

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 614 094**

51 Int. Cl.:

H04L 27/26 (2006.01)

H04B 7/26 (2006.01)

H04L 5/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **07.09.2011 PCT/KR2011/006610**

87 Fecha y número de publicación internacional: **15.03.2012 WO12033335**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **07.09.2011 E 11823768 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **02.11.2016 EP 2615786**

54 Título: **Procedimiento y dispositivo de transmisión de información de control en un sistema de comunicación inalámbrica**

30 Prioridad:

06.09.2011 KR 20110090180

20.10.2010 US 405191 P

08.09.2010 US 380707 P

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

29.05.2017

73 Titular/es:

**LG ELECTRONICS INC. (100.0%)
128, Yeoui-daero, Yeongdeungpo-gu
Seoul, 07336, KR**

72 Inventor/es:

**HAN, SEUNGHEE y
LEE, HYUNWOO**

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 614 094 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

Procedimiento y dispositivo de transmisión de información de control en un sistema de comunicación inalámbrica

Campo técnico

5 La presente invención se refiere a un sistema de comunicación inalámbrica, y más particularmente a un procedimiento y un aparato para transmitir información de control en un sistema de comunicación inalámbrica que puede soportar agregación de portadora (CA).

Antecedentes de la técnica

10 Los sistemas de comunicación inalámbrica se han desarrollado ampliamente para proporcionar diversos tipos de servicios de comunicación tales como servicios de voz o de datos. En general, un sistema de comunicación inalámbrica es un sistema de acceso múltiple que puede comunicar con múltiples usuarios compartiendo recursos de sistema disponibles (tales como ancho de banda, potencia de transmisión (Tx), y similares). Ejemplos del sistema de acceso múltiple incluyen un sistema de Acceso Múltiple por División de Código (CDMA), un sistema de Acceso Múltiple por División en Frecuencia (FDMA), un sistema de Acceso Múltiple por División en el Tiempo (TDMA), un sistema de Acceso Múltiple por División Ortogonal de Frecuencia (OFDMA), y un sistema de Acceso Múltiple por División en Frecuencia de Portadora Única (SC-FDMA).

15 El documento D1 US 2009/175159 A1 (BERTRAND PIERRE [FR] Y COL), 9 de julio de 2009 (09-07-2009) citado en la página 1 desvela un procedimiento para asignar recursos para un indicador de solicitud de planificación, en el que se usan diferentes conjuntos de secuencias ortogonales de longitud 4.

[Divulgación]

20 **[Problema técnico]**

Un objeto de la presente invención es proporcionar un procedimiento y un aparato para transmitir de manera eficaz información de control en un sistema de comunicación inalámbrica. Otro objeto de la presente invención es proporcionar un formato de canal y un procedimiento de procesamiento de señal para transmitir de manera eficaz información de control, y un aparato para lo mismo. Un objeto adicional de la presente invención es proporcionar un procedimiento y un aparato para asignar de manera eficaz recursos para transmitir información de control.

Los objetos de la presente invención no están limitados a aquellos anteriormente descritos y se entenderán otros objetos de manera evidente por los expertos en la materia a partir de la siguiente descripción.

Solución técnica

30 En un aspecto de la presente invención, se proporciona en el presente documento un procedimiento para que un dispositivo de comunicación transmita una señal de Canal de Control de Enlace Ascendente Físico (PUCCH) en un sistema de comunicación inalámbrica, incluyendo el procedimiento (a) extender en bloques un primer símbolo de modulación usando una secuencia ortogonal de longitud 5 ($N_{SF}^{PUCCH} = 5$) que corresponde a un índice de secuencia n_{oc} , (b) extender en bloques un segundo símbolo de modulación usando una secuencia ortogonal de longitud 4 ($N_{SF}^{PUCCH} = 4$) que corresponde al índice de secuencia n_{oc} , (c) realizar desplazamiento cíclico y precodificación de Transformada de Fourier discreta (DFT) después de una pluralidad de secuencias de símbolos de modulación obtenidas a partir de las etapas (a) y (b), y (d) mapear símbolos complejos obtenidos a partir de la etapa (c) a recursos físicos para transmisión de PUCCH, en el que las secuencias ortogonales de longitud 5 y longitud 4 se proporcionan mediante la siguiente tabla.

índice de secuencia n_{oc}	secuencia ortogonal $N_{SF}^{PUCCH} = 5$	$[w_{n_{oc}}(0) \dots w_{n_{oc}}(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$ $N_{SF}^{PUCCH} = 4$
0	[1 1 1 1 1]	[+1 +1 +1 +1]
1	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	[+1 -1 +1 -1]
2	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	[+1 +1 -1 -1]
3	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	[+1 -1 -1 +1]

En otro aspecto de la presente invención, se proporciona en el presente documento un dispositivo de comunicación configurado para transmitir una señal de Canal de Control de Enlace Ascendente Físico (PUCCH) en un sistema de comunicación inalámbrica, incluyendo el dispositivo de comunicación una unidad de Radiofrecuencia (RF), y un procesador, en el que el procesador está configurado para (a) extender en bloques un primer símbolo de modulación

- 5 usando una secuencia ortogonal de longitud 5 ($N_{SF}^{PUCCH} = 5$) que corresponde a un índice de secuencia n_{oc} , (b) extender en bloques un segundo símbolo de modulación usando una secuencia ortogonal de longitud 4 ($N_{SF}^{PUCCH} = 4$) que corresponde al índice de secuencia n_{oc} , (c) realizar desplazamiento cíclico y precodificación de Transformada de Fourier discreta (DFT) después de una pluralidad de secuencias de símbolos de modulación obtenidas a través de la extensión en bloques del primer símbolo de modulación y el segundo símbolo de modulación, y (d) mapear símbolos complejos obtenidos a través del desplazamiento cíclico, y precodificación de DFT a recursos físicos para transmisión de PUCCH, en el que las secuencias ortogonales de longitud 5 y longitud 4 se proporcionan mediante la siguiente tabla.

índice de secuencia n_{oc}	secuencia ortogonal $N_{SF}^{PUCCH} = 5$	$[w_{n_{oc}}(0) \cdots w_{n_{oc}}(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$ $N_{SF}^{PUCCH} = 4$
0	[1 1 1 1 1]	[+1 +1 +1 +1]
1	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	[+1 -1 +1 -1]
2	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	[+1 +1 -1 -1]
3	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	[+1 -1 -1 +1]

La señal de PUCCH puede transmitirse a través de una subtrama para una Señal de Referencia de Sondeo (SRS).

- 15 La señal de PUCCH puede transmitirse usando 5 símbolos de Acceso Múltiple por División en Frecuencia de Portadora Única (SC-FDMA) en el intervalo 0 y puede transmitirse usando 4 símbolos de SC-FDMA en el intervalo 1.

La señal de PUCCH puede transmitirse usando símbolos de SC-FDMA de índices 0, 2, 3, 4 y 6 en el intervalo 0 y puede transmitirse usando símbolos de SC-FDMA de índices 0, 2, 3 y 4 en el intervalo 1.

- 20 La primera secuencia de símbolos de modulación puede transmitirse a través del intervalo 0 y la segunda secuencia de símbolos de modulación puede transmitirse a través del intervalo 1.

La señal de PUCCH puede incluir Información de Control de Enlace Ascendente (UCI).

Una pluralidad de células servidoras pueden configurarse en el dispositivo de comunicación.

[Efectos ventajosos]

- 25 De acuerdo con la presente invención, es posible transmitir de manera eficaz información de control en un sistema de comunicación inalámbrica. Además, es posible proporcionar un formato de canal y un procedimiento de procesamiento de señal para transmitir de manera eficaz información de control. Es también posible asignar de manera eficaz recursos para transmitir información de control.

Las ventajas de la presente invención no están limitadas a aquellas anteriormente descritas y otras ventajas se entenderán de manera evidente por los expertos en la materia a partir de la siguiente descripción.

30 **[Descripción de los dibujos]**

Los dibujos adjuntos, que se incluyen como una parte de la descripción detallada de la invención para mejor entendimiento de la invención, proporcionan realizaciones de la invención e ilustran el espíritu de la invención en combinación con la descripción detallada.

- 35 La Figura 1 ilustra canales físicos usados en un sistema 3GPP LTE, que es un sistema de comunicación inalámbrica ejemplar, y un procedimiento de transmisión de señal general usando los canales físicos.

La Figura 2 ilustra la estructura de una trama de radio.

La Figura 3A ilustra un procedimiento de procesamiento de señal de enlace ascendente.

La Figura 3B ilustra un procedimiento de procesamiento de señal de enlace descendente.

La Figura 4 ilustra un esquema de SC-FDMA y un esquema de OFDMA.

La Figura 5 ilustra un esquema de mapeo de señal en el dominio de la frecuencia para satisfacer las propiedades de portadora única.

La Figura 6 ilustra un procedimiento de procesamiento de señal en el que se mapean muestras de salida de procedimiento de DFT a una portadora única en SC-FDMA agrupado.

5 Las Figuras 7 y 8 ilustran un procedimiento de procesamiento de señal en el que se mapean muestras de salida de procedimiento de DFT a múltiples portadoras en SC-FDMA agrupado.

La Figura 9 ilustra un procedimiento de procesamiento de señal en SC-FDMA segmentado.

La Figura 10 ilustra la estructura de una subtrama de enlace ascendente.

10 La Figura 11 ilustra un procedimiento de procesamiento de señal para transmitir una Señal de Referencia (RS) en enlace ascendente.

La Figura 12 ilustra la estructura de una señal de referencia de demodulación (DMRS) para un PUSCH;

Las Figuras 13 y 14 ilustran una estructura de nivel de intervalo de formatos de PUCCH 1a y 1b;

Las Figuras 15 y 16 ilustran una estructura de nivel de intervalo de formatos de PUCCH 2/2a/2b;

La Figura 17 ilustra canalización de ACK/NACK para formatos de PUCCH 1a y 1b.

15 La Figura 18 ilustra canalización de una estructura en la que se mezclan formatos de PUCCH 1a/1b y formatos de PUCCH 2/2a/2b en el mismo PRB.

La Figura 19 ilustra asignación de PRB para transmisión de PUCCH.

La Figura 20 es un diagrama conceptual que ilustra la gestión de portadoras componente de enlace descendente en una estación base (BS).

20 La Figura 21 es un diagrama conceptual que ilustra la gestión de portadoras componente de enlace ascendente en un equipo de usuario (UE).

La Figura 22 es un diagrama conceptual que ilustra la gestión de múltiples portadoras mediante una entidad de MAC en una BS.

25 La Figura 23 es un diagrama conceptual que ilustra la gestión de múltiples portadoras mediante una entidad de MAC en un UE.

La Figura 24 es un diagrama conceptual que ilustra la gestión de múltiples portadoras mediante una pluralidad de entidades de MAC en una BS.

La Figura 25 es un diagrama conceptual que ilustra la gestión de múltiples portadoras mediante una pluralidad de entidades de MAC en un UE.

30 La Figura 26 es un diagrama conceptual que ilustra la gestión de múltiples portadoras mediante una pluralidad de entidades de MAC en una BS.

La Figura 27 es un diagrama conceptual que ilustra la gestión de múltiples portadoras mediante una pluralidad de entidades de MAC en un UE cuando el UE recibe las portadoras.

35 La Figura 28 ilustra una agregación de portadora asimétrica en la que están enlazadas 5 CC de DL y una CC de UL.

Las Figuras 29A a 29F ilustran una estructura del formato 3 de PUCCH y un procedimiento de procesamiento de señal para la misma.

Las Figuras 30 y 31 ilustran una estructura 3 de PUCCH con una capacidad de multiplexación aumentada y un procedimiento de procesamiento de señal para la misma.

40 La Figura 32 ilustra un formato 3 de PUCCH acortado.

La Figura 33 ilustra la influencia de una distancia de código después de la ortogonalidad de códigos ortogonales.

La Figura 34 ilustra la influencia de una distancia de código después de la ortogonalidad de códigos ortogonales.

La Figura 35 ilustra el rendimiento de ortogonalidad de códigos configurados de acuerdo con una realización de la presente invención.

45 La Figura 36 ilustra un ejemplo en el que se transmiten señales de PUCCH de acuerdo con una realización de la presente invención.

La Figura 37 ilustra una BS y un UE a los que puede aplicarse una realización de la presente invención.

Mejor modo

50 Las siguientes tecnologías pueden usarse en diversos sistemas de acceso de radio tales como un sistema de Acceso Múltiple por División de Código (CDMA), un sistema de Acceso Múltiple por División en Frecuencia (FDMA), un sistema de Acceso Múltiple por División en el Tiempo (TDMA), un sistema de Acceso Múltiple por División Ortogonal de Frecuencia (OFDMA), y un sistema de Acceso Múltiple por División en Frecuencia de Portadora Única (SC-FDMA). CDMA puede implementarse como una tecnología de radio tal como el Acceso de Radio Terrestre Universal (UTRA) o CDMA2000. TDMA puede implementarse como una tecnología de radio tal como el Sistema Global para Comunicación Móvil (GSM), el Servicio General de Paquetes de Radio (GPRS), o Velocidad de Datos Mejorada para la Evolución de GSM (EDGE). OFDMA puede implementarse como una tecnología de radio tal como IEEE 802.11 (Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX), IEEE 802-20, o UTRA Evolucionado (E-UTRA). UTRA es una parte del Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles (UMTS). La Evolución a Largo Plazo del Proyecto Común de Tecnologías Inalámbricas de la 3ª Generación (3GPP LTE) es una parte del UMTS Evolucionado (E-UMTS) que usa E-UTRA. Aunque las siguientes realizaciones se describirán centrándose en 3GPP LTE/LTE-A por claridad de descripción, las características técnicas de la presente invención no están limitadas a 3GPP LTE/LTE-A.

En un sistema de comunicación inalámbrica, un equipo de usuario (UE) recibe información desde una estación base o eNodo B (eNB) en enlace descendente (DL) y transmite información al eNB en enlace ascendente (UL). La

información transmitida o recibida entre un eNB y un UE incluye datos y una diversidad de información de control y pueden estar presentes diversos canales físicos de acuerdo con el tipo/uso de la información transmitida o recibida entre ellos.

5 La Figura 1 ilustra canales físicos usados en un sistema 3GPP LTE y un procedimiento de transmisión de señal general que usa los mismos.

10 Un UE realiza una operación de búsqueda de célula inicial tal como sincronización con un eNB cuando se conecta la alimentación o cuando el UE entra en una nueva célula en la etapa S101. En este punto, el UE puede recibir un Canal de Sincronización Primario (P-SCH) y un Canal de Sincronización Secundario (S-SCH) desde el eNB para conseguir sincronización con el eNB y obtener información tal como un ID de célula. Posteriormente, el UE puede recibir un canal de difusión físico desde el eNB para obtener información de difusión en la célula. En la etapa de búsqueda de célula inicial, el UE puede recibir también una Señal de Referencia de Enlace Descendente (RS de DL) para comprobar un estado de canal de enlace descendente.

15 Cuando el UE ha completado la búsqueda de célula inicial, el UE puede recibir un Canal de Control de Enlace Descendente Físico (PDCCH) y un Canal Compartido de Enlace Descendente Físico (PDSCH) de acuerdo con información incluida en el PDCCH para obtener información de sistema más detallada en la etapa S102.

20 Posteriormente, el UE puede realizar un Procedimiento de Acceso Aleatorio (RACH) en las etapas S103 a S106 para completar el acceso al eNB. En este punto, el UE puede transmitir un preámbulo a través de un Canal de Acceso Aleatorio Físico (PRACH) (S103) y recibir un mensaje de respuesta del preámbulo a través de un PDCCH y un PDSCH que corresponde al PDCCH (S104). En el caso de acceso aleatorio basado en contienda, el UE puede realizar un procedimiento de resolución de contienda que incluye transmisión de PRACH adicional (S105) y recepción de un PDCCH y un PDSCH que corresponde al PDCCH (S106).

25 Después de realizar los procedimientos anteriores, el UE puede realizar recepción de PDCCH/PDSCH (S107) y transmisión de Canal Compartido de Enlace Ascendente Físico (PUSCH)/Canal de Control de Enlace Ascendente Físico (PUCCH) (S108) como un procedimiento de transmisión de señal de enlace ascendente/enlace descendente general. Toda la información de control transmitida desde el UE al eNB se denomina como información de control de enlace ascendente (UCI). La UCI incluye Acuse de recibo/ACK-Negativo de Petición y Repetición Automática Híbrida (HARQ ACK/NACK), Solicitud de Planificación (SR), un Indicador de Calidad de Canal (CQI), un Índice de Matriz de Precodificación (PMI), un Indicador de Clasificación (RI), etc. En esta memoria descriptiva, un HARQ ACK/NACK se denomina como un HARQ-ACK o un ACK/NACK (A/N) por brevedad. El HARQ-ACK incluye al menos uno de un ACK positivo (denominado como un ACK por brevedad), un ACK negativo (NACK), una DTX, y un NACK/DTX. Aunque la UCI se transmite en general mediante un PUCCH, la UCI puede transmitirse también mediante un PUSCH si la información de control y los datos de tráfico necesitan transmitirse simultáneamente. La UCI puede transmitirse aperiódicamente mediante un PUSCH de acuerdo con una solicitud/instrucción de red.

35 La Figura 2 muestra la estructura de una trama de radio. En un sistema de comunicación de paquetes de radio de Multiplexación por División Ortogonal de Frecuencia (OFDM) celular, los paquetes de datos de enlace ascendente/enlace descendente se transmiten en unidades de subtramas. Una subtrama se define como un intervalo de tiempo predeterminado que incluye una pluralidad de símbolos de OFDM. La norma 3GPP LTE soporta una estructura de trama de radio de tipo 1 aplicable a Dúplex por División en Frecuencia (FDD) y una estructura de trama de radio de tipo 2 aplicable a Dúplex por División en el Tiempo (TDD).

40 La Figura 2(a) ilustra la estructura de la trama de radio de tipo 1. Una trama de radio de enlace descendente incluye 10 subtramas y una subtrama incluye dos intervalos en el dominio del tiempo. Un tiempo requerido para transmitir una subtrama se define como un Intervalo de Tiempo de Transmisión (TTI). Por ejemplo, una subtrama puede tener una longitud de 1 ms y un intervalo puede tener una longitud de 0,5 ms. Un intervalo incluye una pluralidad de símbolos de OFDM en el dominio del tiempo e incluye una pluralidad de Bloques de Recursos (RB) en el dominio de la frecuencia. Puesto que el sistema 3GPP LTE usa OFDMA en el enlace descendente, un símbolo de OFDM indica un intervalo de símbolo. Un símbolo de OFDM puede denominarse como un símbolo de SC-FDMA o un intervalo de símbolo. Un RB, que es una unidad de asignación de recursos, puede incluir una pluralidad de subportadoras contiguas en un intervalo.

50 El número de símbolos de OFDM incluidos en un intervalo puede variar de acuerdo con la configuración de un Prefijo Cíclico (CP). El CP se clasifica en un CP extendido y un CP normal. Por ejemplo, cuando los símbolos de OFDM están configurados usando CP normales, el número de símbolos de OFDM incluidos en un intervalo puede ser siete. Cuando los símbolos de OFDM están configurados usando CP extendidos, la longitud de un símbolo de OFDM se aumenta de manera que el número de símbolos de OFDM incluidos en un intervalo es menor que la del caso del CP normal. En caso del CP extendido, por ejemplo, el número de símbolos de OFDM incluidos en un intervalo puede ser seis. Cuando un estado de canal es inestable, por ejemplo, como cuando un UE se mueve a una alta velocidad, el CP extendido puede usarse para reducir adicionalmente la interferencia entre símbolos.

55 Cuando se usa el CP normal, un intervalo incluye siete símbolos de OFDM y por lo tanto una subtrama incluye 14 símbolos de OFDM. En este punto, hasta los primeros tres símbolos de OFDM de cada subtrama pueden asignarse

a un Canal de Control de Enlace Descendente Físico (PDCCH) y los restantes símbolos de OFDM pueden asignarse a un Canal Compartido de Enlace Descendente Físico (PDSCH).

La Figura 2 (b) ilustra la estructura de la trama de radio de tipo 2. La trama de radio de tipo 2 incluye dos semitramas, cada una de las cuales incluye cinco subtramas, un intervalo de tiempo de piloto de enlace descendente (DwPTS), un Periodo de Guarda (GP), y un intervalo de tiempo de piloto de enlace ascendente (UpPTS). Una subtrama incluye dos intervalos. El DwPTS se usa para búsqueda de célula inicial, sincronización o estimación de canal en un UE. El UpPTS se usa para estimación de canal y sincronización de transmisión de enlace ascendente en un eNB. El Periodo de Guarda es un intervalo para eliminar la interferencia que tiene lugar en el enlace ascendente debido a retardo multi-trayectoria de una señal de enlace descendente entre el enlace ascendente y el enlace descendente.

La estructura de la trama de radio es únicamente ejemplar y el número de subtramas incluidas en la trama de radio, el número de intervalos incluidos en la subtrama o el número de símbolos incluidos en el intervalo puede cambiarse de diversas maneras.

La Figura 3A ilustra un procedimiento de procesamiento de señal que realiza un UE para transmitir una señal de enlace ascendente.

Un módulo 210 de mezclado puede mezclar una señal de transmisión usando una señal de mezclado específica de UE para transmitir la señal de enlace ascendente. La señal mezclada se introduce al mapeador 220 de modulación y el mapeador 220 de modulación a continuación modula la señal mezclada en símbolos complejos usando un esquema de modulación, tal como Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria (BPSK), Modulación por Desplazamiento de Fase Cuaternaria (QPSK), o Modulación por Amplitud en Cuadratura de 16 (16QAM)/ Modulación por Amplitud en Cuadratura de 64 (64QAM), de acuerdo con el tipo de la señal de transmisión y/o un estado de canal. Un precodificador 230 de transformación procesa e introduce los símbolos complejos modulados a un mapeador 240 de elemento de recurso. El mapeador 240 de elemento de recurso puede mapear los símbolos complejos procesados a elementos de recurso de tiempo-frecuencia. La señal mapeada puede transmitirse a la BS a través de una antena mediante un único generador 250 de señal de Acceso Múltiple por División en Frecuencia de Portadora Única (SC-FDMA).

La Figura 3B ilustra un procedimiento de procesamiento de señal que realiza la BS para transmisión de una señal de enlace descendente.

En el sistema 3GPP LTE, la BS puede transmitir una o más palabras de código en el enlace descendente. Las palabras de código pueden analizarse en símbolos complejos a través de un módulo 301 de mezclado y un mapeador 302 de modulación de la misma manera que en el enlace ascendente. Posteriormente, los símbolos complejos modulados pueden mapearse a una pluralidad de capas mediante un mapeador 303 de capa y cada capa puede a continuación asignarse a una antena de transmisión correspondiente después de multiplicarse por una matriz de precodificación predeterminada mediante un módulo 304 de precodificación. La señal de transmisión procesada de cada antena se mapea a un elemento de recurso de tiempo-frecuencia (RE) mediante un mapeador 305 de RE y puede a continuación transmitirse a través de una antena correspondiente mediante un generador 306 de señal de OFDMA.

Cuando un UE transmite una señal de enlace ascendente en un sistema de comunicación inalámbrica, puede haber un problema de Relación de Potencia Pico a Media (PAPR) en comparación con cuando una BS transmite una señal de enlace descendente. Por lo tanto, la transmisión de señal de enlace ascendente se realiza usando el esquema de SC-FDMA mientras que la transmisión de señal de enlace descendente se realiza usando el esquema de OFDMA como se ha descrito anteriormente con referencia a las Figuras 3A y 3B.

La Figura 4 ilustra un esquema de SC-FDMA y un esquema de OFDMA. El sistema 3GPP emplea el esquema de OFDMA en el enlace descendente y el esquema de SC-FDMA en el enlace ascendente.

Como se muestra en la Figura 4, un UE para transmisión de señal de enlace ascendente y una BS para transmisión de señal de enlace descendente son similares en que ambos incluyen un convertidor 401 de Serie a Paralelo, un mapeador 403 de subportadora, un módulo 404 de IDFT de M puntos y un módulo 406 de adición de Prefijo Cíclico (CP). Sin embargo, un UE para transmitir una señal usando el esquema de SC-FDMA incluye adicionalmente un módulo 402 de DFT de N puntos. El módulo 402 de DFT de N puntos compensa una cierta parte de la influencia de procesamiento de IDFT del módulo 1504 de IDFT de M puntos para permitir que una señal de transmisión tenga propiedades de portadora única.

La Figura 5 ilustra un esquema de mapeo de señal en el dominio de la frecuencia para satisfacer las propiedades de portadora única. La Figura 5 (a) muestra un esquema de mapeo localizado y la Figura 5 (b) muestra un esquema de mapeo distribuido.

Un esquema de SC-FDMA agrupado que es una forma modificada del esquema de SC-FDMA se describe como sigue. En el esquema de SC-FDMA agrupado, las muestras de salida de procedimiento de DFT se dividen en subgrupos en un procedimiento de mapeo de subportadora y se mapean no contiguamente en el dominio de la

frecuencia (o dominio de subportadora).

La Figura 6 muestra un procedimiento de procesamiento de señal en el que las muestras de salida de procedimiento de DFT se mapean a una portadora única en el procedimiento de SC-FDMA agrupado. Las Figuras 7 y 8 muestran un procedimiento de procesamiento de señal en el que las muestras de salida de procedimiento de DFT se mapean a múltiples portadoras en el SC-FDMA agrupado. Se aplica SC-FDMA agrupado dentro de las portadoras al ejemplo de la Figura 6 y se aplica SC-FDMA agrupado entre las portadoras a los ejemplos de las Figuras 7 y 8. Específicamente, la Figura 7 muestra un ejemplo en el que se genera una señal a través de un único bloque de IFFT cuando se definen espaciados de subportadora entre portadoras componente adyacentes en el caso en que las portadoras componente estén asignadas contiguamente en el dominio de la frecuencia. La Figura 8 muestra un ejemplo en el que se genera una señal a través de una pluralidad de bloques de IFFT cuando las portadoras componente se han asignado no contiguamente al dominio de la frecuencia.

La Figura 9 muestra un procedimiento de procesamiento de señal en SC-FDMA segmentado.

SC-FDMA segmentado simplemente amplía la extensión de DFT y la estructura de mapeo de subportadora de frecuencia de IFFT de SC-FDMA convencional puesto que las DFT e IFFT están en una relación de uno a uno ya que se aplica el mismo número de IFFT que el de las DFT. SC-FDMA segmentado también se denomina como NxSC-FDMA o NxDFT-s-OFDMA. Estos esquemas se denominan de manera colectiva como SC-FDMA segmentado. Como se muestra en la Figura 9, para aliviar los requisitos de características de portadora única, el esquema de SC-FDMA segmentado agrupa todos los símbolos de modulación de dominio de tiempo en N grupos (siendo N un número entero mayor que 1) de manera que se realiza un procedimiento de DFT en unidades de un grupo.

La Figura 10 ilustra la estructura de una subtrama de UL.

Como se muestra en la Figura 10, la subtrama de UL incluye una pluralidad de intervalos (por ejemplo, dos intervalos). Cada intervalo puede incluir una pluralidad de símbolos de SC-FDMA, el número del cual varía de acuerdo con la longitud de un CP. Por ejemplo, en el caso de un CP normal, un intervalo puede incluir siete símbolos de SC-FDMA. Una subtrama de UL se divide en una región de datos y una región de control. La región de datos incluye un PUSCH y se usa para transmitir una señal de datos tal como voz. La región de control incluye un PUCCH y se usa para transmitir información de control. El PUCCH incluye un par de RB (por ejemplo, m=0, 1, 2, 3) localizados en ambos extremos de la región de datos en el eje de frecuencia (específicamente, un par de RB a localizaciones de frecuencia espejadas) y saltos entre intervalos. La información de control de UL (es decir, UCI) incluye HARQ ACK/NACK, Información de Calidad de Canal (CQI), Indicador de Matriz de Precodificación (PMI), e Indicador de Clasificación (RI).

La Figura 11 ilustra un procedimiento de procesamiento de señal para transmitir una señal de referencia (RS) en el enlace ascendente. Como se muestra en la Figura 11, los datos se transforman en una señal de dominio de frecuencia mediante un precodificador de DFT y la señal a continuación se transmite después de someterse a mapeo de frecuencia e IFFT. Por otra parte, una RS no pasa a través del precodificador de DFT. Más específicamente, una secuencia de RS se genera directamente en el dominio de la frecuencia (S11) y se transmite a continuación después de someterse secuencialmente a un procedimiento de mapeo localizado (S12), un procedimiento de IFFT (S13), y un procedimiento de anexión de CP (S14).

La secuencia de RS $r_{u,v}^{(\alpha)}(n)$ se define mediante un desplazamiento cíclico α de una secuencia de base y puede expresarse mediante la Expresión 1.

Expresión 1

$$r_{u,v}^{(\alpha)}(n) = e^{j\alpha n} \bar{r}_{u,v}(n), \quad 0 \leq n < M_{sc}^{RS}$$

donde $M_{sc}^{RS} = mN_{sc}^{RB}$ indica la longitud de la secuencia de RS, N_{sc}^{RB} indica el tamaño de un bloque de recurso representado en subportadoras, y m es $1 \leq m \leq N_{RB}^{max, UL}$. $N_{RB}^{max, UL}$ indica una banda de transmisión de UL máxima.

Una secuencia de base $\bar{r}_{u,v}(n)$ se divide en varios grupos. $u \in \{0, 1, \dots, 29\}$ indica número de grupo, y v corresponde a un número de secuencia de base en un grupo correspondiente. Cada grupo incluye una secuencia de base $v = 0$

que tiene una longitud de $M_{sc}^{RS} = mN_{sc}^{RB}$ ($1 \leq m \leq 5$) y dos secuencias de base $v = 0, 1$ que tienen

una longitud de $M_{sc}^{RS} = mN_{sc}^{RB}$ ($6 \leq m \leq N_{RB}^{max,UL}$) . El número de grupo de secuencia u y el número v en un grupo correspondiente pueden cambiarse con el tiempo. La secuencia de base $\bar{r}_{u,v}(0), \dots, \bar{r}_{u,v}(M_{sc}^{RS} - 1)$ se define basándose en una longitud de secuencia M_{sc}^{RS} .

5 La secuencia de base que tiene una longitud de $3N_{sc}^{RB}$ o más pueden definirse como sigue. Con respecto a $M_{sc}^{RS} \geq 3N_{sc}^{RB}$, la secuencia de base $\bar{r}_{u,v}(0), \dots, \bar{r}_{u,v}(M_{sc}^{RS} - 1)$ se proporciona mediante la siguiente Expresión 2.

Expresión 2

$$\bar{r}_{u,v}(n) = x_q(n \bmod N_{ZC}^{RS}), \quad 0 \leq n < M_{sc}^{RS}$$

donde puede definirse una secuencia Zadoff-Chu de raíz de orden q mediante la siguiente Expresión 3.

Expresión 3

$$x_q(m) = e^{-j \frac{\pi q m(m+1)}{N_{ZC}^{RS}}}, \quad 0 \leq m \leq N_{ZC}^{RS} - 1$$

10 donde q satisface la siguiente Expresión 4.

Expresión 4

$$q = \lfloor \bar{q} + 1/2 \rfloor + v \cdot (-1)^{\lfloor 2\bar{q} \rfloor}$$

$$\bar{q} = N_{ZC}^{RS} \cdot (u + 1) / 31$$

donde la longitud N_{ZC}^{RS} de la secuencia Zadoff-Chue se proporciona por el número primo más grande, satisfaciendo por lo tanto $N_{ZC}^{RS} < M_{sc}^{RS}$.

15 Una secuencia de base que tiene una longitud de menos de $3N_{sc}^{RB}$ puede definirse como sigue. En primer lugar, para $M_{sc}^{RS} = N_{sc}^{RB}$ y $M_{sc}^{RS} = 2N_{sc}^{RB}$, la secuencia de base se proporciona como se muestra en la Expresión 5.

Expresión 5

$$\bar{r}_{u,v}(n) = e^{j\varphi(n)\pi/4}, \quad 0 \leq n \leq M_{sc}^{RS} - 1$$

donde los valores $\varphi(n)$ para $M_{sc}^{RS} = N_{sc}^{RB}$ y $M_{sc}^{RS} = 2N_{sc}^{RB}$ se proporcionan mediante la siguiente Tabla 1, respectivamente.

Tabla 1

u	$\varphi(0), \dots, \varphi(11)$											
0	-1	1	3	-3	3	3	1	1	3	1	-3	3
1	1	1	3	3	3	-1	1	-3	-3	1	-3	3
2	1	1	-3	-3	-3	-1	-3	-3	1	-3	1	-1
3	-1	1	1	1	1	-1	-3	-3	1	-3	3	-1
4	-1	3	1	-1	1	-1	-3	-1	1	-1	1	3
5	1	-3	3	-1	-1	1	1	-1	-1	3	-3	1
6	1	3	3	3	3	3	1	1	3	3	-3	1
7	-3	-1	-1	-1	1	-3	3	-1	1	-3	3	1
8	1	3	3	1	1	1	1	1	1	3	-1	1
9	1	-3	-1	3	3	-1	-3	1	1	1	1	1
10	-1	3	-1	1	1	-3	-3	-1	-3	-3	3	-1
11	3	1	-1	-1	3	3	-3	1	3	1	3	3
12	1	-3	1	1	-3	1	1	1	-3	-3	-3	1
13	3	3	-3	3	-3	1	1	3	-1	-3	3	3
14	-3	1	-1	-3	-1	3	1	3	3	3	-1	1
15	3	-1	1	-3	-1	-1	1	1	3	1	-1	-3
16	1	3	1	-1	1	3	3	3	-1	-1	3	-1
17	-3	1	1	3	-3	3	-3	-3	3	1	3	-1
18	-3	3	1	1	-3	1	-3	-3	-1	-1	1	-3
19	-1	3	1	3	1	-1	-1	3	-3	-1	-3	-1
20	-1	-3	1	1	1	1	3	1	-1	1	-3	-1
21	-1	3	-1	1	-3	-3	-3	-3	-3	1	-1	-3
22	1	1	-3	-3	-3	-3	-1	3	-3	1	-3	3
23	1	1	-1	-3	-1	-3	1	-1	1	3	-1	1
24	1	1	3	1	3	3	-1	1	-1	-3	-3	1
25	1	-3	3	3	1	3	3	1	-3	-1	-1	-3
26	1	3	-3	-3	3	-3	1	-1	3	-1	-3	-3
27	-3	-1	-3	-1	-3	-3	1	-1	1	3	-3	-3
28	-1	3	-3	3	-1	3	3	-3	3	3	-1	-1
29	3	-3	-3	-1	-1	-3	-1	3	-3	3	1	-1

Tabla 2

u	$\varphi(0), \dots, \varphi(23)$																								
0	-1	3	1	3	3	1	1	3	3	3	1	3	3	3	1	1	1	3	3	3	3	1	3		
1	-3	3	3	3	3	1	3	3	3	1	1	1	1	3	1	1	3	3	3	1	3	1	1	3	
2	3	1	3	3	1	1	3	3	3	3	3	1	1	3	1	1	1	1	3	1	1	1	3	3	
3	-1	3	1	1	3	3	1	1	3	1	1	1	3	1	3	1	1	3	1	1	3	1	3	1	
4	-1	1	1	3	3	1	1	1	3	3	1	3	1	1	1	3	1	1	3	3	1	3	1	1	
5	-3	1	1	3	1	1	3	1	3	1	3	1	1	1	1	3	1	3	3	3	3	3	3	1	1
6	1	1	1	1	3	3	3	3	3	1	1	1	1	1	1	1	1	3	1	1	1	3	1	3	
7	-3	3	3	1	1	3	1	3	1	3	1	3	1	1	1	3	1	1	1	3	3	1	1	1	
8	-3	1	3	3	1	1	3	3	3	3	1	1	1	1	1	3	3	3	1	3	3	3	1	3	
9	1	1	3	3	3	1	3	1	3	3	3	3	3	1	1	1	3	1	1	1	1	3	1	1	
10	-1	1	3	3	3	1	3	1	1	3	3	3	1	3	3	1	1	1	3	3	1	1	1	3	
11	1	3	3	3	3	1	3	1	1	3	3	3	3	3	3	3	3	3	1	3	3	1	1	3	1
12	1	3	3	1	1	1	1	1	1	3	3	1	1	1	3	3	3	1	3	3	3	1	3	1	
13	3	1	1	1	1	3	1	3	3	1	1	1	3	3	3	1	1	1	3	1	3	1	3	3	
14	-3	3	3	1	3	1	3	3	1	3	1	1	3	3	1	1	3	1	3	1	3	1	1	3	
15	-1	1	1	3	1	3	3	1	1	3	1	3	1	3	1	1	3	3	1	1	3	3	3	1	
16	-1	3	3	1	1	1	1	1	1	3	3	1	3	3	1	1	1	3	1	3	1	1	3	1	
17	1	3	1	3	3	1	3	1	1	3	3	3	3	1	1	1	3	1	3	1	3	1	1	1	
18	1	1	1	1	1	1	3	1	3	1	1	3	3	1	3	1	1	1	3	3	3	1	1	3	
19	1	3	3	1	1	3	3	1	3	3	3	3	3	1	1	1	1	3	1	1	3	1	3	3	
20	-1	3	3	3	3	3	1	1	3	1	3	3	1	3	3	1	3	1	1	1	3	3	1	1	
21	-3	3	1	1	1	1	1	1	1	3	1	3	1	1	1	1	1	1	3	3	3	1	1	3	
22	-3	1	3	3	1	1	3	1	3	3	3	3	3	3	1	1	3	1	3	1	3	3	1	3	
23	-1	1	1	1	3	3	3	1	3	3	3	1	3	1	3	1	3	3	3	3	3	1	1	3	3
24	1	1	3	3	1	3	3	3	1	1	3	1	3	1	1	1	1	1	1	1	1	3	1	3	
25	1	1	1	1	3	1	3	1	1	1	1	3	1	1	3	1	3	3	1	1	3	3	1	1	
26	-3	1	1	3	1	1	3	1	1	3	3	3	3	1	3	3	3	1	1	1	3	1	1	1	
27	-1	3	3	3	1	1	3	1	3	1	1	1	3	1	3	3	1	3	3	1	3	1	3	1	
28	-1	3	1	1	1	3	1	1	1	1	3	1	1	3	1	3	3	3	1	1	1	3	1	1	
29	1	1	1	1	3	1	3	1	3	1	1	3	1	1	3	1	3	3	3	1	1	1	1	3	

El salto de RS se describe a continuación.

El número de grupo de secuencia u en un intervalo n_s puede definirse como se muestra en la siguiente Expresión 6 mediante un patrón de salto de grupo $f_{gh}(n_s)$ y un patrón de desplazamiento de secuencia f_{ss} .

Expresión 6

$$u = (f_{gh}(n_s) + f_{ss}) \bmod 30$$

donde mod indica una operación módulo.

Están presentes 17 patrones de salto diferentes y 30 patrones de desplazamiento de secuencia diferentes. El salto de grupo de secuencia puede habilitarse o no habilitarse o mediante un parámetro para activar el salto de grupo proporcionado por una capa superior.

- 5 Aunque el PUCCH y el PUSCH tienen el mismo patrón de salto, el PUCCH y el PUSCH pueden tener diferentes patrones de desplazamiento de secuencia.

El patrón de salto de grupo $f_{gh}(n_s)$ es el mismo para el PUSCH y el PUCCH y se proporciona mediante la siguiente Expresión 7.

Expresión 7

$$f_{gh}(n_s) = \begin{cases} 0 & \text{si se deshabilita salto de grupo} \\ \left(\sum_{i=0}^7 c(8n_s + i) \cdot 2^i \right) \bmod 30 & \text{si se habilita salto de grupo} \end{cases}$$

- 10 donde $c(i)$ indica una secuencia pseudo-aleatoria y un generador de secuencia pseudo-aleatoria puede inicializarse

por $c_{\text{init}} = \left\lfloor \frac{N_{\text{ID}}^{\text{cell}}}{30} \right\rfloor$ en el inicio de cada trama de radio.

La definición del patrón de desplazamiento de secuencia f_{ss} varía entre el PUCCH y el PUSCH.

El patrón de desplazamiento de secuencia f_{ss}^{PUCCH} del PUCCH es $f_{ss}^{\text{PUCCH}} = N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \bmod 30$ y el patrón de

- 15 desplazamiento de secuencia f_{ss}^{PUSCH} del PUSCH es $f_{ss}^{\text{PUSCH}} = (f_{ss}^{\text{PUCCH}} + \Delta_{ss}) \bmod 30$ • $\Delta_{ss} \in \{0,1,\dots,29\}$ está configurado por una capa superior.

Lo siguiente es una descripción de salto de secuencia.

Salto de secuencia se aplica únicamente a una RS que tiene una longitud de $M_{sc}^{\text{RS}} \geq 6N_{sc}^{\text{RB}}$.

Para una RS que tiene una longitud de $M_{sc}^{\text{RS}} < 6N_{sc}^{\text{RB}}$, un número de secuencia de base v en un grupo de secuencia de base es $v=0$.

- 20 Para una RS que tiene una longitud de $M_{sc}^{\text{RS}} \geq 6N_{sc}^{\text{RB}}$, un número de secuencia de base v en un grupo de secuencia de base en un intervalo n_s se proporciona mediante la siguiente Expresión 8.

Expresión 8

$$v = \begin{cases} c(n_s) & \text{si salto de grupo se deshabilita y se habilita salto de secuencia} \\ 0 & \text{de otra manera} \end{cases}$$

donde $c(i)$ indica una secuencia pseudo-aleatoria y un parámetro para habilitar salto de secuencia proporcionado por una capa superior determina si es posible o no salto de secuencia. El generador de secuencia pseudo-aleatoria

- 25 puede inicializarse como $c_{\text{init}} = \left\lfloor \frac{N_{\text{ID}}^{\text{cell}}}{30} \right\rfloor \cdot 2^3 + f_{ss}^{\text{PUSCH}}$ en el inicio de una trama de radio.

Una RS para un PUSCH se determina de la siguiente manera.

La secuencia de RS $r^{\text{PUSCH}}(\cdot)$ para el PUCCH se define como $r^{\text{PUSCH}}(m \cdot M_{sc}^{\text{RS}} + n) = r_{u,v}^{(\alpha)}(n)$ • En este punto, m y n satisface $n = 0, \dots, M_{sc}^{\text{RS}} - 1$ y satisface $M_{sc}^{\text{RS}} = M_{sc}^{\text{PUSCH}}$.

Un desplazamiento cíclico en un intervalo se proporciona mediante $\alpha = 2\pi n_{cs} / 12$ junto con $n_{cs} = (n_{DMRS}^{(1)} + n_{DMRS}^{(2)} + n_{PRS}(n_s)) \bmod 12$.

En este punto, $n_{DMRS}^{(1)}$ es un valor de difusión, $n_{DMRS}^{(2)}$ se proporciona mediante asignación de planificación de UL, y $n_{PRS}(n_s)$ es un valor de desplazamiento cíclico específico de célula. $n_{PRS}(n_s)$ varía de acuerdo con un número de

5 $n_{PRS}(n_s)$, y se proporciona mediante
$$n_{PRS}(n_s) = \sum_{i=0}^7 c(8 \cdot n_s + i) \cdot 2^i$$
.

$c(i)$ es una secuencia pseudo-aleatoria y $c(i)$ es también un valor específico de célula. El generador de secuencia

pseudo-aleatoria puede inicializarse como $c_{init} = \left\lfloor \frac{N_{ID}^{cell}}{30} \right\rfloor \cdot 2^3 + f_{PUSCH}$ en el inicio de una trama de radio.

La Tabla 3 muestra un campo de desplazamiento cíclico y $n_{DMRS}^{(2)}$ en un formato 0 de información de control de enlace descendente (DCI).

10

Tabla 3

Campo de desplazamiento cíclico en formato 0 de DCI	$n_{DMRS}^{(2)}$
000	0
001	2
010	3
011	4
100	6
101	8
110	9
111	10

Un procedimiento de mapeo físico para una RS de UL en un PUSCH es como sigue.

15

Una secuencia se multiplica por un factor de escala de amplitud β_{PUSCH} y se mapea al mismo conjunto de bloque de recurso físico (PRB) usado para el correspondiente PUSCH en la secuencia que se inicia en $r_{PUSCH}^{(0)}$. Cuando la secuencia se mapea a un elemento de recurso (k, l) ($l = 3$ para un CP normal y $l = 2$ para un CP extendido) en una subtrama, el orden de k se aumenta en primer lugar y a continuación se aumenta el número de intervalo.

En resumen, se usa una secuencia de ZC junto con extensión cíclica si la longitud es mayor que o igual a $3N_{sc}^{RB}$ y

20

se usa una secuencia generada por ordenador si la longitud es menor que $3N_{sc}^{RB}$. El desplazamiento cíclico se determina de acuerdo con un desplazamiento cíclico específico de célula, un desplazamiento cíclico específico de UE, un patrón de salto y similares.

La Figura 12A ilustra la estructura de una señal de referencia de demodulación (DMRS) para un PUSCH en el caso de CP normal y la Figura 12B ilustra la estructura de una DMRS para un PUSCH en el caso de CP extendido. En la estructura de la Figura 12A, se transmite una DMRS a través de los símbolos cuarto y undécimo de SC-FDMA y, en la estructura de la Figura 12B, se transmite una DMRS a través de los símbolos tercero y noveno de SC-FDMA.

25

Las Figuras 13 a 16 ilustran una estructura de nivel de intervalo de un formato de PUCCH. El PUCCH incluye los formatos en orden para transmitir información de control.

- (1) Formato 1: usado para modulación de desplazamiento activado-desactivado (OOK) y solicitud de planificación (SR)
- (2) Formato 1a y Formato 1b: usados para transmisión de ACK/NACK

30

- 1) Formato 1a: BPSK ACK/NACK para una palabra de código
- 2) Formato 1b: QPSK ACK/NACK para dos palabras de código
- (3) Formato 2: usado para modulación de QPSK y transmisión de CQI

(4) Formato 2a y Formato 2b: usados para transmisión simultánea de CQI y ACK/NACK.

La Tabla 4 muestra un esquema de modulación y el número de bits por subtrama de acuerdo con el formato de PUCCH. La Tabla 5 muestra el número de RS por intervalo de acuerdo con el formato de PUCCH. La Tabla 6 muestra localizaciones de símbolo de SC-FDMA de una RS de acuerdo con el formato de PUCCH. En la Tabla 4, los formatos de PUCCH 2a y 2b corresponden al caso de CP normal.

5

Tabla 4

Formato de PUCCH	Esquema de modulación	Número de bits por subtrama, M_{bit}
1	N/A	N/D
1a	BPSK	1
1b	QPSK	2
2	QPSK	20
2a	QPSK+ BPSK	21
2b	QPSK+ BPSK	22

Tabla 5

Formato de PUCCH	CP normal	CP extendido
1, 1a, 1b	3	2
2	2	1
2a, 2b	2	N/D

10

Tabla 6

Formato de PUCCH	Localización de símbolo de SC-FDMA de RS	
	CP normal	CP extendido
1, 1a, 1b	2, 3, 4	2, 3
2, 2a, 2b	1, 5	3

La Figura 13 muestra una estructura de formato de PUCCH 1a y 1b en el caso de un CP normal. La Figura 14 muestra una estructura de formato de PUCCH 1a y 1b en el caso de un CP extendido. En la estructura de formato de PUCCH 1a y 1b, la misma información de control se repite en cada intervalo en una subtrama. Los UE transmiten señales de ACK/NACK a través de diferentes recursos que incluyen cubiertas ortogonales o códigos de cubierta ortogonal (OC u OCC) y diferentes desplazamientos cíclicos (es decir, diferentes códigos de dominio de frecuencia) de una secuencia de Auto Correlación Constante de Amplitud Cero Generada por Ordenador (CG-CAZAC). Por ejemplo, las OC pueden incluir códigos de Walsh/DFT. Cuando el número de CS es 6 y el número de OC es 3, pueden multiplexarse un total de 18 UE en el mismo Bloque de Recursos Físico (PRB) basándose en una única antena. Las secuencias ortogonales w_0 , w_1 , w_2 y w_3 pueden aplicarse a un dominio de tiempo arbitrario (después de modulación de FFT) o a un dominio de frecuencia arbitrario (antes de modulación de FFT).

15

20

Para SR y planificación persistente, los recursos de ACK/NACK compuestos de CS, OC y PRB pueden asignarse a los UE a través del Control de Recursos de Radio (RRC). Para ACK/NACK dinámico y planificación no persistente, los recursos de ACK/NACK pueden asignarse implícitamente al UE usando el índice de CCE más bajo de un PDCCH que corresponde al PDSCH.

25

La Figura 15 muestra un formato de estructura de PUCCH 2/2a/2b en el caso del CP normal. La Figura 16 muestra un formato de estructura de PUCCH 2/2a/2b en el caso del CP extendido. Como se muestra en las Figuras 15 y 16, una subtrama incluye 10 símbolos de datos de QPSK además de un símbolo de RS en el caso de CP normal. Cada símbolo de QPSK se extiende en el dominio de la frecuencia en un CS y se mapea a continuación a un símbolo de SC-FDMA correspondiente. El salto de CS de nivel de símbolo de SC-FDMA puede aplicarse para mezclar la interferencia entre células. Las RS pueden multiplexarse por CDM usando un CS. Por ejemplo, si se supone que el número de CS disponibles es 12 o 6, 12 o 6 UE pueden multiplexarse en el mismo PRB. Por ejemplo, en formatos de PUCCH 1/1a/1b y 2/2a/2b, una pluralidad de UE pueden multiplexarse mediante CS+OC+PRB y CS+PRB.

30

Se muestran las secuencias ortogonales (OC) de longitud 4 y longitud 3 para formatos de PUCCH 1/1a/1b en las siguientes Tablas 4 y 5.

Tabla 7

Secuencias ortogonales de longitud 4 para formatos de PUCCH 1/1a/1b	
Índice de secuencia $n_{oc}(n_s)$	Secuencias ortogonales $[w(0) \dots w(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$
0	[+1 +1 +1 +1]
1	[+1 -1 +1 -1]
2	[+1 -1 -1 +1]

5

Tabla 8

Secuencias ortogonales de longitud 3 para formatos de PUCCH 1/1a/1b	
Índice de secuencia $n_{oc}(n_s)$	Secuencias ortogonales $[w(0) \dots w(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$
0	[1 1 1]
1	$[1 e^{j2\pi/3} e^{j4\pi/3}]$
2	$[1 e^{j4\pi/3} e^{j2\pi/3}]$

Las secuencias ortogonales (OC) para la RS en los formatos de PUCCH 1/1a/1b se muestran en la Tabla 9.

Tabla 9

1a y 1b		
Índice de secuencia $\bar{n}_{oc}(n_s)$	Prefijo cíclico normal	Prefijo cíclico extendido
0	[1 1 1]	[1 1]
1	$[1 e^{j2\pi/3} e^{j4\pi/3}]$	[1 -1]
2	$[1 e^{j4\pi/3} e^{j2\pi/3}]$	N/D

10 La Figura 17 ilustra canalización de ACK/NACK para formatos de PUCCH 1a y 1b cuando $\Delta_{desplazamiento}^{PUCCH} = 2$.

La Figura 18 ilustra la canalización de una estructura en la que se mezclan los formatos de PUCCH 1a/1b y formatos de PUCCH 2/2a/2b en el mismo PRB.

Salto de CS (Desplazamiento Cíclico) y remapeo de OC (Cubierta Ortogonal) puede aplicarse como sigue.

- 15 (1) Salto de CS específico de célula basado en símbolo para aleatorización de interferencia entre células
 (2) Remapeo de CS/OC de nivel de intervalo
- 1) Para aleatorización de interferencia entre células
 2) Acceso basado en intervalo para mapeo entre canales de ACK/NACK y recursos (k)

Un recurso n_r para formatos de PUCCH 1/1a/1b incluye la siguiente combinación.

- 20 (1) CS (= DFT OC en un nivel de símbolo) (n_{cs})
 (2) OC (OC en un nivel de intervalo) (n_{oc})
 (3) RB de frecuencia (n_{rb})

Cuando los índices que representan la CS, la OC y los RB son n_{cs} , n_{oc} y n_{rb} , un índice representativo n_r incluye n_{cs} , n_{oc} y n_{rb} . Es decir, $n_r = (n_{cs}, n_{oc}, n_{rb})$.

25 Un CQI, un PMI, un RI, y una combinación de un CQI y un ACK/NACK pueden transmitirse a través de formatos de PUCCH 2/2a/2b. En este punto, puede aplicarse codificación de canal Reed Muller (RM).

Por ejemplo, in el sistema de LTE, la codificación de canal para un CQI de UL se describe como sigue. Un flujo de

bits $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{A-1}$ está codificado por canal usando un código RM (20, A). La Tabla 10 muestra una secuencia de base para el código (20, A). a_0 y a_{A-1} representan un Bit Más Significativo (MSB) y un Bit Menos Significativo (LSB), respectivamente. En el caso de CP extendido, el número máximo de bits de información es 11, excepto cuando el CQI y el ACK/NACK se transmiten simultáneamente. Después de que se codifica el flujo de bits en 20 bits usando el código RM, puede aplicarse modulación de QPSK a los bits codificados. Antes de modulación de QPSK, los bits codificados pueden mezclarse.

Tabla 10

l	$M_{i,0}$	$M_{i,1}$	$M_{i,2}$	$M_{i,3}$	$M_{i,4}$	$M_{i,5}$	$M_{i,6}$	$M_{i,7}$	$M_{i,8}$	$M_{i,9}$	$M_{i,10}$	$M_{i,11}$	$M_{i,12}$
0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0
2	1	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1
3	1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1
4	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1
5	1	1	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1
6	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1
7	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1
8	1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1
9	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1
10	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
11	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1
12	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1
13	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1
14	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1
15	1	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1
16	1	1	1	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1
17	1	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1
18	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
19	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0

Los bits de codificación de canal $b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{B-1}$ pueden generarse mediante la Expresión 9.

Expresión 9

$$b_i = \sum_{n=0}^{A-1} (a_n \cdot M_{i,n}) \text{ mod } 2$$

10

donde $i = 0, 1, 2, \dots, B-1$.

La Tabla 11 muestra un campo de información de control de enlace ascendente (UCI) para realimentación de CQI de reporte de banda amplia (puerto de antena único, diversidad de transmisión o PDSCH de multiplexación espacial de bucle abierto).

15

Tabla 11

Campo	Ancho de banda
CQI de ancho de banda	4

La Tabla 12 muestra un campo de UCI para realimentación de CQI y PMI de banda ancha. El campo reporta transmisión de PDSCH de multiplexación espacial de bucle cerrado.

Tabla 12

Campo	Ancho de banda			
	2 puertos de antena		4 puertos de antena	
	Clasificación = 1	Clasificación = 2	Clasificación = 1	Clasificación > 1
CQI de banda ancha	4	4	4	4
CQI diferencial espacial	0	3	0	3
PMI (Índice de Matriz de Precodificación)	2	1	4	4

5 La Tabla 13 muestra un campo de UCI para realimentación de RI para reporte de banda ancha.

Tabla 13

Campo	Anchos de bits		
	2 puertos de antena	4 puertos de antena	
		Hasta dos capas	Hasta cuatro capas
RI (Indicación de clasificación)	1	1	2

La Figura 19 muestra asignación de PRB. Como se muestra en la Figura 19, el PRB puede usarse para transmisión de PUCCH en el intervalo n_s .

10 La expresión “sistema multi-portadora” o “sistema de agregación de portadora” se refiere a un sistema para agregar y utilizar una pluralidad de portadoras que tienen un ancho de banda menor que un ancho de banda objetivo para soporte de banda amplia. Cuando se agrega una pluralidad de portadoras que tienen un ancho de banda menor que un ancho de banda objetivo, el ancho de banda de las portadoras agregadas puede limitarse a un ancho de banda usado en el sistema existente para compatibilidad hacia atrás con el sistema existente. Por ejemplo, el sistema LTE existente puede soportar anchos de banda de 1,4, 3, 5, 10, 15 y 20 MHz y un sistema de LTE-Avanzada (LTE-A) evolucionado a partir del sistema de LTE puede soportar un ancho de banda mayor que 20 MHz usando únicamente los anchos de banda soportados por el sistema de LTE. Como alternativa, independientemente de los anchos de banda usados en el sistema existente, puede definirse un nuevo ancho de banda para soportar agregación de portadora. La expresión “multi-portadora” puede usarse de manera intercambiable con las expresiones “agregación de portadora” y “agregación de ancho de banda”. La expresión “agregación de portadora” puede referirse tanto a agregación de portadora contigua como agregación de portadora no contigua.

La Figura 20 es un diagrama conceptual que ilustra la gestión de portadoras componente de enlace descendente (CC de DL) en una estación base (BS) y la Figura 21 es un diagrama conceptual que ilustra la gestión de portadoras componente de enlace ascendente (CC de UL) en un equipo de usuario (UE). Para facilidad de explicación, la capa superior se describe de manera sencilla como una MAC (o una entidad de MAC) en la siguiente descripción de las Figuras 20 y 21.

La Figura 22 es un diagrama conceptual que ilustra la gestión de múltiples portadoras mediante una entidad de MAC en una BS. La Figura 23 es un diagrama conceptual que ilustra la gestión de múltiples portadoras mediante una entidad de MAC en un UE.

30 Como se muestra en las Figuras 22 y 23, una MAC gestiona y opera una o más portadoras de frecuencia para realizar transmisión y recepción. Las portadoras de frecuencia gestionadas por una MAC no necesitan ser contiguas y como tal son más flexibles en términos de gestión de recursos. En las Figuras 22 y 23, se supone que una PHY (o entidad PHY) corresponde a una portadora componente (CC) para facilidad de explicación. Una PHY no siempre indica un dispositivo de radiofrecuencia (RF) independiente. Aunque un dispositivo de RF independiente generalmente corresponde a una PHY, la presente invención no está limitada a lo mismo y un dispositivo de RF puede incluir una pluralidad de PHY.

La Figura 24 es un diagrama conceptual que ilustra la gestión de múltiples portadoras mediante una pluralidad de entidades de MAC en una BS. La Figura 25 es un diagrama conceptual que ilustra la gestión de múltiples portadoras mediante una pluralidad de entidades de MAC en un UE. La Figura 26 ilustra otro esquema de gestión de múltiples portadoras mediante una pluralidad de entidades de MAC en una BS. La Figura 27 ilustra otro esquema de gestión de múltiples portadoras mediante una pluralidad de entidades de MAC en un UE.

A diferencia de las estructuras de las Figuras 22 y 23, puede controlarse un número de portadoras por un número de entidades de MAC en lugar de mediante una MAC como se muestra en las Figuras 24 a 27.

Como se muestra en las Figuras 24 y 25, las portadoras pueden controlarse mediante MAC en una base uno a uno. Como se muestra en las Figuras 26 y 27, algunas portadoras pueden controlarse mediante MAC en una base uno a uno y una o más portadoras restantes pueden controlarse mediante una MAC.

El sistema anteriormente mencionado incluye una pluralidad de portadoras (es decir, de 1 a N portadoras) y pueden usarse portadoras para que sean contiguas o no contiguas entre sí. Este esquema puede aplicarse igualmente a UL y DL. El sistema de TDD se construye para gestionar N portadoras, incluyendo cada una transmisión de enlace descendente y de enlace ascendente, y el sistema de FDD se construye de manera que múltiples portadoras se aplican a cada uno del enlace ascendente y el enlace descendente. El sistema de FDD puede soportar también agregación de portadora asimétrica en la que los números de portadoras agregadas en el enlace ascendente y enlace descendente y/o los anchos de banda de las portadoras en el enlace ascendente y enlace descendente son diferentes.

Cuando el número de portadoras componente (CC) agregadas en el enlace ascendente (UL) es idéntico al número de CC agregadas en el enlace descendente (DL), todas las CC pueden configurarse para que sean compatibles con el sistema convencional. Sin embargo, esto no significa que las CC que están configuradas sin tener en cuenta tal compatibilidad estén excluidas de la presente invención.

En lo sucesivo, se supone para facilidad de descripción de explicación que, cuando se transmite un PDCCH a través de la portadora componente de DL N.º 0, un PDSCH que corresponde al PDCCH se transmite a través de la portadora componente de DL N.º 0. Sin embargo, es evidente que puede aplicarse planificación de portadora cruzada de manera que el PDSCH se transmite a través de una portadora componente de DL diferente. La expresión "portadora componente" puede sustituirse por otros términos equivalentes (por ejemplo, célula).

La Figura 28 muestra un escenario en el que se transmite información de control de enlace ascendente (UCI) en un sistema de comunicación de radio que soporta CA. Para facilidad de explicación, se supone en este ejemplo que la UCI es ACK/NACK (A/N). Sin embargo, la UCI puede incluir información de control tal como información de estado de canal (CSI) (por ejemplo, CQI, PMI, RI, etc.) o información de solicitud de planificación (por ejemplo, SR, etc.).

La Figura 28 muestra agregación de portadora asimétrica en la que 5 CC de DL y una CC de UL están vinculadas. La agregación de portadora asimétrica ilustrada puede establecerse desde el punto de vista de transmisión de UCI. Es decir, una vinculación de CC de DL-CC de UL para UCI y una vinculación de CC de DL-CC de UL para datos pueden establecerse de manera diferente. Cuando se supone para facilidad de explicación que una CC de DL puede llevar hasta dos palabras de código, son necesarios al menos dos bits de ACK/NACK. En este caso, para transmitir un ACK/NACK para datos recibidos a través de 5 CC de DL a través de una CC de UL, son necesarios al menos 10 bits de ACK/NACK. Para soportar también un estado de transmisión discontinua (DTX) para cada CC de DL, son necesarios al menos 12 bits ($= 5^5 = 3125 = 11.61$ bits) para transmisión de ACK/NACK. La estructura de formato de PUCCH 1a/1b convencional no puede transmitir tal información de ACK/NACK extendida puesto que la estructura de formato de PUCCH convencional 1a/1b puede transmitir hasta 2 bits de ACK/NACK. Aunque se ha ilustrado agregación de portadora como una causa de un aumento en la cantidad de información de UCI, la cantidad de información de UCI puede aumentarse también debido a un aumento en el número de antenas y la presencia de una subtrama de retroceso en un sistema de TDD o un sistema de retransmisión. Similar al caso de ACK/NACK, la cantidad de información de control que debería transmitirse se aumenta incluso cuando se transmite información de control asociada con una pluralidad de CC de DL a través de una CC de UL. Por ejemplo, la cabida útil de UCI puede aumentarse cuando hay una necesidad de transmitir una CQI/PMI/RI para una pluralidad de CC de DL.

Una CC primaria de DL puede definirse como una CC de DL vinculada con una CC primaria de UL. En este punto, vinculación incluye vinculación implícita y explícita. En LTE, una CC de DL y una CC de UL están emparejadas de manera inequívoca. Por ejemplo, una CC de DL que se vincula con una CC primaria de UL mediante emparejamiento de LTE puede denominarse como una CC primaria de DL. Esto puede considerarse como vinculación implícita. La vinculación explícita indica que una red configura la vinculación con antelación y puede señalizarse mediante RRC o similares. En vinculación explícita, una CC de DL que se empareja con una CC primaria de UL puede denominarse como una CC primaria de DL. Una CC primaria (o ancla) de UL puede ser una CC de UL en la que se transmite un PUCCH. Como alternativa, la CC primaria de UL puede ser una CC de UL en la que se transmite UCI a través de un PUCCH o un PUSCH. La CC primaria de DL puede configurarse también a través de señalización de capa superior. La CC primaria de DL puede ser una CC de DL en la que un UE realiza acceso inicial. CC de DL distintas de la CC primaria de DL pueden denominarse como CC secundarias de DL. De manera similar, CC de UL distintas de la CC primaria de UL pueden denominarse como CC secundarias de UL.

LTE-A usa el concepto de la célula para gestionar recursos inalámbricos. La célula se define como una combinación de recursos de DL y recursos de UL. En este punto, los recursos de UL son opcionales. Por lo tanto, la célula puede estar compuesta de únicamente recursos de DL o puede estar compuesta de recursos de DL y recursos de UL. Cuando se soporta agregación de portadora, puede indicarse una vinculación entre una frecuencia de portadora de recurso de DL (o CC de DL) y una frecuencia de portadora de recurso de UL (o CC de UL) mediante información de

sistema. Una célula que opera con la frecuencia primaria (o PCC) puede denominarse como una célula primaria (PCell), y una célula que opera con una frecuencia secundaria (o SCC) puede denominarse como una célula secundaria (SCell). Una CC de DL y una CC de UL pueden denominarse respectivamente como una célula de DL y una célula de UL. Además, una CC (o primaria) CC de DL y una CC ancla (o primaria) de UL pueden denominarse respectivamente como una célula primaria de DL (PCell) y una PCell de UL. La PCell puede usarse cuando un UE realiza un procedimiento de establecimiento de conexión inicial o un procedimiento de restablecimiento de conexión. La PCell puede indicar también una célula indicada en un procedimiento de traspaso. La SCell puede configurarse después de que se realiza un establecimiento de conexión de RRC y puede usarse para proporcionar recursos inalámbricos adicionales. PCell y SCell pueden denominarse de manera colectiva como una célula servidora. Por lo tanto, en el caso de un UE para el que no se ha establecido una agregación de portadora o que no soporta agregación de portadora aunque el UE esté en un estado RRC_CONECTADO, únicamente está presente una célula servidora, que consiste en únicamente una PCell. Por otra parte, en el caso de un UE que está en un estado RRC_CONECTADO y para el que se ha establecido una agregación de portadora, están presentes una o más células servidoras y una PCell y todas las SCell están incluidas en las células servidoras. Para soportar agregación de portadora, después de que se inicia un procedimiento de activación de seguridad inicial, la red puede construir una o más SCell además de una PCell, que se construye en un procedimiento de establecimiento de conexión, para un UE que soporta agregación de portadora.

DL-UL puede corresponder únicamente a FDD. El emparejamiento DL-UL puede no definirse para TDD puesto que TDD usa la misma frecuencia. Además, puede determinarse una vinculación DL-UL a partir de una vinculación UL a través del Número de Canal de Radiofrecuencia Absoluto de E-UTRA (EARFCN) de UL de SIB2. Por ejemplo, la vinculación de DL-UL puede obtenerse a través de decodificación de SIB2 cuando se realiza acceso inicial y puede obtenerse a través de señalización de RRC de otra manera. Por consiguiente, únicamente puede estar presente la vinculación de SIB2 y puede no definirse otro emparejamiento DL-UL. Por ejemplo, en la estructura 2DL:1UL de la Figura 28, la CC de DL N.º 0 y la CC de UL N.º 0 pueden estar en una relación de vinculación SIB2 entre sí y otra CC de DL puede estar en una relación de vinculación SIB2 con otras CC de UL que no se han establecido para el UE.

Para soportar el escenario de la Figura 28, existe una necesidad de adoptar un nuevo procedimiento. En la siguiente descripción, un formato de PUCCH para realimentación de UCI (por ejemplo, múltiples bits de A/N) en un sistema de comunicación que soporta CA se denomina como un formato de PUCCH de CA (o formato 3 de PUCCH). Por ejemplo, el formato 3 de PUCCH puede usarse para transmitir información de A/N (que puede incluir un estado de DTX) que corresponde a un PDSCH (o PDCCH) transmitido desde múltiples células servidoras de DL.

Las Figuras 29A a 29F ilustran una estructura del formato 3 de PUCCH y un procedimiento de procesamiento de señal para el mismo.

La Figura 29A ilustra una estructura de formato 3 de PUCCH que usa un código ortogonal (OC) de SF=4. Como se muestra en la Figura 29, un bloque de codificación de canal realiza codificación de canal en bits de información (a_0, a_1, \dots, a_{M-1}) (por ejemplo, múltiples bits de ACK/NACK) para generar bits codificados (bits codificados o bits de codificación) (o palabra de código) (b_0, b_1, \dots, b_{N-1}). En este punto, M representa el tamaño de los bits de información, y N representa el tamaño de los bits de codificación. Los bits de información pueden incluir UCI, por ejemplo, múltiples ACK/NACK para múltiples datos (o PDSCH) recibidos a través de múltiples CC de DL. En este punto, los bits de información (a_0, a_1, \dots, a_{M-1}) se codifican de manera conjunta independientemente del tipo, número o tamaño de UCI que constituyan los bits de información. Por ejemplo, cuando los bits de información incluyen múltiples datos de ACK/NACK para una pluralidad de CC de DL, no se realiza codificación de canal por CC de DL o por bit de ACK/NACK pero se realiza en su lugar para toda la información de bits, generando de esta manera una única palabra de código. La codificación de canal puede incluir, sin limitación, repetición sencilla, codificación símplex, codificación Reed-Muller (RM), codificación RM perforada, codificación convolucional de bits de cola (TBCC), comprobación de paridad de baja densidad (LDPC) o turbo-codificación. Aunque no se muestra en los dibujos, los bits codificados pueden estar adaptados a la tasa teniendo en cuenta el orden de modulación y la cantidad de recursos. La función de adaptación de tasa puede incorporarse en el bloque de codificación de canal o puede realizarse a través de un bloque funcional separado.

Un modulador modula los bits codificados (b_0, b_1, \dots, b_{N-1}) para generar símbolos de modulación (c_0, c_1, \dots, c_{L-1}). L es el tamaño de los símbolos de modulación. El procedimiento de modulación se realiza modificando el tamaño y fase de una señal de transmisión (Tx). Por ejemplo, el procedimiento de modulación incluye n-PSK (Modulación por Desplazamiento de Fase), QAM de n (Modulación por Amplitud en Cuadratura), donde n es un número entero mayor que 1. Específicamente, el procedimiento de modulación puede incluir PSK Binaria (BPSK), PSK en Cuadratura (QPSK), 8-PSK, QAM, 16-QAM, 64-QAM, etc.

Un divisor distribuye los símbolos de modulación (c_0, c_1, \dots, c_{L-1}) a intervalos. El orden/patrón/esquema para distribuir los símbolos de modulación a intervalos no está específicamente limitado. Por ejemplo, el divisor puede distribuir secuencialmente los símbolos de modulación a intervalos en orden de número de intervalo creciente (de acuerdo con un esquema localizado). En este caso, como se muestra en los dibujos, los símbolos de modulación ($c_0, c_1, \dots, c_{L/2-1}$) pueden distribuirse al intervalo 0 y los símbolos de modulación ($c_{L/2}, c_{L/2+1}, \dots, c_{L-1}$) pueden distribuirse al intervalo 1. Además, los símbolos de modulación pueden estar intercalados (o permutados)

cuando se distribuyen a intervalos. Por ejemplo, pueden distribuirse símbolos de modulación par al intervalo 0 y pueden distribuirse símbolos de modulación impar al intervalo 1. El procedimiento de modulación y el procedimiento de división pueden realizarse en orden inverso.

5 Un precodificador de DFT realiza precodificación de DFT (por ejemplo, DFT de 12 puntos) en los símbolos de modulación distribuidos al intervalo 0 para generar una forma de onda de portadora única. Haciendo referencia a los dibujos, los símbolos de modulación ($c_0, c_1, \dots, c_{L/2-1}$) distribuidos al intervalo 0 pueden precodificarse en DFT en símbolos de DFT ($d_0, d_1, \dots, d_{L/2-1}$), y los símbolos de modulación ($c_{L/2}, c_{L/2+1}, \dots, c_{L-1}$) distribuidos al intervalo 1 pueden precodificarse en DFT en símbolos de DFT ($d_{L/2}, d_{L/2+1}, \dots, d_{L-1}$). La precodificación de DFT puede sustituirse por una operación lineal diferente (por ejemplo, precodificación de Walsh).

10 Un bloque de extensión extiende la señal procesada en DFT a un símbolo de nivel de SC-FDMA (en el dominio del tiempo). La extensión de dominio de tiempo en el nivel de símbolo de SC-FDMA se realiza usando un código de extensión (o secuencia de extensión). El código de extensión incluye un código cuasi-ortogonal y un código ortogonal. El código cuasi-ortogonal puede incluir, sin limitación, un código de Pseudo Ruido (PN). El código ortogonal puede incluir, sin limitación, un código de Walsh y un código de DFT. La expresión "Código Ortogonal (OC)" puede usarse de manera intercambiable con "secuencia ortogonal", "Cubierta Ortogonal (OC)", o "Código de Cubierta Ortogonal (OCC)". Aunque esta memoria descriptiva se ha descrito con referencia al código ortogonal como un ejemplo representativo del código de extensión para facilidad de explicación, el código ortogonal puede sustituirse por un código cuasi-ortogonal. El valor máximo del tamaño de código de extensión (o un factor de extensión (SF)) está limitado por el número de símbolos de SC-FDMA usados para transmisión de información de control. Por ejemplo, cuando se usan cuatro símbolos de SC-FDMA para transmitir información de control en un intervalo, pueden usarse (pseudo) códigos ortogonales (w_0, w_1, w_2, w_3) que tienen una longitud de 4 en cada intervalo. SF indica el grado de extensión de información de control y puede asociarse con el orden de multiplexación de UE u orden de multiplexación de antena. El SF puede variar entre 1, 2, 3, 4, ..., de acuerdo con los requisitos de sistema. El SF puede predefinirse entre la BS y el UE o puede señalizarse al UE a través de DCI o señalización de RRC. Por ejemplo, cuando se perfora uno de los símbolos de SC-FDMA para información de control para realizar transmisión de SRS, puede aplicarse un código de extensión con un valor de SF reducido (por ejemplo, un valor de SF de 3 en lugar de un valor de SF de 4) a información de control del intervalo correspondiente.

La señal generada a través del procedimiento anteriormente mencionado puede mapearse a subportadoras en el PRB y puede a continuación convertirse en una señal de dominio de tiempo a través de un módulo de IFFT. Un CP se añade a la señal de dominio de tiempo y el símbolo de SC-FDMA generado se transmite a través de una unidad de RF.

35 Cada procedimiento se describe a continuación en más detalle sobre la suposición de que se transmite la información de ACK/NACK para 5 CC de DL. Cuando cada CC de DL puede transmitir dos PDSCH, un ACK/NACK correspondiente puede ser 12 bits con la condición de que se incluya un estado de DTX. Suponiendo que se aplica modulación de QPSK y extensión de tiempo de SF=4, el tamaño de bloque de codificación (después de adaptación de tasa) puede ser 48 bits. Los bits codificados se modulan en 24 símbolos de QPSK y se distribuyen 12 símbolos de QPSK a cada intervalo. En cada intervalo, 12 símbolos de QPSK se convierten en 12 símbolos de DFT a través de una operación de DFT de 12 puntos. 12 símbolos de DFT de cada intervalo se extienden y mapean a cuatro símbolos de SC-FDMA usando el código de extensión de SF=4 en el dominio del tiempo. Puesto que 12 se transmiten a través de 2 bits x 12 subportadoras x 8 símbolos de SC-FDMA, la tasa de codificación es 0,0625 (= 12/192). En el caso de SF=4, pueden multiplexarse hasta cuatro UE por PRB.

El procedimiento de procesamiento de señal descrito con referencia a la Figura 29A es únicamente ejemplar y la señal mapeada al PRB en la Figura 29A puede obtenerse usando diversos procedimientos de procesamiento de señales equivalentes. Los procedimientos de procesamiento de señales equivalentes al de la Figura 29A se describen a continuación con referencia a las Figuras 29B a 29G.

El procedimiento de procesamiento de señal de la Figura 29B es diferente de el de la Figura 29A en el orden en el que se realizan los procedimientos del precodificador de DFT y el bloque de extensión. En la Figura 29A, la función del bloque de extensión es equivalente a la multiplicación de un flujo de símbolo de DFT emitido desde el precodificador de DFT por una constante específica a un nivel de símbolo de SC-FDMA y por lo tanto el valor de la señal mapeada a los símbolos de SC-FDMA es igual incluso cuando se invierte el orden de los procedimientos del precodificador de DFT y el bloque de extensión. Por consiguiente, el procedimiento de procesamiento de señal para formato 3 de PUCCH puede realizarse en orden de codificación de canal, modulación, división, extensión y precodificación de DFT. En este caso, el procedimiento de división y el procedimiento de extensión pueden realizarse mediante un bloque funcional. Por ejemplo, los símbolos de modulación pueden extenderse en el nivel de símbolo de SC-FDMA mientras que se dividen de manera alterna a intervalos. En otro ejemplo, cuando los símbolos de modulación se dividen a intervalos, los símbolos de modulación se copian para corresponder al tamaño del código de extensión y los símbolos de modulación pueden multiplicarse respectivamente por los elementos del código de extensión. Por consiguiente, el flujo de símbolo de modulación generado para cada intervalo se extiende a una pluralidad de símbolos de SC-FDMA en el nivel de símbolo de SC-FDMA. Posteriormente, el flujo de símbolos complejo que corresponde a cada símbolo de SC-FDMA se precodifica en DFT en una base de símbolo de SC-FDMA.

El procedimiento de procesamiento de señal de la Figura 29C es diferente de el de la Figura 29A en el orden en el que se realizan los procedimientos del modulador y el divisor. Por consiguiente, el procedimiento de procesamiento de señal para formato 3 de PUCCH puede realizarse en el orden de codificación de canal conjunta y división a un nivel de subtrama y a continuación modulación, precodificación de DFT y extensión en cada nivel de intervalo.

5 El procedimiento de procesamiento de señal de la Figura 29D es diferente de el de la Figura 29C en el orden en el que se realizan los procedimientos del precodificador de DFT y el bloque de extensión. Como se ha descrito anteriormente, la función del bloque de extensión es equivalente a la multiplicación de un flujo de símbolo de DFT emitido desde el precodificador de DFT por una constante específica en un nivel de símbolo de SC-FDMA y por lo tanto el valor de la señal mapeada a los símbolos de SC-FDMA es igual incluso cuando se invierte el orden de los procedimientos del precodificador de DFT y el bloque de extensión. Por consiguiente, el procedimiento de procesamiento de señal para formato 3 de PUCCH se realiza en el orden de codificación de canal conjunta y división en el nivel de subtrama y a continuación modulación en cada nivel de intervalo. El flujo de símbolo de modulación generado para cada intervalo se extiende a una pluralidad de símbolos de SC-FDMA en el nivel de símbolo de SC-FDMA y el flujo de símbolo de modulación que corresponde a cada símbolo de SC-FDMA se precodifica en DFT en una base de símbolo de SC-FDMA. En este caso, el procedimiento de modulación y el procedimiento de extensión pueden realizarse mediante un bloque funcional. En un ejemplo, los símbolos de modulación generados pueden extenderse directamente en el nivel de símbolo de SC-FDMA mientras que los bits codificados se modulan. En otro ejemplo, cuando los bits codificados se modulan y los símbolos de modulación, los símbolos de modulación se copian para corresponder al tamaño del código de extensión y los símbolos de modulación pueden multiplicarse respectivamente por los elementos del código de extensión.

La Figura 29E muestra el caso en el que se aplica el formato 3 de PUCCH a la estructura de formato 2 de PUCCH (CP normal) y la Figura 29F muestra el caso en el que se aplica el formato 3 de PUCCH a la estructura de formato 2 de PUCCH 2 (CP extendido). El procedimiento de procesamiento de señal básico es idéntico a aquellos descritos con referencia a las Figuras 29A a 29D. Puesto que se reutiliza la estructura de formato 2 de PUCCH de la LTE convencional, el número/localizaciones de símbolos de SC-FDMA de UCI y símbolos de SC-FDMA de RS en el formato 3 de PUCCH son diferentes de aquellos de la Figura 29A.

La Tabla 14 muestra la localización del símbolo de SC-FDMA de RS en el formato 3 de PUCCH mostrado. En este punto, se supone que el número de símbolos de SC-FDMA en un intervalo es 7 (índices 0 a 6) en el caso de CP normal y el número de símbolos de SC-FDMA en un intervalo es 6 (índices 0 a 5) en el caso de CP extendido.

30

Tabla 14

Localización de símbolo de SC-FDMA de RS		Nota
CP normal	CP extendido	
2, 3, 4	2, 3	Formato 1 de PUCCH se reutiliza
1, 5	3	Formato 2 de PUCCH se reutiliza

En este punto, puede emplearse la estructura de RS del sistema de LTE. Por ejemplo, una secuencia de RS puede definirse mediante desplazamiento cíclico (CS) de una secuencia básica (véase la Expresión 1).

35 La capacidad de multiplexación de la parte de datos es 5 debido a un valor de SF de 5 (SF=5). Sin embargo, la capacidad de multiplexación de la parte de RS se determina de acuerdo con un intervalo de desplazamiento cíclico

$$\frac{12}{\Delta_{\text{desplazamiento}}^{\text{PUCCH}}}$$

(CS) ($\Delta_{\text{desplazamiento}}^{\text{PUCCH}}$). Específicamente, la capacidad de multiplexación se proporciona como ejemplo, la capacidad de multiplexación es 12, 6, y 4 cuando $\Delta_{\text{desplazamiento}}^{\text{PUCCH}} = 2$, y $\Delta_{\text{desplazamiento}}^{\text{PUCCH}} = 3$, respectivamente. En las Figuras 29E a 29F, mientras la capacidad de multiplexación de la parte de datos de UCI es 5 debido al valor de SF de 5, la capacidad de multiplexación de la parte de RS es 4 cuando $\Delta_{\text{desplazamiento}}^{\text{PUCCH}} = 3$. La capacidad de multiplexación completa está limitada a 4 que es el más pequeño de los dos valores de capacidad 5 y 4.

La Figura 30 muestra una estructura 3 de PUCCH con una capacidad de multiplexación aumentada. Como se muestra en la Figura 30, se aplica extensión de nivel de símbolo de SC-FDMA a un intervalo en la parte de RS. Esto

$$\Delta_{\text{desplazamiento}}^{\text{PUCCH}} = 3$$

45 dobla la capacidad de multiplexación de la parte de RS. Es decir, incluso cuando la capacidad de multiplexación de la parte de RS es 8 de manera que la capacidad de multiplexación de la parte de datos de UCI no se reduce. La cubierta de código ortogonal para la RS incluye, pero sin limitación, una cubierta de Walsh de $[y1 \ y2] = [1 \ 1], [1 \ -1]$ o una forma transformada linealmente (por ejemplo, $[j \ j][j \ -j], [1 \ j][1 \ -j]$, etc.) de la misma. $y1$ se aplica a un primer símbolo de SC-FDMA de RS en el intervalo e $y2$ se aplica a un segundo símbolo de SC-FDMA de RS en el

intervalo.

La Figura 31 muestra otra estructura 3 de PUCCH con una capacidad de multiplexación aumentada. Si no se realiza salto de frecuencia de nivel de intervalo, puede realizarse adicionalmente extensión o cubierta (por ejemplo, cubierta de Walsh) en una base de intervalo para doblar la capacidad de multiplexación. Si se aplica la cubierta de Walsh en una base de intervalo cuando se realiza salto de frecuencia de nivel de intervalo, la ortogonalidad puede romperse debido a una diferencia entre condiciones de intervalos de canal. El código de extensión basado en intervalo (por ejemplo, cubierta de código ortogonal) para la RS incluye, pero sin limitación, una cubierta de Walsh de $[x_1 \ x_2]=[1 \ 1]$, $[1 \ -1]$ o una forma transformada linealmente (por ejemplo, $[j \ j][j \ -j]$, $[1 \ j][1 \ -j]$, etc.) de la misma. x_1 se aplica a un primer intervalo y x_2 se aplica a un segundo intervalo. Aunque el dibujo ilustra que se realiza un procedimiento de extensión de nivel de intervalo (o cubierta) y se realiza a continuación un procedimiento de extensión (o cubierta) en un nivel de símbolo de SC-FDMA, los procedimientos pueden realizarse en orden inverso.

La Figura 32 ilustra un formato 3 de PUCCH acortado. Una Señal de Referencia de Sondeo (SRS) se transmite a través de un último símbolo de SC-FDMA de una subtrama. Por consiguiente, cuando se transmite el formato 3 de PUCCH a través de una subtrama en la que se ha establecido transmisión de SRS (es decir, a través de una subtrama de transmisión de SRS), el último símbolo de SC-FDMA de la subtrama no se usa para transmisión de PUCCH. La subtrama de transmisión de SRS puede proporcionarse mediante información de configuración de SRS específica de célula e información de configuración de SRS específica de UE y puede especificarse mediante un periodo y una compensación. La subtrama de transmisión de SRS incluye una subtrama (transmisión de SRS específica de UE) a través de la que transmite un UE una SRS del UE. Además, la subtrama de transmisión de SRS puede incluir una subtrama (transmisión de SRS específica de célula) que puede usarse para transmisión de SRS en una célula, es decir, una subtrama a través de la que otro UE puede transmitir una SRS. Una subtrama de transmisión de SRS específica de UE se incluye en un conjunto de subtrama de transmisión de SRS específico de célula.

Haciendo referencia a la Figura 32, la estructura del intervalo 0 es idéntica a la estructura de formato 3 de PUCCH normal ilustrada en las Figuras 29 a 31. Por otra parte, el último símbolo de SC-FDMA del intervalo 1 no se usa para transmisión de PUCCH para proteger la transmisión de SRS. Específicamente, aunque el número de símbolos de RS en el intervalo 1 es 2, que es igual al del intervalo 0, el número de símbolos de UCI se reduce de 5 a 4. Por consiguiente, la secuencia ortogonal (u OCC) aplicada al símbolo de UCI en el intervalo 1 se reduce de 5 a 4. Aunque la Figura 32 ilustra que se aplica la secuencia ortogonal de longitud 2 (u OCC) a cada intervalo, es también posible que una secuencia ortogonal (u OCC) no se aplique al símbolo de RS como se ilustra en la Figura 29.

El procedimiento de procesamiento de señal del formato 3 de PUCCH se describe a continuación usando expresiones matemáticas. Para facilidad de explicación, se supone que se usa longitud de OCC 5 (como en los ejemplos de las Figuras 29E a 32).

En primer lugar, se mezcla un bloque de bits $b(0), \dots, b(M_{\text{bit}}-1)$ usando una secuencia de mezclado específica de UE. El bloque de bits $b(0), \dots, b(M_{\text{bit}}-1)$ puede corresponder a los bits de codificación $b_{-0}, b_{-1}, \dots, b_{-N-1}$ de la Figura 29A. El bloque de bits $b(0), \dots, b(M_{\text{bit}}-1)$ incluye al menos uno de un bit o bits de ACK/NACK, bit o bits de CSI, y un bit de SR. El bloque de bits mezclado $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(M_{\text{bit}}-1)$ puede generarse de acuerdo con la siguiente expresión.

Expresión 10

$$\tilde{b}(i) = (b(i) + c(i)) \bmod 2$$

En este punto, $c(i)$ indica una secuencia de mezclado. $c(i)$ incluye una secuencia pseudo-aleatoria definida por una secuencia Gold de longitud 31 y puede generarse de acuerdo con la siguiente expresión. "mod" indica una operación módulo.

Expresión 11

$$\begin{aligned} c(n) &= (x_1(n + N_c) + x_2(n + N_c)) \bmod 2 \\ x_1(n + 31) &= (x_1(n + 3) + x_1(n)) \bmod 2 \\ x_2(n + 31) &= (x_2(n + 3) + x_2(n + 2) + x_2(n + 1) + x_2(n)) \bmod 2 \end{aligned}$$

En este punto, $N_c = 1600$. La 1ª secuencia m se inicializa como $x_1(0) = 1, x_1(n) = 0, n = 1, 2, \dots, 30$. La 2ª secuencia m

se inicializa como $c_{\text{init}} = \sum_{i=0}^{30} x_2(i) \cdot 2^i$. c_{init} puede inicializarse como $c_{\text{init}} = (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) \cdot (2N_{\text{ID}}^{\text{célula}} + 1) \cdot 2^{16} + n_{\text{RNTI}}$ en el comienzo de cada subtrama. n_s es un número de intervalo de

una trama de radio, $N_{ID}^{célula}$ es una identidad de célula de capa física, y n_{RNTI} es un identificador temporal de red de radio.

El bloque de bits mezclado $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(M_{bit}-1)$ se modula y se genera un bloque de símbolos de modulación compleja

5 $d(0), \dots, d(M_{simb}-1)$. Cuando se realiza modulación de QPSK, $M_{simb} = M_{bit}/2 = 2N_{sc}^{RB}$. El bloque de símbolos de modulación compleja $d(0), \dots, d(M_{simb}-1)$ corresponde a los símbolos de modulación c_0, c_1, \dots, c_{N-1} de la Figura 29A.

El bloque de símbolos de modulación compleja $d(0), \dots, d(M_{simb}-1)$ se extiende de una manera a nivel de bloques

10 usando una secuencia ortogonal $w_{noc}(\tilde{p})$. $N_{SF,0}^{PUCCH} + N_{SF,1}^{PUCCH}$ conjuntos de símbolos complejos se generan de acuerdo con la siguiente expresión. El procedimiento de división/extensión de la Figura 29B se realiza de acuerdo con la siguiente expresión. Cada conjunto de símbolo complejo corresponde a un símbolo de SC-FDMA y tiene N_{sc}^{RB} (por ejemplo, 12) valores de modulación complejos.

Expresión 12

$$y_n^{(\tilde{p})}(i) = \begin{cases} w_{noc,0}^{(\tilde{p})}(\bar{n}) \cdot e^{j\pi \lfloor n_{cs}^{célula}(n_s, l) / 64 \rfloor} \cdot d(i) & n < N_{SF,0}^{PUCCH} \\ w_{noc,1}^{(\tilde{p})}(\bar{n}) \cdot e^{j\pi \lfloor n_{cs}^{célula}(n_s, l) / 64 \rfloor} \cdot d(N_{sc}^{RB} + i) & \text{de otra manera} \end{cases}$$

$$\bar{n} = n \bmod N_{SF,0}^{PUCCH}$$

$$n = 0, \dots, N_{SF,0}^{PUCCH} + N_{SF,1}^{PUCCH} - 1$$

$$i = 0, 1, \dots, N_{sc}^{RB} - 1$$

En este punto, $N_{SF,0}^{PUCCH}$ y $N_{SF,1}^{PUCCH}$ corresponden a los números respectivos de símbolos de SC-FDMA usados para transmisión de PUCCH en el intervalo 0 e intervalo 1. Cuando se usa el formato 3 de PUCCH normal,

15 $N_{SF,0}^{PUCCH} = N_{SF,1}^{PUCCH} = 5$. Cuando se usa el formato 3 de PUCCH acortado, $N_{SF,0}^{PUCCH} = 5$ y $N_{SF,1}^{PUCCH} = 4$. $w_{noc,0}^{(\tilde{p})}(i)$ y $w_{noc,1}^{(\tilde{p})}(i)$ representan respectivas secuencias ortogonales aplicadas al intervalo 0 y al

intervalo 1 y se proporcionan mediante la siguiente Tabla 15. $n_{oc}^{(\tilde{p})}$ indica un índice de secuencia ortogonal (o un

índice de código ortogonal). $\lfloor \cdot \rfloor$ indica una función floor. $n_{cs}^{célula}(n_s, l)$ puede proporcionarse mediante

$$n_{cs}^{célula}(n_s, l) = \sum_{i=0}^7 c(8N_{simb}^{UL} \cdot n_s + 8l + i) \cdot 2^i$$

• $c(i)$ puede proporcionarse mediante la Expresión 11 y puede

20 inicializarse como $c_{init} = N_{ID}^{célula}$ el comienzo de cada trama de radio. \tilde{p} es un índice que corresponde a un número de puerto de antena.

La Tabla 15 muestra una secuencia ortogonal $w_{noc}(i)$ de acuerdo con un esquema convencional.

Tabla 15

Índice de secuencia n_{oc}	Secuencia ortogonal $N_{SF}^{PUCCH} = 5$	$[w_{n_{oc}}(0) \dots w_{n_{oc}}(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$ $N_{SF}^{PUCCH} = 4$
0	[1 1 1 1 1]	[+1 +1 +1 +1]
1	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	[+1 -1 +1 -1]
2	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	[+1 -1 -1 +1]
3	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	[+1 +1 -1 -1]
4	$[1 e^{j8\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j2\pi/5}]$	-

En la Tabla 15, $N_{SF}^{PUCCH} = 5$ secuencias ortogonales (o códigos) se generan de acuerdo con la siguiente expresión.

Expresión 13

$$\left[e^{j\frac{2\pi \cdot 0 \cdot n_{oc}}{5}} \quad e^{j\frac{2\pi \cdot 1 \cdot n_{oc}}{5}} \quad e^{j\frac{2\pi \cdot 2 \cdot n_{oc}}{5}} \quad e^{j\frac{2\pi \cdot 3 \cdot n_{oc}}{5}} \quad e^{j\frac{2\pi \cdot 4 \cdot n_{oc}}{5}} \right]$$

- 5 Por otra parte, se identifican recursos para el formato 3 de PUCCH mediante un índice de recurso $n_{PUCCH}^{(3, \tilde{p})}$. Por ejemplo, $n_{oc}^{(\tilde{p})}$ puede proporcionarse por $n_{oc}^{(\tilde{p})} = n_{PUCCH}^{(3, \tilde{p})} \bmod N_{SF,1}^{PUCCH}$. $n_{PUCCH}^{(3, \tilde{p})}$ puede indicarse a través de un campo de Control de Potencia de Transmisión (TPC) de un PDCCH de SCell. Más específicamente, $n_{oc}^{(\tilde{p})}$ para cada intervalo puede proporcionarse mediante la siguiente expresión.

Expresión 14

$$n_{oc,0}^{(\tilde{p})} = n_{PUCCH}^{(3, \tilde{p})} \bmod N_{SF,1}^{PUCCH}$$

$$n_{oc,1}^{(\tilde{p})} = \begin{cases} (3n_{oc,0}^{(\tilde{p})}) \bmod N_{SF,1}^{PUCCH} & \text{si } N_{SF,1}^{PUCCH} = 5 \\ n_{oc,0}^{(\tilde{p})} \bmod N_{SF,1}^{PUCCH} & \text{de otra manera} \end{cases}$$

- 10 En este punto, $n_{oc,0}^{(\tilde{p})}$ representa un valor de índice de secuencia ($n_{oc}^{(\tilde{p})}$) para el intervalo 0 y $n_{oc,1}^{(\tilde{p})}$ representa un valor de índice de secuencia ($n_{oc}^{(\tilde{p})}$) para el intervalo 1. En el caso del formato 3 de PUCCH normal, $N_{SF,0}^{PUCCH} = N_{SF,1}^{PUCCH} = 5$. En el caso del formato 3 de PUCCH acortado, $N_{SF,0}^{PUCCH} = 5$ y $N_{SF,1}^{PUCCH} = 4$.

De acuerdo con la expresión anterior, en el caso del formato 3 de PUCCH acortado (es decir, $N_{SF,1}^{PUCCH} = 4$), se usan secuencias ortogonales el mismo índice ($n_{oc,1}^{(\tilde{p})}$) para el intervalo 0 e intervalo 1.

- 15 El conjunto de símbolos complejos extendidos en bloques puede desplazarse cíclicamente de acuerdo con la siguiente expresión.

Expresión 15

$$\tilde{y}_n^{(\tilde{p})}(i) = y_n^{(\tilde{p})} \left((i + n_{cs}^{célula}(n_s, l)) \bmod N_{sc}^{RB} \right)$$

En este punto, n_s indica un número de intervalo en la trama de radio y l indica un número de símbolo de SC-FDMA en el intervalo. $n_{cs}^{célula}(n_s, l)$ se define como en la Expresión 12. Además, $n = 0, \dots, N_{SF,0}^{PUCCH} + N_{SF,1}^{PUCCH} - 1$.

5 Cada conjunto de símbolos complejos desplazados cíclicamente se transforma-precodifica de acuerdo con la siguiente expresión. Como resultado, se genera un bloque de símbolo complejo $z^{(\tilde{p})}(0), \dots, z^{(\tilde{p})} \left((N_{SF,0}^{PUCCH} + N_{SF,1}^{PUCCH}) N_{sc}^{RB} - 1 \right)$

Expresión 16

$$z^{(\tilde{p})}(n \cdot N_{sc}^{RB} + k) = \frac{1}{\sqrt{P}} \frac{1}{\sqrt{N_{sc}^{RB}}} \sum_{i=0}^{N_{sc}^{RB}-1} \tilde{y}_n^{(\tilde{p})}(i) e^{-j \frac{2\pi i k}{N_{sc}^{RB}}}$$

$$k = 0, \dots, N_{sc}^{RB} - 1$$

$$n = 0, \dots, N_{SF,0}^{PUCCH} + N_{SF,1}^{PUCCH} - 1$$

El bloque de símbolos complejos $z^{(\tilde{p})}(0), \dots, z^{(\tilde{p})} \left((N_{SF,0}^{PUCCH} + N_{SF,1}^{PUCCH}) N_{sc}^{RB} - 1 \right)$ se mapea a recursos físicos después de control de potencia. El PUCCH usa un bloque de recursos en cada intervalo en una subtrama. En el

10 bloque de recursos, $z^{(\tilde{p})}(0), \dots, z^{(\tilde{p})} \left((N_{SF,0}^{PUCCH} + N_{SF,1}^{PUCCH}) N_{sc}^{RB} - 1 \right)$ se mapean a un elemento de recurso (k, j) en un puerto de antena p que no se usa para transmisión de RS (véase la Tabla 14). El mapeo se realiza empezando en el 1^{er} intervalo y se realiza a continuación en el intervalo k y a continuación el intervalo 1 y se realiza a continuación en orden ascendente del número de intervalo. k indica un índice de subportadora y l indica un símbolo de índice de SC-FDMA en el intervalo. P indica el número de puertos de antena usados para transmisión de PUCCH. \tilde{p} indica el número de puerto de antena de una antena usada para transmisión de PUCCH y la siguiente

15 tabla muestra una relación entre p y \tilde{p} .

Tabla 16

Índice \tilde{p}	Número de puerto de antena p (que se proporciona mediante una función de P que indica el número de puertos de antena configurados para PUCCH)		
	1	2	4
0	100	200	-
1	-	201	-

20 El formato 3 de PUCCH transmite información de extensión de bloque en un nivel de símbolo de SC-FDMA usando códigos ortogonales. Sin embargo, de acuerdo con el procedimiento anterior, el rendimiento de ortogonalidad de los códigos ortogonales usados para extensión de bloque puede deteriorarse cuando el UE se mueve a alta velocidad. Esto puede reducir la capacidad de multiplexación y la fiabilidad de transmisión de la información de control.

A continuación, se describe un procedimiento para mejorar el rendimiento de ortogonalidad del formato 3 de PUCCH de acuerdo con la presente invención después de la influencia que ejerce un entorno de comunicación en el

25 rendimiento de ortogonalidad de los códigos ortogonales.

En primer lugar, cuando se tiene en cuenta un entorno de alta velocidad a $N_{SF}^{PUCCH} = 4$, debería mantenerse la ortogonalidad parcial para mantener de manera eficaz el rendimiento de ortogonalidad de los códigos ortogonales. La ortogonalidad parcial es ortogonalidad entre algunos elementos de los códigos ortogonales. Por ejemplo, ortogonalidad parcial es ortogonalidad entre los primeros dos elementos del código de SF=4 u ortogonalidad entre

los últimos dos elementos. En un entorno de alta velocidad, la ortogonalidad parcial del código de SF=4 puede deteriorarse por la siguiente razón. Por ejemplo, cuando se tienen en cuenta los códigos ortogonales a=[+1 +1 +1 +1] y b=[+1 +1 -1 -1] que se mapean en una base de símbolo de SC-FDMA, los dos códigos son ortogonales (es decir, a · bH=0). Los canales entre cuatro símbolos de SC-FDMA deberían ser estáticos para mantener completamente la ortogonalidad entre los códigos ortogonales. Sin embargo, los canales entre símbolos de SC-FDMA pueden cambiar en un entorno de alta velocidad, que puede deteriorar el rendimiento de ortogonalidad parcial y la ortogonalidad global de los códigos ortogonales.

$$N_{SF}^{PUCCH} = 5$$

Además, cuando se tiene en cuenta un entorno de alta velocidad a $N_{SF}^{PUCCH} = 5$, la robustez de la ortogonalidad entre códigos ortogonales aumenta a medida que aumenta la distancia entre los índices n_{oc} de los códigos ortogonales. Por ejemplo, la ortogonalidad entre los códigos ortogonales de $n_{oc}=0$ y $n_{oc}=1$ es más robusta para el entorno de comunicación que la ortogonalidad entre los códigos ortogonales de $n_{oc}=0$ y $n_{oc}=3$. Los índices de código ortogonal n_{oc} pueden ser cíclicos. Por ejemplo, la robustez de la ortogonalidad entre los códigos de $n_{oc}=0$ y 4 es igual a la de la ortogonalidad entre los códigos de $n_{oc}=0$ y 1.

La razón por la que los códigos de ortogonalidad que tienen índices cercanos n_{oc} es menos robusta se describe a continuación con referencia a la Figura 33. Cuando se realiza un cálculo de correlación (es decir, cálculo de IDFT) en códigos de DFT, se obtiene una respuesta de impulso debido a las características de los códigos de DFT. Cuando un canal es estático en el dominio de símbolos de SC-FDMA, el canal está en un estado de desvanecimiento plano. En este caso, después de que se realiza cálculo de IDFT, la ortogonalidad de los códigos se garantiza puesto que la respuesta de canal de cada uno de los códigos se expresa como una función delta. Sin embargo, el canal está en un estado de canal selectivo cuando el canal es variable en el tiempo, por ejemplo, cuando el canal cambia debido a movimiento de alta velocidad. En este caso, después del cálculo de IDFT, la respuesta de canal de cada código se expresa como una respuesta de impulso para un canal multitrayectoria como se ilustra en la Figura 33. En este caso, los códigos que tienen índices cercanos n_{oc} pueden solapar como se muestra. Por consiguiente, cuando el canal varía, es posible mantener la ortogonalidad de los códigos de manera más robusta al entorno externo a medida que aumenta la distancia (es decir, diferencia) entre los códigos.

Como se ha descrito anteriormente con referencia a la Figura 32, cuando se emplea el formato 3 de PUCCH acortado, puede usarse un código de DFT de SF=5 en el intervalo 0 y puede usarse un código de Walsh de SF=4 en el intervalo 1. Cuando se tiene en cuenta un escenario de alta velocidad, la ortogonalidad puede deteriorarse significativamente a un nivel de subtrama si un número de UE (o un número de puertos de antena) usan códigos que tienen una pequeña distancia entre ellos en el intervalo 0 y un número de UE (o un número de puertos de antena) usan códigos que tienen una ortogonalidad parcial débil en el intervalo 1.

Una distancia de código para estimar el rendimiento ortogonal entre códigos ortogonales puede definirse como sigue.

En el caso de códigos SF=5 (por ejemplo, códigos de DFT), la distancia (d) entre un código ortogonal de $n_{oc}=m$ (en lo sucesivo denominado como código $n_{oc} N_{\circ} m$) y un código ortogonal de $n_{oc}=n$ (en lo sucesivo denominado como código $n_{oc} N_{\circ} n$) puede definirse como sigue. De acuerdo con esta definición, en el caso de SF=5, la ortogonalidad es más robusta al entorno de comunicación a medida que aumenta la distancia de código.

Expresión 17

$$\begin{aligned} & \text{Si } |n_{oc} N_{\circ} m - n_{oc} N_{\circ} n| > \text{floor}(SF/2), d = 5 - |n_{oc} N_{\circ} m - n_{oc} N_{\circ} n|, \\ & \text{Si no, } d = |n_{oc} N_{\circ} m - n_{oc} N_{\circ} n| \\ & \text{Fin} \end{aligned}$$

En este punto, SF=5 y m y n son números enteros entre 0 y 4. | | indica un valor absoluto. floor () indica una función floor.

La Tabla 17 muestra la distancia entre códigos de DFT de SF=5 de acuerdo con la expresión anterior. En este punto, el mapeo entre n_{oc} y el código ortogonal es igual a la de la configuración de código convencional de la Tabla 15.

Tabla 17

$[n_{oc} N. \circ m, n_{oc} N. \circ n]$	Distancia
(0,1)	1
(0,2)	2
(0,3)	2
(0,4)	1
(1,2)	1
(1,3)	2
(1,4)	2
(2,3)	1
(2,4)	2
(3,4)	1

Entonces, en el caso de códigos de SF=4 (por ejemplo, códigos Walsh o códigos Hadamard), la distancia de código puede definirse teniendo en cuenta la ortogonalidad parcial. Por ejemplo, la distancia de código puede definirse como la suma de un valor absoluto de la correlación cruzada de los primeros dos elementos de los cuatro elementos y un valor absoluto de la correlación cruzada de los al menos dos elementos de la misma. De acuerdo con esta definición, en el caso de SF=4, la ortogonalidad es más robusta al entorno de comunicación a medida que se reduce la distancia de código.

La Tabla 18 muestra distancias entre códigos de Walsh de SF=4. En este punto, la Tabla 18 emplea el mismo mapeo de n_{oc} y códigos ortogonales como el de la misma configuración de código que la de la Tabla 15.

Tabla 18

$[n_{oc} N. \circ m, n_{oc} N. \circ n]$	Distancia entre $[w(0) w(1)]$	Distancia entre $[w(2)w(3)]$	Distancia total (suma de distancias parciales)
(0,1)	0	0	0
(0,2)	0	0	0
(0,3)	2	2	4
(1,2)	2	2	4
(1,3)	0	0	0
(2,3)	0	0	0

La Tabla 19 muestra la distancia de código cuando se usa la configuración de la Tabla 15. En este ejemplo, se supone que se emplea el formato PUCCH acortado. Por consiguiente, se ilustra en la Tabla 19 que únicamente se usa $n_{oc}=0,1,2,3$ en el caso de SF=5. La Tabla 19 muestra el caso en el que se usa el mismo índice de código en el intervalo 0 y el intervalo 1 de acuerdo con la Expresión 14.

Tabla 19

$[n_{oc} N. \circ m, n_{oc} N. \circ n]$	Distancia entre SF=5 OC	Distancia total entre SF=4 OC (suma de distancias parciales)
(0,1)	1	0
(0,2)	2	0
(0,3)	2	4
(1,2)	1	4
(1,3)	2	0
(2,3)	1	0

El significado de la distancia de código puede definirse como sigue. La robustez de la ortogonalidad aumenta a medida que aumenta el valor de distancia, en el caso de SF=5 y aumenta a medida que se reduce el valor de distancia en el caso de SF=4. Por consiguiente, en el caso de $[n_{oc} N.^\circ m, n_{oc} N.^\circ n] = (1,2)$, está presente la peor distancia de código en ambos intervalos. Por ejemplo, suponiendo que el UE A (o el puerto de antena A) transmite un PUCCH usando $n_{oc}=1$ y el UE B (o puerto de antena B) transmite un PUCCH usando $n_{oc}=2$. En este caso, la ortogonalidad puede no garantizarse en ambos intervalos de acuerdo con el entorno de comunicación.

La presente invención sugiere un procedimiento para mezclar la distancia de código a un nivel de intervalo para superar los problemas anteriores. En la presente invención, se supone que se usa el formato 3 de PUCCH acordado. Por consiguiente, la presente invención se describirá con referencia a un ejemplo en el que únicamente se usa $n_{oc}=0,1,2,3$ incluso cuando SF=5 a menos que se establezca específicamente de otra manera. Sin embargo, este ejemplo no se pretende para excluir el uso de $n_{oc}=0,1,2,3,4$ cuando SF=5.

Específicamente, la presente invención sugiere que un índice n_{oc} en el intervalo 0 que usa SF=5 y un índice n_{oc} en el intervalo 1 que usa SF=4 pueden usarse de manera diferente con referencia a la configuración de la Tabla 15. Por ejemplo, de acuerdo con la presente invención, se proporciona que $n_{oc,0} \neq n_{oc,1}$ cuando un índice de código usado en el intervalo 0 se hace referencia como $n_{oc,0}$ y un índice de código usado en el intervalo 1 se hace referencia como $n_{oc,1}$. Por otra parte, de acuerdo con el formato 3 de PUCCH convencional, se proporciona que $n_{oc,0}=n_{oc,1}$ con referencia a la configuración de la Tabla 15. Preferentemente, si se supone que los índices $\{n_{oc,0(m)}, n_{oc,1(m)}\}$ y los índices $\{n_{oc,0(n)}, n_{oc,1(n)}\}$ se proporcionan de manera que la distancia entre $n_{oc,0(m)}$ y $n_{oc,0(n)}$ en el intervalo 0 (SF=5 OC) es mayor (o menor), es posible también configurar índices de código ortogonal de manera que la distancia entre $n_{oc,1(m)}$ y $n_{oc,1(n)}$ en el intervalo 1 (SF=4 OC) es mayor (o menor). Por consiguiente, cuando se usa el formato 3 de PUCCH acordado, es posible evitar una reducción en el rendimiento de ortogonalidad de códigos de extensión en ambos intervalos.

En una implementación ejemplar, el procedimiento sugerido en la presente invención puede implementarse de manera que se use el mismo índice de código en el intervalo 0 y el intervalo 1 (es decir, $n_{oc,0}=n_{oc,1}$). En este caso, el índice de código de cada intervalo puede proporcionarse mediante la Expresión 14. En la siguiente descripción, $n_{oc,0}$ y $n_{oc,1}$ se denominan como n_{oc} a menos que se establezca específicamente de otra manera para facilidad de explicación (es decir, $n_{oc}=(n_{oc,0}=n_{oc,1})$). En este ejemplo, puesto que se usa el mismo índice de código para el intervalo 0 y el intervalo 1, existe una necesidad de cambiar el mapeo entre el índice de código y el código ortogonal en la Tabla 15 para aplicar la sugerencia de la presente invención. Es decir, el mapeo entre el índice de código ($n_{oc,0}$) y el código ortogonal en el intervalo 0 puede cambiarse mapeando entre el índice de código ($n_{oc,1}$) y el código ortogonal en el intervalo 1 puede cambiarse.

Específicamente, es posible cambiar el mapeo entre el índice de código n_{oc} y el código ortogonal en el intervalo 0 y/o intervalo 1 para $[n_{oc} N.^\circ m, n_{oc} N.^\circ n] = (1,2)$ que se ha descrito anteriormente con referencia a la Tabla 15 y la Tabla

19. Es decir, en la Tabla 15, el orden de OC en una columna de $N_{SF}^{PUCCH} = 5$ y/o una columna de $N_{SF}^{PUCCH} = 4$ puede cambiarse de manera que la distancia de código se aleatorice a un nivel de intervalo.

En este sentido, el caso en el que la distancia entre OC de SF=4 es 4 tiene lugar para una combinación de $[n_{oc} N.^\circ m, n_{oc} N.^\circ n] = (0,3)$. Por consiguiente, es posible considerar un procedimiento en el que, cuando uno de OC de SF=5 que corresponde a $n_{oc}=1$ o $n_{oc}=2$ se cambia, la distancia entre la distancia entre OC de SF=5 de una combinación de $[n_{oc} N.^\circ m, n_{oc} N.^\circ n] = (1,2)$ se optimiza sin cambiar la distancia entre OC de SF=5 de una combinación de $[n_{oc} N.^\circ m, n_{oc} N.^\circ n] = (0,3)$. En un ejemplo, las OC que corresponden a $n_{oc}=0$ y $n_{oc}=1$ pueden intercambiarse únicamente para SF=5. En otro ejemplo, $n_{oc}=2$ y $n_{oc}=3$ pueden intercambiarse únicamente para SF=5.

La Tabla 20 muestra un ejemplo en el que las OC que corresponden a $n_{oc}=0$ y $n_{oc}=1$ pueden intercambiarse

únicamente para $N_{SF}^{PUCCH} = 5$ (es decir, SF=5). La Tabla 21 muestra valores de distancia para la configuración de la Tabla 20. La Tabla 22 muestra un ejemplo en el que las OC que corresponden a $n_{oc}=2$ y $n_{oc}=3$ pueden

intercambiarse únicamente para $N_{SF}^{PUCCH} = 5$ (es decir, SF=5). La Tabla 23 muestra valores de distancia para la configuración de la Tabla 22. Puesto que se supone en este ejemplo que se usa el formato 3 de PUCCH acordado como se ha descrito anteriormente, se supone en este punto que únicamente se usa $n_{oc}=0,1,2,3$ también para SF=5.

Tabla 20

Índice de secuencia n_{oc}	Secuencia ortogonal $N_{SF}^{PUCCH} = 5$	$[w_{n_{oc}}(0) \dots w_{n_{oc}}(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$ $N_{SF}^{PUCCH} = 4$
0	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	[+1 +1 +1 +1]
1	[1 1 1 1 1]	[+1 -1 +1 -1]
2	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	[+1 -1 -1 +1]
3	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	[+1 +1 -1 -1]
4	$[1 e^{j8\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j2\pi/5}]$	-

Tabla 21

$[n_{oc} N_{oc} \circ m, n_{oc} N_{oc} \circ n]$	Distancia entre OC de SF=5	Distancia total entre OC de SF=4 (suma de distancias parciales)
(0,1)	1	0
(0,2)	1	0
(0,3)	2	4
(1,2)	2	4
(1,3)	2	0
(2,3)	1	0

Tabla 22

Índice de secuencia n_{oc}	Secuencia ortogonal $N_{SF}^{PUCCH} = 5$	$[w_{n_{oc}}(0) \dots w_{n_{oc}}(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$ $N_{SF}^{PUCCH} = 4$
0	[1 1 1 1 1]	[+1 +1 +1 +1]
1	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	[+1 -1 +1 -1]
2	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	[+1 -1 -1 +1]
3	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	[+1 +1 -1 -1]
4	$[1 e^{j8\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j2\pi/5}]$	-

Tabla 23

$[n_{oc} N_{oc} \circ m, n_{oc} N_{oc} \circ n]$	Distancia entre OC de SF=5	Distancia total entre OC de SF=4 (suma de distancias parciales)
(0,1)	1	0
(0,2)	2	0
(0,3)	2	4
(1,2)	2	4
(1,3)	1	0
(2,3)	1	0

Haciendo referencia a las Tablas 21 y 23, en el caso de $[n_{oc} N. \circ m, n_{oc} N. \circ n] = (0,3)$ y $(1,2)$, es posible mantener la ortogonalidad óptima entre señales de PUCCH en el 1^{er} intervalo en el que SF=5 mientras la ortogonalidad entre señales de PUCCH en el 2^o intervalo en el que SF=4 es peor. Por consiguiente, es posible evitar la aparición de una distancia de código peor en ambos intervalos y por lo tanto es posible garantizar la ortogonalidad entre señales de PUCCH en diversos entornos de comunicación (por ejemplo, en un entorno de alta velocidad).

En otro ejemplo, el mapeo entre el índice de código n_{oc} y la OC puede cambiarse únicamente para SF=4. Por ejemplo, las OC que corresponden a $n_{oc}=0$ y $n_{oc}=1$ pueden intercambiarse únicamente para SF=4. En otro ejemplo, las OC que corresponden a $n_{oc}=2$ y $n_{oc}=3$ pueden intercambiarse únicamente para SF=4.

La Tabla 24 muestra un ejemplo en el que las OC que corresponden a $n_{oc}=0$ y a $n_{oc}=1$ se intercambian únicamente para $N_{SF}^{PUCCH} = 4$ (es decir, SF=4) en la Tabla 15. La Tabla 25 muestra valores de distancia para la configuración de la Tabla 24. La Tabla 26 muestra un ejemplo en el que las OC que corresponden a $n_{oc}=2$ y $n_{oc}=3$ se intercambian únicamente para $N_{SF}^{PUCCH} = 4$ (es decir, SF=4) en la Tabla 15. La Tabla 27 muestra valores de distancia para la configuración de la Tabla 26.

Tabla 24

Índice de secuencia n_{oc}	Secuencia ortogonal $N_{SF}^{PUCCH} = 5$	$[w_{n_{oc}}(0) \dots w_{n_{oc}}(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$ $N_{SF}^{PUCCH} = 4$
0	[1 1 1 1 1]	[+1 -1 +1 -1]
1	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	[+1 +1 +1 +1]
2	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	[+1 -1 -1 +1]
3	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	[+1 +1 -1 -1]
4	$[1 e^{j8\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j2\pi/5}]$	-

Tabla 25

$[n_{oc} N. \circ m, n_{oc} N. \circ n]$	Distancia entre OC de SF=5	Distancia total entre OC de SF=4 (suma de distancias parciales)
(0,1)	1	0
(0,2)	2	4
(0,3)	2	4
(1,2)	1	0
(1,3)	2	0
(2,3)	1	0

Tabla 26

Índice de secuencia n_{oc}	Secuencia ortogonal $N_{SF}^{PUCCH} = 5$	$[w_{n_{oc}}(0) \dots w_{n_{oc}}(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$ $N_{SF}^{PUCCH} = 4$
0	[1 1 1 1 1]	[+1 +1 +1 +1]
1	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	[+1 -1 +1 -1]
2	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	[+1 +1 -1 -1]
3	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	[+1 -1 -1 +1]
4	$[1 e^{j8\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j2\pi/5}]$	-

Tabla 27

$[n_{oc} N. \circ m, n_{oc} N. \circ n]$	Distancia entre OC de SF=5	Distancia total entre OC de SF=4 (suma de distancias parciales)
(0,1)	1	0
(0,2)	2	4
(0,3)	2	0
(1,2)	1	0
(1,3)	2	4
(2,3)	1	0

5 Haciendo referencia a las Tablas 25 y 27, en el caso de $[n_{oc} N. \circ m, n_{oc} N. \circ n]=(0,1)$, $(1,2)$ y $(2,3)$, es posible mantener la ortogonalidad óptima entre señales de PUCCH en el 2º intervalo en el que SF=4 mientras la ortogonalidad entre señales de PUCCH en el 1º intervalo en el que SF=5 es peor. Por consiguiente, es posible evitar la aparición de una distancia de código peor en ambos intervalos y por lo tanto es posible garantizar la ortogonalidad entre señales de PUCCH en diversos entornos de comunicación (por ejemplo, en un entorno de alta velocidad).

10 Lo siguiente es una descripción de otro aspecto de la presente invención. En general, se determina la sincronización de UL usando un preámbulo de PRACH transmitido desde el UE. Cuando el UE transmite un preámbulo de PRACH a la BS, la BS notifica al UE de un valor de Avance de Temporización (TA) usando un valor de temporización medido. El UE controla la temporización de transmisión de UL de acuerdo con el TA. Como resultado, la BS puede recibir señales desde todos los UE a la misma temporización. Por otra parte, en 3GPP Rel-8, puesto que la granularidad de TA es un múltiplo de 0,52 us, existe ambigüedad en $\pm 0,52$ us. Por consiguiente, la presente invención sugiere que el diseño de OC tenga en cuenta la temporización residual.

15 La Figura 34 ilustra la influencia que ejerce la temporización residual tras la ortogonalidad códigos ortogonales.

En primer lugar, para explicación, la Tabla 15 se reescribe como la Tabla 28.

Tabla 28

Índice de secuencia n_{oc}	Secuencia ortogonal $[w_{n_{oc}}(0) \dots w_{n_{oc}}(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$ $N_{SF}^{PUCCH} = 5$	$N_{SF}^{PUCCH} = 4$
0	[1 1 1 1 1]	[+1 +1 +1 +1]
1	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	[+1 -1 +1 -1]
2	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	[+1 -1 -1 +1]
3	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	[+1 +1 -1 -1]
4	$[1 e^{j8\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j2\pi/5}]$	-

20 En este ejemplo, se supone que se usan vectores de OC de SF=4 que corresponden a $n_{oc}=2$ y $n_{oc}=3$ en el intervalo 1 del formato 3 de PUCCH. Lo siguiente son vectores de OC que corresponden a $n_{oc}=2$ y $n_{oc}=3$.

$$n_{oc}=2: [+1 \ -1 \ -1 \ +1]$$

$$n_{oc}=3: [+1 \ +1 \ -1 \ -1]$$

25 Haciendo referencia a la Figura 34, cuando se tienen en cuenta los efectos de temporización residual, puede haber una diferencia () entre los tiempos en los que se reciben los vectores de OC que corresponden a $n_{oc}=2$ y $n_{oc}=3$ por la BS. Específicamente, cuando $\Delta=0$, la BS recibe vectores de OC simultáneamente que corresponden a $n_{oc}=2$ y $n_{oc}=3$. Por otra parte, cuando $\Delta=1$, la BS recibe un vector de OC que corresponde a $n_{oc}=3$ un símbolo más tarde. Por lo tanto, la BS ve un vector de versión de desplazamiento +1 de un vector de OC que corresponde a $n_{oc}=3$. De manera similar, cuando $\Delta=-1$, la BS recibe un vector de OC que corresponde a $n_{oc}=3$ un símbolo anterior. Por lo tanto, la BS ve un vector de versión de desplazamiento -1 de un vector de OC que corresponde a $n_{oc}=3$. Como se muestra, la ortogonalidad entre códigos se mantiene cuando $\Delta=0$ mientras el valor de correlación cruzada aumenta

30

cuando $\Delta = +1$ o -1 . Es decir, el rendimiento de ortogonalidad de códigos ortogonales puede deteriorarse significativamente cuando hay una diferencia entre tiempos en los que se reciben vectores de OC debido a los efectos de temporización residual o similares.

5 Por consiguiente, es posible tener en cuenta el intercambio de OC anteriormente descrito para resolver los problemas anteriores. En el intercambio de OC de la Tabla 15 (o Tabla 28), el intercambio de códigos de SF=5 (por ejemplo, códigos de DFT) es equivalente al intercambio de códigos de SF=4 (por ejemplo, códigos Walsh). Aunque, para facilidad de explicación, la siguiente descripción se proporciona únicamente de intercambio de OC de SF=4, la presente invención incluye el intercambio de OC de SF=4.

10 La Tabla 29 muestra un ejemplo de intercambio de OC que corresponde a $n_{oc}=0$ y $n_{oc}=3$ únicamente para $N_{SF}^{PUCCH} = 4$ (es decir, SF=4) en la Tabla 15 (o Tabla 28).

Tabla 29

Índice de secuencia n_{oc}	Secuencia ortogonal $N_{SF}^{PUCCH} = 5$	$[w_{n_{oc}}(0) \dots w_{n_{oc}}(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$ $N_{SF}^{PUCCH} = 4$
0	[1 1 1 1 1]	[+1 +1 -1 -1]
1	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	[+1 -1 +1 -1]
2	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	[+1 -1 -1 +1]
3	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	[+1 +1 +1 +1]
4	$[1 e^{j8\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j2\pi/5}]$	-

15 La Figura 35 muestra el rendimiento de ortogonalidad de códigos cuando se usa la configuración de código de la Tabla 28. Similar a la Figura 34, se supone que se usan vectores de OC de SF=4 que corresponden a $n_{oc}=2$ y $n_{oc}=3$ en el intervalo 1 del formato 3 de PUCCH. Lo siguiente son vectores de OC que corresponden a $n_{oc}=2$ y $n_{oc}=3$.

$$n_{oc}=2: [+1 \quad -1 \quad -1 \quad +1]$$

$$n_{oc}=3: [+1 \quad +1 \quad +1 \quad +1]$$

20 A partir de la Figura 35, puede observarse que el valor de correlación cruzada entre códec es pequeño, específicamente, el valor de correlación cruzada entre códec es 0 cuando $\Delta = 0$ y -1 cuando $\Delta = +1$ o -1 . Por consiguiente, es posible mantener de manera eficaz el rendimiento de ortogonalidad de los códigos ortogonales incluso cuando hay una diferencia entre los tiempos en los que se reciben los vectores de OC debido al efecto de temporización residual o similares.

25 Las Tablas 30 a 35 muestran diversos ejemplos modificados en los que se aplica intercambio de OC a $N_{SF}^{PUCCH} = 4$ (es decir, SF=4) de la Tabla 15 (o Tabla 28). La Tabla 30 muestra un ejemplo en el que se intercambian las OC que corresponden a $n_{oc}=0$ y $n_{oc}=1$. La Tabla 31 muestra un ejemplo en el que se intercambian las OC que corresponden a $n_{oc}=0$ y $n_{oc}=2$. La Tabla 32 muestra un ejemplo en el que se intercambian las OC que corresponden a $n_{oc}=0$ y $n_{oc}=3$. La Tabla 33 muestra un ejemplo en el que se intercambian las OC que corresponden a $n_{oc}=1$ y $n_{oc}=2$. La Tabla 34 muestra un ejemplo en el que se intercambian las OC que corresponden a $n_{oc}=0$ y $n_{oc}=3$. La Tabla 35 muestra un ejemplo en el que se intercambian las OC que corresponden a $n_{oc}=2$ y $n_{oc}=3$. Aunque estos ejemplos muestran los casos en los que se intercambian OC (por ejemplo, códigos Walsh) únicamente para una columna de $N_{SF}^{PUCCH} = 4$ en la Tabla 15, tal intercambio es equivalente al intercambio de OC (por ejemplo, códigos de DFT) en una columna de $N_{SF}^{PUCCH} = 5$ como se ha descrito anteriormente.

Tabla 30

Índice de secuencia n_{oc}	Secuencia ortogonal $N_{SF}^{PUCCH} = 5$	$[w_{n_{oc}}(0) \dots w_{n_{oc}}(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$ $N_{SF}^{PUCCH} = 4$
0	[1 1 1 1 1]	[+1 -1 +1 -1]
1	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	[+1 +1 +1 +1]
2	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	[+1 -1 -1 +1]
3	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	[+1 +1 -1 -1]
4	$[1 e^{j8\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j2\pi/5}]$	-

Tabla 31

Índice de secuencia n_{oc}	Secuencia ortogonal $N_{SF}^{PUCCH} = 5$	$[w_{n_{oc}}(0) \dots w_{n_{oc}}(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$ $N_{SF}^{PUCCH} = 4$
0	[1 1 1 1 1]	[+1 -1 -1 +1]
1	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	[+1 -1 +1 -1]
2	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	[+1 +1 +1 +1]
3	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	[+1 +1 -1 -1]
4	$[1 e^{j8\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j2\pi/5}]$	-

Tabla 32

Índice de secuencia n_{oc}	Secuencia ortogonal $N_{SF}^{PUCCH} = 5$	$[w_{n_{oc}}(0) \dots w_{n_{oc}}(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$ $N_{SF}^{PUCCH} = 4$
0	[1 1 1 1 1]	[+1 +1 -1 -1]
1	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	[+1 -1 +1 -1]
2	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	[+1 -1 -1 +1]
3	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	[+1 +1 +1 +1]
4	$[1 e^{j8\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j2\pi/5}]$	-

Tabla 33

Índice de secuencia n_{oc}	Secuencia ortogonal $N_{SF}^{PUCCH} = 5$	$[w_{n_{oc}}(0) \dots w_{n_{oc}}(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$ $N_{SF}^{PUCCH} = 4$
0	[1 1 1 1 1]	[+1 +1 +1 +1]
1	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	[+1 -1 -1 +1]
2	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	[+1 -1 +1 -1]

(continuación)

Índice de secuencia noc	Secuencia ortogonal $N_{SF}^{PUCCH} = 5$	$[w_{n_{oc}}(0) \dots w_{n_{oc}}(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$ $N_{SF}^{PUCCH} = 4$
3	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	[+1 +1 -1 -1]
4	$[1 e^{j8\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j2\pi/5}]$	-

Tabla 34

Índice de secuencia n_{oc}	Secuencia ortogonal $N_{SF}^{PUCCH} = 5$	$[w_{n_{oc}}(0) \dots w_{n_{oc}}(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$ $N_{SF}^{PUCCH} = 4$
0	[1 1 1 1 1]	[+1 +1 +1 +1]
1	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	[+1 +1 -1 -1]
2	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	[+1 -1 -1 +1]
3	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	[+1 -1 +1 -1]
4	$[1 e^{j8\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j2\pi/5}]$	-

Tabla 35

Índice de secuencia n_{oc}	Secuencia ortogonal $N_{SF}^{PUCCH} = 5$	$[w_{n_{oc}}(0) \dots w_{n_{oc}}(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$ $N_{SF}^{PUCCH} = 4$
0	[1 1 1 1 1]	[+1 +1 +1 +1]
1	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	[+1 -1 +1 -1]
2	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	[+1 +1 -1 -1]
3	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	[+1 -1 -1 +1]
4	$[1 e^{j8\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j2\pi/5}]$	-

La Figura 36 ilustra un ejemplo en el que se transmiten señales de PUCCH de acuerdo con una realización de la presente invención.

10 Como se muestra en la Figura 36, una BS y un UE configuran una pluralidad de células (S3602). La pluralidad de células incluye una PCell y una o más SCell. Posteriormente, el UE transmite información de control de enlace ascendente a través de un PUCCH (S3604). La información de control de enlace ascendente incluye al menos una de información de solicitud de planificación, información de estado de canal e información de respuesta de recepción (por ejemplo, una respuesta de ACK/NACK/DTX) de una señal de enlace descendente. En este punto, la señal de enlace descendente incluye una señal de PDCCH o un PDSCH que corresponde a la señal de PDCCH y la señal de PDCCH incluye una señal de PDCCH (PDCCH de SCell) que se transmite en una SCell.

20 En este ejemplo, el PUCCH incluye un formato 3 de PUCCH. Un procedimiento para transmitir una señal de PUCCH incluye un procedimiento para determinar asignación de recursos de PUCCH y un procedimiento para generar una señal de PUCCH. La asignación de recursos de PUCCH puede realizarse usando la Expresión 14. El procedimiento de generación de señal de PUCCH puede incluir los procedimientos anteriormente descritos con referencia a las Figuras 29 a 32. Específicamente, el procedimiento de generación de señal de PUCCH incluye un procedimiento para extender en bloques un bloque de símbolo de modulación en un símbolo de nivel de SC-FDMA. En este punto, se han mezclado códigos ortogonales usados para extensión de bloque a un nivel de intervalo. Por ejemplo, puede realizarse la extensión de bloques usando las configuraciones de código de las Tablas 20, 22, 24, 26 y 29 a 35.

La Figura 37 ilustra una BS y un UE al que puede aplicarse una realización de la presente invención. Cuando se

incluye un retransmisor en el sistema de comunicación inalámbrica, se realiza la comunicación entre la BS y el retransmisor en un enlace de retroceso y la comunicación se realiza entre el retransmisor y el UE en un enlace de acceso. Por consiguiente, la BS o el UE ilustrados en la Figura 37 pueden sustituirse por el retransmisor de acuerdo con las circunstancias.

5 Como se muestra en la Figura 37, el sistema de comunicación inalámbrica incluye una BS 110 y un UE 120. La BS 110 incluye un procesador 112, una memoria 114, y una unidad 116 de Radiofrecuencia (RF). El procesador 112 puede configurarse para implementar los procedimientos y/o técnicas sugeridas en la presente invención. La memoria 114 está conectada al procesador 112 y almacena diversa información asociada con la operación del procesador 112. La unidad de RF 116 está conectada al procesador 112 y transmite y/o recibe señales de radio. El UE 120 incluye un procesador 122, una memoria 124, y una unidad 126 de RF. El procesador 122 puede configurarse para implementar los procedimientos y/o técnicas sugeridas en la presente invención. La memoria 124 está conectada al procesador 122 y almacena diversa información asociada con la operación del procesador 122. La unidad 126 de RF está conectada al procesador 122 y transmite y/o recibe señales de radio. La BS 110 y/o el UE 120 pueden incluir una única antena o múltiples antenas.

15 Las realizaciones anteriores se proporcionan combinando componentes y características de la presente invención en formas específicas. Los componentes o características de la presente invención deberían considerarse opcionales a menos que se establezca explícitamente de otra manera. Los componentes o características pueden implementarse sin combinarse con otros componentes o características. Las realizaciones de la presente invención pueden proporcionarse también combinando algunos de los componentes y/o características. El orden de las operaciones anteriormente descritas en las realizaciones de la presente invención puede cambiarse. Algunos componentes o características de una realización pueden incluirse en otra realización o pueden sustituirse por componentes correspondientes o características de otra realización. Será evidente que las reivindicaciones que no son explícitamente dependientes entre sí pueden combinarse para proporcionar una realización o que pueden añadirse nuevas reivindicaciones a través de modificación después de que se presente esta solicitud.

25 Las realizaciones de la presente invención se han descrito centrándose principalmente en la relación de comunicación de señal entre un terminal (UE) y una estación base (BS). La relación de comunicación puede extenderse (o puede aplicarse igualmente o de manera similar) a comunicación de señal entre un terminal y un retransmisor o entre un retransmisor y una BS. Las operaciones específicas que se han descrito como que se realizan mediante la BS pueden realizarse también mediante un nodo superior según sea necesario. Es decir, será evidente para los expertos en la materia que la BS o cualquier otro nodo de red pueden realizar diversas operaciones para comunicación con terminales en una red que incluye un número de nodos de red incluyendo las BS. La expresión "estación base (BS)" puede sustituirse por otra expresión tal como "estación fija", "Nodo B", "eNodo B (eNB)", o "punto de acceso". El término "terminal" puede sustituirse también por otra expresión tal como "equipo de usuario (UE)", "estación móvil (MS)", o "estación de abonado móvil (MSS)".

35 Las realizaciones de la presente invención pueden implementarse por hardware, firmware, software, o cualquier combinación de los mismos. En el caso en el que la presente invención se implemente por hardware, una realización de la presente invención puede implementarse por uno o más circuitos integrados específicos de la aplicación (ASIC), procesadores de señales digitales (DSP), dispositivos de procesamiento de señal digital (DSPD), dispositivos de lógica programable (PLD), campos de matrices de puertas programables (FPGA), procesadores, controladores, microcontroladores, microprocesadores, o similares.

40 En el caso en el que la presente invención se implemente por firmware o software, las realizaciones de la presente invención pueden implementarse en forma de módulos, procedimientos, funciones o similares que realizan las características u operaciones anteriormente descritas. El código de software puede almacenarse en una unidad de memoria para ejecutarse mediante un procesador. La unidad de memoria puede localizarse dentro o fuera del procesador y puede comunicar datos con el procesador a través de una diversidad de medios conocidos.

45 Los expertos en la materia apreciarán que la presente invención puede realizarse en otras formas específicas a aquellas expuestas en el presente documento sin alejarse del espíritu de la presente invención. La descripción anterior se ha de interpretar por lo tanto en todos los aspectos como ilustrativa y no restrictiva. El alcance de la invención debería determinarse por interpretación razonable de las reivindicaciones adjuntas y todos los cambios que entren en el rango de equivalencia de la invención se pretende que estén abarcados en el alcance de la invención.

Aplicabilidad industrial

La presente invención es aplicable a un UE, una BS u otro equipo en un sistema de comunicación móvil inalámbrico. Específicamente, la presente invención es aplicable a un procedimiento para transmitir información de control de enlace ascendente y un aparato para lo mismo.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para un dispositivo de comunicación para transmitir una señal de Canal de Control de Enlace Ascendente Físico, PUCCH, en un sistema de comunicación inalámbrica, comprendiendo el procedimiento:

5 extender en bloques un primer símbolo de modulación usando una secuencia ortogonal de longitud 5, $N_{SF}^{PUCCH} = 5$ / que corresponde a un índice de secuencia n_{oc} ;

extender en bloques un segundo símbolo de modulación usando una secuencia ortogonal de longitud 4, $N_{SF}^{PUCCH} = 4$ / que corresponde al índice de secuencia n_{oc} ; y

mapear símbolos complejos que corresponden a símbolos de modulación de extendidos en bloques del primer y segundo símbolos de modulación a recursos físicos para transmisión de PUCCH,

10 en el que las secuencias ortogonales de longitud 5 y de longitud 4 se proporcionan usando la siguiente relación:

Índice de secuencia n_{oc}	Secuencia ortogonal $N_{SF}^{PUCCH} = 5$	$[w_{n_{oc}}(0) \dots w_{n_{oc}}(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$ $N_{SF}^{PUCCH} = 4$
0	[1 1 1 1 1]	[+1 +1 +1 +1]
1	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	[+1 -1 +1 -1]
2	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	[+1 +1 -1 -1]
3	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	[+1 -1 -1 +1]

2. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, en el que los símbolos complejos se obtienen usando realización de desplazamiento cíclico y precodificación por Transformada de Fourier Discreta, DFT, después de los símbolos de modulación de extendidos en bloques del primer y segundo símbolos de modulación.

15 3. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la señal de PUCCH se transmite a través de una subtrama para una Señal de Referencia de Sondeo, SRS.

4. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 3, en el que la señal de PUCCH se transmite usando 5 símbolos de Acceso Múltiple por División en Frecuencia de Portadora Única, SC-FDMA, en el intervalo 0 y se transmite usando 4 símbolos de SC-FDMA en el intervalo 1.

20 5. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 4, en el que la señal de PUCCH se transmite usando símbolos de SC-FDMA de índices 0, 2, 3, 4 y 6 en el intervalo 0 y se transmite usando símbolos de SC-FDMA de índices 0, 2, 3 y 4 en el intervalo 1.

25 6. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la primera secuencia de símbolos de modulación se transmite a través del intervalo 0 y la segunda secuencia de símbolos de modulación se transmite a través del intervalo 1.

7. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la señal de PUCCH incluye Información de Control de Enlace Ascendente, UCI.

8. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, en el que una pluralidad de células servidoras está configurada para el dispositivo de comunicación.

30 9. Un dispositivo de comunicación configurado para transmitir una señal de Canal de Control de Enlace Ascendente Físico, PUCCH, en un sistema de comunicación inalámbrica, comprendiendo el dispositivo de comunicación:

una unidad de Radiofrecuencia, RF; y
un procesador,

en el que el procesador está configurado para extender en bloques un primer símbolo de modulación usando una

35 secuencia ortogonal de longitud 5, $N_{SF}^{PUCCH} = 5$ / que corresponde a un índice de secuencia n_{oc} , extender en

$$N_{SF}^{PUCCH} = 4$$

bloques un segundo símbolo de modulación usando una secuencia ortogonal de longitud 4, que corresponde al índice de secuencia n_{oc} , y mapear símbolos complejos que corresponden a símbolos de modulación de extendidos en bloques del primer y segundo símbolos de modulación a recursos físicos para transmisión de PUCCH,

5 en el que las secuencias ortogonales de longitud 5 y longitud 4 se proporcionan usando la siguiente relación:

Índice de secuencia n_{oc}	Secuencia ortogonal $N_{SF}^{PUCCH} = 5$	$[w_{n_{oc}}(0) \dots w_{n_{oc}}(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$ $N_{SF}^{PUCCH} = 4$
0	[1 1 1 1 1]	[+1 +1 +1 +1]
1	$[1 e^{j2\pi/5} e^{j4\pi/5} e^{j6\pi/5} e^{j8\pi/5}]$	[+1 -1 +1 -1]
2	$[1 e^{j4\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j6\pi/5}]$	[+1 +1 -1 -1]
3	$[1 e^{j6\pi/5} e^{j2\pi/5} e^{j8\pi/5} e^{j4\pi/5}]$	[+1 -1 -1 +1]

10. El dispositivo de comunicación de acuerdo con la reivindicación 9, en el que la señal de PUCCH se transmite a través de una subtrama para una Señal de Referencia de Sondeo, SRS.

10 11. El dispositivo de comunicación de acuerdo con la reivindicación 10, en el que la señal de PUCCH se transmite usando 5 símbolos de Acceso Múltiple por División en Frecuencia de Portadora Única, SC-FDMA, en el intervalo 0 y se transmite usando 4 símbolos de SC-FDMA en el intervalo 1.

12. El dispositivo de comunicación de acuerdo con la reivindicación 11, en el que la señal de PUCCH se transmite usando símbolos de SC-FDMA de índices 0, 2, 3, 4 y 6 en el intervalo 0 y se transmite usando símbolos de SC-FDMA de índices 0, 2, 3 y 4 en el intervalo 1.

15 13. El dispositivo de comunicación de acuerdo con la reivindicación 9, en el que la primera secuencia de símbolos de modulación se transmite a través del intervalo 0 y la segunda secuencia de símbolos de modulación se transmite a través del intervalo 1.

14. El dispositivo de comunicación de acuerdo con la reivindicación 9, en el que la señal de PUCCH incluye Información de Control de Enlace Ascendente, UCI.

20 15. El dispositivo de comunicación de acuerdo con la reivindicación 9, en el que está configurada una pluralidad de células servidoras.

FIG. 1

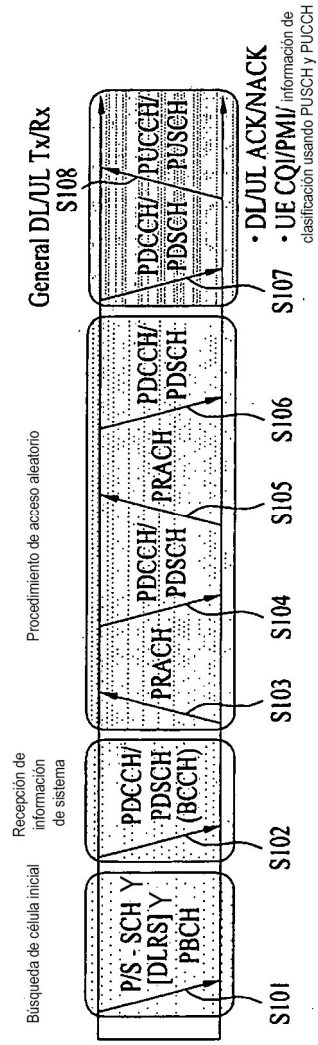


FIG. 2

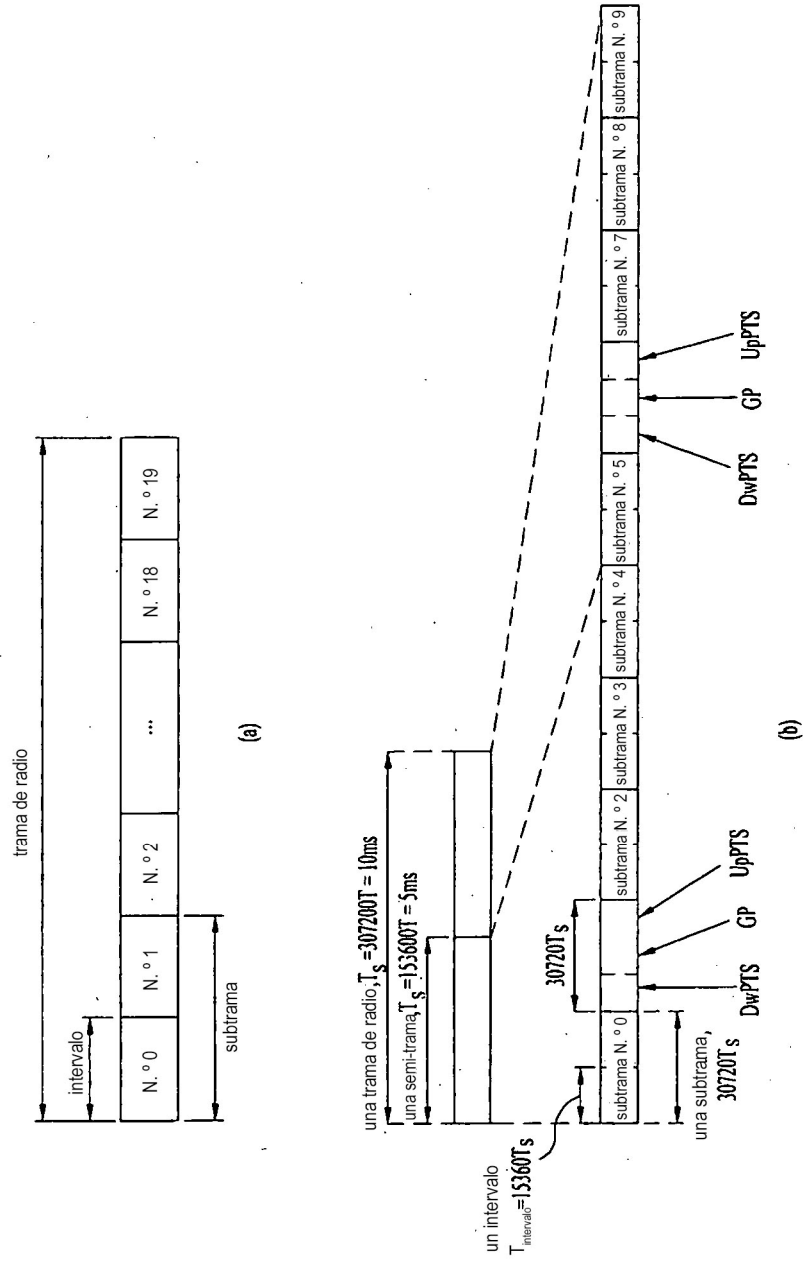


FIG. 3A

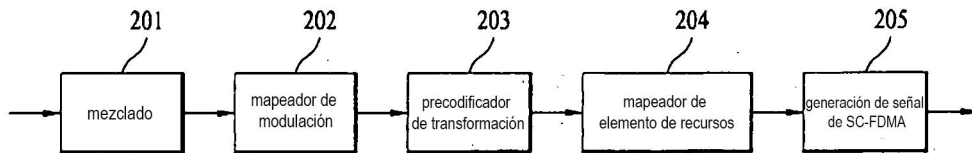


FIG. 3B

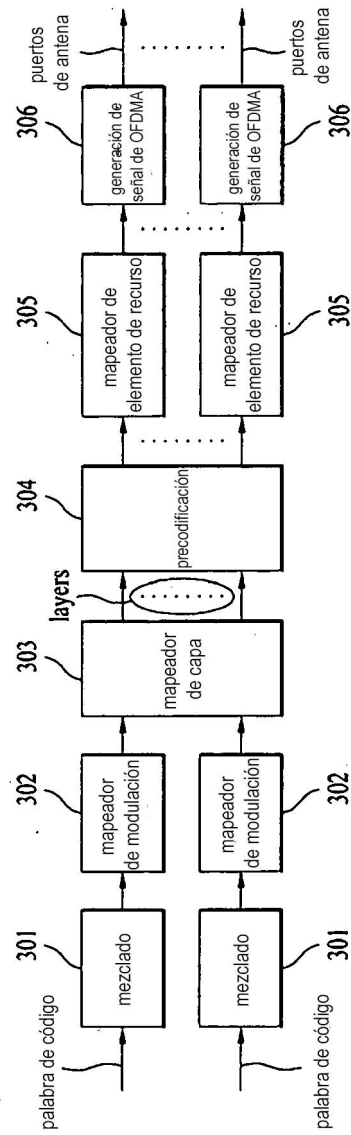


FIG. 4

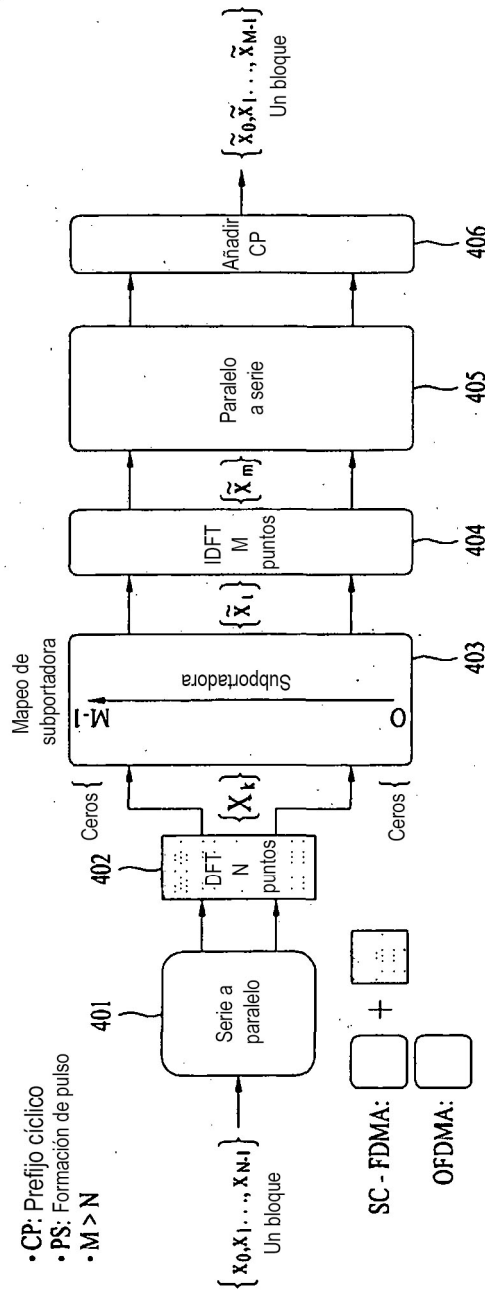


FIG. 5

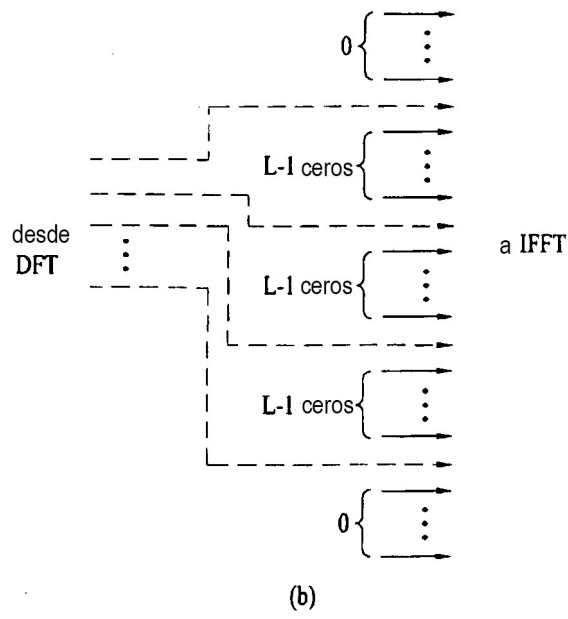
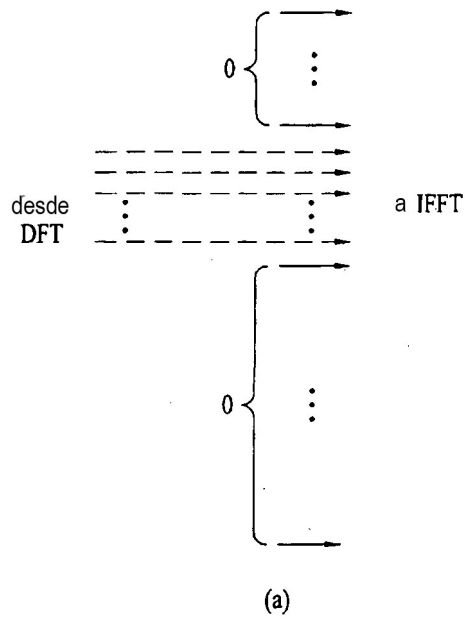


FIG. 6

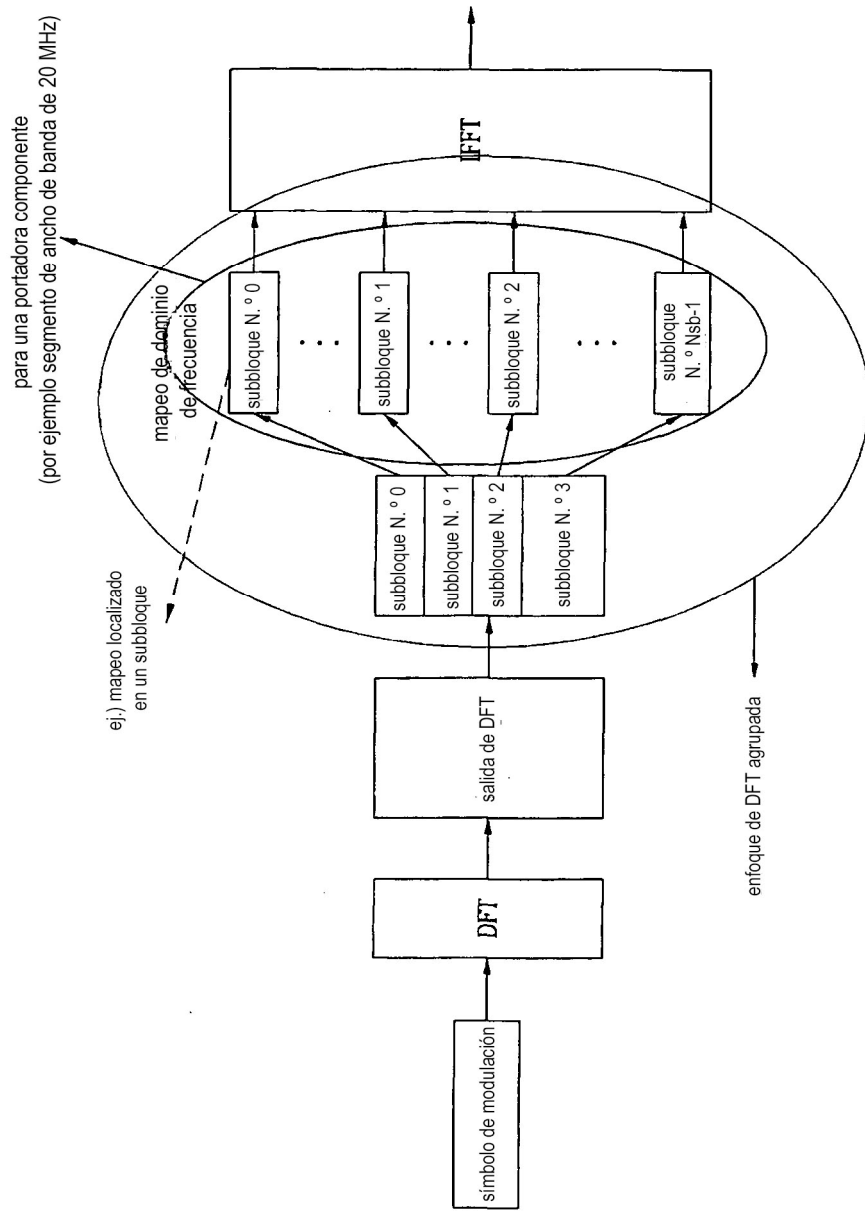


FIG. 7

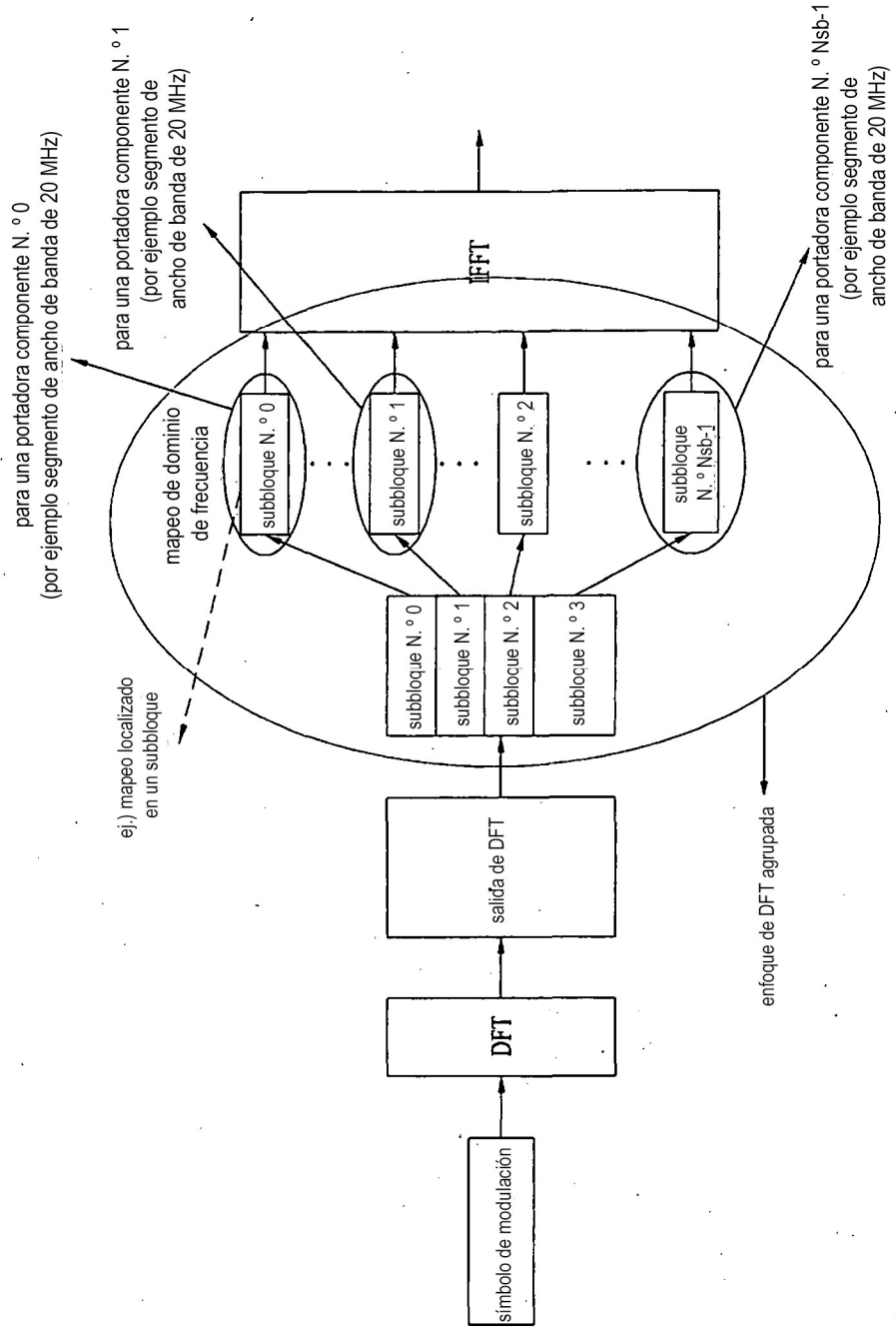


FIG. 8

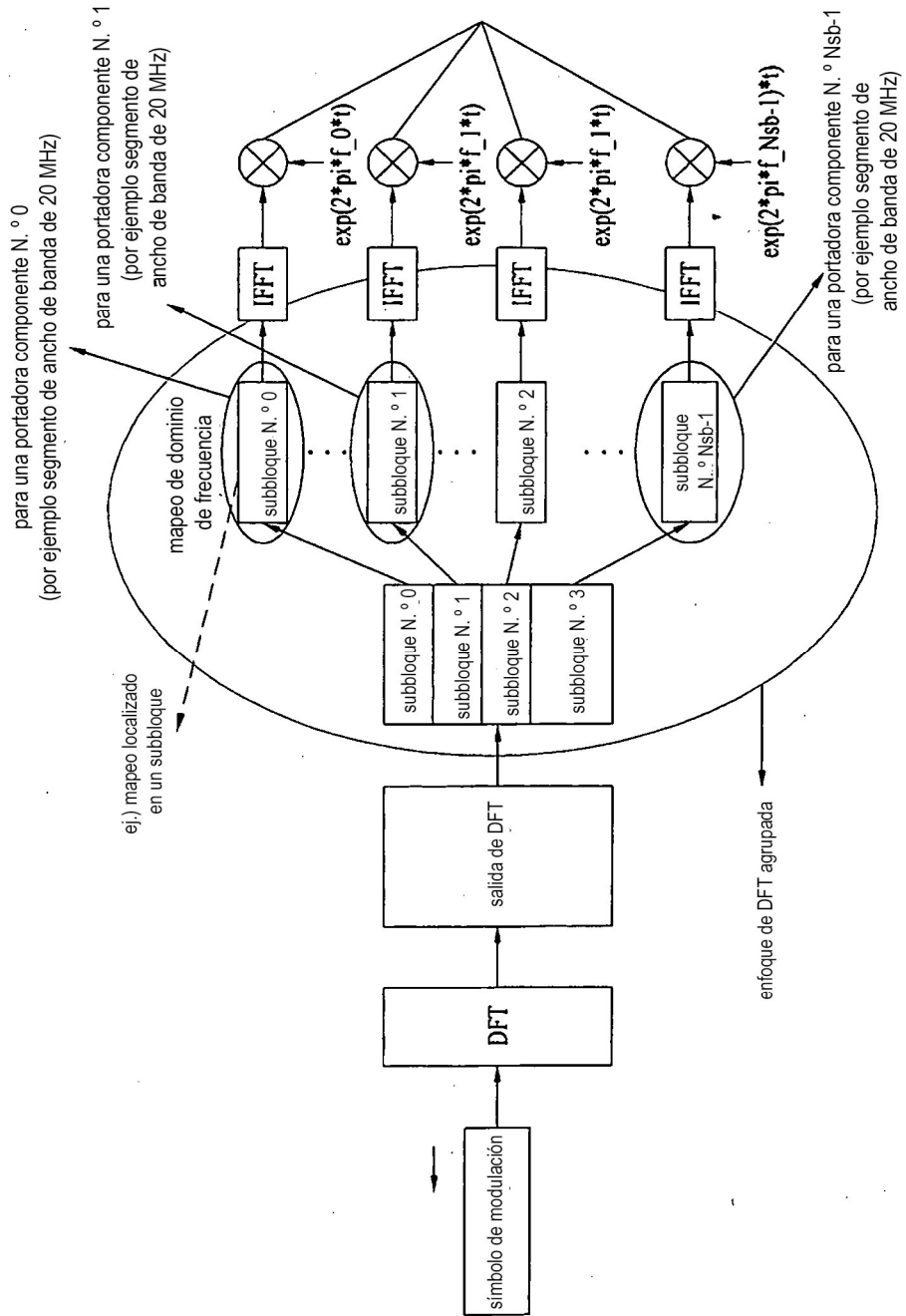


FIG. 9

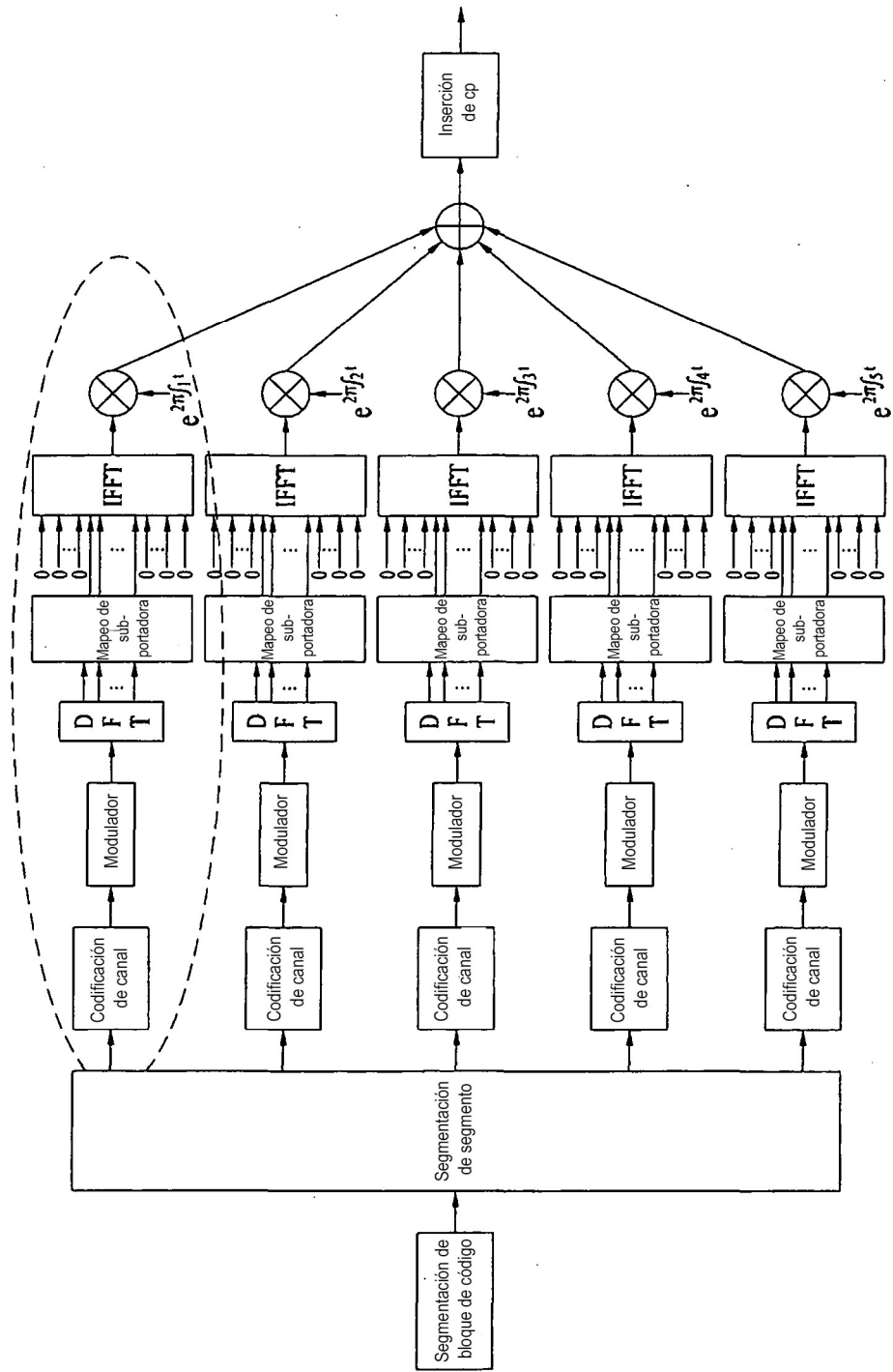


FIG. 10

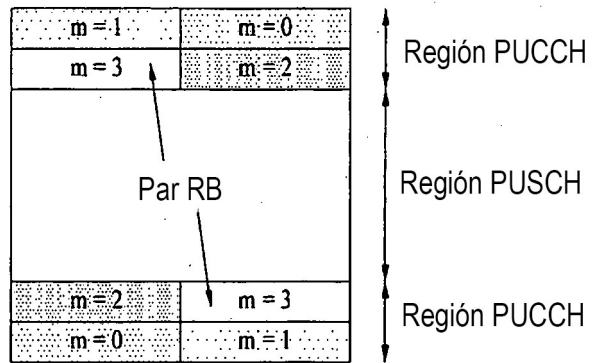


FIG. 11

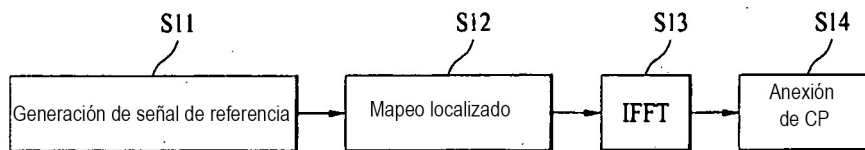


FIG. 12A

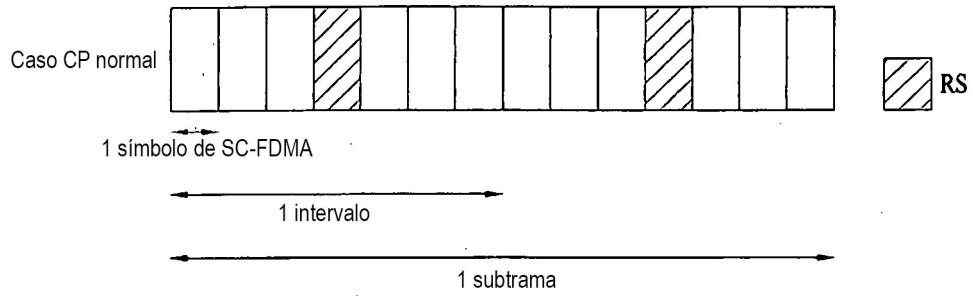


FIG. 12B

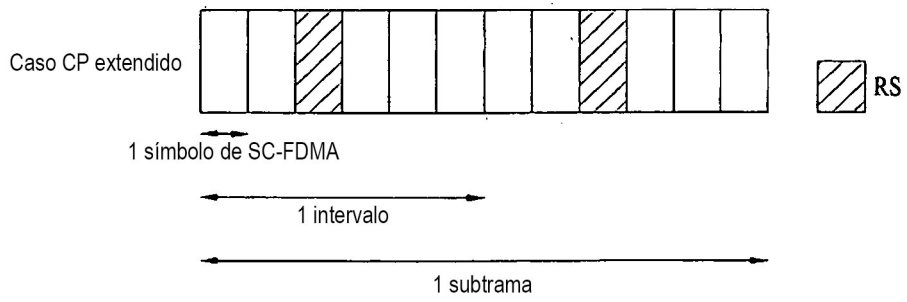
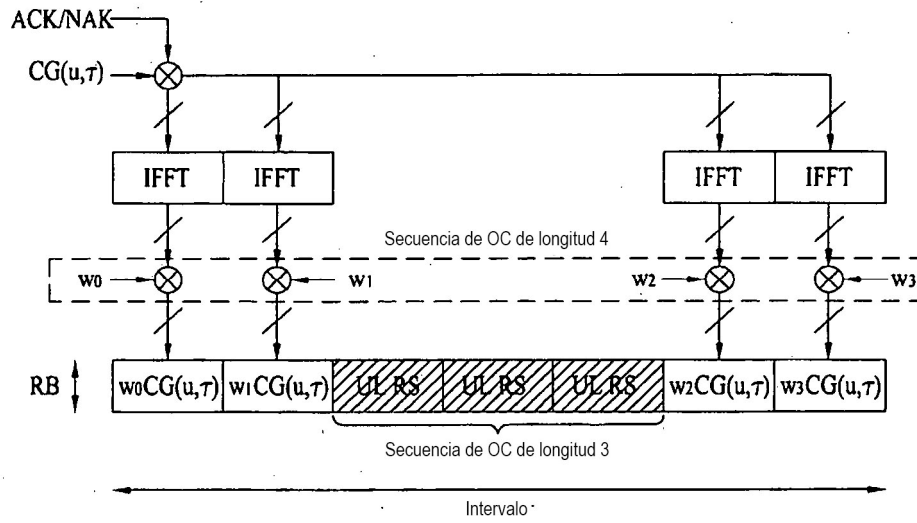
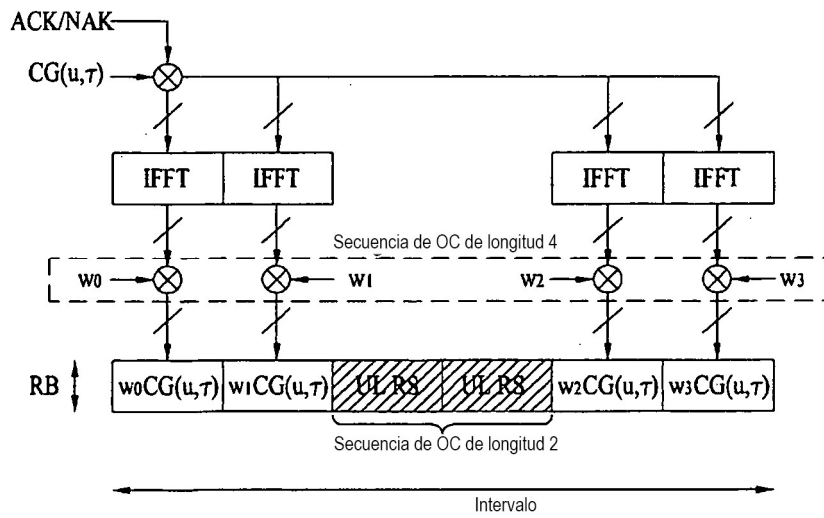


FIG. 13



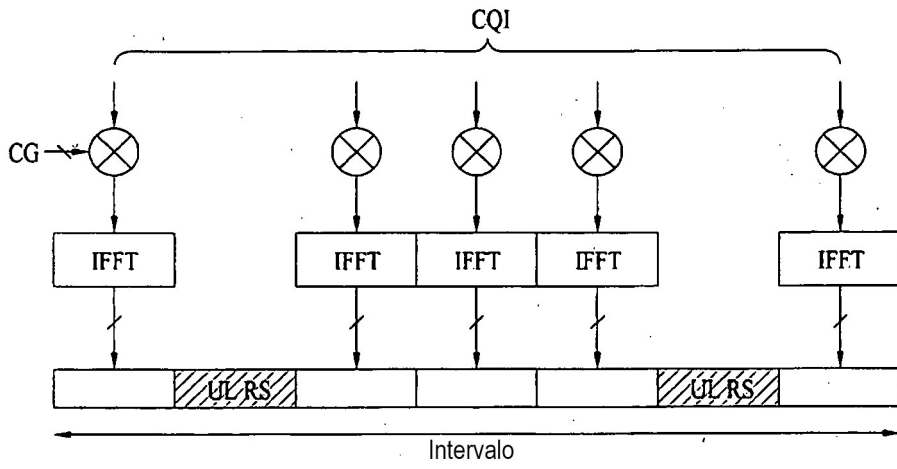
Estructura de formato de PUCCH 1a y 1b (caso CP normal)

FIG. 14



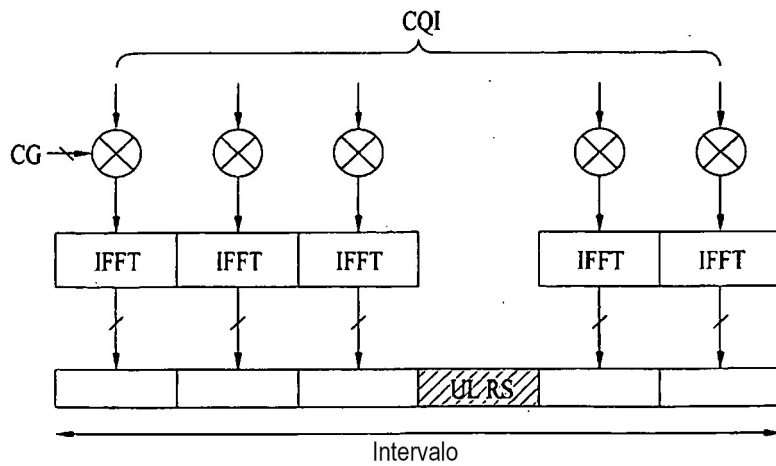
Estructura de formato de PUCCH 1a y 1b (caso CP extendido)

FIG. 15



Estructura de formato de PUCCH 2,2a y 2b (caso CP normal)

FIG. 16



Estructura de formato de PUCCH 2,2a y 2b (caso CP extendido)

Asignación de recursos: 18 canales de ACK/NACK con CP normal CP $\Delta_{\text{PUCCH}}=2$

Compensación de desplazamiento cíclico específico de célula		Cubierta ortogonal de RS			Cubierta ortogonal de ACK/NACK		
$\delta_{\text{PUCCH}} \in \{1\}$ Desplazamiento	$\delta_{\text{PUCCH}} \in \{0\}$ Desplazamiento	$n_{\text{OC}}=0$	$n_{\text{OC}}=1$	$n_{\text{OC}}=2$	$n_{\text{OC}}=0$	$n_{\text{OC}}=1$	$n_{\text{OC}}=2$
$n_{\text{CS}}=1$	$n_{\text{CS}}=0$	$n^i=0$			$n^i=0$		
2	1		6	12	6	12	12
3	2	1		13	1	13	13
4	3		7		7		
5	4	2		14	2	14	14
6	5		8		8		
7	6	3		15	3	15	15
8	7		9		9		
9	8	4		16	4	16	16
10	9		10		10		
11	10	5		17	5	17	17
0	11		11		11		

$\Delta_{\text{PUCCH}} \in \{1,2,3\}$ para prefijo cíclico normal
Desplazamiento $\{1,2,3\}$ para prefijo cíclico extendido

valor de desplazamiento cíclico específico de célula de secuencia CAZAC

$\delta_{\text{PUCCH}} \in \{0,1, \dots, \Delta_{\text{PUCCH}} - 1\}$
Desplazamiento

Compensación de desplazamiento cíclico específico de célula

n_{OC} Índice de secuencia ortogonal para ACK/NACK

\bar{n}_{OC} Índice de secuencia para RS

n_{CS} valor de desplazamiento cíclico de una secuencia CAZAC

n^i Índice de recurso de ACK/NACK usado para canalización en un RB

FIG. 17

FIG. 18

Desplazamiento cíclico	Cubierta ortogonal			ACK/NACK	CQI	Desplazamientos de guarda
	OC Índice=0	OC Índice=1	OC Índice=2			
0	+	+	+	}	}	}
1	+	+	+			
2	+	+	+			
3	+	+	+			
4	+	+	+	}	}	}
5	+	+	+			
6	+	+	+			
7	+	+	+			
8	+	+	+	}	}	}
9	+	+	+			
10	+	+	+			
11	+	+	+			

FIG. 19

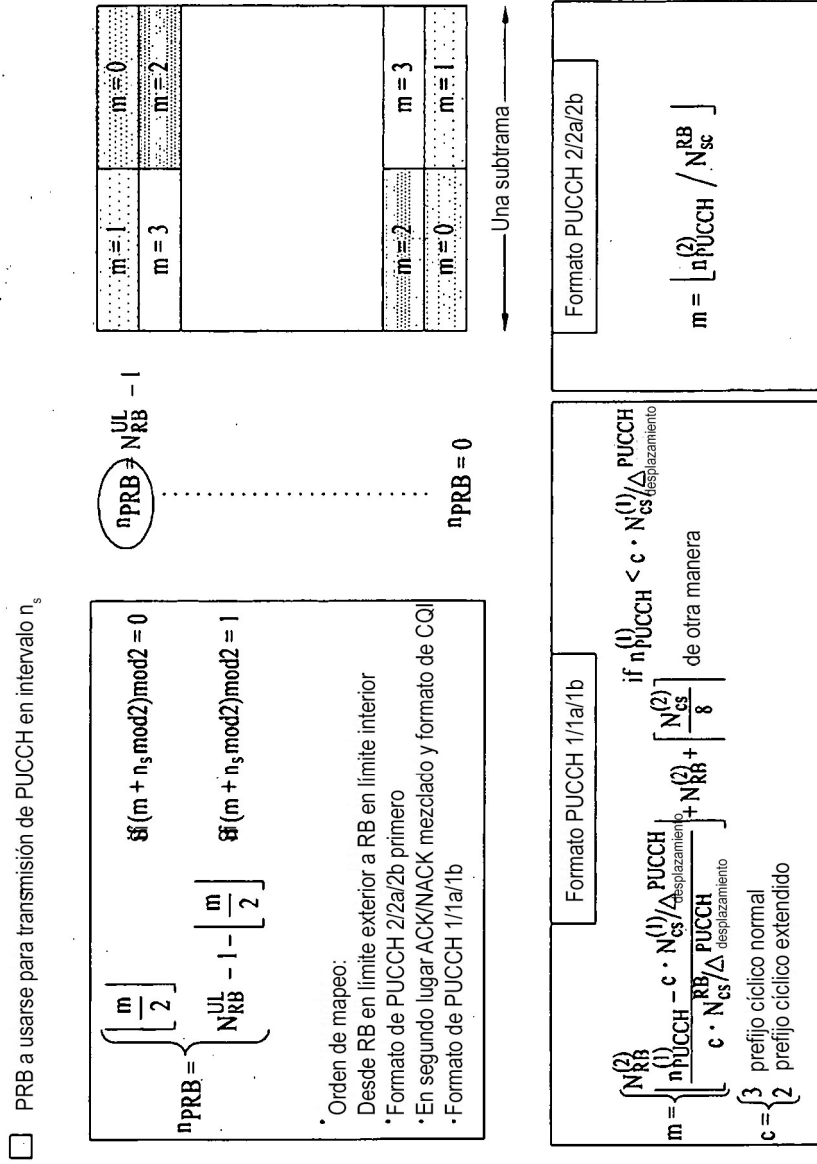


FIG. 20

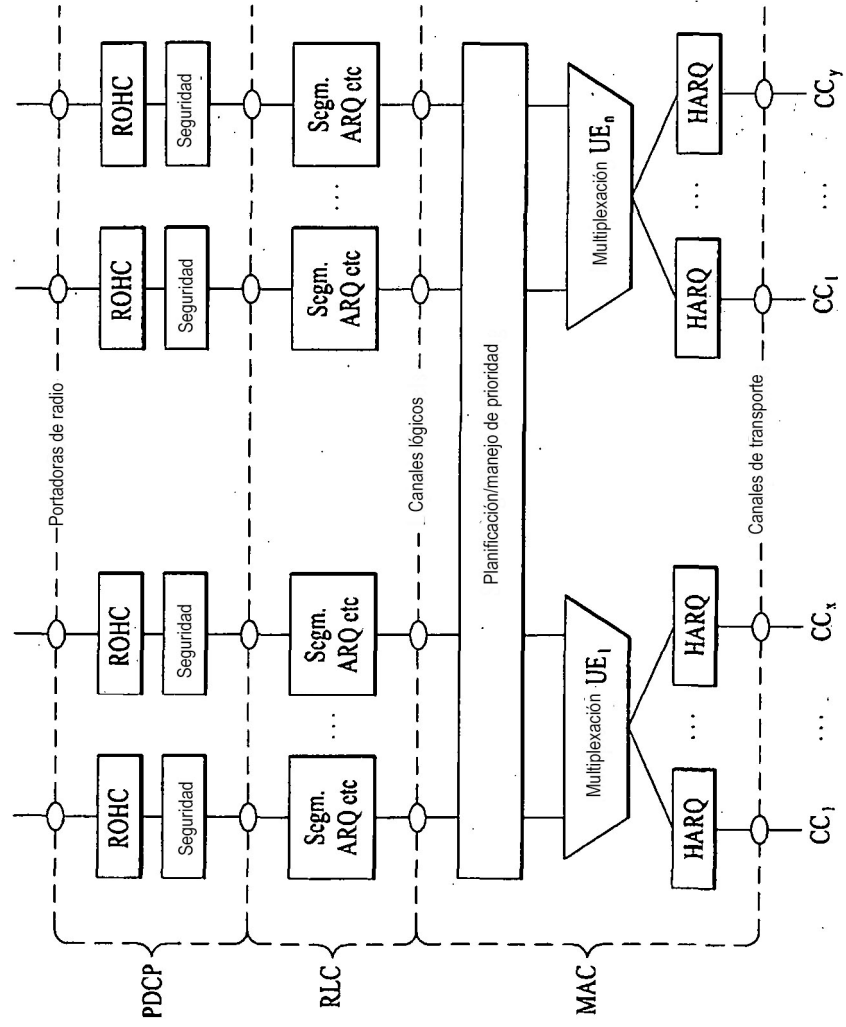


FIG. 21

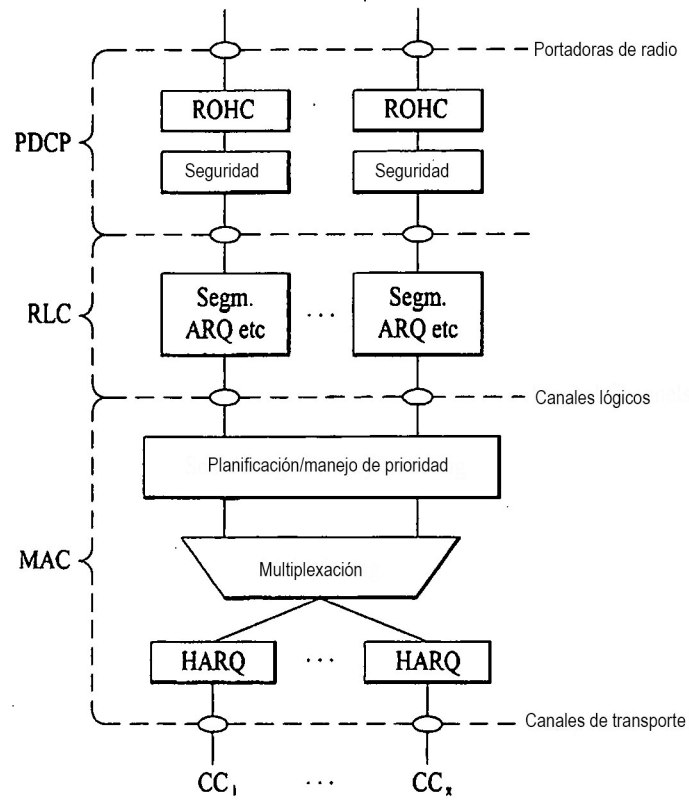


FIG. 22

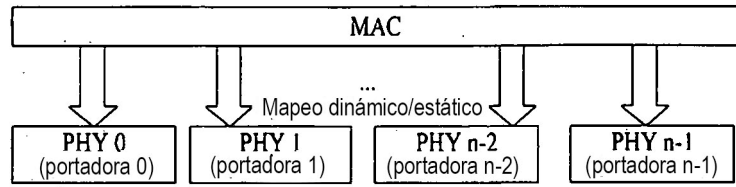


FIG. 23

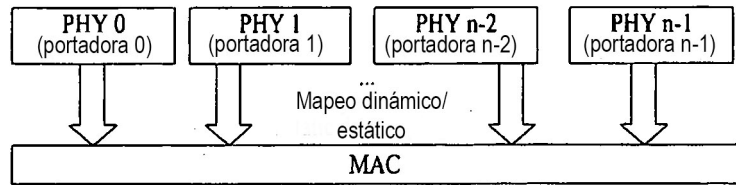


FIG. 24

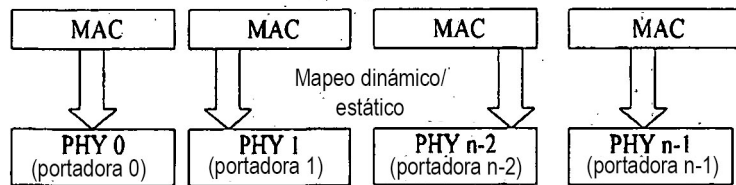


FIG. 25

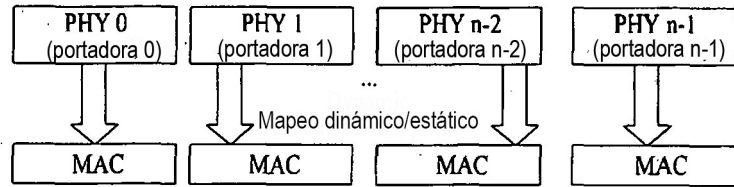


FIG. 26

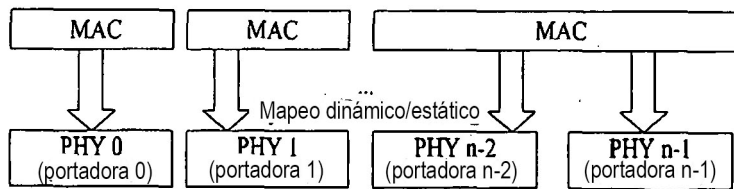


FIG. 27

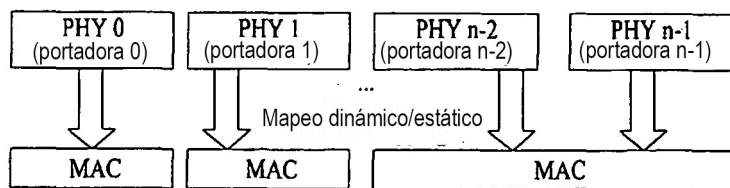


FIG. 28

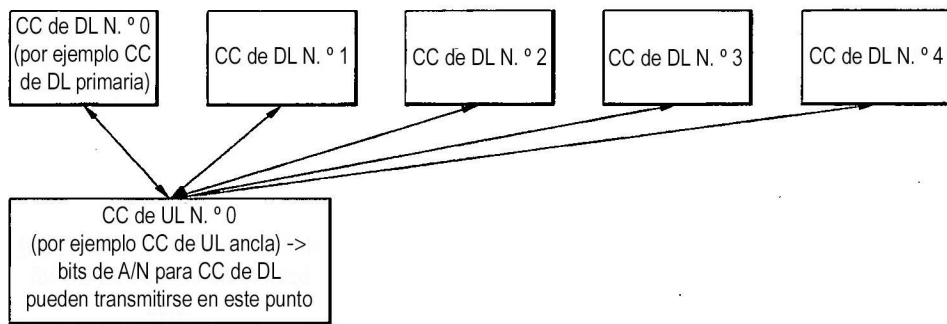


FIG. 29A

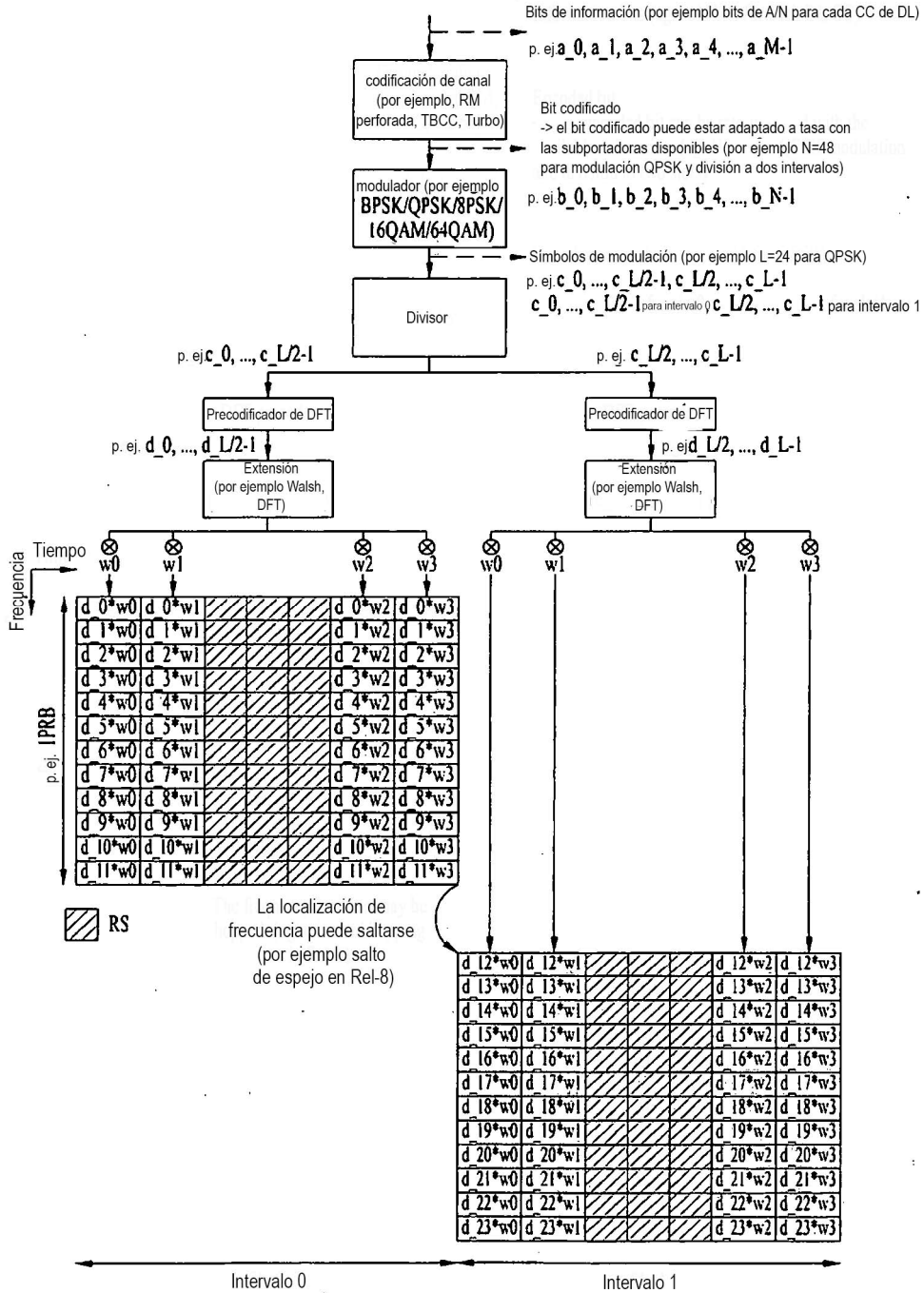


FIG. 29B

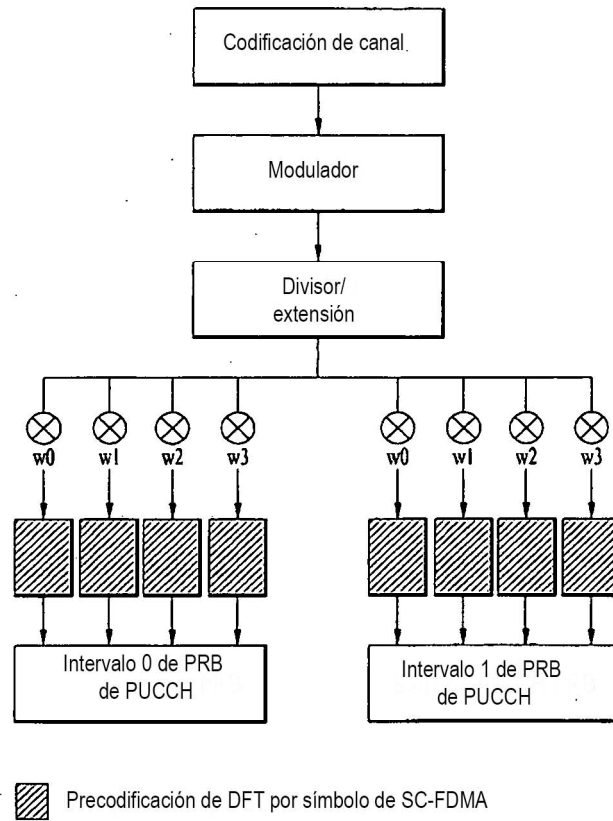


FIG. 29C

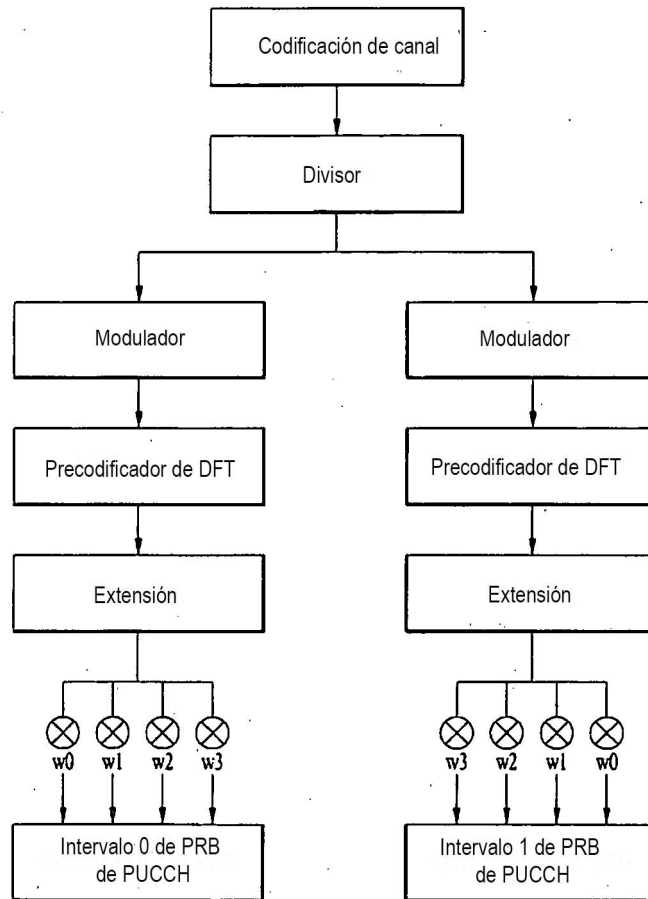


FIG. 29D

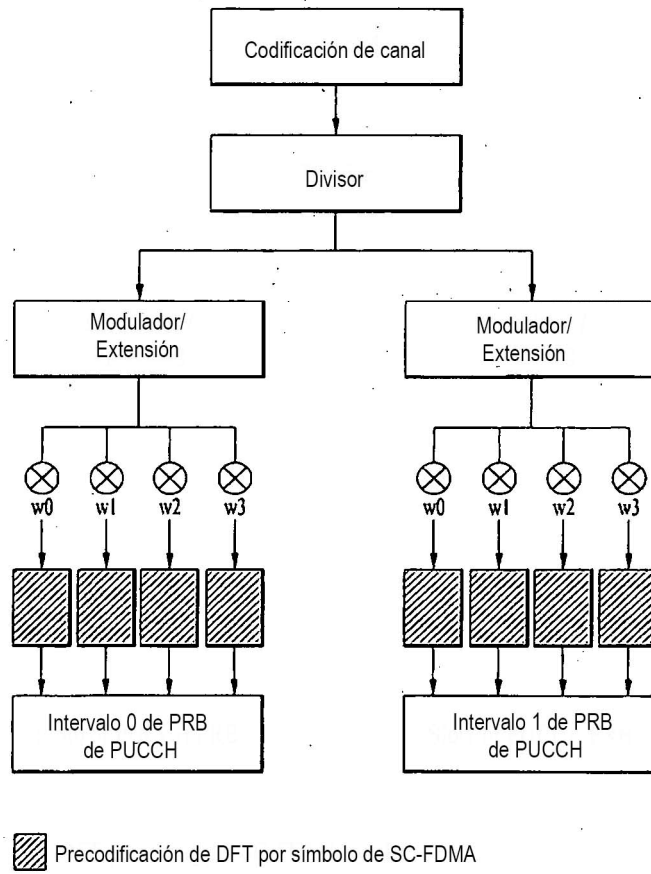
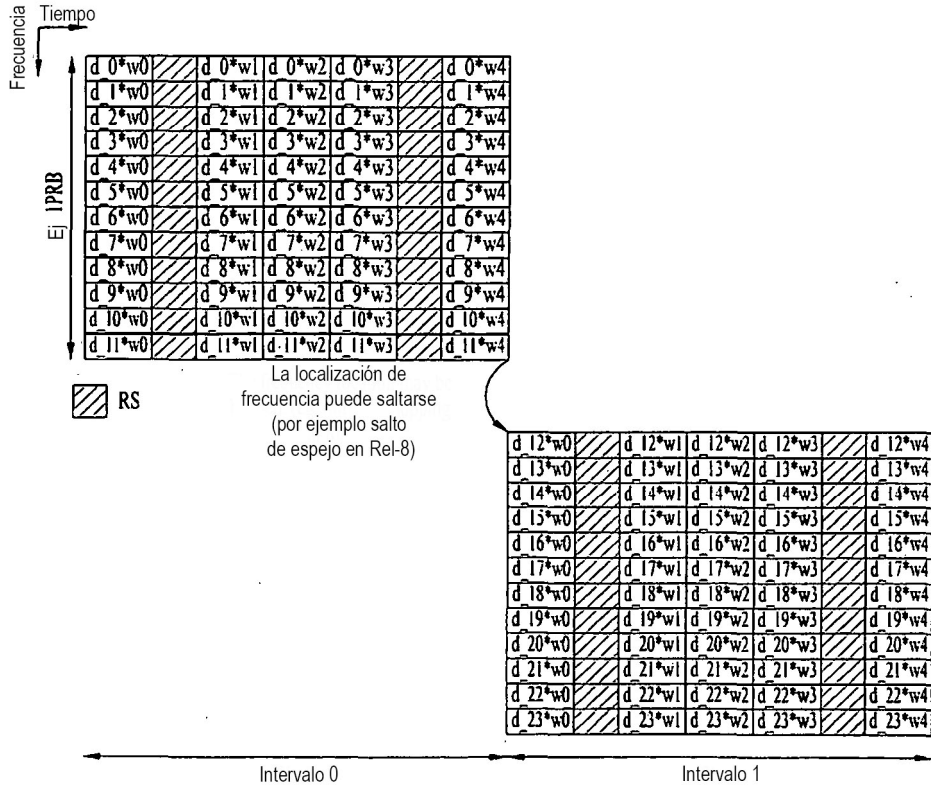
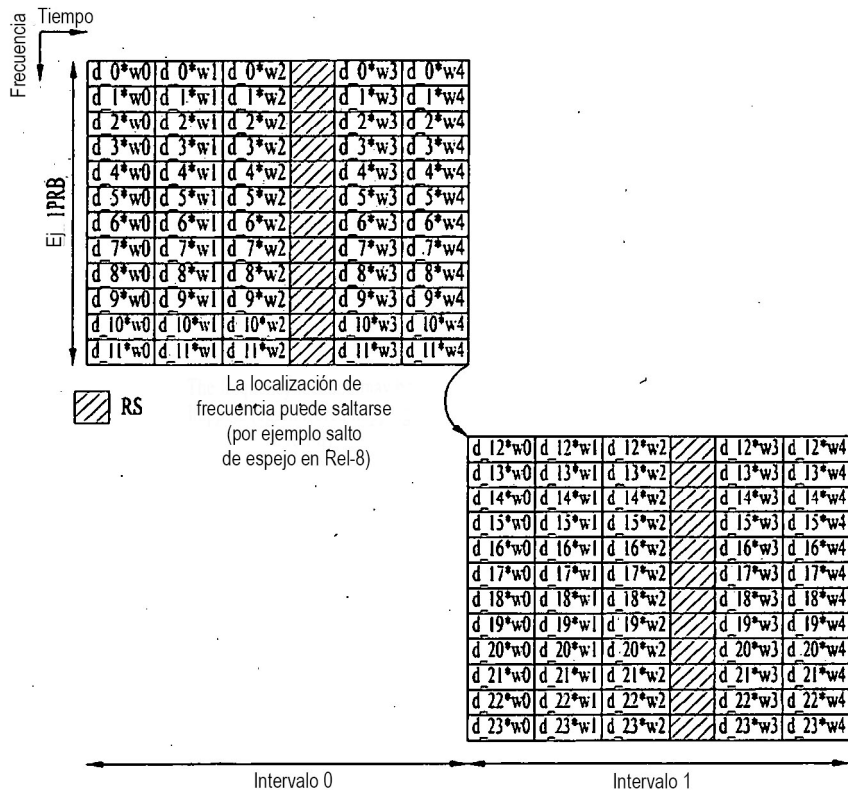


FIG. 29E



Reutilización de estructura de formato 2 de PUCCH de LTE (caso CP normal)

FIG. 29F



Reutilización de estructura de formato 2 de PUCCH de LTE (caso CP extendido)

FIG. 30

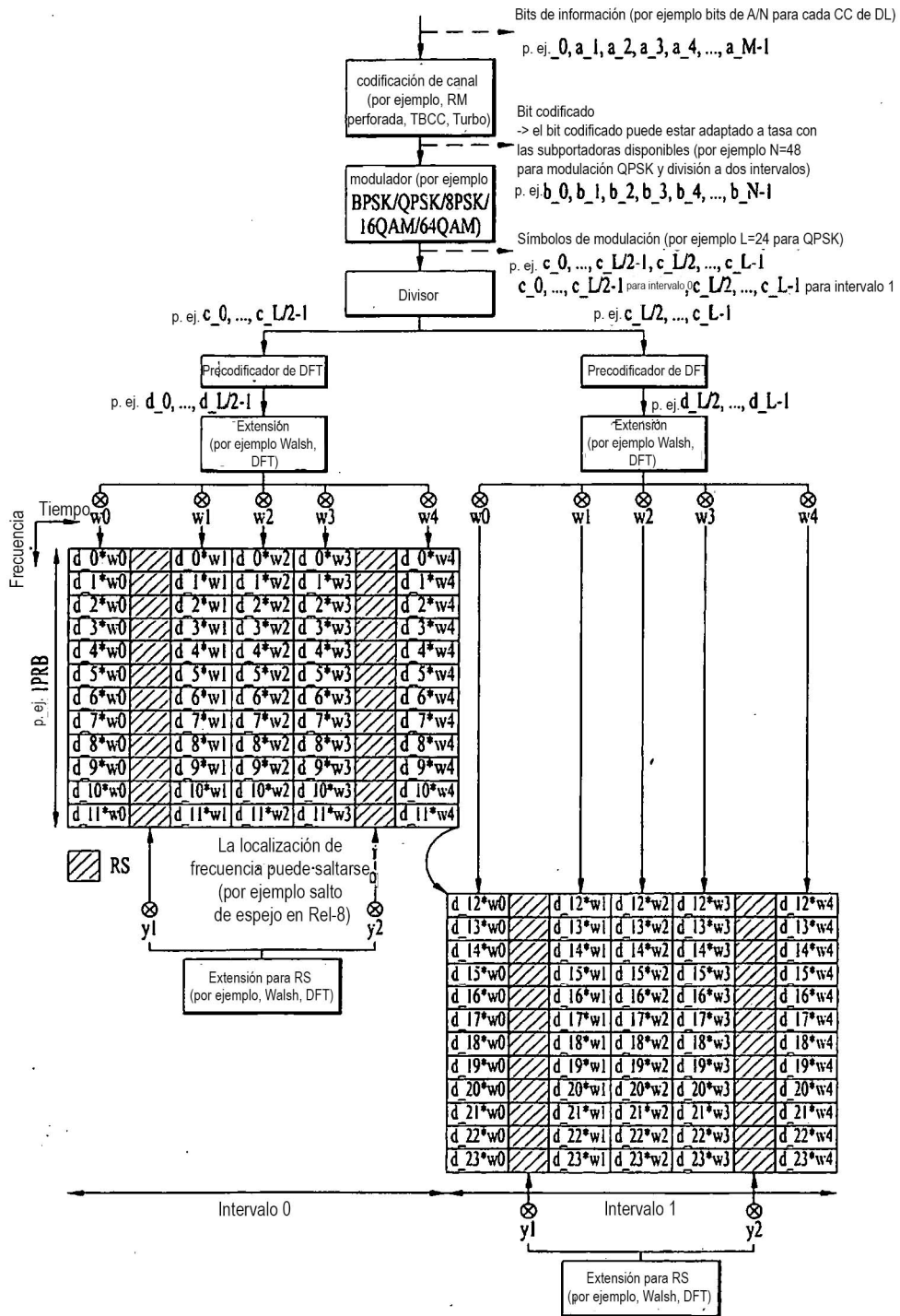
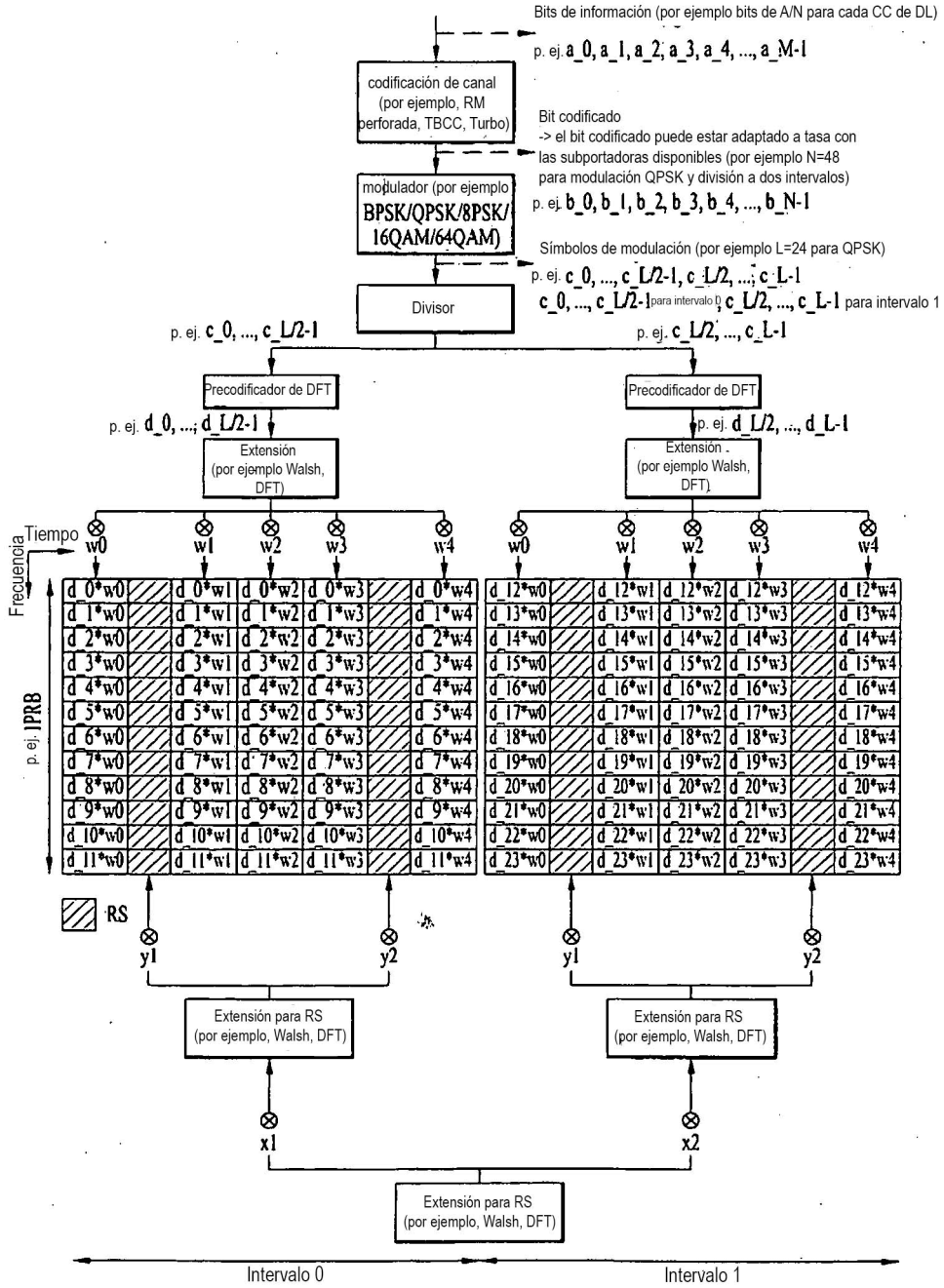


FIG. 31



[Fig 32]

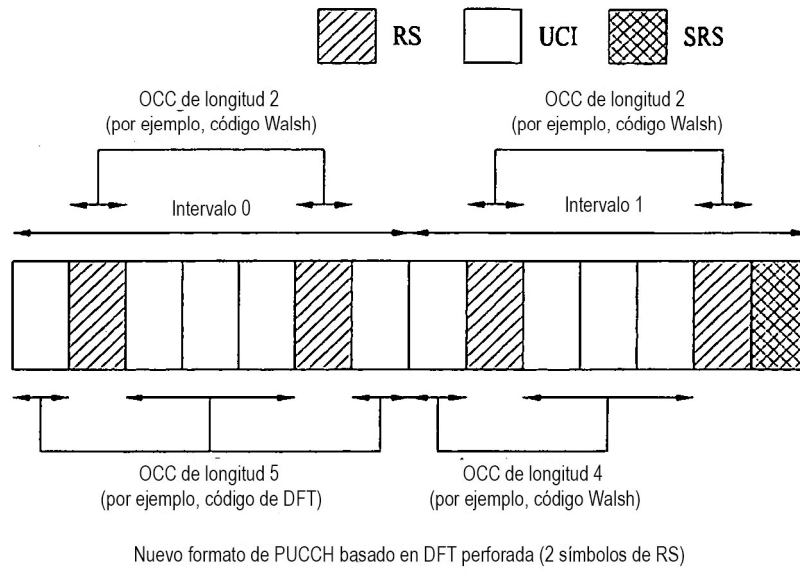


FIG. 33

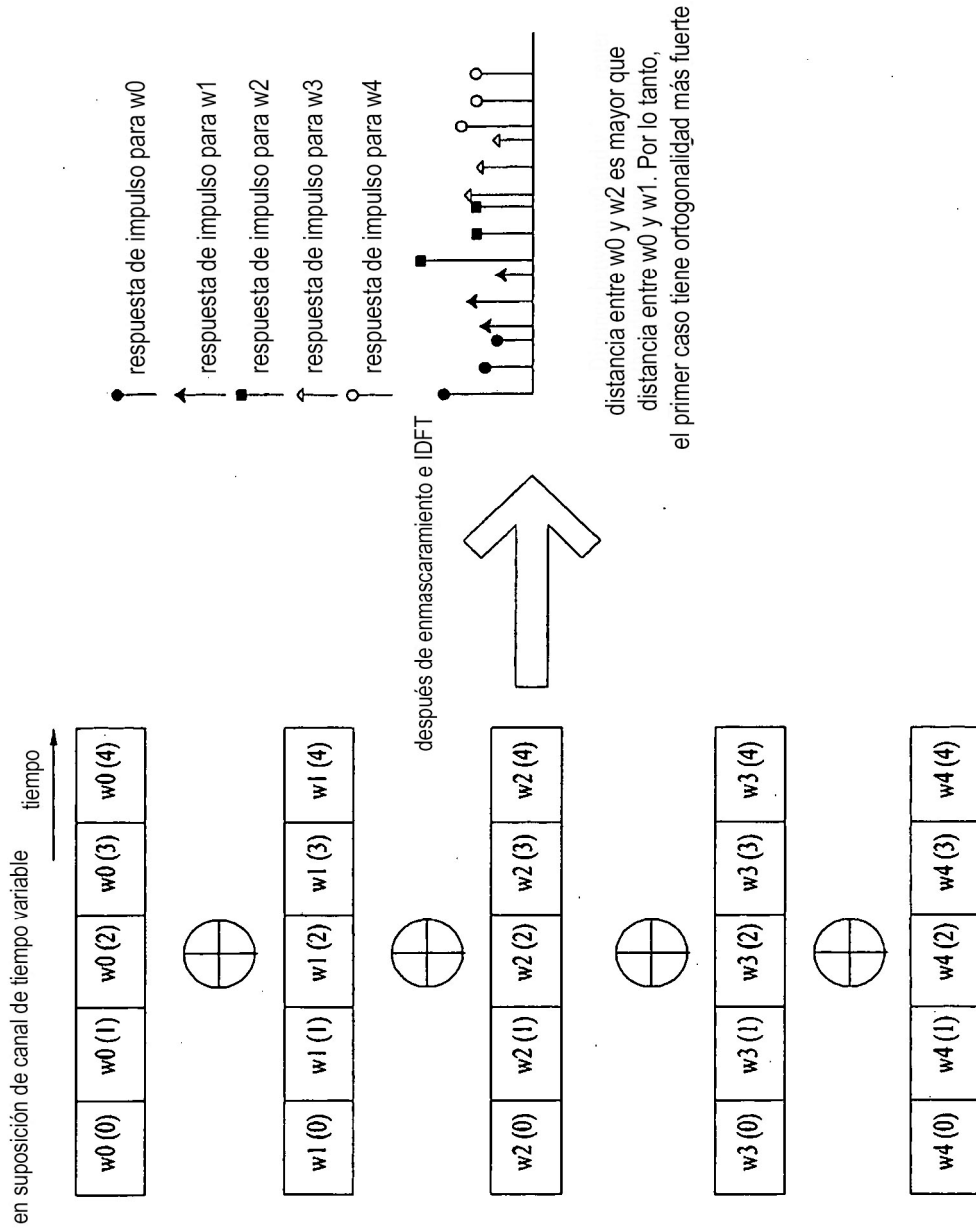


FIG. 34

* Δ se define como un desplazamiento entre dos vectores

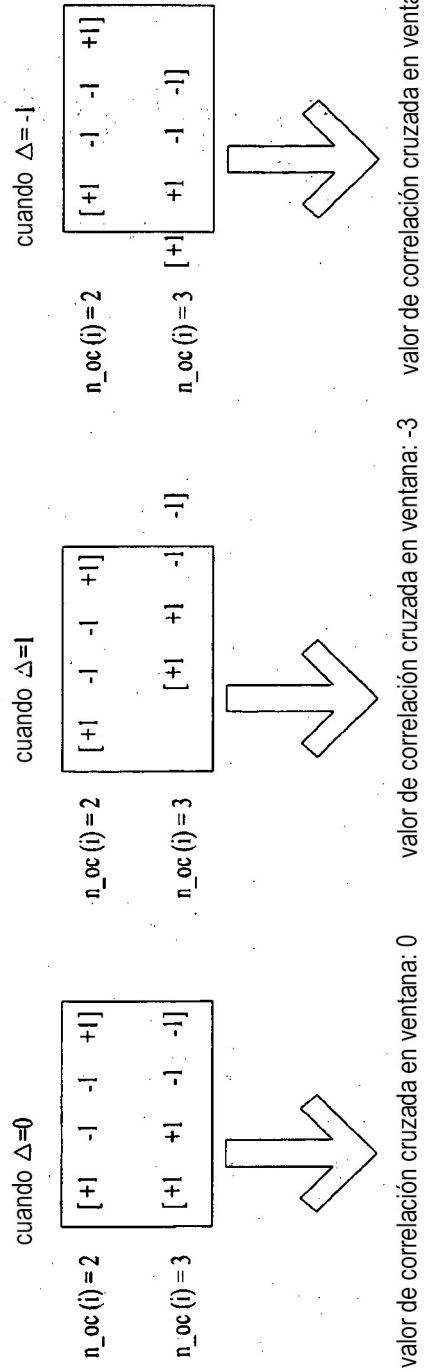


FIG. 35

* Δ se define como un desplazamiento entre dos vectores

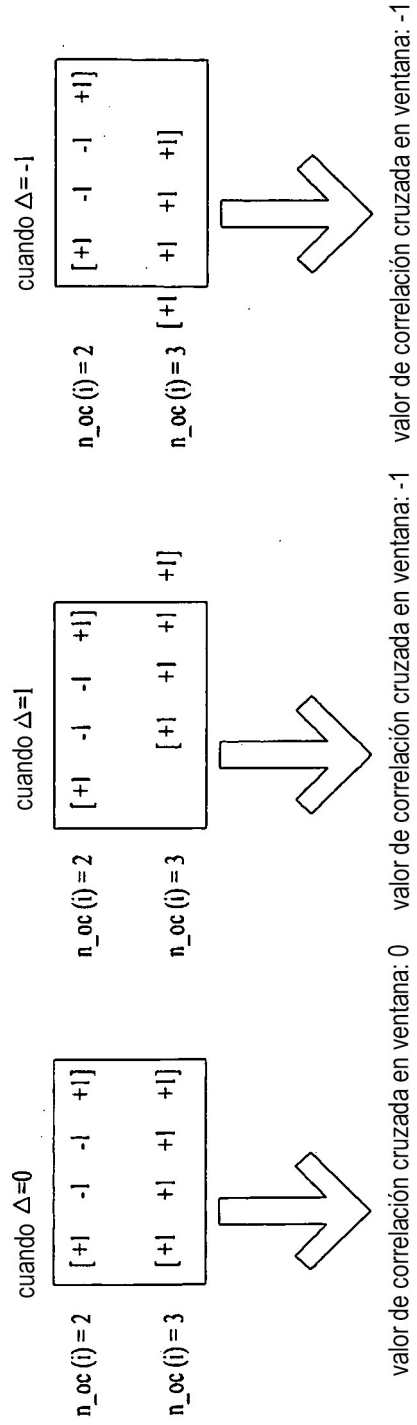
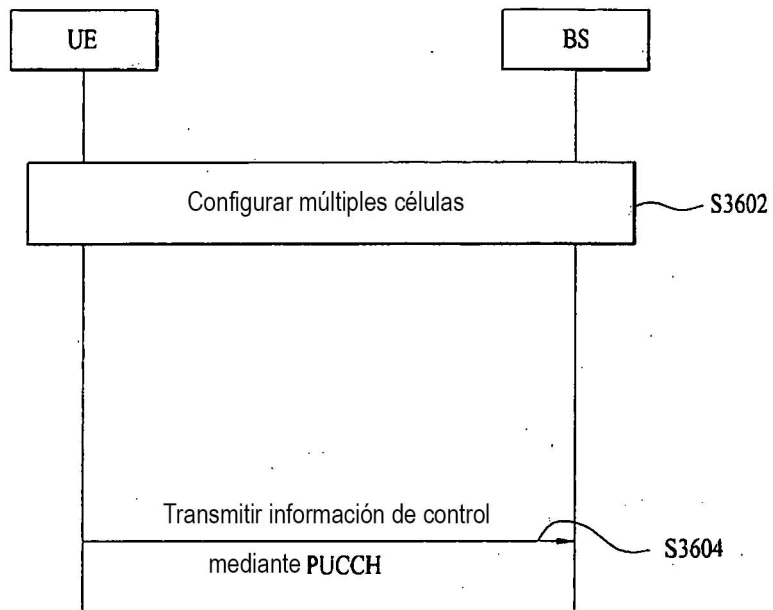


FIG. 36



*generación de señal de PUCCH incluye extensión de bloque en nivel de símbolo de SC-FDMA y código usado para ensanchamiento de bloque se ha aleatorizado a nivel de intervalo

FIG. 37

