener M secuencias de símbolos piloto escalados. Cada secuencia de símbolos de datos escalados se suma después con una secuencia correspondiente de símbolos piloto escalados para obtener una secuencia de símbolos combinados. M secuencias de símbolos combinados se obtienen sumando las M secuencias de símbolos de datos escalados con las M secuencias de símbolos piloto escalados. Cada secuencia de símbolos combinados se convierte en un símbolo SC-FDMA.

20 Las secuencias ortogonales pueden ser secuencias de Walsh, secuencias OVSF, etc. En el ejemplo mostrado en la FIG. 5C, $M = 2$, la primera secuencia ortogonal es $\{w_d\} = \{+1 +1\}$, y la segunda secuencia ortogonal es $\{w_p\} = \{+1 -1\}$. Los N símbolos de datos se multiplican por +1 para el periodo de símbolo t y también por +1 para el periodo de símbolo $t+1$. Los N símbolos piloto se multiplican por +1 para el periodo de símbolo t y por -1 para el periodo de símbolo $t+1$. En cada periodo de símbolo, los N símbolos de datos escalados se suman con los N símbolos piloto escalados para obtener N símbolos combinados para ese periodo de símbolo.

25 La FIG. 5D muestra un esquema de señales piloto CDM 540, donde señales piloto y datos se combinan a través de periodos de muestra. En esta realización, una secuencia de N/M símbolos de datos se multiplica por la secuencia ortogonal de M fragmentos de información $\{w_d\}$ para obtener una secuencia de N símbolos de datos escalados. En particular, el primer símbolo de datos $d_1(t)$ de la secuencia original se multiplica por la secuencia ortogonal $\{w_d\}$ para obtener los primeros M símbolos de datos escalados, el siguiente símbolo de datos $d_2(t)$ se multiplica por la secuencia ortogonal $\{w_d\}$ para obtener los siguientes M símbolos de datos escalados, etc., y el último símbolo de datos $d_{N/M}(t)$ de la secuencia original se multiplica por la secuencia ortogonal $\{w_d\}$ para obtener los últimos M símbolos de datos escalados. Asimismo, una secuencia de N/M símbolos piloto se multiplica por la secuencia ortogonal de M fragmentos de información $\{w_p\}$ para obtener una secuencia de N símbolos piloto escalados. La secuencia de N símbolos de datos escalados se suma con la secuencia de N símbolos piloto escalados para obtener una secuencia de N símbolos combinados, que se convierte en un símbolo SC-FDMA.

40 En el ejemplo mostrado en la FIG. 5D, $M = 2$, la secuencia ortogonal para los datos es $\{w_d\} = \{+1 +1\}$, y la secuencia ortogonal para las señales piloto es $\{w_p\} = \{+1 -1\}$. Una secuencia de N/2 símbolos de datos se multiplica por la secuencia ortogonal $\{+1 +1\}$ para obtener una secuencia de N símbolos de datos escalados. Asimismo, una secuencia de N/2 símbolos piloto se multiplica por la secuencia ortogonal $\{+1 -1\}$ para obtener una secuencia de N símbolos piloto escalados. En cada periodo de símbolo, los N símbolos de datos escalados se suman con los N símbolos piloto escalados para obtener N símbolos combinados para ese periodo de símbolo.

45 Una señal piloto CDM puede enviarse en cada periodo de símbolo, como se muestra en las FIGS. 5C y 5D. Una señal piloto CDM también puede enviarse solamente en determinados periodos de símbolo. Un esquema de señales piloto también puede usar una combinación de TDM y CDM. Por ejemplo, una señal piloto CDM puede enviarse en algunos periodos de símbolo y una señal piloto TDM puede enviarse en otros periodos de símbolo. Una señal piloto multiplexada por división de frecuencia (FDM) también puede enviarse en un conjunto designado de subbandas, por ejemplo, para el enlace descendente.

50 En las realizaciones mostradas en las FIGS. 5A a 5D, una señal piloto TDM o CDM se envía en las N subbandas usadas en la transmisión de datos. En general, las subbandas usadas en la transmisión de señales piloto (o simplemente, las subbandas piloto) pueden ser idénticas o diferentes a las subbandas usadas en la transmisión de datos (o simplemente, las subbandas de datos). La señal piloto también puede enviarse en más o menos subbandas que los datos. Las subbandas piloto y de datos pueden ser estáticas en toda una transmisión. Como alternativa, las subbandas piloto y de datos pueden saltar de frecuencia en diferentes ranuras de tiempo para conseguir diversidad de frecuencia. Por ejemplo, un canal físico puede estar asociado a un patrón de saltos de frecuencia (FH) que indica uno o más conjuntos o grupos de subbandas específicos a usar en el canal físico en cada ranura de tiempo. Una ranura de tiempo puede abarcar uno o múltiples periodos de símbolo.

La FIG. 6 muestra un esquema de señales piloto de banda ancha 600, que puede más adecuado para el enlace inverso. En esta realización, cada usuario transmite una señal piloto de banda ancha, que es una señal piloto que se envía en todas o en la mayoría de las K subbandas totales, por ejemplo, todas las subbandas que pueden usarse en la transmisión. La señal piloto de banda ancha puede generarse en el dominio de tiempo (por ejemplo, con una secuencia de números pseudoaleatorios (PN)) o en el dominio de frecuencia (por ejemplo, usando OFDM). La señal piloto de banda ancha para cada usuario puede multiplexarse por división de tiempo con la transmisión de datos de ese usuario, que puede generarse usando LFDMA (como se muestra en la FIG. 6) o IFDMA (no mostrado en la FIG. 6). Las señales piloto de banda ancha de todos los usuarios pueden transmitirse en los mismos periodos de símbolo, lo que puede evitar las interferencias de los datos en las señales piloto para la estimación de canal. La señal piloto de banda ancha de cada usuario puede multiplexarse por división de código (por ejemplo, pseudoaleatorio) con respecto a las señales piloto de banda ancha de otros usuarios. Esto puede conseguirse asignando a cada usuario una secuencia PN diferente. La señal piloto de banda ancha para cada usuario tiene una baja relación de potencia pico a promedio (PAPR) y abarca todo el ancho de banda del sistema, lo que permite a un receptor obtener una estimación de canal de banda ancha para el usuario. En la realización mostrada en la FIG. 6, las subbandas de datos saltan de frecuencia en diferentes ranuras de tiempo. En cada ranura de tiempo, una estimación de canal puede obtenerse para las subbandas de datos en función de la señal piloto de banca ancha.

Las FIGS. 5A a 6 muestran esquemas de transmisión de datos y señales piloto a modo de ejemplo. Las señales piloto y los datos también pueden transmitirse de otras maneras usando cualquier combinación de TDM, CDM y/u otros esquemas de multiplexación.

Las señales piloto TDM y CDM pueden generarse de varias maneras. En una realización, los símbolos piloto usados para generar las señales piloto TDM y CDM son símbolos de modulación de una constelación de señales muy conocida, tal como QPSK. Una secuencia de N símbolos de modulación puede usarse en el esquema de señales piloto TDM mostrado en la FIG. 5A y en el esquema de señales piloto CDM mostrado en la FIG. 5C. Una secuencia de N/M símbolos de modulación puede usarse en el esquema de señales piloto TDM mostrado en la FIG. 5B y en el esquema de señales piloto CDM mostrado en la FIG. 5D. Puede seleccionarse que tanto la secuencia de N símbolos de modulación como la secuencia de N/M símbolos de modulación tengan (1) un espectro de frecuencia que sea tan plano como sea posible y (2) una envolvente temporal que varíe lo menos posible. El espectro de frecuencia plano garantiza que todas las subbandas usadas en la transmisión de señales piloto tengan suficiente potencia para permitir que el receptor estime de manera apropiada las ganancias de canal para esas subbandas. La envolvente constante evita la distorsión mediante bloques de circuitos, tal como un amplificador de potencia.

En otra realización, los símbolos piloto usados para generar las señales piloto TDM y CDM se forman según una secuencia polifásica que tiene buenas características temporales y espectrales. Por ejemplo, los símbolos piloto pueden generarse de la siguiente manera:

$$p_n = e^{j\varphi_n} , \quad \text{para } n = 1, \dots, N, \quad \text{Ec(2)}$$

donde la fase φ_n puede obtenerse en función de cualquiera de lo siguiente:

$$\varphi_n = \pi \cdot (n-1) \cdot n , \quad \text{Ec(3)}$$

$$\varphi_n = \pi \cdot (n-1)^2 , \quad \text{Ec(4)}$$

$$\varphi_n = \pi \cdot [(n-1) \cdot (n-N-1)] , \quad \text{Ec(5)}$$

$$\varphi_n = \begin{cases} \pi \cdot (n-1)^2 \cdot Q/N & \text{para N par,} \\ \pi \cdot (n-1) \cdot n \cdot Q/N & \text{para N impar.} \end{cases} \quad \text{Ec(6)}$$

En la ecuación (6), Q y N son relativamente primos. La ecuación (3) es para una secuencia de Golomb, la ecuación (4) es para una secuencia P3, la ecuación (5) es para una secuencia P4 y la ecuación (6) es para una secuencia de Chu. Las secuencias P3, P4 y de Chu pueden tener una longitud arbitraria.

Los símbolos piloto también pueden generarse de la siguiente manera:

$$p_{(\ell-1)T+m} = p_{\ell,m} = e^{j\varphi_{\ell,m}}, \quad \text{para } \ell = 1, \dots, T \quad \text{y} \quad m = 1, \dots, T, \quad \text{Ec(7)}$$

donde la fase $\varphi_{\ell,m}$ puede obtenerse en función de cualquiera de lo siguiente:

$$\varphi_{\ell,m} = 2\pi \cdot (\ell - 1) \cdot (m - 1) / T, \quad \text{Ec(8)}$$

$$\varphi_{\ell,m} = -(\pi/T) \cdot (T - 2\ell + 1) \cdot [(\ell - 1) \cdot T + (m - 1)], \quad \text{Ec(9)}$$

5

$$\varphi_{\ell,m} = \begin{cases} (\pi/T) \cdot (T - 2\ell + 1) \cdot [(T - 1)/2 - (m - 1)] & \text{para } T \text{ par,} \\ (\pi/T) \cdot (T - 2\ell + 1) \cdot [(T - 2)/2 - (m - 1)] & \text{para } T \text{ impar.} \end{cases} \quad \text{Ec(10)}$$

La ecuación (8) es para una secuencia de Frank, la ecuación (9) es para una secuencia P1 y la ecuación (10) es para una secuencia Px. Las longitudes de las secuencias de Frank, P1 y Px están limitadas a $N = T^2$, donde T es un entero positivo.

- 10 Una secuencia de símbolos piloto generados en función de alguna de las secuencias polifásicas descritas anteriormente tiene tanto un espectro de frecuencia plano como una envolvente constante en el dominio de tiempo. También pueden usarse otras secuencias polifásicas que tienen buenas características espectrales (por ejemplo, un espectro de frecuencia plano o conocido) y buenas características temporales (por ejemplo, una envolvente en el dominio de tiempo constante o conocida). Una señal piloto TDM o CDM generada con esta secuencia de símbolos piloto tendrá entonces (1) una PAPR baja, lo que evita la distorsión mediante elementos de circuito tales como un amplificador de potencia, y (2) un espectro de frecuencia plano, lo que permite al receptor estimar de manera precisa las ganancias de canal para todas las subbandas usadas en la transmisión de señales piloto.
- 15

La FIG. 7A muestra un proceso 700 para generar un símbolo IFDMA piloto. Una primera secuencia de símbolos piloto se forma en función de una secuencia polifásica, que puede ser una cualquiera de las secuencias polifásicas descritas anteriormente o alguna otra secuencia polifásica (bloque 710). La primera secuencia de símbolos piloto se duplica varias veces para obtener una segunda secuencia de símbolos piloto (bloque 712). Una rampa de fase se aplica a la segunda secuencia de símbolos piloto para obtener una tercera secuencia de símbolos de salida (bloque 714). La rampa de fase puede aplicarse de manera digital en los símbolos piloto o tenerse en cuenta en el proceso de conversión ascendente de frecuencia. Un prefijo cíclico se añade a la tercera secuencia de símbolos de salida para obtener una cuarta secuencia de símbolos de salida, que es un símbolo IFDMA piloto (bloque 716). El símbolo IFDMA piloto se transmite en el dominio de tiempo a través de un canal de comunicaciones (bloque 718). Aunque no se muestra en la FIG. 7A por simplicidad, los símbolos piloto pueden multiplexarse con símbolos de datos usando TDM y/o CDM, por ejemplo como se ha descrito anteriormente para las FIGS. 5A a 5D.

20

25

La FIG. 7B muestra un proceso 750 para generar un símbolo LFDMA piloto. Una primera secuencia de símbolos piloto se forma en función de una secuencia polifásica, que puede ser una cualquiera de las secuencias polifásicas descritas anteriormente o alguna otra secuencia polifásica (bloque 760). La primera secuencia de N símbolos piloto se transforma al dominio de frecuencia con una FFT de N puntos para obtener una segunda secuencia de N símbolos en el dominio de frecuencia (bloque 762). Los N símbolos en el dominio de frecuencia se mapean después con N subbandas usadas en la transmisión de señales piloto, y los símbolos de cero se mapean con las K-N subbandas restantes para obtener una tercera secuencia de K símbolos (bloque 764). La tercera secuencia de K símbolos se transforma al dominio de tiempo con una IFFT de K puntos para obtener una cuarta secuencia de K símbolos de salida en el dominio de tiempo (bloque 766). Un prefijo cíclico se añade a la cuarta secuencia de símbolos de salida para obtener una quinta secuencia de K + C símbolos de salida, que es un símbolo LFDMA piloto (bloque 768). El símbolo LFDMA piloto se transmite en el dominio de tiempo a través de un canal de comunicaciones (bloque 770). Aunque no se muestra en la FIG. 7B por simplicidad, los símbolos piloto pueden multiplexarse con símbolos de datos usando TDM y/o CDM, por ejemplo como se ha descrito anteriormente con respecto a las FIG. 5A a 5D.

30

35

40

Tanto en IFDMA como en LFDMA, el número de subbandas usadas en la transmisión de señales piloto puede ser el mismo o diferente con respecto al número de subbandas usadas en la transmisión de datos. Por ejemplo, un usuario puede tener asignadas 16 subbandas para la transmisión de datos y ocho subbandas para la transmisión

45

de señales piloto. Las otras ocho subbandas pueden asignarse a otro usuario para la transmisión de datos/señales piloto. Múltiples usuarios pueden compartir el mismo conjunto de subbandas de la estructura de subbandas entrelazadas 100 de la FIG. 1 o el mismo grupo de subbandas de la estructura de subbandas de banda estrecha 300 de la FIG. 3.

- 5 En la estructura de subbandas entrelazadas 100 de la FIG. 1, una señal piloto FDM puede transmitirse en uno o más conjuntos de subbandas para permitir que un receptor lleve a cabo varias funciones tales como, por ejemplo, estimación de canal, seguimiento de frecuencias, seguimiento del tiempo, etc. En una primera señal piloto FDM escalonada, los símbolos IFDMA piloto se transmiten en un conjunto de subbandas p en algunos periodos de símbolo y en un conjunto de subbandas $p+S/2$ en otros periodos de símbolo. Por ejemplo, si $S = 8$, entonces los símbolos IFDMA piloto pueden transmitirse usando un patrón de escalonamiento de $\{3, 7\}$, de manera que los símbolos IFDMA piloto se envían en el conjunto de subbandas 3, después en el conjunto de subbandas 7, después en el conjunto de subbandas 3, etc. En una segunda señal piloto FDM escalonada, los símbolos IFDMA piloto se transmiten en un conjunto de subbandas $p(t)=[p(t-1)+\Delta p] \bmod S+1$ en un periodo de símbolo t , donde Δp es la diferencia entre los índices de conjunto de subbandas para dos periodos de símbolo consecutivos, y $+1$ es para un esquema de indexación que empieza por 1 en lugar de por 0. Por ejemplo, si $S = 8$ y $\Delta p = 3$, entonces los símbolos IFDMA piloto pueden transmitirse usando un patrón de escalonamiento de $\{1, 4, 7, 2, 5, 8, 3, 6\}$, de manera que los símbolos IFDMA piloto se envían en el conjunto de subbandas 1, después en el conjunto de subbandas 4, después en el conjunto de subbandas 7, etc. También pueden usarse otros patrones de escalonamiento. Una señal piloto FDM escalonada permite al receptor obtener estimaciones de ganancia de canal para más subbandas, lo que puede mejorar la estimación de canal y el rendimiento de detección.

La FIG. 8 muestra un proceso 800 llevado a cabo por un receptor para estimar la respuesta del canal de comunicaciones en función de una señal piloto TDM o de una señal piloto CDM enviada por el transmisor. El receptor obtiene un símbolo SC-FDMA para cada periodo de símbolo y suprime el prefijo cíclico del símbolo SC-FDMA recibido (bloque 810). En IFDMA, el receptor suprime la rampa de fase del símbolo SC-FDMA recibido. Tanto en IFDMA como en LFDMA, el receptor obtiene K símbolos piloto/de datos recibidos para el símbolo SC-FDMA.

Después, el receptor deshace la TDM o la CDM realizadas en la señal piloto (bloque 812). En el esquema de señales piloto TDM mostrado en la FIG. 5A, se obtienen K símbolos piloto recibidos, $r_p(n)$ para $n=1, \dots, K$, para cada símbolo SC-FDMA piloto. En el esquema de señales piloto TDM mostrado en la FIG. 5B, se obtienen múltiples símbolos piloto recibidos para cada símbolo SC-FDMA que contiene la señal piloto TDM.

- 30 En el esquema de señales piloto CDM mostrado en la FIG. 5C, M símbolos SC-FDMA recibidos que contienen la señal piloto CDM se procesan para recuperar los símbolos piloto de la siguiente manera:

$$r_p(n) = \sum_{i=1}^M w_{p,i} \cdot r(t_i, n) , \quad \text{para } n = 1, \dots, K, \quad \text{Ec(11)}$$

donde

- 35 $r(t_i, n)$ es una muestra recibida para el periodo de muestra n en el periodo de símbolo t_i ;
 $w_{p,i}$ es el i -ésimo fragmento de información de la secuencia ortogonal para la señal piloto; y
 $r_p(n)$ es un símbolo piloto recibido para el periodo de muestra n .

La ecuación (11) supone que la señal piloto CDM se transmite en periodos de símbolo t_1 a t_M , donde M es la longitud de la secuencia ortogonal. A partir de la ecuación (11) se obtienen K símbolos piloto recibidos para la señal piloto CDM.

- 40 En el esquema de señales piloto CDM mostrado en la FIG. 5D, cada símbolo SC-FDMA recibido que contiene la señal piloto CDM se procesa para recuperar los símbolos piloto de la siguiente manera:

$$r_p(n) = \sum_{i=1}^M w_{p,i} \cdot r((n-1) \cdot M + i) , \quad \text{para } n = 1, \dots, K/M, \quad \text{Ec (12)}$$

- 45 donde $r((n-1) \cdot M + i)$ es una muestra recibida para el periodo de muestra $(n-1) \cdot M + i$ en el símbolo SC-FDMA recibido con la señal piloto CDM. A partir de la ecuación (12) se obtienen K/M símbolos piloto recibidos para la señal piloto CDM.

Un canal de comunicación selectivo de frecuencia provoca interferencia entre símbolos (ISI). Sin embargo, la ISI está restringida dentro de un único símbolo SC-FDMA debido al prefijo cíclico. Además, debido al prefijo cíclico, una

operación de convolución lineal debida a la respuesta de impulso de canal se convierte de manera eficaz en una convolución circular, de manera similar al OFDMA. Por lo tanto, es posible realizar una estimación de canal, igualación y otras operaciones en el dominio de frecuencia cuando símbolos piloto y símbolos de datos no se envían en el mismo símbolo SC-FDMA.

- 5 En el esquema TDM mostrado en la FIG. 5A y en el esquema CDM mostrado en la FIG. 5C, el receptor obtiene K símbolos piloto recibidos para cada transmisión de señales piloto. Una FFT de K puntos puede llevarse a cabo en los K símbolos piloto recibidos, $r_p(n)$ para $n=1, \dots, K$, para obtener K valores piloto recibidos en el dominio de frecuencia, $R_p(k)$ para $k = 1, \dots, K$ (bloque 814). Los valores piloto recibidos pueden expresarse como:

$$R_p(k) = H(k) \cdot P(k) + N(k) , \quad \text{para } k = 1, \dots, K , \quad \text{Ec(13)}$$

10 donde

$P(k)$ es el valor piloto transmitido para una subbanda k ;
 $H(k)$ es la ganancia compleja para el canal de comunicaciones para la subbanda k ;
 $R_p(k)$ es el valor piloto recibido para la subbanda k ; y
 $N(k)$ es el ruido para la subbanda k .

- 15 La FFT de K puntos proporciona K valores piloto recibidos para las K subbandas totales. Solamente se conservan N valores piloto recibidos para las N subbandas usadas en la transmisión de señales piloto (que se denominan subbandas piloto), y los K-N valores piloto recibidos restantes se descartan (bloque 816). Se usan diferentes subbandas piloto para IFDMA y para LFDMA y, por tanto, diferentes valores piloto recibidos se conservan para IFDMA y LFDMA. Los valores piloto conservados se denotan como $R_p(k)$ para $k = 1, \dots, N$. Por simplicidad, puede
 20 suponerse que el ruido es ruido blanco aditivo gaussiano (AWGN) con media cero y una varianza de N_0 .

- El receptor puede estimar la respuesta de frecuencia de canal usando varias técnicas de estimación de canal tales como una técnica MMSE, una técnica de mínimos cuadrados (LS), etc. El receptor obtiene estimaciones de ganancia de canal para las N subbandas piloto basándose en los N valores piloto recibidos y usando la técnica MMSE o LS (bloque 818). En la técnica MMSE, una estimación de respuesta de frecuencia inicial para el canal de
 25 comunicaciones puede obtenerse en función de los valores piloto recibidos, de la siguiente manera:

$$\hat{H}_{mmse}(k) = \frac{R_p(k) \cdot P^*(k)}{|P(k)|^2 + N_0} , \quad \text{para } k = 1, \dots, N , \quad \text{Ec(14)}$$

- donde $\hat{H}_{mmse}(k)$ es una estimación de ganancia de canal para una subbanda k y "*" denota una conjugada compleja. La estimación de respuesta de frecuencia inicial contiene N ganancias de canal para las N subbandas piloto. La secuencia de símbolos piloto puede generarse en función de una secuencia polifásica que tiene una
 30 respuesta de frecuencia plana. En este caso, $|P(k)|=1$ para todos los valores de k , y la ecuación (14) puede expresarse como:

$$\hat{H}_{mmse}(k) = \frac{R_p(k) \cdot P^*(k)}{1 + N_0} , \quad \text{para } k = 1, \dots, N . \quad \text{Ec(15)}$$

El factor constante $1/(1+N_0)$ puede suprimirse para proporcionar una estimación de respuesta de frecuencia MMSE no sesgada, que puede expresarse como:

$$\hat{H}_{ls}(k) = R_p(k) \cdot P^*(k) , \quad \text{para } k = 1, \dots, N . \quad \text{Ec(16)}$$

- 35 En la técnica LS, una estimación de respuesta de frecuencia inicial puede obtenerse en función de los valores piloto recibidos, de la siguiente manera:

$$\hat{H}_{ls}(k) = \frac{R_p(k)}{P(k)} , \quad \text{para } k = 1, \dots, N . \quad \text{Ec(17)}$$

La respuesta de impulso del canal de comunicaciones puede caracterizarse por L etapas, donde L puede ser muy inferior a N. Es decir, si el transmisor aplica un impulso al canal de comunicaciones, entonces L muestras en el dominio de tiempo (a la frecuencia de muestreo de BW MHz) serán suficientes para caracterizar la respuesta del canal de comunicaciones en función de este estímulo de impulso. El número de etapas (L) para la respuesta de impulso de canal depende de la dispersión de retardo del sistema, que es la diferencia de tiempo entre la instancia de señal que llega más pronto y la instancia de señal que llega más tarde al receptor con una energía suficiente. Una mayor dispersión de retardo corresponde a un valor más grande de L, y viceversa.

Una estimación de respuesta de impulso de canal puede obtenerse en función de las N estimaciones de ganancia de canal y usando la técnica LS o la MMSE (bloque 820). Una estimación de respuesta de impulso de canal de mínimos cuadrados con L etapas, $\hat{h}_{ls}(n)$ para $n=1, \dots, L$, puede obtenerse en función de la estimación de respuesta de frecuencia inicial, de la siguiente manera:

$$\hat{\mathbf{h}}_{L \times 1}^{ls} = (\mathbf{W}_{N \times L}^H \mathbf{W}_{N \times L})^{-1} \mathbf{W}_{N \times L}^H \hat{\mathbf{H}}_{N \times 1}^{ini}, \quad \text{Ec(18)}$$

donde

- $\hat{\mathbf{H}}_{N \times 1}^{ini}$ es un vector $N \times 1$ que contiene $\hat{H}_{ls}(k)$ o $\hat{H}_{mmse}(k)$ para $k=1, \dots, N$;
- $\mathbf{W}_{N \times L}$ es una submatriz de una matriz de Fourier $\mathbf{W}_{K \times K}$;
- $\hat{\mathbf{h}}_{L \times 1}^{ls}$ es un vector $L \times 1$ que contiene $\hat{h}_{ls}(n)$ para $n=1, \dots, L$; y
- *H denota una traspuesta conjugada.

La matriz de Fourier $\mathbf{W}_{K \times K}$ se define de manera que la entrada (u,v) -ésima, $f_{u,v}$, se determina como:

$$f_{u,v} = e^{-j2\pi \frac{(u-1)(v-1)}{K}}, \quad \text{para } u = 1, \dots, K \text{ y } v = 1, \dots, K, \quad \text{Ec(19)}$$

donde u es un índice de fila y v es un índice de columna. $\mathbf{W}_{N \times L}$ contiene N filas de $\mathbf{W}_{K \times K}$ correspondientes a las N subbandas piloto. Cada fila de $\mathbf{W}_{N \times L}$ contiene los primeros L elementos de la fila correspondiente de $\mathbf{W}_{K \times K}$. $\hat{\mathbf{h}}_{L \times 1}^{ls}$ contiene las L etapas de la estimación de respuesta de impulso de canal de mínimos cuadrados.

Una estimación de respuesta de impulso de canal MMSE con L etapas, $\hat{h}_{mmse}(n)$ para $n=1, \dots, L$ puede obtenerse en función de la estimación de respuesta de frecuencia inicial, de la siguiente manera:

$$\hat{\mathbf{h}}_{L \times 1}^{mmse} = (\mathbf{W}_{N \times L}^H \mathbf{W}_{N \times L} + \mathbf{N}_{L \times L})^{-1} \mathbf{W}_{N \times L}^H \hat{\mathbf{H}}_{N \times 1}^{ini}, \quad \text{Ec(20)}$$

donde $\mathbf{N}_{L \times L}$ es una matriz de autocovarianza $L \times L$ de ruido e interferencia. Para el ruido blanco aditivo gaussiano (AWGN), la matriz de autocovarianza puede determinarse como $\mathbf{N}_{L \times L} = \sigma_n^2 \cdot \mathbf{I}$, donde σ_n^2 es la varianza del ruido. Una IFFT de N puntos también puede llevarse a cabo en la estimación de respuesta de frecuencia inicial para obtener una estimación de respuesta de impulso de canal con N etapas.

El filtrado y/o postprocesamiento pueden llevarse a cabo en la estimación de respuesta de frecuencia inicial y/o la estimación de respuesta de impulso de canal para mejorar la calidad de la estimación de canal, como se describe posteriormente (bloque 822). Una estimación de respuesta de frecuencia final para todas las K subbandas puede obtenerse (1) rellenando con ceros la estimación de respuesta de impulso de canal de L etapas o N etapas hasta una longitud K y (2) llevando a cabo una FFT de K puntos en la estimación de respuesta de impulso extendida (bloque 824). Una estimación de respuesta de frecuencia final para todas las K subbandas también puede obtenerse (1) interpolando las N estimaciones de ganancia de canal, (2) llevando a cabo una aproximación de mínimos cuadrados en las N estimaciones de ganancia de canal o (3) usando otras técnicas de aproximación.

Un receptor puede obtener una estimación de respuesta de impulso de canal más larga en función de una señal piloto FDM escalonada. En general, una estimación de respuesta de impulso de canal con L_T etapas puede obtenerse en función de símbolos IFDMA piloto enviados en L_T subbandas diferentes en uno o más periodos de símbolo. Por ejemplo, si $L_T = 2N$, entonces una estimación de respuesta de impulso con 2N etapas puede

obtenerse en función de dos o más símbolos IFDMA piloto enviados en dos o más conjuntos de subbandas en dos o más periodos de símbolo. Una estimación de respuesta de impulso de longitud total con K etapas puede obtenerse si la señal piloto se transmite en todos los S conjuntos de subbandas usando un patrón de escalonamiento completo.

5 El receptor puede obtener una estimación de respuesta de impulso más larga de longitud L_T filtrando estimaciones de respuesta de impulso iniciales de longitud N para un número suficiente de diferentes conjuntos de subbandas. Cada estimación de respuesta de impulso inicial puede obtenerse en función de un símbolo IFDMA piloto para un conjunto de subbandas. Si la señal piloto se transmite en un conjunto de subbandas diferente en cada periodo de símbolo, entonces el filtrado puede realizarse en un número suficiente de periodos de símbolo para obtener la estimación de respuesta de impulso más larga.

10 En SC-FDMA, el filtrado puede realizarse en estimaciones de respuesta de frecuencia iniciales, estimaciones de respuesta de impulso de canal MMSE o de mínimos cuadrados y/o estimaciones de respuesta de frecuencia finales obtenidas para diferentes periodos de símbolo para mejorar la calidad de la estimación de canal. El filtrado puede basarse en un filtro de respuesta finita al impulso (FIR), un filtro de respuesta infinita al impulso (IIR) o algún otro tipo de filtro. Los coeficientes de filtro pueden seleccionarse para conseguir la cantidad deseada de filtrado, que puede seleccionarse en función de un equilibrio entre varios factores tales como, por ejemplo, la calidad de estimación de canal deseada, la capacidad de realizar un seguimiento de cambios rápidos en el canal, la complejidad del filtro, etc.

15 Una estimación de respuesta de frecuencia y/o una estimación de respuesta de impulso de canal para el canal de comunicaciones también pueden obtenerse de otras maneras usando otras técnicas de estimación de canal.

20 Varias operaciones de postprocesamiento pueden llevarse a cabo para mejorar la calidad de la estimación de canal. En determinados entornos de funcionamiento, tales como un entorno de desvanecimiento de señal por multitrayectoria, el canal de comunicaciones solo tiene normalmente un pequeño número de etapas en el dominio de tiempo. La estimación de canal descrita anteriormente puede proporcionar una estimación de respuesta de impulso de canal que tiene un mayor número de etapas debido al ruido. El postprocesamiento trata de eliminar etapas debidas al ruido y conserva etapas debidas al canal real.

25 En un esquema de postprocesamiento, que se denomina truncado, solo se conservan las L primeras etapas de la estimación de respuesta de impulso de canal, y las etapas restantes se sustituyen por ceros. En otro esquema de postprocesamiento, que se denomina fijación de umbrales, las etapas de menor energía se sustituyen por ceros. En una realización, la definición de umbrales se realiza de la siguiente manera:

$$\hat{h}(n) = \begin{cases} 0 & \text{para } |\hat{h}(n)|^2 < h_{th} \\ \hat{h}(n) & \text{en caso contrario} \end{cases}, \quad \text{para } n = 1, \dots, K, \quad \text{Ec(21)}$$

donde

$\hat{h}(n)$ es el enésima etapa de la estimación de respuesta de impulso de canal, que puede ser igual a $\hat{h}_{mmse}(n)$ o $\hat{h}_s(n)$; y

35 h_{th} es el umbral usado para poner a cero etapas de baja energía.

El umbral h_{th} puede calcularse en función de la energía de todas las K etapas o de solo las L primeras etapas de la estimación de respuesta de impulso de canal. Puede usarse el mismo umbral en todas las etapas. Como alternativa, pueden usarse diferentes umbrales en etapas diferentes. Por ejemplo, un primer umbral puede usarse en las primeras L etapas, y un segundo umbral (que puede ser más bajo que el primer umbral) puede usarse en las etapas restantes.

40 En otro esquema de postprocesamiento adicional, que se denomina selección de etapa, se conservan las B mejores etapas de la estimación de respuesta de impulso de canal, donde $B \geq 1$, y las etapas restantes se fijan a cero. El número de etapas a conservar (denotado como B) puede ser un valor fijo o un valor variable. B puede seleccionarse en función de una relación de señal a ruido e interferencia (SNR) recibida para la transmisión de señales piloto/datos, la eficacia espectral de un paquete de datos para el que se usa la estimación de canal y/o algún otro parámetro. Por ejemplo, pueden conservarse las dos mejores etapas si la SNR recibida está dentro de un primer intervalo (por ejemplo, entre 0 y 5 decibelios (dB)), pueden conservarse las tres mejores etapas si la SNR recibida está dentro de un segundo intervalo (por ejemplo, entre 5 y 10 dB), pueden conservarse las cuatro mejores etapas si la SNR recibida está dentro de un tercer intervalo (por ejemplo, entre 10 y 15 dB), etc.

50 La estimación de canal puede realizarse en el dominio de tiempo para el esquema de señales piloto TDM mostrado

en la FIG. 5B, el esquema de señales piloto CDM mostrado en la FIG. 5D, y otros esquemas de señales piloto en los que símbolos piloto y de datos se envían en el mismo símbolo SC-FDMA. Puede usarse un estimador sesgado para identificar trayectorias de señales intensas, por ejemplo (1) correlacionando los símbolos recibidos con la secuencia de símbolos piloto transmitidos en diferentes desfases de tiempo y (2) identificando desfases de tiempo que proporcionan altos resultados de correlación. La estimación de canal en el dominio de tiempo proporciona un conjunto de etapas para una estimación de respuesta de impulso de canal para el canal de comunicaciones.

En todos los esquemas de señales piloto, la estimación de canal proporciona una estimación de respuesta de impulso de canal y/o una estimación de respuesta de frecuencia que pueden usarse para la igualación de los símbolos de datos recibidos. Una secuencia de K símbolos de datos recibidos se obtiene para cada símbolo SC-FDMA de datos del esquema de señales piloto TDM mostrado en la FIG. 5A y para conjunto de M símbolos SC-FDMA recibidos del esquema de señales piloto CDM mostrado en la FIG. 5C. La secuencia de K símbolos de datos recibidos puede igualarse en el dominio de tiempo o en el dominio de frecuencia.

La igualación en el dominio de frecuencia puede realizarse de la siguiente manera. En primer lugar se realiza una FFT de K puntos en los K símbolos de datos recibidos, $r_d(n)$ para $n = 1, \dots, K$, para obtener K valores de datos recibidos en el dominio de frecuencia, $R_d(k)$ para $k = 1, \dots, K$. Solo se conservan N valores de datos recibidos para las N subbandas usadas en la transmisión de datos, y los K-N valores de datos recibidos restantes se descartan. Los valores de datos conservados se denotan como $R_d(k)$ para $k = 1, \dots, N$.

La igualación puede realizarse en el dominio de frecuencia en los N valores de datos recibidos usando la técnica MMSE, de la siguiente manera:

$$Z_d(k) = \frac{R_d(k) \cdot \hat{H}^*(k)}{|\hat{H}(k)|^2 + N_0}, \quad \text{para } k = 1, \dots, N, \quad \text{Ec(22)}$$

donde

$R_d(k)$ es el valor de datos recibido para una subbanda k;

$\hat{H}(k)$ es la estimación de ganancia de canal para la subbanda k, que puede ser igual a $\hat{H}_{mmse}(k)$ o $\hat{H}_{ls}(k)$; y

$Z_d(k)$ es el valor de datos igualado para la subbanda k.

La igualación también puede realizarse en el dominio de frecuencia en los N valores de datos recibidos usando la técnica de forzado a cero, de la siguiente manera:

$$Z_d(k) = \frac{R_d(k)}{\hat{H}(k)}, \quad \text{para } k = 1, \dots, N. \quad \text{Ec(23)}$$

En la igualación mediante MMSE y mediante forzado a cero, los N valores de datos igualados, $Z_d(k)$ para $k = 1, \dots, N$, pueden volver a transformarse al dominio de tiempo para obtener una secuencia de N estimaciones de símbolos de datos, $\hat{d}(n)$ para $n = 1, \dots, N$, que son estimaciones de los N símbolos de datos en la secuencia original.

La igualación también puede realizarse en el dominio de tiempo en la secuencia de K símbolos de datos recibidos, de la siguiente manera:

$$z_d(n) = r_d(n) \otimes g(n), \quad \text{Ec(24)}$$

donde

$r_d(n)$ denota la secuencia de K símbolos de datos recibidos;

$g(n)$ denota una respuesta de impulso de un igualador en el dominio de tiempo;

$z_d(n)$ denota una secuencia de K símbolos de datos igualados; y

\otimes denota una operación de convolución circular.

La respuesta de frecuencia del igualador puede obtenerse según la técnica MMSE como: $G(k) = \hat{H}^*(k) / (|\hat{H}(k)|^2 + N_0)$, para $k = 1, \dots, N$. La respuesta de frecuencia del igualador también puede obtenerse en función de la técnica de forzado a cero como: $G(k) = 1 / \hat{H}(k)$, para $k = 1, \dots, N$. La respuesta de frecuencia de igualador puede transformarse al dominio de tiempo para obtener la respuesta de impulso de igualador, $g(n)$ para $n = 1, \dots, N$, que se usa en la igualación en el dominio de tiempo de la ecuación (24).

La secuencia de K símbolos de datos igualados de la ecuación (24) contiene S copias de los símbolos de datos transmitidos. Las S copias pueden acumularse en cada símbolo de datos para obtener N estimaciones de símbolos de datos de la siguiente manera:

$$\hat{d}(n) = \sum_{i=0}^{S-1} z_d(i \cdot N + n) , \quad \text{para } n = 1, \dots, N . \quad \text{Ec(25)}$$

- 5 Como alternativa no se lleva a cabo la acumulación, y N símbolos de datos igualados para una sola copia de los datos transmitidos se proporcionan como las N estimaciones de símbolos de datos.

El receptor también puede estimar la interferencia basándose en los valores piloto recibidos y en la estimación de canal. Por ejemplo, la interferencia en cada subbanda puede estimarse de la siguiente manera:

$$I(k) = |\hat{H}(k) \cdot P(k) - R_p(k)|^2 , \quad \text{para } k = 1, \dots, N , \quad \text{Ec(26)}$$

- 10 donde $I(k)$ es la estimación de interferencias para una subbanda k. La estimación de interferencias $I(k)$ puede promediarse con respecto a todas las N subbandas para cada símbolo SC-FDMA para obtener una estimación de interferencias a corto plazo, que puede usarse en la desmodulación de datos y/u otros fines. La estimación de interferencias a corto plazo puede promediarse con respecto a múltiples símbolos SC-FDMA para obtener una estimación de interferencias a largo plazo, que puede usarse para estimar las condiciones de funcionamiento y/u para otros fines.
- 15

También pueden usarse otras técnicas para mejorar la calidad de la estimación de canal obtenida a partir de una señal piloto TDM o una señal piloto CDM. Estas técnicas incluyen una técnica iterativa de estimación de canal y una técnica de estimación de canal basada en datos.

- 20 En la técnica iterativa de estimación de canal, en primer lugar se obtiene una estimación inicial del canal de comunicaciones en función de los símbolos piloto recibidos, por ejemplo usando la técnica MMSE o la de mínimos cuadrados. La estimación de canal inicial se usa para obtener estimaciones de símbolos de datos, como se ha descrito anteriormente. En una realización, la interferencia en los símbolos piloto debida a los símbolos de datos se estima en función de las estimaciones de símbolos de datos $\hat{d}(n)$ y la estimación de canal inicial $\hat{h}(n)$, por ejemplo como $\hat{i}(n) = \hat{d}(n) \otimes \hat{h}(n)$, donde $\hat{i}(n)$ denota la estimación de interferencias. En otra realización, las estimaciones de símbolos de datos se procesan para obtener datos descodificados. Después, los datos descodificados se procesan de la misma manera realizada en el transmisor para obtener símbolos de datos remodulados, que se convolucionan con la estimación de canal inicial para obtener la estimación de interferencias. En ambas realizaciones, la estimación de interferencias se resta de los símbolos piloto recibidos para obtener símbolos piloto

- 30 con interferencia cancelada, $r_p^{ic}(n) = r_p(n) - \hat{i}(n)$, los cuales se usan después para obtener una estimación de canal mejorada. El proceso puede repetirse un número de iteraciones cualquiera para obtener estimaciones de canal cada vez mejores. La técnica iterativa de estimación de canal es más adecuada en el esquema de señales piloto TDM mostrado en la FIG. 5B, en los esquemas de señales piloto CDM mostrados en las FIGS. 5C y 5D y en otros esquemas de señales piloto en los que los símbolos de datos pueden provocar interferencia entre símbolos en los símbolos piloto.

- 35 En la técnica de estimación de canal basada en datos, los símbolos de datos recibidos se usan junto con los símbolos piloto recibidos para la estimación de canal. Una primera estimación de canal se obtiene en función de los símbolos piloto recibidos y se usa para obtener estimaciones de símbolos de datos. Después, una segunda estimación de canal se obtiene en función de los símbolos de datos recibidos y las estimaciones de símbolos de datos. En una realización, los símbolos de datos recibidos $r_d(n)$ se convierten en valores de datos recibidos de dominio de frecuencia $R_d(k)$ y las estimaciones de símbolos de datos $\hat{d}(n)$ se convierten en valores de datos de dominio de frecuencia $\hat{D}(k)$. La segunda estimación de canal puede obtenerse sustituyendo $R_p(k)$ por $R_d(k)$ y $P(k)$ por $\hat{D}(k)$ en las ecuaciones (14) a (18). En otra realización, las estimaciones de símbolos de datos se procesan para obtener datos descodificados, y los datos descodificados se procesan para obtener símbolos de datos remodulados $D_{rm}(k)$. La segunda estimación de canal puede obtenerse sustituyendo $R_p(k)$ por $R_d(k)$ y $P(k)$ por $D_{rm}(k)$ en las ecuaciones (14) a (18).
- 45

Las dos estimaciones de canal obtenidas con los símbolos piloto recibidos y los símbolos de datos recibidos se combinan para obtener una estimación de canal global mejorada. Esta combinación puede realizarse, por ejemplo,

de la siguiente manera:

$$\hat{H}_{global}(k) = \hat{H}_{piloto}(k) \cdot C_p(k) + \hat{H}_{datos}(k) \cdot C_d(k), \quad \text{para } k = 1, \dots, N, \quad \text{Ec(27)}$$

donde

$\hat{H}_{piloto}(k)$ es la estimación de canal obtenida en función de los símbolos piloto recibidos;

5 $\hat{H}_{datos}(k)$ es la estimación de canal obtenida en función de los símbolos de datos recibidos;

$C_p(k)$ y $C_d(k)$ son factores de ponderación para señales piloto y para datos, respectivamente; y

$\hat{H}_{global}(k)$ es la estimación de canal global.

En general, $\hat{H}_{global}(k)$ puede obtenerse en función de $\hat{H}_{piloto}(k)$, $\hat{H}_{datos}(k)$, la confianza en la fiabilidad de las estimaciones de símbolos de datos y/u otros factores. El proceso descrito anteriormente puede realizarse de manera iterativa. En cada iteración, $\hat{H}_{global}(k)$ se actualiza en función de la estimación de canal obtenida a partir de las estimaciones de símbolos de datos, y la $\hat{H}_{global}(k)$ actualizada se usa para obtener nuevas estimaciones de símbolos de datos. La técnica de estimación de canal basada en datos puede usarse en todos los esquemas de señales piloto, incluyendo los esquemas de señales piloto TDM y CDM mostrados en las FIGS. 5A a 5D.

La FIG. 9 muestra un diagrama de bloques de un transmisor 910 y de un receptor 950. En el enlace directo, el transmisor 910 es parte de una estación base y el receptor 950 es parte de un dispositivo inalámbrico. En el enlace inverso, el transmisor 910 es parte de un dispositivo inalámbrico y el receptor 950 es parte de una estación base. Una estación base es normalmente una estación fija y también puede denominarse sistema transceptor base (BTS), punto de acceso o de otra manera. Un dispositivo inalámbrico puede ser fijo o móvil, y también puede denominarse terminal de usuario, estación móvil o de otra manera.

En el transmisor 910, un procesador de datos y señales piloto TX 920 procesa datos de tráfico para obtener símbolos de datos, genera símbolos piloto y proporciona los símbolos de datos y los símbolos piloto. Un modulador SC-FDMA 930 multiplexa los símbolos de datos y los símbolos piloto usando TDM y/o CDM y realiza una modulación SC-FDMA (por ejemplo, para IFDMA, LFDMA, etc.) para generar símbolos SC-FDMA. Una unidad transmisora (TMTR) 932 procesa (por ejemplo, convierte a analógico, amplifica, filtra y convierte en frecuencia de manera ascendente) los símbolos SC-FDMA y genera una señal modulada de radiofrecuencia (RF), la cual se transmite a través de una antena 934.

En el receptor 950, una antena 952 recibe la señal transmitida y proporciona una señal recibida. Una unidad receptora (RCVR) 954 acondiciona (por ejemplo, filtra, amplifica, convierte en frecuencia de manera descendente y digitaliza) la señal recibida para generar un flujo de muestras recibidas. Un desmodulador SC-FDMA 960 procesa las muestras recibidas y obtiene símbolos de datos recibidos y símbolos piloto recibidos. Un procesador/estimador de canal 980 obtiene una estimación de canal en función de los símbolos piloto recibidos. El desmodulador SC-FDMA 960 realiza la igualación de los símbolos de datos recibidos con la estimación de canal y proporciona estimaciones de símbolos de datos. Un procesador de datos de recepción (RX) 970 desmapea por símbolo, desentrelazada y descodifica las estimaciones de símbolos de datos y proporciona datos descodificados. En general, el procesamiento del desmodulador SC-FDMA 960 y del procesador de datos RX 970 es complementario al procesamiento del modulador SC-FDMA 930 y del procesador de señales piloto y datos TX 920, respectivamente, en el transmisor 910.

Controladores 940 y 990 dirigen el funcionamiento de varias unidades de procesamiento en el transmisor 910 y el receptor 950, respectivamente. Las unidades de memoria 942 y 992 almacenan códigos de programa y datos usados por los controladores 940 y 990, respectivamente.

La FIG. 10A muestra un diagrama de bloques de un procesador de datos y de señales piloto TX 920a, que es una realización del procesador 920 de la FIG. 9 y puede usarse en los esquemas de señales piloto TDM. Dentro del procesador 920a, los datos de tráfico son codificados por un codificador 1012, son entrelazados por un entrelazador 1014 y son mapeados con símbolos de datos por un mapeador de símbolos 1016. Un generador de señales piloto 1020 genera símbolos piloto, por ejemplo en función de una secuencia polifásica. Un multiplexor (Mux) 1022 recibe y multiplexa los símbolos de datos con los símbolos piloto basándose en un control TDM y proporciona un flujo de símbolos piloto y de datos multiplexados.

La FIG. 10B muestra un diagrama de bloques de un procesador de señales piloto y datos TX 920b, que es otra realización del procesador 920 de la FIG. 9 y puede usarse en los esquemas de señales piloto CDM. Dentro del procesador 920b, los datos de tráfico son codificados por un codificador 1012, son entrelazados por un entrelazador

1014 y son mapeados con símbolos de datos por un mapeador de símbolos 1016. Un multiplicador 1024a multiplica cada símbolo de datos con los M fragmentos de información de la secuencia ortogonal $\{w_d\}$ para los datos y proporciona M símbolos de datos escalados. Asimismo, un multiplicador 1024b multiplica cada símbolo piloto por los M fragmentos de información de la secuencia ortogonal $\{w_p\}$ para señales piloto y proporciona M símbolos piloto escalados. Un sumador 1026 suma los símbolos de datos escalados con los símbolos piloto escalados, por ejemplo, como se muestra en la FIG. 5C o 5D, y proporciona símbolos combinados.

La FIG. 11A muestra un modulador SC-FDMA 930a para IFDMA, que es una realización del modulador SC-FDMA 930 de la FIG. 9. Dentro del modulador 930a, una unidad de repetición 1112 repite S veces una secuencia original de símbolos piloto/de datos para obtener una secuencia extendida de K símbolos. Una unidad de rampa de fase 1114 aplica una rampa de fase a la secuencia de símbolos extendida para generar una secuencia trasladada en frecuencia de símbolos de salida. La rampa de fase se determina por el conjunto de subbandas u usado para la transmisión. Un generador de prefijos cíclicos 1116 añade un prefijo cíclico a la secuencia de símbolos trasladada en frecuencia para generar un símbolo IFDMA.

La FIG. 11B muestra un modulador SC-FDMA 930b para LFDMA, que es otra realización del modulador SC-FDMA 930 de la FIG. 9. Dentro del modulador 930b, una unidad FFT 1122 realiza una FFT de N puntos en una secuencia original de símbolos piloto/de datos para obtener una secuencia de N símbolos en el dominio de frecuencia. Un mapeador de símbolo con subbanda 1124 mapea los N símbolos de dominio de frecuencia con las N subbandas usadas en la transmisión y mapea K-N símbolos de cero con las K-N subbandas restantes. Una unidad IFFT 1126 realiza una IFFT de K puntos en los K símbolos del mapeador 1124 y proporciona una secuencia de K símbolos de salida de dominio de tiempo. Un generador de prefijos cíclicos 1128 añade un prefijo cíclico a la secuencia de símbolos de salida para generar un símbolo LFDMA.

La FIG. 12A muestra un diagrama de bloques de un desmodulador SC-FDMA 960a, que es una realización del desmodulador 960 de la FIG. 9 y puede usarse en los esquemas de señales piloto IFDMA TDM. Dentro del desmodulador SC-FDMA 960a, una unidad de supresión de prefijo cíclico 1212 suprime el prefijo cíclico de cada símbolo IFDMA recibido. Una unidad de supresión de rampa de fase 1214 suprime la rampa de fase de cada símbolo IFDMA recibido. La supresión de la rampa de fase también puede realizarse mediante la conversión descendente de frecuencia desde RF a banda base. Un desmultiplexor (Demux) 1220 recibe la salida de la unidad 1214 y proporciona símbolos de datos recibidos a un ecualizador 1230, y proporciona símbolos piloto recibidos al estimador de canal 980. El estimador de canal 980 obtiene una estimación de canal en función de los símbolos piloto recibidos, por ejemplo usando la técnica MMSE o la de mínimos cuadrados. Un igualador 1230 iguala los símbolos de datos recibidos con la estimación de canal en el dominio de tiempo o en el dominio de frecuencia y proporciona símbolos de datos igualados. Un acumulador 1232 acumula símbolos de datos igualados correspondientes a múltiples copias del mismo símbolo de datos transmitido y proporciona estimaciones de símbolos de datos.

La FIG. 12B muestra un diagrama de bloques de un desmodulador SC-FDMA 960b, que es otra realización del desmodulador 960 de la FIG. 9 y puede usarse en los esquemas de señales piloto IFDMA CDM. El desmodulador SC-FDMA 960b incluye un canalizador de datos que recupera los símbolos de datos transmitidos y un canalizador de señales piloto que recupera los símbolos piloto transmitidos. En el canalizador de datos, un multiplicador 1224a multiplica la salida de la unidad 1214 por los M fragmentos de información de la secuencia ortogonal de datos $\{w_d\}$ y proporciona símbolos de datos escalados. Un acumulador 1226a acumula M símbolos de datos escalados por cada símbolo de datos transmitido y proporciona un símbolo de datos recibido. En el canalizador de señales piloto, un multiplicador 1224b multiplica la salida de la unidad 1214 por los M fragmentos de información de la secuencia ortogonal piloto $\{w_p\}$ y proporciona M símbolos piloto escalados por cada símbolo piloto transmitido, que son acumulados por un acumulador 1226b para obtener un símbolo piloto recibido para el símbolo piloto transmitido. El procesamiento mediante unidades subsiguientes dentro del desmodulador SC-FDMA 960b es como el descrito anteriormente para el desmodulador SC-FDMA 960a.

La FIG. 13A muestra un diagrama de bloques de un desmodulador SC-FDMA 960c, que es otra realización adicional del desmodulador 960 de la FIG. 9, y puede usarse en los esquemas de señales piloto LFDMA TDM. Dentro del desmodulador SC-FDMA 960c, una unidad de supresión de prefijo cíclico 1312 suprime el prefijo cíclico de cada símbolo LFDMA recibido. Una unidad FFT 1314 realiza una FFT de K puntos en un símbolo LFDMA después de la supresión del prefijo cíclico y proporciona K valores de dominio de frecuencia. Un desmapeador de subbanda con símbolo 1316 recibe los K valores de dominio de frecuencia, proporciona N valores de dominio de frecuencia para las N subbandas usadas en la transmisión y descarta los valores restantes de dominio de frecuencia. Una unidad IFFT 1318 realiza una IFFT de N puntos en los N valores de dominio de frecuencia del desmapeador 1316 y proporciona N símbolos recibidos. Un desmultiplexor 1320 recibe la salida de la unidad 1318, proporciona símbolos de datos recibidos a un ecualizador 1330 y proporciona símbolos piloto recibidos al estimador de canal 980. Un igualador 1330 iguala los símbolos de datos recibidos en el dominio de tiempo o en el dominio de frecuencia con una estimación de canal del estimador de canal 980 y proporciona estimaciones de símbolos de

datos.

La FIG. 13B muestra un diagrama de bloques de un desmodulador SC-FDMA 960d, que es otra realización adicional del desmodulador 960 de la FIG. 9 y puede usarse en los esquemas de señales piloto LFDMA CDM. El desmodulador SC-FDMA 960d incluye un canalizador de datos que recupera los símbolos de datos transmitidos y un canalizador de símbolos piloto que recupera los símbolos piloto transmitidos. En el canalizador de datos, un multiplicador 1324a multiplica la salida de la unidad IFFT 1318 por los M fragmentos de información de la secuencia ortogonal de datos $\{w_d\}$ y proporciona símbolos de datos escalados. Un acumulador 1326a acumula M símbolos de datos escalados por cada símbolo de datos transmitido y proporciona un símbolo de datos recibido. En el canalizador de señales piloto, un multiplicador 1324b multiplica la salida de la unidad IFFT 1318 por los M fragmentos de información de la secuencia ortogonal de símbolos piloto $\{w_p\}$ y proporciona M símbolos piloto escalados por cada símbolo piloto transmitido, que son acumulados por un acumulador 1326b para obtener un símbolo piloto recibido para el símbolo piloto transmitido. El procesamiento de unidades subsiguientes del desmodulador SC-FDMA 960d es como el descrito anteriormente para el desmodulador SC-FDMA 960c.

Las técnicas de transmisión de señales piloto y de estimación de canal descritas en este documento pueden implementarse de varias maneras. Por ejemplo, estas técnicas pueden implementarse en hardware, software o en una combinación de los mismos. En una implementación en hardware, las unidades de procesamiento usadas para generar y transmitir una señal piloto en un transmisor (por ejemplo, cada una de las unidades de procesamiento mostradas en las FIGS. 9 a 13B, o una combinación de las unidades de procesamiento) pueden implementarse en uno o más circuitos integrados de aplicación específica (ASIC), procesadores de señales digitales (DSP), dispositivos de procesamiento de señales digitales (DSPD), dispositivos de lógica programable (PLD), matrices de puertas de campo programable (FPGA), procesadores, controladores, microcontroladores, microprocesadores, dispositivos electrónicos, otras unidades electrónicas diseñadas para realizar las funciones descritas en este documento o una combinación de los mismos. Las unidades de procesamiento usadas para realizar la estimación de canal en un receptor también pueden implementarse en uno o más ASIC, DSP, dispositivos electrónicos, etc.

En una implementación en software, las técnicas pueden implementarse con módulos (por ejemplo, procedimientos, funciones, etc.) que realizan las funciones descritas en este documento. Los códigos de software pueden almacenarse en una unidad de memoria (por ejemplo, la unidad de memoria 942 o 992 de la FIG. 9) y ejecutarse por un procesador (por ejemplo, el controlador 940 o 990). La unidad de memoria puede implementarse dentro del procesador o ser externa al procesador.

La descripción anterior de las realizaciones dadas a conocer se proporciona para permitir que cualquier experto en la técnica realice o use la presente invención. Diversas modificaciones en estas realizaciones resultarán evidentes a los expertos en la técnica, y los principios genéricos definidos en este documento pueden aplicarse a otras realizaciones sin apartarse del espíritu o el alcance de la invención. Por tanto, la presente invención no pretende limitarse a las realizaciones mostradas en este documento, sino que se le concede el alcance más amplio compatible con los principios y características novedosas dados a conocer en este documento.

REIVINDICACIONES

1. Un aparato, que comprende:
 - un procesador (920) operable para formar (760) una secuencia de símbolos piloto en función de una secuencia polifásica; y
 - un modulador (930b) operable para transformar (762) la secuencia de símbolos piloto al dominio de frecuencia para obtener una secuencia de símbolos en el dominio de frecuencia, formar una secuencia de símbolos con la secuencia de símbolos de dominio de frecuencia (764) mapeados con un grupo de subbandas de frecuencia adyacentes usadas en la transmisión de señales piloto, y transformar (766) la secuencia resultante de símbolos de dominio de frecuencia al dominio de tiempo para obtener una secuencia de símbolos de salida para su transmisión (770) a través de un canal de comunicaciones.
2. El aparato según la reivindicación 1, en el que el modulador (930b) es operable para añadir (768) un prefijo cíclico a la secuencia de símbolos de salida para obtener una secuencia final de símbolos de salida adecuados para su transmisión (770) en el dominio de tiempo a través del canal de comunicaciones.
3. El aparato según la reivindicación 1, en el que la secuencia polifásica tiene una envolvente constante en el dominio de tiempo y una respuesta espectral plana en el dominio de frecuencia.
4. El aparato según la reivindicación 1, en el que se envían símbolos de datos en un segundo grupo de subbandas de frecuencia que contiene más subbandas de frecuencia que el grupo de subbandas de frecuencia usado en la transmisión de señales piloto.
5. Un procedimiento de generación de una señal piloto en un sistema de comunicaciones, que comprende:
 - formar (760) una secuencia de símbolos piloto en función de una secuencia polifásica;
 - transformar (762) la secuencia de símbolos piloto al dominio de frecuencia para obtener una secuencia de símbolos en el dominio de frecuencia;
 - formar una secuencia de símbolos con la secuencia de símbolos de dominio de frecuencia (764) mapeados con un grupo de subbandas de frecuencia adyacentes usadas en la transmisión de señales piloto; y
 - transformar (766) la secuencia resultante de símbolos de dominio de frecuencia al dominio de tiempo para obtener una secuencia de símbolos de salida para su transmisión (770) a través de un canal de comunicaciones.
6. El procedimiento según la reivindicación 5, que comprende además:
 - añadir (768) un prefijo cíclico a la secuencia de símbolos de salida para obtener una secuencia final de símbolos de salida adecuados para su transmisión (770) en el dominio de tiempo a través del canal de comunicaciones.
7. El procedimiento según la reivindicación 5, en el que la secuencia polifásica tiene una envolvente constante en el dominio de tiempo y una respuesta espectral plana en el dominio de frecuencia.
8. El procedimiento según la reivindicación 5, en el que símbolos de datos se envían en un segundo grupo de subbandas de frecuencia que contiene más subbandas de frecuencia que el grupo de subbandas de frecuencia usado en la transmisión de señales piloto.
9. Una unidad de memoria que almacena códigos de software en la misma para realizar las etapas del procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 5 a 8 cuando se ejecutan en un ordenador.
10. Una implementación en software que comprende códigos de software para realizar las etapas del procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 5 a 8 cuando se ejecutan en un ordenador.

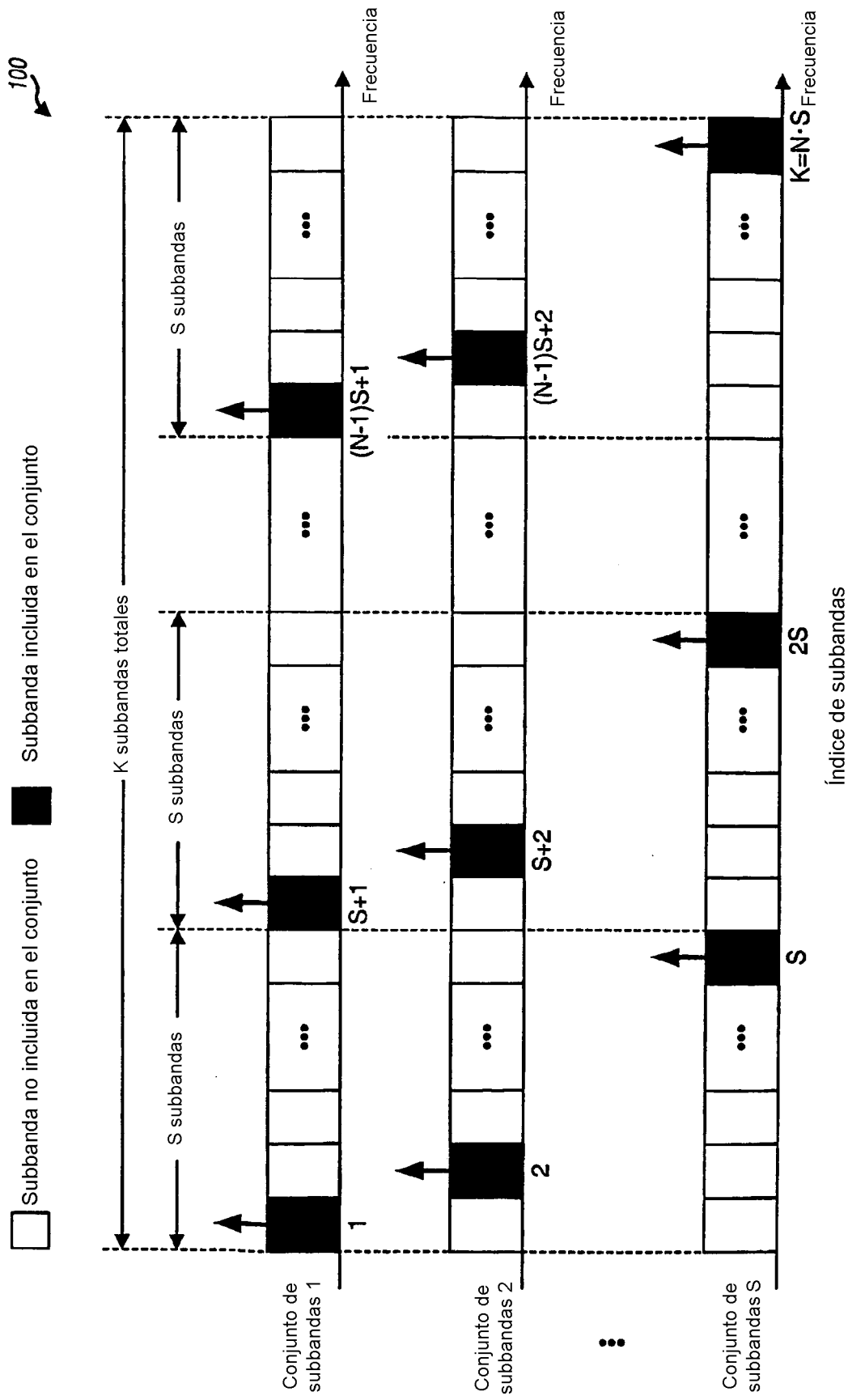


FIG. 1

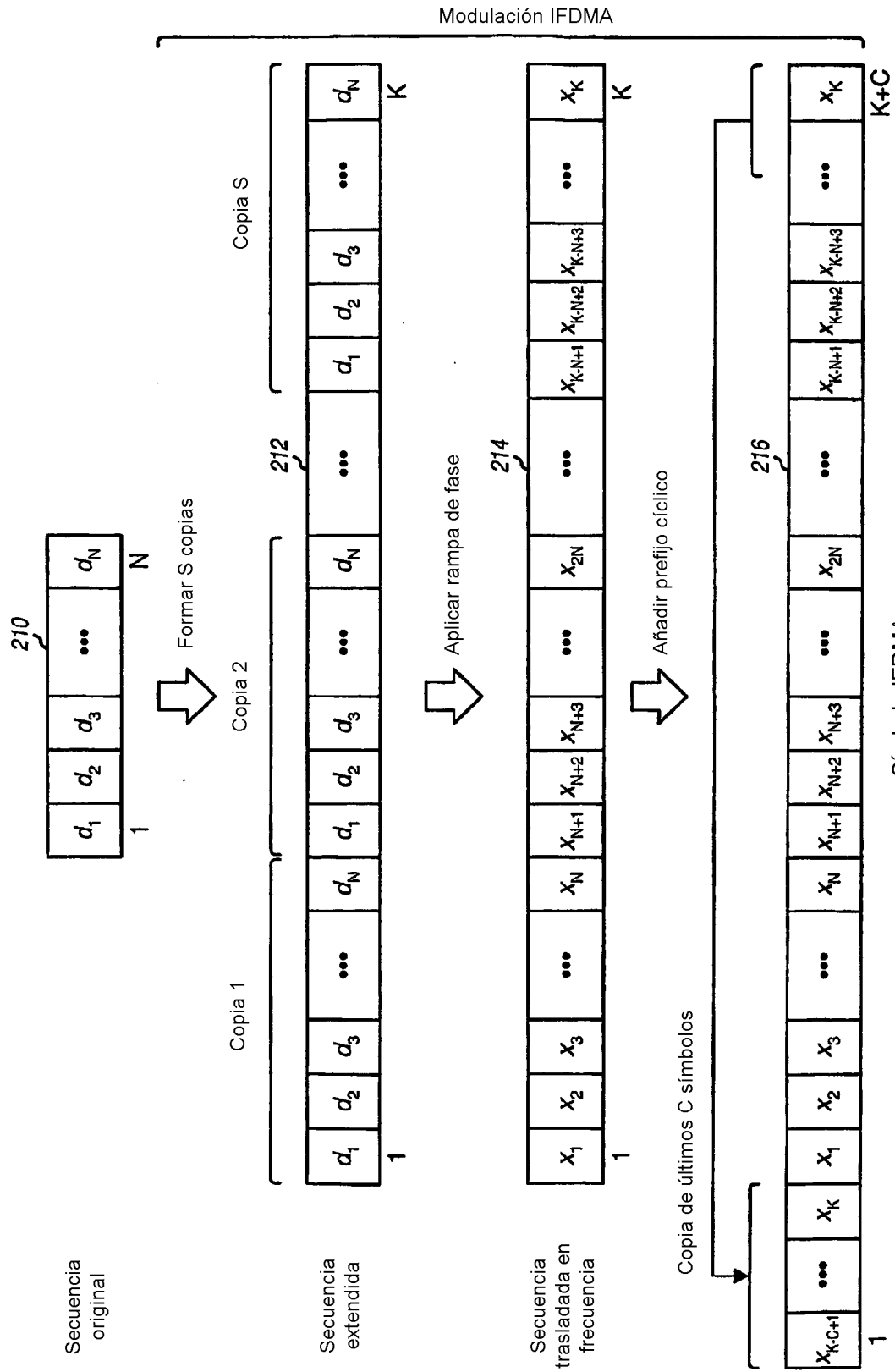


FIG. 2

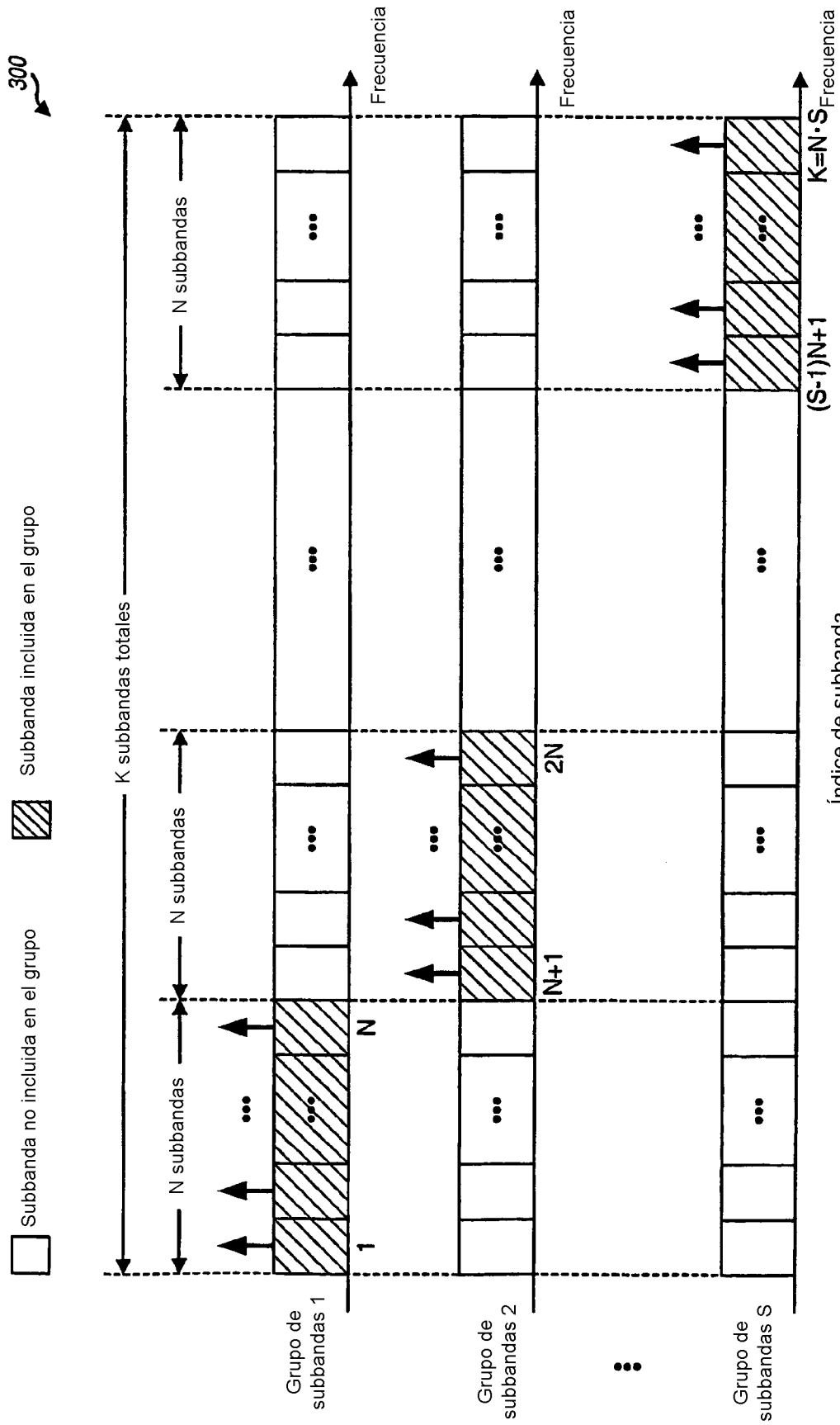


FIG. 3

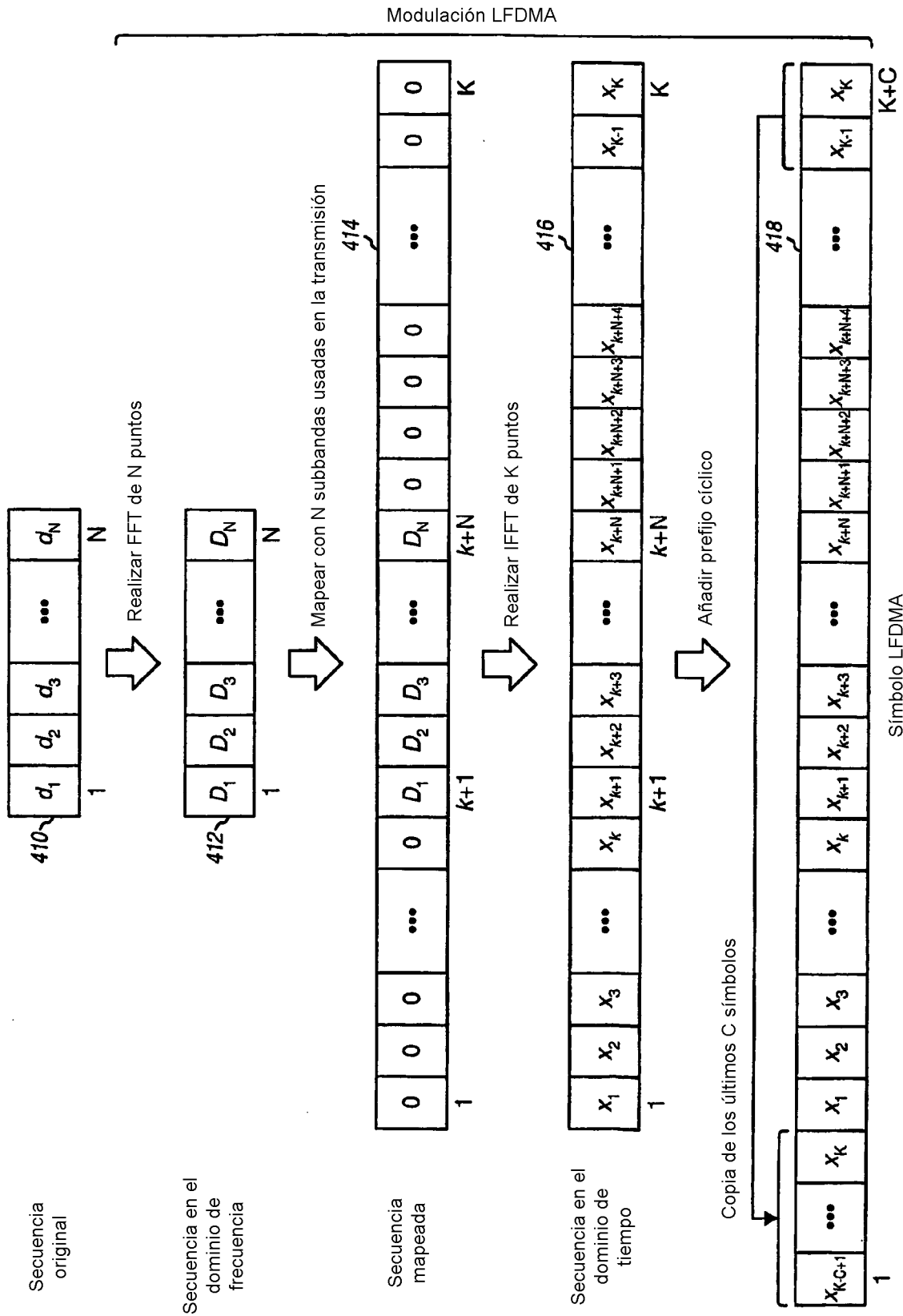


FIG. 4

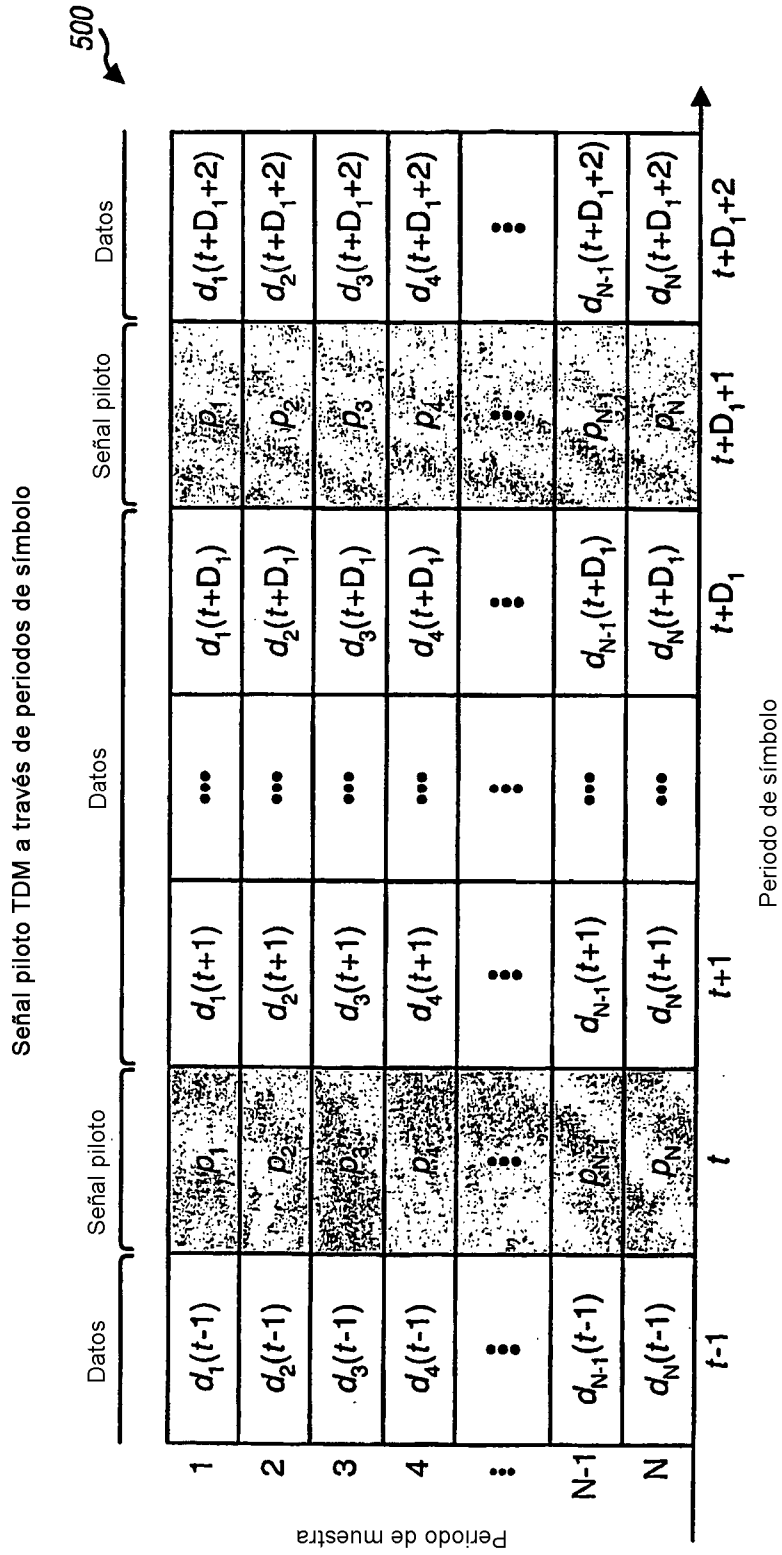


FIG. 5A

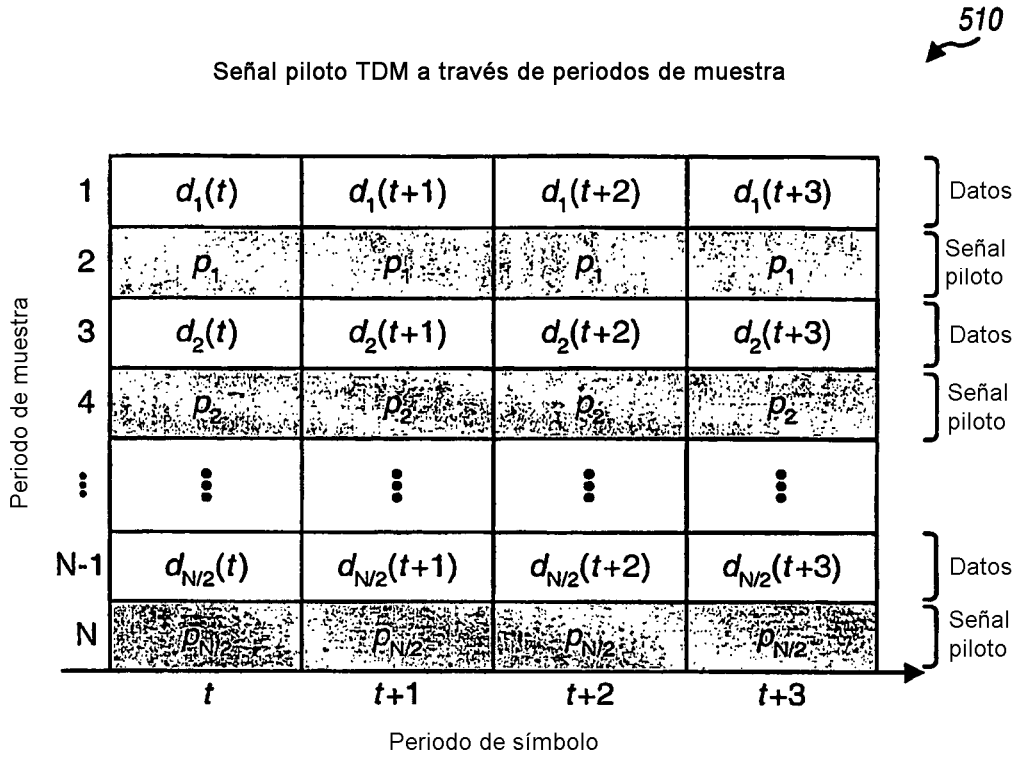


FIG. 5B

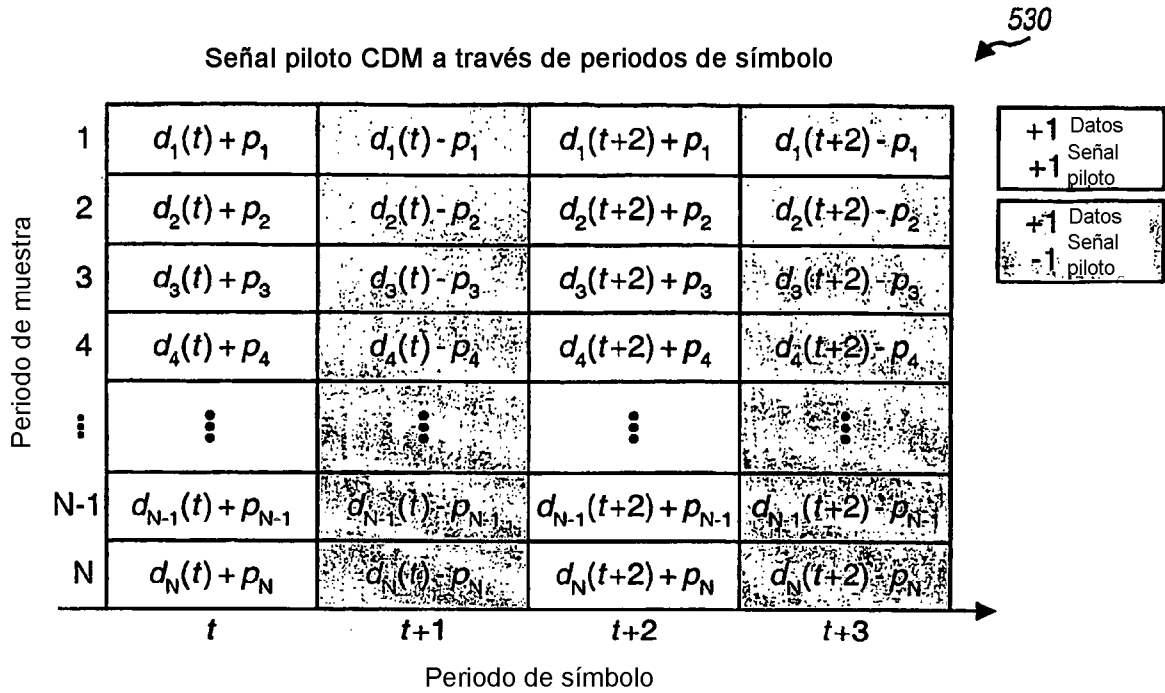


FIG. 5C

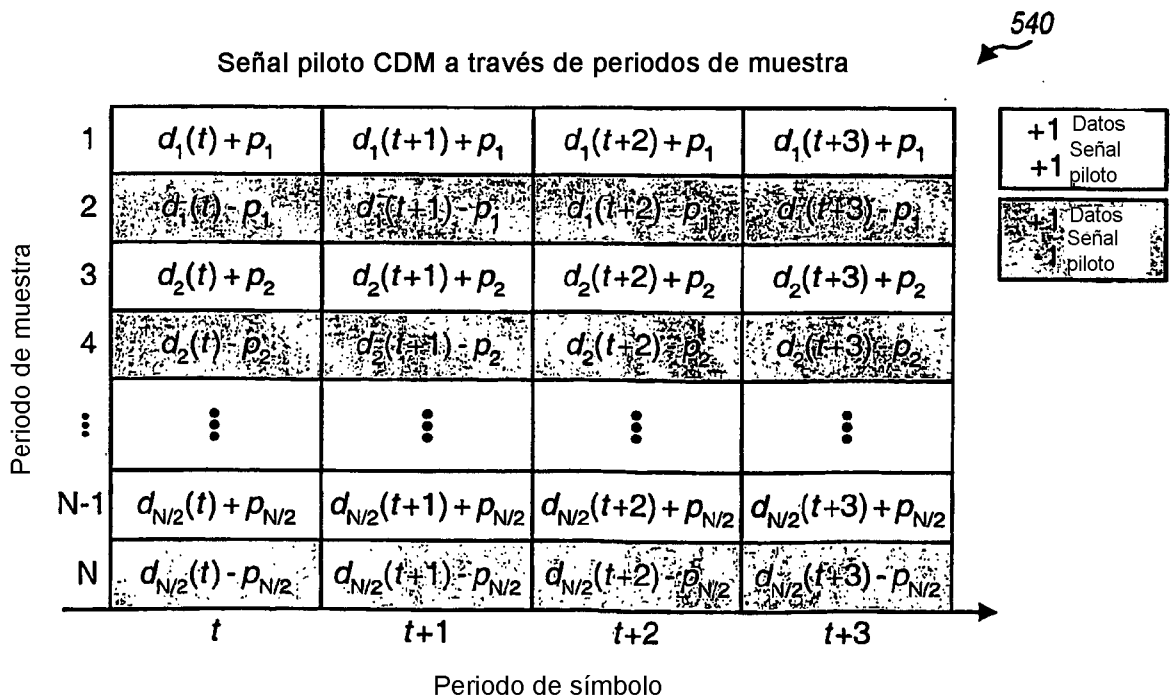


FIG. 5D

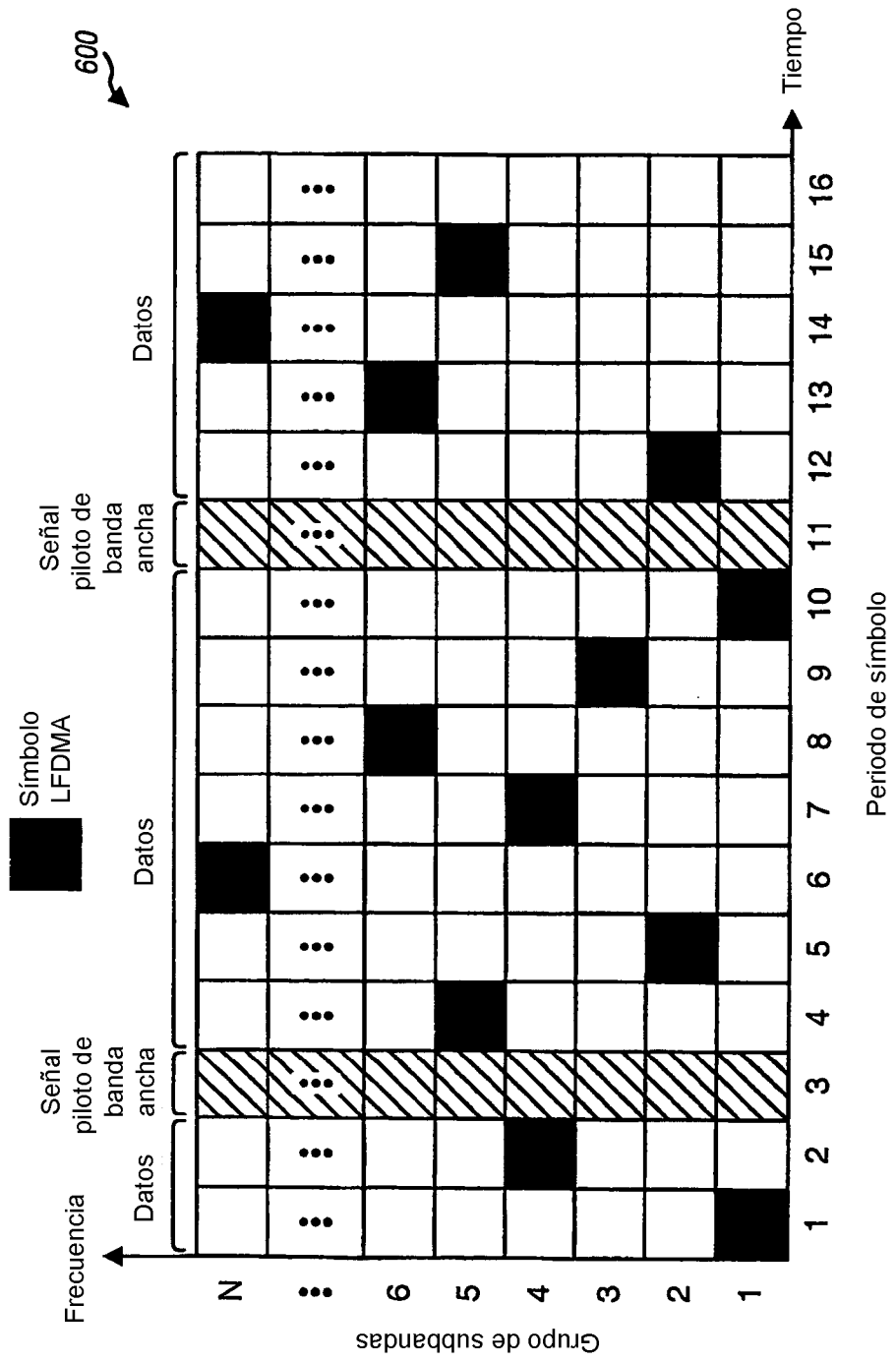


FIG. 6

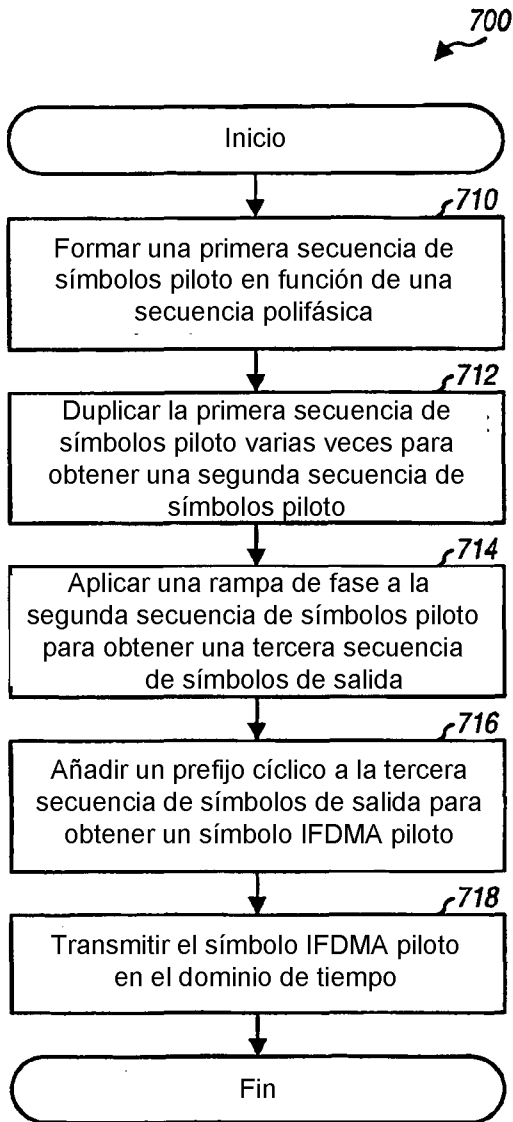


FIG. 7A

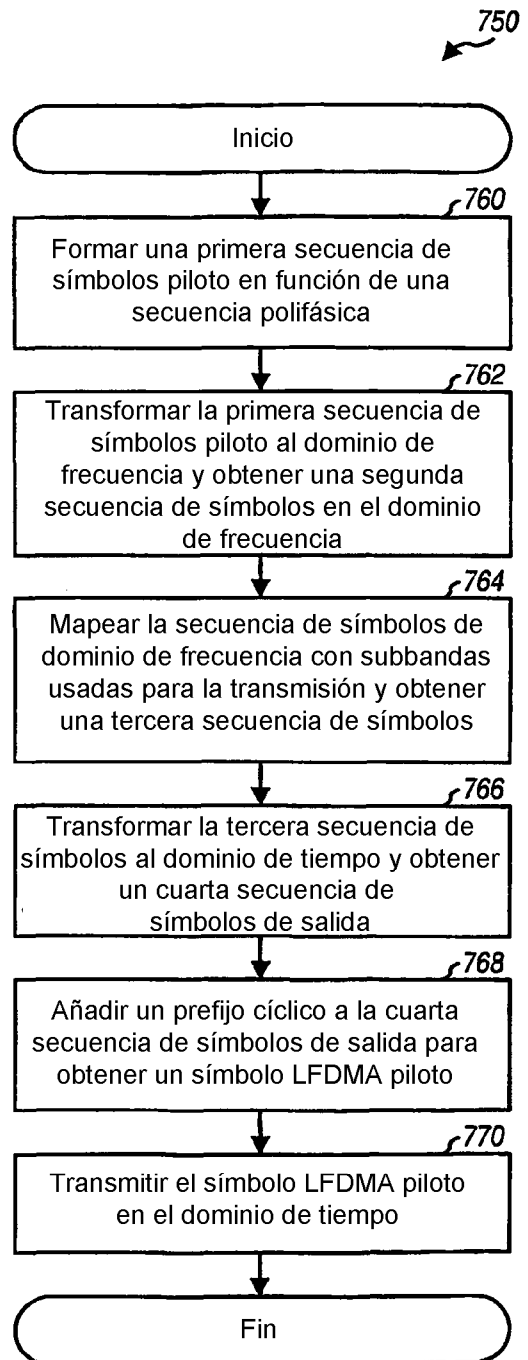


FIG. 7B

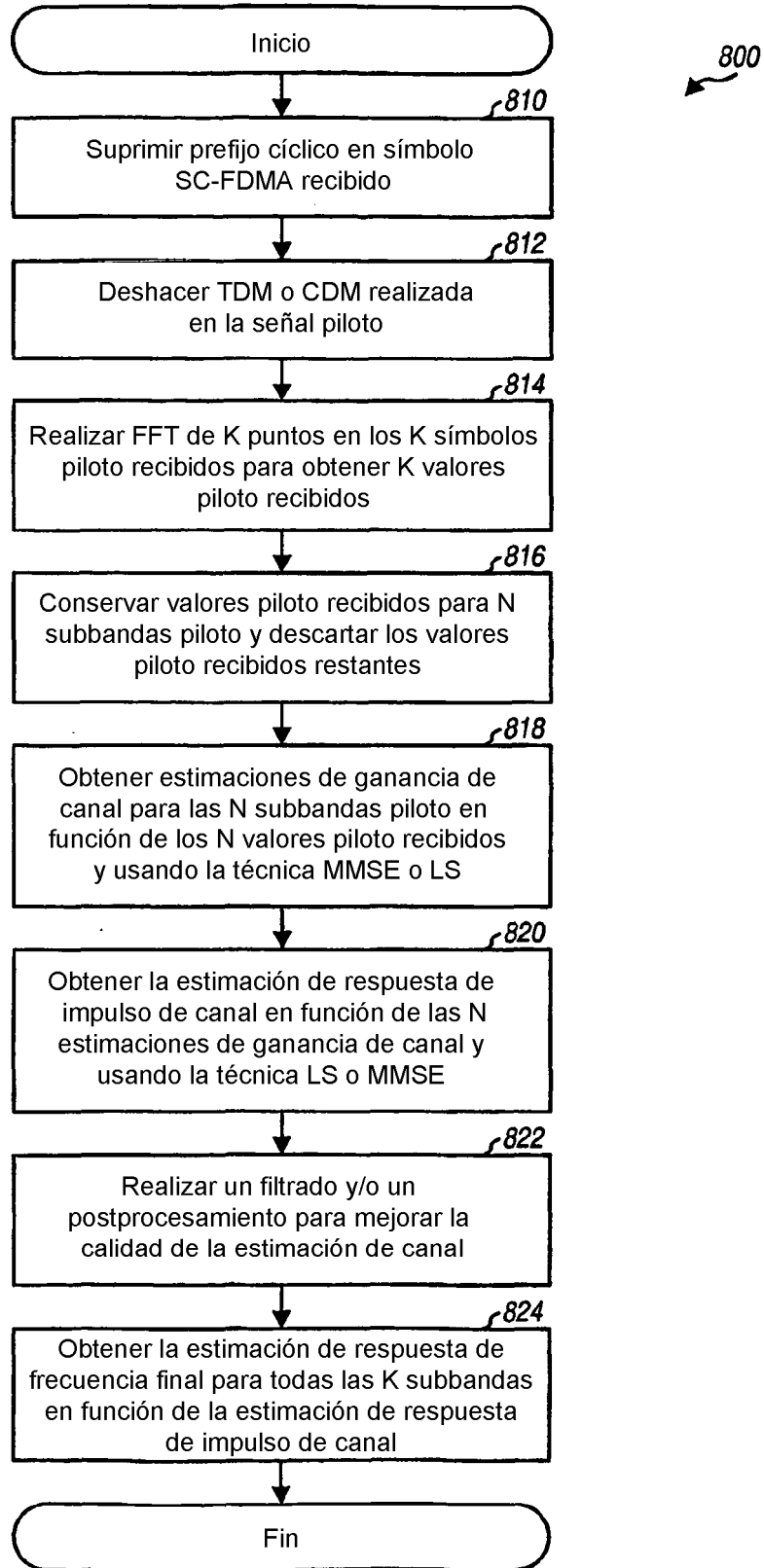


FIG. 8

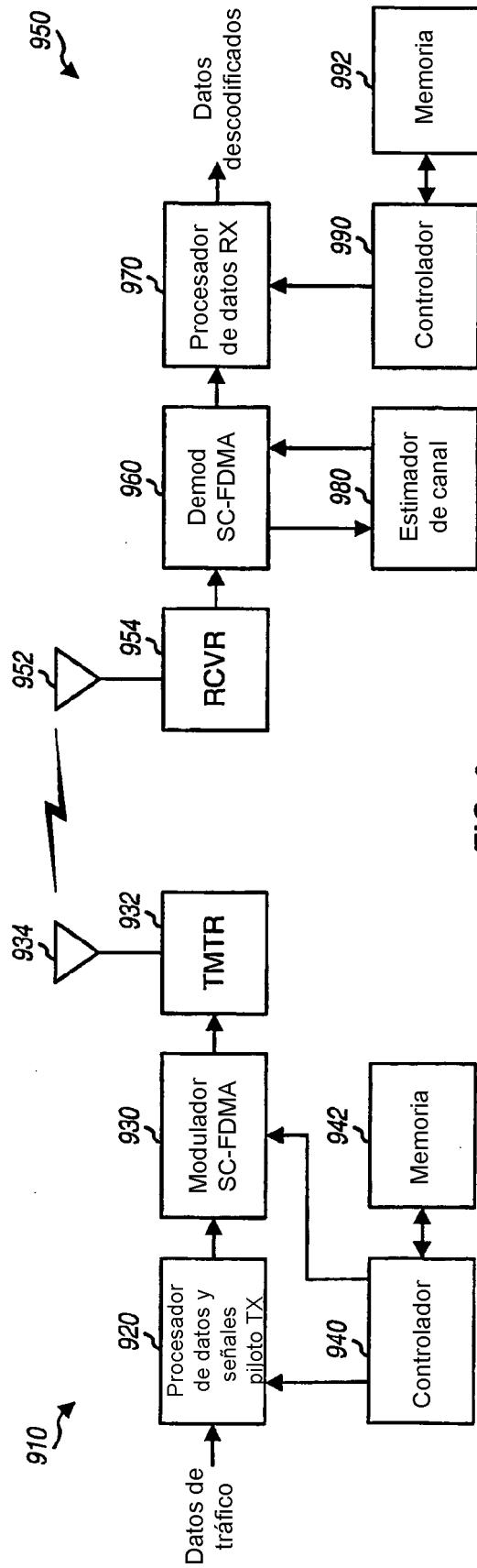
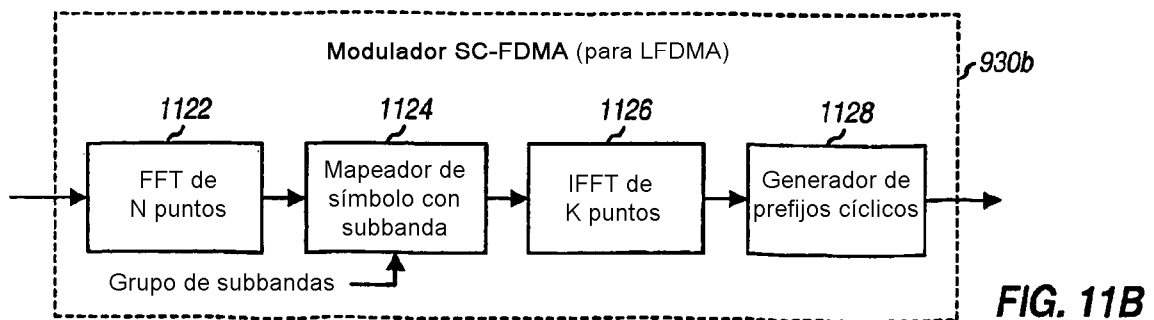
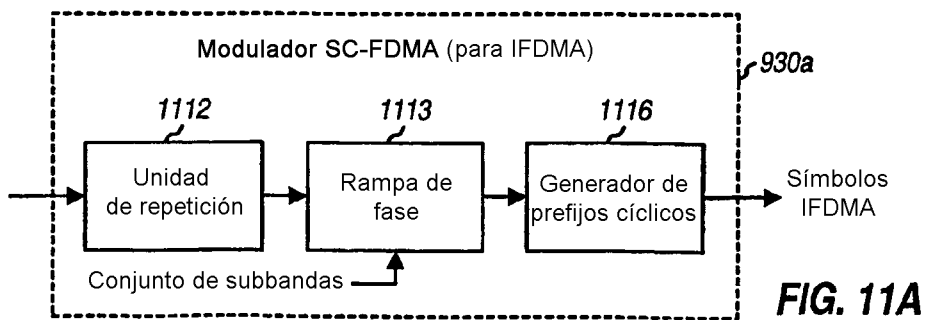
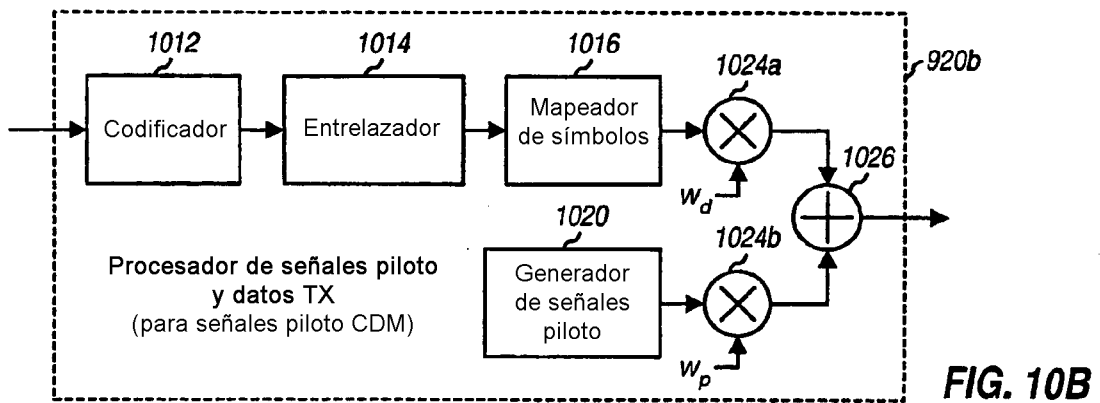
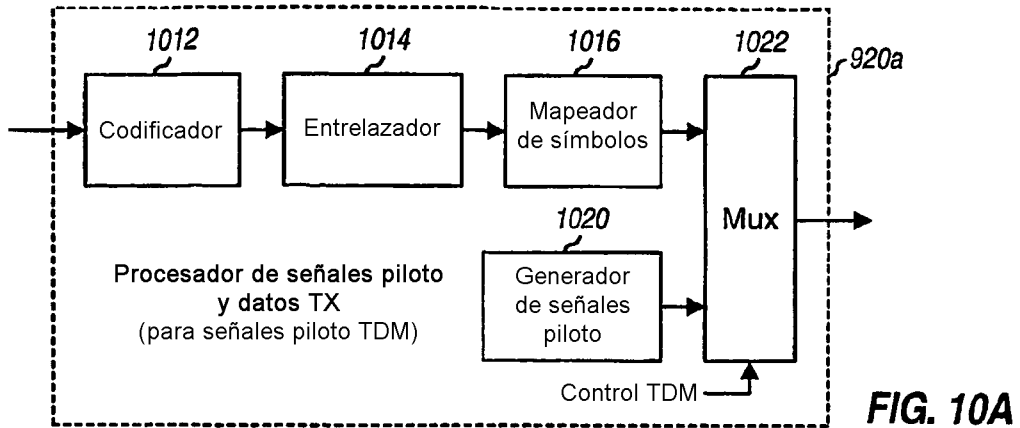


FIG. 9



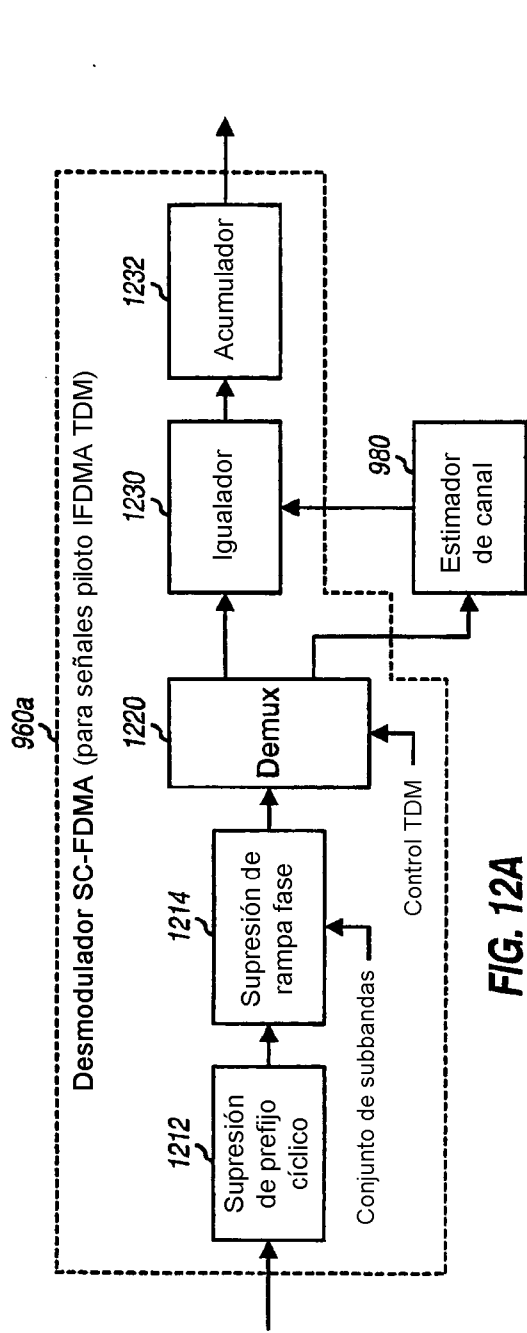


FIG. 12A

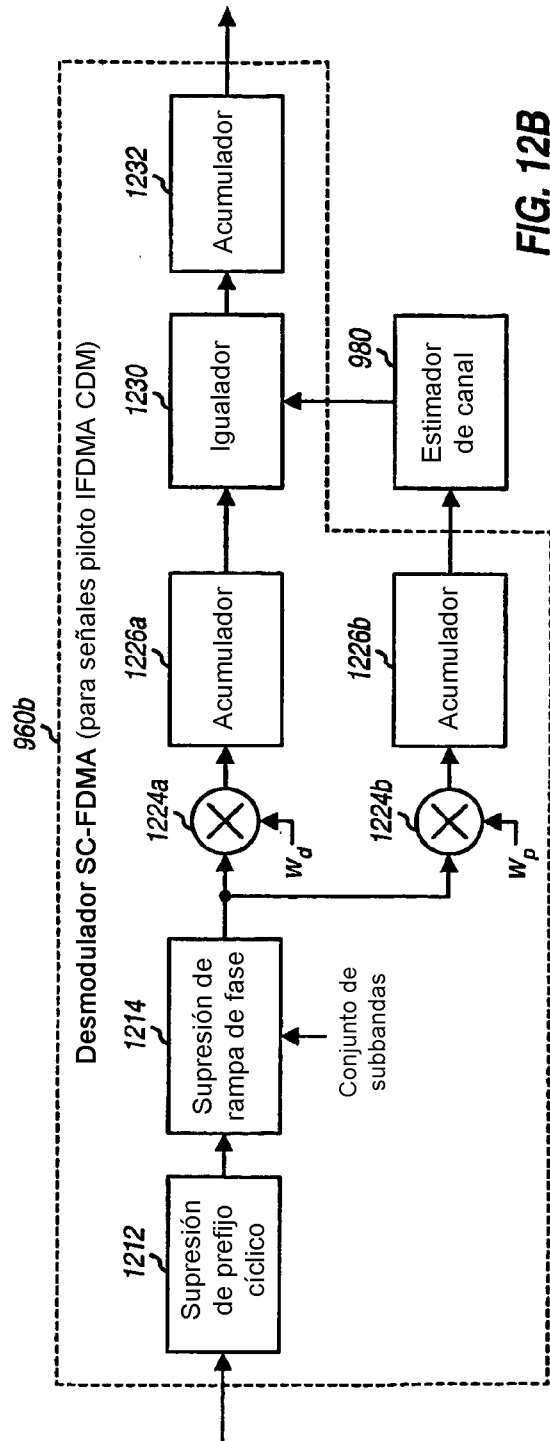


FIG. 12B

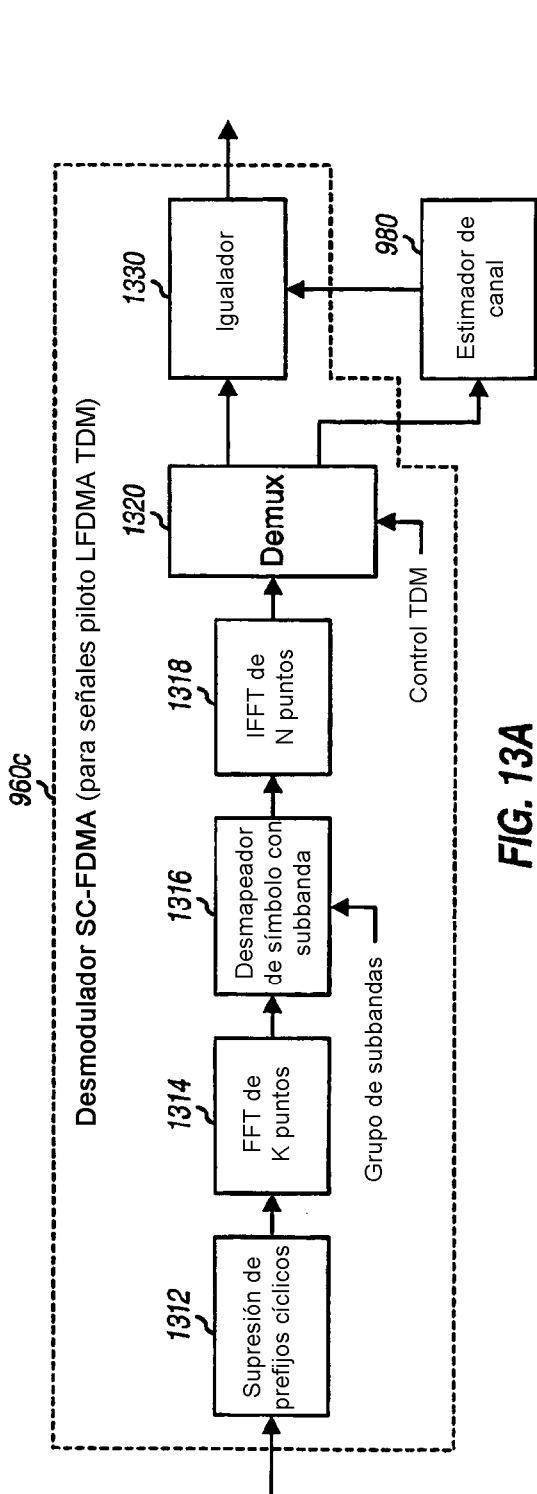


FIG. 13A

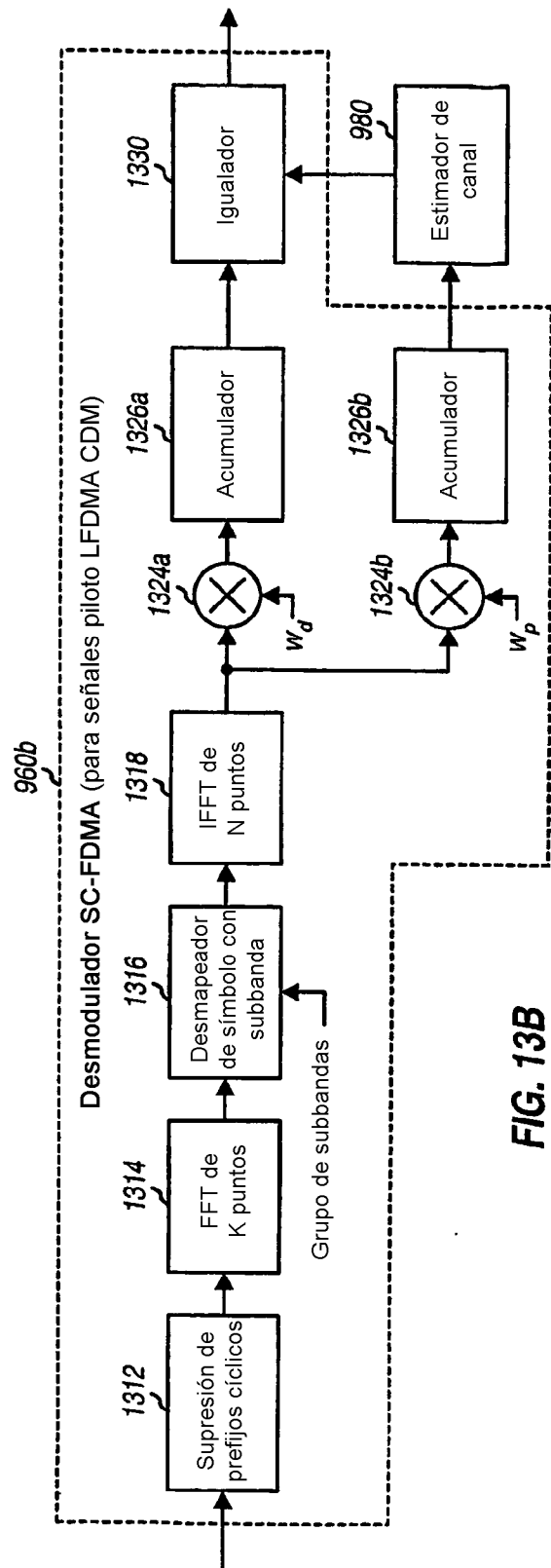


FIG. 13B