

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 922 025**

51 Int. Cl.:

H04J 11/00 (2006.01)

H04L 5/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **26.04.2018** **PCT/KR2018/004861**

87 Fecha y número de publicación internacional: **08.11.2018** **WO18203617**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **26.04.2018** **E 18745480 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **08.06.2022** **EP 3425825**

54 Título: **Método para recibir una señal de sincronización y aparato para el mismo**

30 Prioridad:

05.05.2017 US 201762502543 P

16.06.2017 US 201762521263 P

28.07.2017 US 201762538065 P

11.08.2017 US 201762544212 P

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
06.09.2022

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

KO, HYUNSOO;
KIM, KIJUN;
YOON, SUKHYON;
KIM, YOUNGSUB y
KIM, EUNSUN

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 922 025 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

Método para recibir una señal de sincronización y aparato para el mismo

Campo técnico

- 5 La presente invención se refiere a un método para recibir una señal de sincronización y un aparato para el mismo, y, más particularmente, a un método para determinar un índice de una señal de sincronización recibida por un UE y un aparato para el mismo.

Antecedentes de la técnica

- 10 A medida que más dispositivos de comunicación requieren un mayor tráfico de comunicación, surge la necesidad de un sistema 5G de próxima generación correspondiente a la comunicación de banda ancha móvil, que esté mejorado en comparación con un sistema LTE heredado. En el sistema 5G de próxima generación, los escenarios se pueden clasificar en Banda Ancha Móvil Mejorada (eMBB, por sus siglas en inglés), Comunicaciones de Tipo Máquina Ultrafiabiles (uMTC, por sus siglas en inglés), Comunicaciones de Tipo Máquina Masivas (mMTC, por sus siglas en inglés), y similares.

- 15 La eMBB corresponde a un escenario de comunicación móvil de próxima generación que tiene características tales como alta eficiencia de espectro, alta tasa de datos experimentada por el usuario, alta tasa máxima de datos y similares, las uMTC corresponden a un escenario de comunicación móvil de próxima generación que tiene características tales como ultrafiabiles, latencia ultrabaja, disponibilidad ultraalta y similares (por ejemplo, V2X, Servicio de Emergencia, Control Remoto), y las mMTC corresponden a un escenario de comunicación móvil de próxima generación que tiene características tales como bajo costo, bajo consumo de energía, paquete corto y conectividad masiva (por ejemplo, IoT).

- 20 El documento ("SS block composition, SS burst set composition and SS time index indication", R1-1705318, XP051243448) describe consideraciones de diseño sobre el número máximo de bloques de señales de sincronización (SS) dentro de un conjunto de ráfagas de SS, componentes de bloques de SS y posibles ubicaciones de bloques de SS.

- 25 El documento ("NR-PBCH design", R1-1705321, XP051251874) describe el diseño de NR-PBCH desde la perspectiva de la carga útil/tamaño de NR-PBCH y la transmisión de NR-PBCH, incluyendo la numeración, el esquema de transmisión y el puerto de antena, los esquemas de multiplexación y la demodulación RS.

Divulgación de la invención

Tarea técnica

- 30 Un objeto de la presente invención consiste en proporcionar un método para recibir una señal de sincronización y un aparato para el mismo.

- 35 Las tareas técnicas que pueden obtenerse de la presente invención no están limitadas por la tarea técnica arriba mencionada. Y otras tareas técnicas no mencionadas pueden ser claramente comprendidas a partir de la siguiente descripción por parte de aquellos que tengan una experiencia ordinaria en el campo técnico al que pertenece la presente invención.

Solución técnica

- 40 Para lograr estas y otras ventajas se proporcionan realizaciones de la presente divulgación tal como se definen en las reivindicaciones adjuntas. Según un ejemplo, un método para recibir un bloque de señales de sincronización, que es recibido por un equipo de usuario (UE, por sus siglas en inglés) en un sistema de comunicación inalámbrica, incluye recibir un bloque de señales de sincronización que incluye una señal de sincronización primaria (PSS, por sus siglas en inglés), una señal de sincronización secundaria (SSS), y un canal físico de radiodifusión (PBCH, por sus siglas en inglés), y recibir una señal de referencia de demodulación (DMRS, por sus siglas en inglés) a través de una región de recursos en la que se recibe el PBCH. En este caso se puede determinar un índice del bloque de señales de sincronización considerando una secuencia de la DMRS.

- 45 En este caso, si el número de candidatos de bloque de señales de sincronización capaces de transmitir el bloque de señales de sincronización satisface un valor específico, el índice del bloque de señales de sincronización se puede determinar teniendo en cuenta una pluralidad de bits incluidos en una carga útil del PBCH.

Y 3 bits entre 6 bits para el índice del bloque de señales de sincronización se reciben a través de la DMRS y los 3 bits restantes se pueden recibir a través de la carga útil del PBCH.

- 50 Y el número de bits para el índice del bloque de señales de sincronización recibido a través de la DMRS puede determinarse según el número de candidatos de bloque de señales de sincronización capaces de transmitir el bloque de señales de sincronización.

Y el índice del bloque de señales de sincronización puede corresponder a un único índice de DMRS.

Y la secuencia de la DMRS se puede generar sobre la base de un identificador de célula para identificar una célula y el índice del bloque de señales de sincronización.

5 Y una parte de los bits incluidos en una secuencia de aleatorización del PBCH puede corresponder al índice del bloque de señales de sincronización.

10 Según un ejemplo, un equipo de usuario (UE) que recibe un bloque de señales de sincronización en un sistema de comunicación inalámbrica incluye un módulo de RF configurado para transmitir/recibir una señal con una estación base (BS, por sus siglas en inglés) y un procesador configurado para recibir un bloque de señales de sincronización que incluye una señal de sincronización primaria (PSS), una señal de sincronización secundaria (SSS), y un canal físico de radiodifusión (PBCH) para conectarlo con el módulo de RF, el procesador configurado para recibir una señal de referencia de demodulación (DMRS) a través de una región de recursos en que se recibe el PBCH. En este caso se puede determinar un índice del bloque de señales de sincronización teniendo en cuenta una secuencia de la DMRS.

15 En este caso, si el número de candidatos de bloque de señales de sincronización capaces de transmitir el bloque de señales de sincronización satisface un valor específico, el índice del bloque de señales de sincronización se puede determinar teniendo en cuenta además una pluralidad de bits incluidos en una carga útil del PBCH.

Y 3 bits entre 6 bits para el índice del bloque de señales de sincronización se reciben a través de la DMRS y los 3 bits restantes se pueden recibir a través de la carga útil del PBCH.

20 Y el número de bits para el índice del bloque de señales de sincronización recibido a través de la DMRS puede determinarse según el número de candidatos de bloque de señales de sincronización capaces de transmitir el bloque de señales de sincronización.

Y el índice del bloque de señales de sincronización puede corresponder a un único índice de DMRS.

Y la secuencia de la DMRS se puede generar sobre la base de un identificador de célula para identificar una célula y el índice del bloque de señales de sincronización.

25 Y una parte de los bits incluidos en una secuencia de aleatorización del PBCH puede corresponder al índice del bloque de señales de sincronización.

Efectos ventajosos

Según la presente invención, dado que se determina un índice de un bloque de señales de sincronización utilizando una DMRS incluida en una región de recursos en la que se recibe un PBCH, se puede aumentar el rendimiento de decodificación y reducir la sobrecarga de señalización.

30 Los expertos en la materia apreciarán que los efectos que podrían lograrse con la presente invención no se limitan a lo que se ha descrito en particular más arriba y otras ventajas de la presente invención se entenderán más claramente a partir de la siguiente descripción detallada considerada conjuntamente con los dibujos adjuntos.

Descripción de los dibujos

35 La FIGURA 1 es un diagrama para estructuras de control y planos de usuario del protocolo de interfaz de radio entre un equipo de usuario basado en estándares de red de acceso de radio 3GPP, y E-UTRAN;

la FIGURA 2 es un diagrama para explicar los canales físicos usados para el sistema 3GPP y un método general de transmisión de señales usando los canales físicos;

la FIGURA 3 es un diagrama de una estructura de una trama de radio en un sistema LTE;

40 la FIGURA 4 es un diagrama que ilustra una estructura de trama de radio para transmitir una SS (señal de sincronización) en un sistema LTE;

la FIGURA 5 ilustra una estructura de una trama de radio de enlace descendente en el sistema LTE;

la FIGURA 6 ilustra una estructura de una subtrama de enlace ascendente en el sistema LTE;

la FIGURA 7 ilustra ejemplos de un esquema de conexión entre TXRU y elementos de antena;

la FIGURA 8 ilustra un ejemplo de una estructura de subtrama autónoma;

45 la FIGURA 9 es un diagrama para explicar una realización de la correspondencia de una secuencia de señales de sincronización con un elemento de recurso;

la FIGURA 10 es un diagrama para explicar una realización de la generación de una secuencia de señales de sincronización primarias;

las FIGURAS 11 a 13 son diagramas para explicar un resultado de medición del rendimiento de detección de una señal de sincronización transmitida y el rendimiento PAPR (*peak to average power ratio* - relación potencia de cresta/potencia media) según una realización de la presente invención;

las FIGURAS 14 a 15 son diagramas para explicar realizaciones de PSS/SSS/PBCH multiplexado en una señal de sincronización;

las FIGURAS 16 a 22 son diagramas para explicar un método para configurar una ráfaga de señales de sincronización y un conjunto de ráfagas de señales de sincronización;

las FIGURAS 23 a 29 son diagramas que ilustran un método para indexar una señal de sincronización y un método para indicar un índice de la señal de sincronización, SFN, y una semitráma;

las FIGURAS 30 a 56 son diagramas que ilustran un resultado de medición de rendimiento según realizaciones de la presente invención;

las FIGURAS 57 a 59 son diagramas para explicar realizaciones de configuración de un ancho de banda para una señal de sincronización y un canal común de enlace descendente;

la FIGURA 60 es un diagrama de bloques de un aparato de comunicación según una realización de la presente divulgación.

Mejor modo

Modo para la invención

La configuración, el funcionamiento y otras características de la presente divulgación se entenderán fácilmente con realizaciones de la presente divulgación descritas con referencia a los dibujos adjuntos. Las realizaciones de la presente divulgación, tal como se exponen en la presente memoria, son ejemplos en los que las características técnicas de la presente divulgación se aplican a un sistema de Proyecto de Asociación de 3ª Generación (3GPP, por sus siglas en inglés).

Si bien las realizaciones de la presente divulgación se describen en el contexto de los sistemas de Evolución a Largo Plazo (LTE, por sus siglas en inglés) y LTE-Avanzado (LTE-A), las mismas son meramente ejemplares. Por lo tanto, las realizaciones de la presente divulgación son aplicables a cualquier otro sistema de comunicación siempre que las definiciones anteriores sean válidas para el sistema de comunicación.

La expresión 'Estación Base (BS)' se puede usar para cubrir los significados de términos que incluyen Cabeza de Radio Remota (RRH, por sus siglas en inglés), Nodo B evolucionado (eNB o eNodo B), Punto de Recepción (RP, por sus siglas en inglés), retransmisión, etc.

La FIGURA 1 ilustra pilas de protocolos del plano de control y del plano de usuario en una arquitectura de protocolo de interfaz de radio conforme a un estándar de red de acceso inalámbrico 3GPP entre un Equipo de Usuario (UE) y una Red de Acceso por Radio Terrestre UMTS Evolucionada (E-UTRAN, por sus siglas en inglés). El plano de control es una ruta en la que el UE y la E-UTRAN transmiten mensajes de control para gestionar llamadas, y el plano de usuario es una ruta en la que se transmiten datos generados desde una capa de aplicación, por ejemplo datos de voz o datos de paquetes de Internet.

Una capa física (PHY) en la Capa 1 (L1) proporciona un servicio de transferencia de información a su capa superior, una capa de Control de Acceso al Medio (MAC, por sus siglas en inglés). La capa PHY está conectada a la capa MAC a través de canales de transporte. Los canales de transporte suministran datos entre la capa MAC y la capa PHY. Los datos se transmiten en canales físicos entre las capas PHY de un transmisor y un receptor. Los canales físicos utilizan el tiempo y la frecuencia como recursos de radio. En concreto, los canales físicos se modulan en Acceso Múltiple por División de Frecuencias Ortogonales (OFDMA, por sus siglas en inglés) para Enlace Descendente (DL, por sus siglas en inglés) y en Acceso Múltiple por División de Frecuencias de Portadora Única (SC-FDMA, por sus siglas en inglés) para Enlace Ascendente (UL, por sus siglas en inglés).

La capa MAC en la Capa 2 (L2) brinda servicio a su capa superior, una capa de Control de Radioenlace (RLC, por sus siglas en inglés) a través de canales lógicos. La capa RLC en L2 admite una transmisión de datos fiable. La funcionalidad RLC puede implementarse en un bloque de funciones de la capa MAC. Una capa de Protocolo de Convergencia de Datos por Paquetes (PDCP, por sus siglas en inglés) en L2 realiza la compresión de encabezados para reducir la cantidad de información de control innecesaria y, por lo tanto, transmitir de manera eficiente paquetes de Protocolo de Internet (IP, por sus siglas en inglés) como paquetes IP versión 4 (IPv4) o IP versión 6 (IPv6) a través de una interfaz aérea que tiene un ancho de banda estrecho.

Una capa de Control de Recursos Radioeléctricos (RRC, por sus siglas en inglés) en la parte más baja de la Capa 3 (o L3) se define solo en el plano de control. La capa RRC controla canales lógicos, canales de transporte y canales físicos en relación con la configuración, reconfiguración y liberación de portadoras radioeléctricas. Una portadora radioeléctrica se refiere a un servicio proporcionado en L2 para la transmisión de datos entre el UE y la E-UTRAN. Para ello, las capas RRC del UE y la E-UTRAN intercambian mensajes RRC entre sí. Si se establece una conexión RRC entre el UE y la E-UTRAN, el UE está en el modo RRC Conectado y, de lo contrario, el UE está en el modo RRC Inactivo. Una capa de Estrato de No Acceso (NAS, por sus siglas en inglés) por encima de la capa RRC realiza funciones que incluyen la gestión de sesiones y la gestión de movilidad.

Los canales de transporte de DL utilizados para suministrar datos desde la E-UTRAN a los UE incluyen un Canal de Radiodifusión (BCH, por sus siglas en inglés) que transporta información del sistema, un canal de paginación (PCH, por sus siglas en inglés) que transporta un mensaje de paginación, y un Canal Compartido (SCH, por sus siglas en inglés) que transporta tráfico de usuario o un mensaje de control. Los mensajes de control o tráfico de multidifusión de DL o los mensajes de control o tráfico de radiodifusión de DL pueden transmitirse en un DL-SCH o en un Canal de Multidifusión (MCH, por sus siglas en inglés) de DL definido por separado. Los canales de transporte UL utilizados para suministrar datos desde un UE a la E-UTRAN incluyen un Canal de Acceso Aleatorio (RACH, por sus siglas en inglés) que transporta un mensaje de control inicial y un UL-SCH que transporta tráfico de usuario o un mensaje de control. Los canales lógicos que están definidos por encima de los canales de transporte y en correspondencia con los canales de transporte incluyen un Canal de Control de Radiodifusión (BCCH, por sus siglas en inglés), un Canal de Control de Paginación (PCCH, por sus siglas en inglés), un Canal de Control Común (CCCH, por sus siglas en inglés), un Canal de Control de Multidifusión (MCCH, por sus siglas en inglés), un Canal de Tráfico Multidifusión (MTCH, por sus siglas en inglés), etc.

La FIGURA 2 ilustra canales físicos y un método general para transmitir señales en los canales físicos en el sistema 3GPP.

Haciendo referencia a la FIGURA 2, cuando un UE se enciende o entra en una nueva célula, el UE realiza una búsqueda de célula inicial (S201). La búsqueda de célula inicial implica la adquisición de sincronización con un eNB. Específicamente, el UE sincroniza su temporización con el eNB y adquiere un Identificador (ID) de célula y otra información mediante la recepción de un Canal de Sincronización Primario (P-SCH, por sus siglas en inglés) y un Canal de Sincronización Secundario (S-SCH, por sus siglas en inglés) desde el eNB. Luego, el UE puede adquirir información transmitida en la célula mediante la recepción de un Canal Físico de Radiodifusión (PBCH) desde el eNB. Durante la búsqueda de célula inicial, el UE puede monitorizar un estado de canal DL mediante la recepción de una señal de referencia de enlace descendente (RS de DL).

Después de la búsqueda de célula inicial, el UE puede adquirir información detallada del sistema mediante la recepción de un Canal Físico de Control de Enlace Descendente (PDCCH, por sus siglas en inglés) y la recepción de un Canal Físico Compartido de Enlace Descendente (PDSCH, por sus siglas en inglés) basado en la información incluida en el PDCCH (S202).

Si el UE accede inicialmente al eNB o no tiene recursos de radio para la transmisión de señales al eNB, el UE puede realizar un procedimiento de acceso aleatorio con el eNB (S203 a S206). En el procedimiento de acceso aleatorio, el UE puede transmitir una secuencia predeterminada como un preámbulo en un Canal Físico de Acceso Aleatorio (PRACH, por sus siglas en inglés) (S203 y S205) y puede recibir un mensaje de respuesta al preámbulo en un PDCCH y un PDSCH asociados con el PDCCH (S204 y S206). En el caso de un RACH basado en contienda, el UE puede realizar adicionalmente un procedimiento de resolución de contienda.

Después del procedimiento anterior, el UE puede recibir un PDCCH y/o un PDSCH desde el eNB (S207) y transmitir un Canal Físico Compartido de Enlace Ascendente (PUSCH, por sus siglas en inglés) y/o un Canal Físico de Control de Enlace Ascendente (PUCCH, por sus siglas en inglés) al eNB (S208), que es un procedimiento general de transmisión de señales DL y UL. En particular, el UE recibe Información de Control de Enlace Descendente (DCI, por sus siglas en inglés) en un PDCCH. Aquí, la DCI incluye información de control tal como información de asignación de recursos para el UE. Los diferentes formatos de DCI se definen según los diferentes usos de la DCI.

La información de control que el UE transmite al eNB en el UL o recibe del eNB en el DL incluye una señal de Acuse de Recibo/Acuse de Recibo Negativo (ACK/NACK, por sus siglas en inglés) de DL/UL, un Indicador de Calidad del Canal (CQI, por sus siglas en inglés), un Índice de Matriz de Precodificación (PMI, por sus siglas en inglés), un Indicador de Intervalo (RI, por sus siglas en inglés), etc. En el sistema 3GPP LTE, el UE puede transmitir información de control tal como un CQI, un PMI, un RI, etc. en un PUSCH y/o un PUCCH.

La FIGURA 3 ilustra una estructura de una trama de radio utilizada en el sistema LTE.

Haciendo referencia a la FIGURA 3, una trama de radio tiene una longitud de 10 ms ($327200 \times T_s$) y se divide en 10 subtramas del mismo tamaño. Cada subtrama tiene una longitud de 1 ms y se divide en dos ranuras. Cada ranura de tiempo tiene una duración de 0,5 ms ($15360 \times T_s$). Aquí, T_s representa un tiempo de muestreo y $T_s = 1/(15\text{kHz} \times 2048) = 3,2552 \times 10^{-8}$ (alrededor de 33 ns). Una ranura incluye una pluralidad de símbolos de Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM, por sus siglas en inglés) o símbolos SC-FDMA en el dominio del tiempo mediante

una pluralidad de Bloques de Recursos (RB, por sus siglas en inglés) en el dominio de la frecuencia. En el sistema LTE, un RB incluye 12 subportadoras por 7 (o 6) símbolos OFDM. La unidad de tiempo durante la cual se transmiten los datos se define como un Intervalo de Tiempo de Transmisión (TTI, por sus siglas en inglés). El TTI puede definirse en unidades de una o más subtramas. La estructura de trama de radio arriba descrita es puramente ejemplar y, por lo tanto, el número de subtramas en una trama de radio, el número de ranuras en una subtrama o el número de símbolos OFDM en una ranura pueden variar.

La FIGURA 4 es un diagrama que ilustra una estructura de trama de radio para transmitir una SS (señal de sincronización) en un sistema LTE. En particular, la FIGURA 4 ilustra una estructura de trama de radio para transmitir una señal de sincronización y PBCH en FDD (dúplex por división de frecuencia). La FIGURA 4 (a) muestra las posiciones en las que se transmiten la SS y el PBCH en una trama de radio configurada por un CP (Prefijo Cíclico) normal y la FIGURA 4 (b) muestra las posiciones en las que se transmiten la SS y el PBCH en una trama de radio configurada por un CP ampliado.

Una SS se describirá con más detalle con referencia a la FIGURA 4. Una SS se clasifica en una PSS (señal de sincronización primaria) y una SSS (señal de sincronización secundaria). La PSS se utiliza para adquirir sincronización en el dominio del tiempo tal como sincronización de símbolos OFDM, sincronización de ranuras, etc. y/o sincronización en el dominio de la frecuencia. Y la SSS se usa para adquirir sincronización de tramas, una ID de grupo de células y/o una configuración de CP de una célula (es decir, información que indica si se usa un CP normal o uno ampliado). Haciendo referencia a la FIGURA 4, una PSS y una SSS se transmiten a través de dos símbolos OFDM en cada trama de radio. En particular, la SS se transmite en la primera ranura en cada subtrama 0 y subtrama 5 teniendo en cuenta una longitud de trama GSM (Sistema Global para comunicaciones Móviles) de 4,6 ms para facilitar la medición de la tecnología de acceso inter-radio (inter-RAT, por sus siglas en inglés). Especialmente, la PSS se transmite en un último símbolo OFDM tanto en la primera ranura de la subtrama 0 como en la primera ranura de la subtrama 5. Y la SSS se transmite en un antepenúltimo símbolo OFDM tanto en la primera ranura de la subtrama 0 como en la primera ranura de la subtrama 5. Los límites de una trama de radio correspondiente pueden detectarse a través de la SSS. La PSS se transmite en el último símbolo OFDM de la ranura correspondiente y la SSS se transmite en el símbolo OFDM inmediatamente anterior al símbolo OFDM en el que se transmite la PSS. Según un esquema de diversidad de transmisión para la SS, solo se utiliza un único puerto de antena. Sin embargo, el esquema de diversidad de transmisión para los estándares SS no se define por separado en el estándar actual.

Haciendo referencia a la FIGURA 4, al detectar la PSS, un UE puede saber que una subtrama correspondiente es la subtrama 0 o la subtrama 5, ya que la PSS se transmite cada 5 ms, pero el UE no puede saber si la subtrama es la subtrama 0 o la subtrama 5. Es decir, la sincronización de tramas no se puede obtener solo desde la PSS. El UE detecta los límites de la trama de radio de manera que detecta una SSS que se transmite dos veces en una trama de radio con diferentes secuencias.

Habiendo demodulado una señal DL mediante la realización de un procedimiento de búsqueda de célula utilizando las PSS/SSS y determinando los parámetros de tiempo y frecuencia necesarios para realizar la transmisión de la señal UL en un momento preciso, un UE puede comunicarse con un eNB solo después de obtener la información del sistema necesaria para la configuración del sistema del UE desde el eNB.

La información del sistema se configura con un bloque de información maestra (MIB, por sus siglas en inglés) y bloques de información del sistema (SIB, por sus siglas en inglés). Cada SIB incluye un conjunto de parámetros relacionados funcionalmente y se clasifica en un MIB, SIB tipo 1 (SIB1), SIB tipo 2 (SIB2) y SIB3 a SIB8 según los parámetros incluidos.

El MIB incluye los parámetros transmitidos con mayor frecuencia que son esenciales para que un UE acceda inicialmente a una red a la que da servicio un eNB. El UE puede recibir el MIB a través de un canal de radiodifusión (por ejemplo, un PBCH). El MIB incluye un ancho de banda del sistema de enlace descendente (DL BW, por sus siglas en inglés), una configuración de PHICH y un número de trama del sistema (SFN, por sus siglas en inglés). Por lo tanto, el UE puede conocer explícitamente información sobre la configuración de DL BW, SFN y PHICH al recibir el PBCH. Por otro lado, el UE puede conocer implícitamente información sobre el número de puertos de antena de transmisión del eNB. La información sobre el número de antenas de transmisión del eNB se señala implícitamente enmascarando (por ejemplo, operación XOR) una secuencia correspondiente al número de antenas de transmisión para CRC (comprobación de redundancia cíclica) de 16 bits utilizada para detectar un error del PBCH.

El SIB1 incluye no solo información sobre la programación en el dominio del tiempo para otros SIB, sino también parámetros necesarios para determinar si una célula específica es adecuada en la selección de células. El UE recibe el SIB1 mediante señalización de radiodifusión o señalización dedicada.

Una frecuencia de portadora DL y un ancho de banda del sistema correspondiente pueden obtenerse mediante MIB transportado por PBCH. Una frecuencia de portadora UL y un ancho de banda del sistema correspondiente se puede obtener a través de información del sistema correspondiente a una señal DL. Una vez recibido el MIB, si no hay información del sistema válida almacenada en una célula correspondiente, un UE aplica un valor de un DL BW incluido en el MIB a un ancho de banda de UL hasta que se recibe el bloque de información del sistema de tipo 2 (Bloque de Información del Sistema de Tipo 2, SIB2). Por ejemplo, si el UE obtiene el SIB2, el UE es capaz de identificar todo el

ancho de banda del sistema UL que puede ser utilizado para la transmisión UL a través de la frecuencia de portadora UL y la información de ancho de banda UL incluida en el SIB2.

En el dominio de la frecuencia, las PSS/SSS y el PBCH se transmiten independientemente del ancho de banda real del sistema en un total de 6 RB, es decir, 3 RB en el lado izquierdo y 3 RB en el lado derecho con referencia a una subportadora DC dentro de un símbolo OFDM correspondiente. En otras palabras, las PSS/SSS y el PBCH se transmiten solo en 72 subportadoras. Por lo tanto, un UE está configurado para detectar o decodificar las SS y el PBCH independientemente del ancho de banda de transmisión de enlace descendente configurado para el UE.

Una vez completada la búsqueda de célula inicial, el UE puede realizar un procedimiento de acceso aleatorio para completar el acceso al eNB. Para ello, el UE transmite un preámbulo a través de PRACH (canal físico de acceso aleatorio) y puede recibir un mensaje de respuesta a través de PDCCH y PDSCH en respuesta al preámbulo. En caso de acceso aleatorio basado en contienda, puede transmitir PRACH adicional y realizar un procedimiento de resolución de contienda como PDCCH y PDSCH correspondiente al PDCCH.

Una vez realizado el procedimiento arriba mencionado, el UE puede realizar la recepción PDCCH/PDSCH y la transmisión PUSCH/PUCCH como un procedimiento general de transmisión de señales UL/DL.

El procedimiento de acceso aleatorio también se denomina procedimiento de canal de acceso aleatorio (RACH). El procedimiento de acceso aleatorio se utiliza para varios usos, incluido el acceso inicial, el ajuste de sincronización de UL, la asignación de recursos, el traspaso y similares. El procedimiento de acceso aleatorio se clasifica en un procedimiento basado en contienda y un procedimiento dedicado (es decir, no basado en contienda). En general, el procedimiento de acceso aleatorio basado en contienda se utiliza para realizar el acceso inicial. Por otro lado, el procedimiento de acceso aleatorio dedicado se usa de forma restrictiva para realizar traspasos y similares. Cuando se realiza el procedimiento de acceso aleatorio basado en contienda, un UE selecciona aleatoriamente una secuencia de preámbulo RACH. Por lo tanto, múltiples UE pueden transmitir la misma secuencia de preámbulo RACH al mismo tiempo. Como resultado de ello, a continuación se requiere un procedimiento de resolución de contienda. Por el contrario, cuando se realiza el procedimiento de acceso aleatorio dedicado, el UE utiliza una secuencia de preámbulo RACH asignada de forma dedicada al UE por un eNB. Por lo tanto, el UE puede realizar el procedimiento de acceso aleatorio sin colisión con un UE diferente.

El procedimiento de acceso aleatorio basado en contienda incluye 4 etapas que se describen a continuación. Los mensajes transmitidos a través de las 4 etapas pueden designarse respectivamente como mensaje (Msg, por su abreviatura en inglés) 1 a 4 en la presente invención.

- Etapa 1: Preámbulo RACH (a través de PRACH) (UE a eNB).
- Etapa 2: Respuesta de acceso aleatorio (RAR, por sus siglas en inglés) (a través de PDCCH y PDSCH (eNB a).
- Etapa 3: Mensaje de Capa 2/Capa 3 (a través de PUSCH) (UE a eNB).
- Etapa 4: Mensaje de resolución de contienda (eNB a UE).

Por otro lado, el procedimiento de acceso aleatorio dedicado incluye 3 etapas que se describen a continuación. Los mensajes transmitidos a través de las 3 etapas pueden designarse respectivamente como mensaje (Msg) 0 a 2 en la presente invención. También puede realizar una transmisión de enlace ascendente (es decir, etapa 3) correspondiente a PAR como parte del procedimiento de acceso aleatorio. El procedimiento de acceso aleatorio dedicado puede activarse utilizando PDCCH (en adelante, orden PDCCH) que se usa para un eNB para indicar la transmisión de un preámbulo RACH.

- Etapa 0: Asignación de preámbulo RACH a través de señalización dedicada (eNB a UE).
- Etapa 1: Preámbulo RACH (a través de PRACH) (UE a eNB).
- Etapa 2: Respuesta de acceso aleatorio (RAR) (a través de PDCCH y PDSCH) (eNB a UE).

Una vez transmitido el preámbulo RACH, el UE intenta recibir una respuesta de acceso aleatorio (RAR) en una ventana de tiempo preconfigurada. Específicamente, el UE intenta detectar PDCCH (en adelante, RA-RNTI PDCCH) (por ejemplo, una CRC enmascarada con RA-RNTI en PDCCH) que tiene RA-RNTI (RNTI de acceso aleatorio) en una ventana de tiempo. Si se detecta el RA-RNTI PDCCH, el UE comprueba si existe o no una RAR para el UE en el PDSCH correspondiente al RA-RNTI PDCCH. La RAR incluye información de avance de temporización (TA, por sus siglas en inglés) que indica información de desplazamiento de temporización para sincronización de UL, información de asignación de recursos de UL (información de concesión de UL), un identificador de UE temporal (por ejemplo, célula RNTI temporal, TC-RNTI) y similares. El UE puede realizar una transmisión de UL (por ejemplo, el mensaje 3) según la información de asignación de recursos y el valor de TA incluido en la RAR. La HARQ se aplica a la transmisión UL correspondiente a la RAR. En particular, el UE puede recibir información de respuesta de recepción (por ejemplo, PHICH) correspondiente al mensaje 3 después de que se transmita el mensaje 3.

Un preámbulo de acceso aleatorio (es decir, preámbulo RACH) consta de un prefijo cíclico con una longitud de TCP y una parte de secuencia con una longitud de TSEQ. TCP y TSEQ dependen de una estructura de tramas y una configuración de acceso aleatorio. Un formato de preámbulo es controlado por una capa superior. El preámbulo RACH se transmite en una subtrama UL. La transmisión del preámbulo de acceso aleatorio está restringida a un recurso de tiempo específico y un recurso de frecuencia. Los recursos se denominan recursos PRACH. Para hacer coincidir un índice 0 con un PRB y una subtrama de un número más bajo en una trama de radio, los recursos PRACH se numeran en orden ascendente de PRB en números de subtrama en la trama de radio y el dominio de la frecuencia. Los recursos de acceso aleatorio se definen según un índice de configuración PRACH (véase el documento estándar 3GPP TS 36.211). El índice de configuración RACH es proporcionado por una señal de capa superior (transmitida por un eNB).

En el sistema LTE/LTE-A, el espaciado entre subportadoras para un preámbulo de acceso aleatorio (es decir, el preámbulo RACH) está regulado por 1,25 kHz y 7,5 kHz para los formatos de preámbulo 0 a 3 y un formato de preámbulo 4, respectivamente (véase 3GPP TS 36.211).

La FIGURA 5 ilustra canales de control ejemplares incluidos en una región de control de una subtrama en una trama de radio DL.

Haciendo referencia a la FIGURA 5, una subtrama incluye 14 símbolos OFDM. Los primeros uno a tres símbolos OFDM de una subtrama se usan para una región de control y los otros 13 a 11 símbolos OFDM se usan para una región de datos según una configuración de subtrama. En la FIGURA 5, los caracteres de referencia R1 a R4 denotan RS o señales piloto para la antena 0 a la antena 3. Las RS se asignan en un patrón predeterminado en una subtrama independientemente de la región de control y la región de datos. Un canal de control se asigna a recursos no RS en la región de control y un canal de tráfico también se asigna a recursos no RS en la región de datos. Los canales de control asignados a la región de control incluyen un Canal Indicador de Formato de Control Físico (PCFICH, por sus siglas en inglés), un Canal Indicador de ARQ Híbrido Físico (PHICH, por sus siglas en inglés), un Canal de Control de Enlace Descendente Físico (PDCCH, por sus siglas en inglés), etc.

El PCFICH es un canal indicador de formato de control físico que transporta información sobre el número de símbolos OFDM utilizados para los PDCCH en cada subtrama. El PCFICH está situado en el primer símbolo OFDM de una subtrama y está configurado con prioridad sobre el PHICH y el PDCCH. El PCFICH incluye 4 Grupos de Elementos de Recursos (REG, por sus siglas en inglés), siendo distribuido cada REG a la región de control en función de una identidad (ID) de célula. Un REG incluye 4 Elementos de Recursos (RE, por sus siglas en inglés). Un RE es un recurso físico mínimo definido por una subportadora por un símbolo OFDM. El PCFICH se establece en 1 a 3 o 2 a 4 según el ancho de banda. El PCFICH está modulado en Modulación por Desplazamiento de Fase Cuaternaria (QPSK, por sus siglas en inglés).

El PHICH es un canal indicador Físico Híbrido-Automático de Repetición y solicitud (HARQ) que transporta un HARQ ACK/NACK para una transmisión UL. Es decir, el PHICH es un canal que suministra información DL ACK/NACK para UL HARQ. El PHICH incluye un REG y está aleatorizado específicamente para células. Un ACK/NACK se indica en un bit y se modula en Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria (BPSK, por sus siglas en inglés). El ACK/NACK modulado se propaga con un Factor de Extensión (SF) de 2 o 4. Una pluralidad de PHICH en correspondencia con los mismos recursos forman un grupo de PHICH. El número de PHICH multiplexados en un grupo de PHICH se determina según el número de códigos de extensión. Un (grupo de) PHICH se repite tres veces para obtener una ganancia de diversidad en el dominio de la frecuencia y/o el dominio del tiempo.

El PDCCH es un canal de control DL físico asignado a los primeros n símbolos OFDM de una subtrama. Aquí, n es 1 o un número entero mayor indicado por el PCFICH. El PDCCH ocupa uno o más CCE. El PDCCH transporta información de asignación de recursos sobre canales de transporte, PCH y DL-SCH, una concesión de programación de UL e información HARQ para cada UE o grupo de UE. El PCH y el DL-SCH se transmiten en un PDSCH. Por lo tanto, un eNB y un UE transmiten y reciben datos normalmente en el PDSCH, excepto información de control específica o datos de servicio específicos.

La información que indica que uno o más UE recibirán datos PDSCH y la información que indica cómo se supone que los UE reciben y decodifican los datos PDSCH se suministran en un PDCCH. Por ejemplo, suponiendo que la Comprobación de Redundancia Cíclica (CRC) de un PDCCH específico está enmascarada por la Identidad Temporal de la Red de Radio (RNTI, por sus siglas en inglés) "A" y la información sobre los datos transmitidos en los recursos de radio (por ejemplo, en una posición de frecuencia) "B" basada en información del formato de transporte (por ejemplo, un tamaño de bloque de transporte, un esquema de modulación, información de codificación, etc.) "C" se transmite en una subtrama específica, un UE dentro de una célula monitoriza, es decir, decodifica a ciegas un PDCCH usando su información RNTI en un espacio de búsqueda. Si uno o más UE tienen RNTI "A", estos UE reciben el PDCCH y reciben un PDSCH indicado por "B" y "C" sobre la base de la información del PDCCH recibido.

La FIGURA 6 ilustra una estructura de una subtrama UL en el sistema LTE.

Haciendo referencia a la FIGURA 6, una subtrama de UL se puede dividir en una región de control y una región de datos. Un Canal Físico de Control de Enlace Ascendente (PUCCH) que incluye Información de Control de Enlace Ascendente (UCI, por sus siglas en inglés) se asigna a la región de control y un Canal Físico Compartido de Enlace

Ascendente (PUSCH) que incluye datos de usuario se asigna a la región de datos. El centro de la subtrama se asigna al PUSCH, mientras que ambos lados de la región de datos en el dominio de la frecuencia se asignan al PUCCH. La información de control transmitida en el PUCCH puede incluir un HARQ ACK/NACK, un CQI que representa un estado de canal de enlace descendente, un RI para Entradas Múltiples, Salidas Múltiples (MIMO, por sus siglas en inglés), una Solicitud de Programación (SR) que solicita la asignación de recursos de UL. Un PUCCH para un UE ocupa un RB en cada ranura de una subtrama. Es decir, los dos RB asignados al PUCCH tienen saltos de frecuencia sobre el límite de ranura de la subtrama. En particular, los PUCCH con $m = 0$, $m = 1$ y $m = 2$ se asignan a una subtrama en la FIGURA 6.

Más abajo se describirá el informe de información de estado del canal (CSI). En el estándar LTE actual existen dos esquemas de transmisión MIMO, MIMO de bucle abierto que funciona sin información de canal y MIMO de bucle cerrado que funciona con información de canal. Particularmente en el MIMO de bucle cerrado, tanto un eNB como un UE pueden realizar formación de haces basada en CSI para obtener la ganancia de multiplexación de las antenas MIMO. Para adquirir CSI del UE, el eNB puede ordenar al UE que retroalimente CSI en una señal de enlace descendente asignando un PUCCH (Canal Físico de Control de Enlace Ascendente) o un PUSCH (Canal Físico Compartido de Enlace Ascendente) al UE.

El CSI se clasifica en gran medida en tres tipos de información, RI (Indicador de Intervalo), PMI (Matriz de Precodificación) y CQI (Indicación de Calidad del Canal). En primer lugar, el RI indica la información de intervalo de un canal tal como se ha descrito más arriba, y significa el número de flujos que puede recibir un UE a través de los mismos recursos de tiempo-frecuencia. Además, dado que el RI está determinado por el desvanecimiento a largo plazo de un canal, el RI puede retroalimentarse a un eNB en un período más largo que un valor de PMI y un valor de CQI.

En segundo lugar, el PMI es un valor obtenido al reflejar las características espaciales de un canal e indica un índice de matriz de precodificación de un eNB, que es preferido por el UE en función de una métrica como la Relación Señal a Interferencia más Ruido (SINR, por sus siglas en inglés). Finalmente, el CQI es un valor que indica la intensidad del canal y generalmente significa una SINR de recepción que puede ser obtenida por el eNB cuando se usa el PMI.

En el sistema 3GPP LTE-A, el eNB puede configurar una pluralidad de procesos CSI para el UE, y se puede notificar CSI para cada uno de los procesos CSI. En este caso, el proceso CSI incluye el recurso CSI-RS para especificar la calidad de la señal y el recurso CSI-IM (medición de interferencia), es decir, IMR (recurso de medición de interferencia) para la medición de interferencia.

Dado que una longitud de onda se acorta en el campo de la Onda Milimétrica (mmW, por sus siglas en inglés), es posible instalar una pluralidad de elementos de antena en la misma área. Más detalladamente, una longitud de onda es de 1 cm en una banda de 30 GHz, y se pueden instalar un total de 64 (8×8) elementos de antena de un conjunto ordenado 2D en un panel de 4 por 4 cm en un intervalo de 0,5 λ (longitud de onda). Por lo tanto, una tendencia reciente en el campo de mmW intenta aumentar la cobertura o el rendimiento mejorando la ganancia BF (formación de haces) usando una pluralidad de elementos de antena.

En este caso, si se proporciona una unidad transceptora (TXRU) para controlar la potencia de transmisión y la fase por elemento de antena, se puede realizar una formación de haces independiente para cada recurso de frecuencia. Sin embargo, se produce un problema en el sentido de que la eficacia se deteriora en vista del coste cuando se proporciona TXRU para la totalidad de los 100 elementos de antena. Por lo tanto, se considera un esquema en el que múltiples de elementos de antena se hacen corresponder en una TXRU y la dirección del haz se controla mediante un desfaseador analógico. Dado que este esquema de formación de haces analógica puede generar sólo una dirección de haz en una banda completa, se produce el problema de que la formación de haces selectiva en frecuencia no está disponible.

Como tipo intermedio de BF digital y BF analógica, se puede considerar una BF híbrida que tenga B TXRU más pequeñas que Q elementos de antena. En este caso, aunque existe una diferencia según el esquema de conexión de B TXRU y Q elementos de antena, el número de direcciones de haz que permiten la transmisión simultánea se limita a B o menos.

La FIGURA 7 ilustra ejemplos de un esquema de conexión entre TXRU y elementos de antena.

(a) de la FIGURA 7 ilustra que TXRU está conectada a un subconjunto ordenado. En este caso, los elementos de antena están conectados a una sola TXRU. A diferencia de (a) de la FIGURA 7, (b) de la FIGURA 7 ilustra que TXRU está conectada a todos los elementos de antena. En este caso, los elementos de antena están conectados a todas las TXRU. En la FIGURA 7, W indica un vector de fase multiplicado por un desfaseador analógico. Es decir, una dirección de formación de haces analógica está determinada por W. En este caso, la correspondencia entre los puertos de antena CSI-RS y las TXRU puede ser de 1 a 1 o de 1 a muchos.

A medida que más dispositivos de comunicación requieren una mayor capacidad de comunicación, se ha planteado la necesidad de una comunicación de banda ancha móvil más avanzada que la RAT (tecnología de acceso por radio) convencional. Además, la tecnología masiva MTC (Comunicaciones de Tipo Máquina) que brinda diversos servicios en cualquier lugar y en cualquier momento mediante la conexión de una pluralidad de dispositivos y objetos es uno de

los principales problemas que se considerarán en la comunicación de próxima generación. Además, se ha analizado un diseño de sistema de comunicación que considera el servicio/UE susceptible de fiabilidad y latencia. Teniendo en cuenta este estado, se ha analizado la introducción de la RAT de próxima generación, y la RAT de próxima generación se denominará NewRAT en la presente invención.

- 5 En la quinta generación NewRAT se considera una estructura de subtrama autónoma mostrada en la FIGURA 8 para minimizar la latencia de transmisión de datos en un sistema TDD. La FIGURA 8 ilustra un ejemplo de una estructura de subtrama autónoma.

En la FIGURA 8, las áreas con líneas oblicuas indican regiones de control de enlace descendente y las áreas de color negro indican regiones de control de enlace ascendente. Las áreas que no tienen marca pueden usarse para transmisión de datos de enlace descendente o transmisión de datos de enlace ascendente. En esta estructura, la transmisión de enlace descendente y la transmisión de enlace ascendente se realizan en el debido orden dentro de una subtrama, por lo que pueden transmitirse datos de enlace descendente y pueden recibirse ACK/NACK de enlace ascendente dentro de la subtrama. Como resultado, el tiempo requerido para la retransmisión de datos puede reducirse cuando se produce un error en la transmisión de datos, por lo que puede minimizarse la latencia de la transferencia final de datos.

En esta estructura de subtrama autónoma se requiere un intervalo de tiempo para cambiar de un modo de transmisión a un modo de recepción o viceversa para la estación base y el UE. Con este fin, algunos símbolos OFDM (OS, por sus siglas en inglés) se establecen en un período de guarda en el momento en que un enlace descendente se cambia a un enlace ascendente en la estructura de subtrama autónoma.

20 Los ejemplos del tipo de subtrama autónoma que puede configurarse en el sistema que funciona sobre la base de NewRAT pueden considerar cuatro tipos de subtrama de la siguiente manera.

- Período de control de enlace descendente + período de datos de enlace descendente + GP + período de control de enlace ascendente.
- Período de control de enlace descendente + período de datos de enlace descendente.
- 25 – Período de control de enlace descendente + GP + período de datos de enlace ascendente + período de control de enlace ascendente.
- Período de control de enlace descendente + GP + período de datos de enlace ascendente.

A continuación se describen un método para generar una señal de sincronización y un método para indicar un índice de señal de sincronización según realizaciones de la presente invención.

30 1. Conjunto de parámetros y espaciado básico entre subportadoras

Un conjunto de parámetros para un bloque de SS se puede definir según lo siguiente.

- Espaciado entre subportadoras (ancho de banda)

15 kHz (hasta 5 MHz), 30 kHz (hasta 10 MHz), 120 kHz (hasta 40 MHz), 240 kHz (hasta 80 MHz)

35 Dado que se asignan 24 RB para transmitir PBCH, es necesario tener un ancho de banda de transmisión de 4,32 MHz para una subportadora de 15 kHz y un ancho de banda de transmisión de 34,56 MHz para una subportadora de 120 kHz. Y en un intervalo de frecuencias de hasta 6 GHz, un ancho de banda de portadora mínimo disponible para NR está determinado por 5 MHz. En un intervalo de frecuencias que va de 6 GHz a 52,6 GHz, el ancho de banda de portadora mínimo disponible para NR está determinado por 50 MHz.

40 En particular, como se ha mencionado en la descripción anterior, en un intervalo de frecuencias más estrecho que 6 GHz, el espaciado entre subportadoras de 15 kHz se determina como numeración por defecto. En un intervalo de frecuencias superior a 6 GHz, el espaciado entre subportadoras de 120 kHz se puede determinar como numeración por defecto. Más específicamente, en un intervalo de frecuencias que va de 6 GHz a 52,6 GHz, el espaciado entre subportadoras de 120 kHz puede determinarse como numeración por defecto. Sin embargo, es necesario abordar delicadamente el rendimiento de detección de la subportadora de 15 kHz basada en PSS/SSS en 6 GHz.

45 Y se puede considerar la posibilidad de introducir un espaciado más amplio entre subportadoras (por ejemplo, un espaciado entre subportadoras de 30 kHz o 240 kHz) para transmitir una NR-SS.

2. Ancho de banda de transmisión y correspondencia RE de secuencia NR-SS

50 Haciendo referencia a la FIGURA 9, de modo similar a un método de correspondencia de una secuencia PSS/SSS hecha corresponder con un RE en LTE, una secuencia NR-SS se puede hacer corresponder con RE situados en el centro de un ancho de banda de transmisión. Un RE parcial situado en un borde del ancho de banda de transmisión se puede reservar como una subportadora de guarda. Por ejemplo, cuando se utilizan 12 RB para transmitir una NR-

SS, se utilizan 127 RE para una secuencia NR-SS y se reservan 17 RE. En este caso, un 64^º elemento de la secuencia NR-SS se puede hacer corresponder con una subportadora situada en el centro del ancho de banda en el que se transmite la NR-SS.

- 5 Ahora bien, cuando una secuencia NR-SS se hace corresponder con un RE, en el caso de una subportadora de 15 kHz se puede suponer que se utiliza un ancho de banda de transmisión de 2,16 MHz para transmitir una NR-SS. Si el espaciado entre subportadoras aumenta en un múltiplo entero, un ancho de banda de NR-SS también aumenta de manera idéntica en un múltiplo entero.

En particular, un ancho de banda para transmitir una NR-SS se puede definir de la siguiente manera según el espaciado entre subportadoras.

- 10 – Si el espaciado entre subportadoras corresponde a 15 kHz, el ancho de banda para transmitir la NR-SS puede corresponder a 2,16 MHz.
- Si el espaciado entre subportadoras corresponde a 30 kHz, el ancho de banda para transmitir la NR-SS puede corresponder a 4,32 MHz.
- 15 – Si el espaciado entre subportadoras corresponde a 120 kHz, el ancho de banda para transmitir la NR-SS puede corresponder a 17,28 MHz.
- Si el espaciado entre subportadoras corresponde a 240 kHz, el ancho de banda para transmitir la NR-SS puede corresponder a 34,56 MHz.

3. Diseño de secuencia NR-PSS

- 20 En el sistema NR, para clasificar 1000 ID de célula (cell ID), el número de secuencias NR-PSS se define por 3 y el número de hipótesis de NR-SSS correspondiente a cada NR-PSS se define por 344.

- 25 Cuando se diseña NR-PSS, es necesario considerar la ambigüedad de temporización, PAPR, complejidad de detección y similares. Para resolver la ambigüedad de temporización, se puede generar una secuencia NR-PSS utilizando una secuencia M de dominio de frecuencia. Sin embargo, si la secuencia NR-PSS se genera usando la secuencia M, puede tener una característica PAPR relativamente alta. Por lo tanto, cuando se diseña la NR-PSS, es necesario estudiar en una secuencia M en el dominio de la frecuencia con una característica PAPR baja.

- 30 Ahora bien, se puede considerar una secuencia ZC modificada como una secuencia NR-PSS. En particular, si se generan 4 secuencias ZC dispuestas consecutivamente en el dominio del tiempo, se puede resolver un problema de ambigüedad de temporización, tener una característica PAPR baja y reducir la complejidad de detección. En particular, en el sistema NR, cuando un UE pretende detectar una NR-PSS con un ancho de banda de transmisión más amplio que el de multisequencia y LTE, la complejidad de la detección aumenta. Por lo tanto, es muy importante reducir la complejidad de la detección al diseñar la NR-PSS.

Sobre la base del anterior análisis se pueden considerar dos tipos de secuencia NR-PSS.

(1) Secuencia M de frecuencia con característica PAPR baja

- Expresión polinómica: $g(x) = x^7 + x^6 + x^4 + x + 1$ (valor de registro de cambio múltiple inicial: 1000000)
- 35 – Cambio cíclico: 0, 31, 78

(2) 4 secuencias ZC ordenadas consecutivamente en el dominio del tiempo

- Secuencia ZC con una longitud de 31 (índice raíz: {1,30}, {7,24}, {4,27})
- Ecuación para generar una secuencia

[Ecuación 1]

$$d(i) = DFT([s1_{u_1} \ s2_{u_2} \ s3_{u_1} \ s4_{u_2}]), i = 0 \sim 127$$

$$\text{donde, } s1_{u_1}(n) = \begin{cases} e^{-j \frac{\pi u_1 n(n+1)}{31}}, & n = 0, 1, \dots, 30 \\ 0, & n = 31 \end{cases}$$

$$s2_{u_2}(n) = s1_{u_2}(n), \quad n = 0, 1, \dots, 31$$

$$s3_{u_1}(n) = s1_{u_1}(n), \quad n = 0, 1, \dots, 31$$

$$s4_{u_2}(n) = s1_{u_2}(n), \quad n = 0, 1, \dots, 31$$

La FIGURA 10 es un diagrama para explicar brevemente un método para generar una NR-PSS utilizando 4 secuencias ZC consecutivas en el dominio del tiempo. Haciendo referencia a la FIGURA 10, cuando el número N de subsímbolos corresponde a S1, S2, ..., Sn, si las secuencias de los subsímbolos se concatenan antes de realizar IFFT, se realiza la extensión DFT (Transformada Discreta de Fourier) con una longitud del total de secuencias, una pluralidad de secuencias correspondientes respectivamente al número N de subsímbolos se hacen corresponder según una subportadora, y se realiza IFFT, se puede obtener una secuencia de dominio de tiempo con una longitud de NIFFT sin problemas de emisión fuera de banda.

4. Diseño de secuencia NR-SSS

Una secuencia NR-SSS se genera mediante una sola secuencia larga y se genera mediante una combinación de 2 secuencias M que tienen una expresión polinómica diferente para generar 334 hipótesis. Por ejemplo, si un valor de cambio cíclico para una primera secuencia M corresponde a 112 y un valor de cambio cíclico para una segunda secuencia M corresponde a 3, se puede obtener 336 hipótesis en total. En este caso, se puede obtener una secuencia de aleatorización para una NR-PSS aplicando una tercera secuencia M.

Si se configura un conjunto de ráfagas NR-SS de un período relativamente corto (por ejemplo, 5 ms/10 ms), el conjunto de ráfagas NR-SS se puede transmitir varias veces en dos tramas de radio, cada una ellas con una longitud de 10 ms.

En particular, si se introduce una secuencia NR-SSS diferente para el conjunto de ráfagas NR-SS que se transmite varias veces, en otras palabras, si se usa una secuencia NR-SSS diferente cada vez que se transmite el conjunto de ráfagas NR-SS, un UE es capaz de identificar cada uno de una pluralidad de conjuntos de ráfagas NR-SS transmitidos dentro de un período básico.

Por ejemplo, si los conjuntos de ráfagas NR-SS se transmiten 4 veces en un período básico, se puede considerar que se aplica un conjunto original de una secuencia NR-SSS a un primer conjunto de ráfagas NR-SSS, y una secuencia NR-SSS diferente del conjunto original se aplica a un segundo, un tercer y un cuarto conjuntos de ráfagas NR-SS. Si se utilizan dos conjuntos de secuencias NR-SSS diferentes entre sí, se utiliza un conjunto de secuencias NR-SSS para el primer y el tercer conjuntos de ráfagas NR-SSS y se puede utilizar otro conjunto de secuencias NR-SSS para el segundo y el cuarto conjuntos de ráfagas NR-SSS.

En el sistema NR, se definen dos secuencias M, cada una ellas con una longitud de 127, para una secuencia NR-SSS y se genera una secuencia final multiplicando elementos incluidos en cada una de las secuencias M.

En particular, la secuencia NR-SSS puede corresponder a una secuencia de aleatorización dada por una NR-SSS, la secuencia NR-SSS puede tener una longitud de 127 y la secuencia NR-SSS puede determinarse mediante una ecuación 2 que se describe a continuación.

[Ecuación 2]

$$d(n) = s_{1,m}(n) s_{2,k}(n) c_z(n) \text{ para } n=0, \dots, 126 \text{ y } z=0, 1$$

En este caso, $z = 0$ se puede utilizar para una NR-SSS transmitida en un primer conjunto de ráfagas de SS de dos tramas de radio, cada una de ellas con una longitud de 10 ms. Y $z = 1$ se puede utilizar para una NR-SSS transmitida en un segundo, un tercer y un cuarto conjuntos de ráfagas de SS.

En este caso, $s_{1,m}(n)$ y $s_{2,k}(n)$ se pueden determinar mediante una ecuación 3 que se describe a continuación.

[Ecuación 3]

$$s_{1,m}(n) = S_1((n+m) \bmod 127),$$

$$s_{2,k}(n) = S_2((n+k) \bmod 127)$$

En este caso, se puede definir $m = N_{ID1} \bmod 112$, $K = \text{floor}(N_{ID1}/112)$, $k = CS_2(K)$, $0 \leq N_{ID1} \leq 333$, $CS_2 \in \{48, 67, 122\}$.

Por último, para calcular S_1 y S_2 , se puede definir $S_r(i) = 1 - 2x(i)$, $0 \leq i \leq 126$, $r=1,2$. En este caso, una expresión polinómica para $x(i)$ puede definirse mediante una ecuación 4 que se describe a continuación.

[Ecuación 4]

$$x(j+7) = (x(j+3) + x(j)) \bmod 2, r=1$$

$$x(j+7) = (x(j+3) + x(j+2) + x(j+1) + x(j)) \bmod 2, r=2$$

En este caso, una condición inicial para $x(i)$ puede corresponder a

$x(0)=x(1)=x(2)=x(3)=x(4)=x(5)=0$, $x(6)=1$ y puede tener un valor que satisfaga $0 \leq j \leq 119$.

En este caso, como preámbulo y parte media de una SSS, se pueden usar dos secuencias de aleatorización, incluyendo $C_0(n)$ y $C_1(n)$. Las dos secuencias de aleatorización dependen de una PSS. Como se muestra en una ecuación 5 a continuación, las secuencias de aleatorización pueden definirse aplicando un cambio cíclico diferente a $C(n)$ correspondiente a una secuencia M.

[Ecuación 5]

$$c_z(n) = C((n+p) \bmod 127)$$

donde, $p = CS_1(N_{ID2}+3 \cdot z)$, $CS_1 \in \{23, 69, 103, 64, 124, 24\}$, $N_{ID2} \in \{0, 1, 2\}$

En este caso se puede definir $C(i) = 1 - 2x(i)$ y $0 \leq i \leq 126$. En este caso, una expresión polinómica para $x(i)$ puede definirse mediante una ecuación 6 que se describe a continuación.

[Ecuación 6]

$$x(j+7) = (x(j+5) + x(j+4) + x(j+3) + x(j+2) + x(j+1) + x(j)) \bmod 2$$

En este caso, una condición inicial para $x(i)$ puede corresponder a $x(0)=x(1)=x(2)=x(3)=x(4)=x(5)=0$, $x(6)=1$ y puede tener un valor que satisfaga $0 \leq j \leq 119$.

A continuación se describen los resultados de la medición del rendimiento según las realizaciones anteriormente mencionadas. Para medir el rendimiento de una NR-PSS se consideran 3 métodos para diseñar la NR-SSS: 1) secuencia M en el dominio de la frecuencia (secuencia PSS heredada), 2) secuencia M con PAPR baja, y 3) secuencia generada por concatenación de 4 secuencias ZC en el dominio del tiempo.

Y para medir una NR-SSS se utiliza una secuencia de NR-SSS propuesta por la presente invención.

5. Resultado de la medición según el diseño de secuencia NR-PSS anteriormente mencionado

PAPR y CM

Los resultados de medición de PAPR y CM medidos para los 3 tipos de secuencia NR-PSS se muestran a continuación en la Tabla 1.

[Tabla 1]

	PAPR [dB]	CM [dB]
Secuencia M de dominio de frecuencia (WA)	4,87, 5,10, 5,74	1,25, 1,76, 2,19
Secuencia M con PAPR baja	4,16, 3,99, 4,15	1,10, 1,42, 1,50
Cuatro secuencias ZC concatenadas en el tiempo	2,80, 3,49, 3,91	0,094, 0,71, 0,79

Según los resultados, PAPR/CM de una NR-SSS basada en una secuencia de la cual 4 secuencias ZC están concatenadas en el dominio del tiempo es menor que PAPR/CM de una NR-PSS basada en una secuencia M. Ahora bien, cuando una secuencia M con PAPR baja se compara con una secuencia M en el dominio de la frecuencia, la

PAPR/CM de la secuencia M con PAPR baja es menor que la PAPR/CM de la secuencia M en el dominio de la frecuencia. Ahora bien, dado que la PAPR/CM corresponde a un elemento importante para determinar el precio de un amplificador de potencia, es necesario considerar diseñar una NR-PSS cuya PAPR/CM sea baja.

- 5 En consecuencia, en el aspecto de la PAPR/CM, una NR-PSS basada en una secuencia ZC muestra un mejor resultado de medición del rendimiento en comparación con una NR-PSS basada en una secuencia M. Una NR-PSS basada en una secuencia M con PAPR baja muestra un mejor resultado de medición del rendimiento en comparación con una NR-PSS de una secuencia M en el dominio de la frecuencia.

Tasa de detección errónea

- 10 La FIGURA 11 ilustra la evaluación de una tasa de detección errónea de cada una de las NR-PSS anteriormente mencionadas. Haciendo referencia a la FIGURA 11, se puede saber que el rendimiento de cada uno de los diseños de NR-PSS tiene un nivel similar. Por otro lado, con referencia a la FIGURA 12, se puede ver que una secuencia generada mediante la concatenación de 4 secuencias ZC tiene una complejidad de detección más baja.

- 15 Específicamente, con referencia a la FIGURA 12, se puede ver que una secuencia generada mediante la concatenación de 4 secuencias ZC y una secuencia en el dominio de la frecuencia tienen un rendimiento de detección similar. En este caso, la secuencia generada mediante la concatenación de 4 secuencias ZC tiene la ventaja de que la complejidad de detección es menor. Si se supone que la secuencia NR-PSS tiene una complejidad de detección similar, la secuencia generada mediante la concatenación de 4 secuencias ZC proporciona un rendimiento superior en comparación con la secuencia M.

- 20 En consecuencia, el rendimiento de detección del diseño NR-PSS basado en una secuencia ZC proporciona un mejor rendimiento en comparación con el rendimiento de detección de la secuencia M en el dominio de la frecuencia bajo el supuesto de la misma complejidad de detección.

6. Resultado de la medición según el diseño de secuencia NR-SSS anteriormente mencionado

A continuación, los rendimientos de detección se comparan entre sí según el número de secuencias NR-SSS. Para medir el rendimiento, se compara una secuencia SSS heredada con una NR-SSS propuesta en la presente invención.

- 25 La información sobre el diseño de la secuencia NR-SSS se explica brevemente a continuación.

1) NR-SSS de un solo conjunto (334 hipótesis por secuencia NR-PSS)

2) NR-SSS de dos conjuntos (668 hipótesis por secuencia NR-PSS)

- 30 Haciendo referencia a la FIGURA 13, aunque se duplican las hipótesis de NR-SSS, no se examina ninguna degradación especial del rendimiento. Por lo tanto, para detectar un límite de un conjunto de ráfagas de SS dentro de un período básico se puede considerar la introducción de un conjunto adicional de NR-SSS.

Ahora bien, los parámetros utilizados para un experimento de medición según las FIGURAS 11 a 13 se muestran a continuación en la Tabla 2.

[Tabla 2]

Parámetro	Valor
Frecuencia de portadora	4 GHz
Modelo de canal	CDL_C (valores de escala de retardo: 100 ns)
Espaciado entre subportadoras	15 kHz
Configuración de antena	TRP: (1,1,2) con elemento de antena omnidireccional UE: (1,1,2) con elemento de antena omnidireccional
Desplazamiento de temporización	Distribuido uniformemente en [-1 ms, 1 ms]
Desplazamiento de frecuencia	5 ppm
Detección de PSS/SSS	Detección de un disparo
Período PSS/SSS	20 ms
Duración de la subtrama	1 ms
Símbolos OFDM en SF	14
Número de TRP que interfieren	2
SNR operativo	-6 dB

7. Configuración de bloque de SS

Quando el tamaño máximo de carga útil de PBCH corresponde a 80 bits, se pueden utilizar 4 símbolos OFDM en total para transmitir un bloque de SS. Ahora bien, es necesario considerar una posición de tiempo de NR-PSS/NR-SSS/NR-PBCH en un bloque de SS que incluye el NR-PSS, el NR-SSS y el NR-PBCH. Cuando se realiza el acceso inicial, el NR-PBCH se puede utilizar como señal de referencia para un seguimiento preciso de tiempo/frecuencia. Para aumentar la precisión de la estimación se pueden situar dos símbolos OFDM para el NR-PBCH a la mayor distancia posible. En particular, como se muestra en la FIGURA 14 (a), la presente invención propone utilizar un primer y un cuarto símbolos OFDM de un bloque de SS para transmitir el NR-PBCH. Por lo tanto, se asigna un segundo símbolo OFDM a la NR-SSS y se puede utilizar un tercer símbolo OFDM para la NR-SSS.

Ahora bien, cuando se transmite la NR-SSS para medir o descubrir una célula, no es necesario transmitir tanto el NR-PBCH como una indicación de índice de tiempo de bloque de SS. En este caso, como se muestra en la FIGURA 14 (b), un bloque de SS incluye dos símbolos OFDM. Un primer símbolo OFDM se asigna a la NR-SSS y un segundo símbolo OFDM se asigna a la NR-SSS.

Quando se mide un rendimiento de decodificación de un PBCH según el número de RE para una DMRS, si se asignan dos símbolos OFDM, se utilizan 192 RE para la DMRS y se pueden usar 384 RE para los datos. En este caso, si un tamaño de carga útil de PBCH corresponde a 64 bits, se puede obtener una velocidad de codificación de 1/12 correspondiente a la velocidad de codificación de LTE PBCH.

Se puede considerar un método de correspondencia de un bit NR-PBCH codificado a través de un RE en un símbolo PBCH. Sin embargo, el método tiene un inconveniente en el aspecto de la interferencia y el rendimiento de la decodificación. Por el contrario, si un bit NR-PBCH codificado se hace corresponder sobre RE incluidos en el número N de símbolos PBCH, se puede obtener un mejor rendimiento en el aspecto de la interferencia y el rendimiento de la decodificación.

Ahora bien, cuando se codifican bits sobre dos símbolos OFDM usando el mismo método y se codifican bits sobre dos símbolos OFDM usando un método diferente, dado que los bits que se codifican sobre los dos símbolos OFDM usando el método diferente tienen más bits redundantes, el último método proporciona un mejor rendimiento. Por lo tanto, se puede considerar el uso de los bits que están codificados sobre los dos símbolos OFDM usando el método diferente.

El sistema NR admite varias numeraciones. Por lo tanto, la numeración para transmitir un bloque de SS puede ser diferente de la numeración para transmitir datos. Y si los canales (por ejemplo, PBCH y PDSCH) de un tipo diferente se multiplexan en el dominio de la frecuencia, dado que se produce interferencia entre portadoras debido a la emisión del espectro, se puede provocar un deterioro del rendimiento. Para resolver el problema, se puede considerar introducir una frecuencia de guarda entre PBCH y PDSCH. Y para reducir el impacto de la ICI, una red puede asignar RB para transmitir datos separando los RB.

Sin embargo, dado que es necesario hacer una reserva para los muchos números de RE como frecuencia de guarda, el método arriba indicado no es un método eficiente. Como método más eficiente, una o más subportadoras situadas en un borde de un ancho de banda de transmisión PBCH pueden reservarse como frecuencia de guarda. El número exacto de RE reservados se puede cambiar según el espaciado entre subportadoras del PBCH. Por ejemplo, se pueden reservar dos subportadoras en cada borde de un ancho de banda de transmisión PBCH según un espaciado entre subportadoras de 15 kHz para transmitir el PBCH. Por el contrario, se puede reservar una subportadora según un espaciado entre subportadoras de 30 kHz para transmitir el PBCH.

Haciendo referencia a la FIGURA 15 (a), NR-PBCH se asigna dentro de 288 RE y los RE están configurados por 24 RB. Ahora bien, dado que una longitud de NR-PSS/NR-SSS corresponde a 127, se necesitan 12 RB para transmitir NR-PSS/NR-SSS. En particular, cuando se configura un bloque de SS, el bloque de SS se asigna dentro de 24 RB. Y es preferible asignar el bloque de SS dentro de 24 RB para alinear una cuadrícula de RB entre numeraciones diferentes entre sí (por ejemplo, 15 kHz, 30 kHz, 60 kHz, etc.). Y, dado que en el sistema NR se supone un ancho de banda mínimo de 5 MHz capaz de definir 25 RB con un espaciado entre subportadoras de 15 MHz, se utilizan 24 RB para transmitir un bloque de SS. La NR-PSS/SSS se sitúa en el centro del bloque de SS. Esto puede indicar que la NR-PSS/SSS está asignada a los RB 7° a 18°.

Ahora bien, si se configura un bloque de SS como se muestra en la FIGURA 15 (a), se puede producir un problema en una operación AGC (control automático de ganancia) de un UE en un espaciado entre subportadoras de 120 kHz y un espaciado entre subportadoras de 240 kHz. En particular, en el caso del espaciado entre subportadoras de 120 kHz y el espaciado entre subportadoras de 240 kHz, es posible que no se realice correctamente la detección de NR-SSS debido a la operación AGC. Por lo tanto, como se describe en las siguientes dos realizaciones, se puede considerar cambiar una configuración de un bloque de SS.

(Método 1) PBCH-PSS-PBCH-SSS

(Método 2) PBCH-PSS-PBCH-SSS-PBCH

En particular, si se dispone un símbolo PBCH en un punto de inicio de un bloque de SS y el símbolo PBCH se usa como un símbolo ficticio para una operación AGC, se puede hacer que la operación AGC de un UE se realice con mayor fluidez.

Ahora bien, NR-PSS/NR-SSS/NR-PBCH se pueden asignar como se muestra en la FIGURA 15 (b). En particular, la NR-PSS se asigna a un 0º símbolo y la NR-SSS se pueden asignar a un 2º símbolo. Y el NR-PBCH se puede asignar de un 1º a un 3º símbolos. En este caso, el NR-PBCH se puede asignar de forma dedicada al 1º y el 3º símbolos. En otras palabras, el NR-PBCH se asigna solo al 1º símbolo y al 3º símbolos y la NR-SSS y la NR-PBCH se pueden hacer coordinar juntos con el 2º símbolo.

8. Configuración de ráfaga de SS

En la presente invención se describe un método para determinar un símbolo OFDM en el que se puede transmitir un bloque de SS. Un tipo de CP se configura semiestáticamente junto con la señalización específica de UE. Una NR-PSS/SSS puede admitir un CP normal. De este modo se puede resolver un problema de detección de CP en el momento de realizar el acceso inicial.

Sin embargo, en el sistema NR se puede incluir un CP extendido en cada borde de 0,5 ms. En particular, cuando un bloque de SS se sitúa dentro de una ranura o entre ranuras, el centro del bloque de SS se puede situar en un borde de 0,5 ms. En este caso se puede aplicar un CP de diferente longitud a NR-PSS y/o NR-SSS en el bloque de SS. En este caso, si un UE realiza la detección de NR-SS bajo el supuesto de que se aplica un CP normal a la NR-SSS y/o a la NR-PSS, el rendimiento de detección puede deteriorarse. Por lo tanto, es necesario diseñar un bloque de SS que no supere el borde de 0,5 ms en el sistema NR.

La FIGURA 16 ilustra un ejemplo de configuración de una ráfaga de SS en un caso TDD. En el sistema NR, un canal de control DL se sitúa en un primer símbolo OFDM en una ranura y/o una minirranura y un canal de control UL se puede situar en un símbolo UL transmitido en último término. Para evitar una colisión entre un bloque de SS situado en una ranura y el canal de control DL/UL, el bloque de SS se puede situar en el centro de la ranura.

El número máximo de bloques de SS incluidos en un conjunto de ráfagas de SS se determina según un intervalo de frecuencias. Y se determina un valor candidato del número de bloques de SS según un intervalo de frecuencias. Ahora bien, la presente invención propone un espacio de tiempo total necesario para transmitir un bloque de SS en un conjunto de ráfagas de SS basado en el ejemplo de configuración de la ráfaga de SS que se muestra en la FIGURA 16.

[Tabla 3]

Espaciado entre subportadoras	El número máximo de bloques de SS					
	1	2	4	8	32	64
15 kHz	1 ms	1 ms	2 ms	4 ms	-	-
30 kHz	-	0,5 ms	1 ms	2 ms	-	-
120 kHz	-	-	-	-	2 ms	4 ms
240 kHz	-	-	-	-	1 ms	2 ms

Como se muestra en la Tabla 3, si se introduce un espaciado entre subportadoras de 30 kHz y 240 kHz para transmitir NR-SS, se puede anticipar que se transmitirá un bloque de SS en un máximo de 2 ms. Sin embargo, dado que el espaciado básico entre subportadoras para la transmisión NR-SS corresponde a 15 KHz y 120 kHz, es necesario determinar si se debe introducir un ancho de banda mínimo más amplio del sistema (por ejemplo, 10 MHz para un espaciado entre subportadoras de 20 kHz y 80 MHz para un espaciado entre subportadoras de 240 kHz)) para introducir un espaciado entre subportadoras de 30 kHz y 240 kHz. Si se determina que el NR soporta 5 MHz en una banda igual o menor que 6 GHz y admite un ancho de banda mínimo del sistema de 50 MHz en una banda de 6 GHz, es necesario diseñar un conjunto de ráfagas de SS de acuerdo con un espaciado entre subportadoras de 15 kHz y 120 kHz. Si el número máximo de bloques de SS corresponde a 8 en una banda igual o menor que 6 GHz y 64 en una banda mayor que 6 GHz, dado que el tiempo necesario para transmitir un bloque de SS corresponde a 4 ms, la sobrecarga del sistema es considerablemente alta. Y, dado que es preferible tener un espacio de tiempo corto en la transmisión de un bloque de SS en términos de ahorro de energía de la red y medición de UE, es necesario definir una posición candidata para transmitir un bloque de SS dentro de una duración de N ms (por ejemplo, N = 0,5, 1, 2).

9. Configuración del conjunto de ráfagas de SS

Cuando se configura un conjunto de ráfagas de SS, como se muestra en la FIGURA 17, se pueden considerar dos tipos según una periodicidad de ráfagas de SS. Uno es un tipo local que se muestra en la FIGURA 17 (a). Según el tipo local, todos los bloques de SS se transmiten continuamente dentro de un conjunto de ráfagas de SS. Por otro lado, otro es un tipo de distribución que se muestra en la FIGURA 17 (b). Según el tipo de distribución, una ráfaga de SS se transmite periódicamente dentro de una periodicidad de conjunto de ráfagas de SS.

En el aspecto del ahorro de energía para un UE inactivo y la eficiencia para medir la interfrecuencia, una ráfaga de SS de tipo local proporciona una ventaja en comparación con una ráfaga de SS de tipo distribución. Por tanto, es más preferible favorecer la ráfaga de SS de tipo local.

Ahora bien, como se muestra en la FIGURA 17 9a), si un conjunto de ráfagas de SS está configurado por el tipo local, no se puede transmitir una señal de enlace ascendente durante un período de símbolo con el que se hace corresponder el conjunto de ráfagas de SS. En particular, a medida que aumenta el espaciado entre subportadoras al que se asigna un bloque de SS, el tamaño de un símbolo se hace más pequeño. En particular, el número de períodos de símbolo en los que no se transmite una señal de enlace ascendente aumenta. Si el espaciado entre subportadoras al que se asigna un bloque de SS es igual o superior a cierto tamaño, es necesario vaciar un símbolo entre ráfagas de SS con un espacio prescrito para realizar la transmisión de enlace ascendente.

La FIGURA 18 ilustra una configuración de conjunto de ráfagas de SS cuando el espaciado entre subportadoras a las que se asigna un bloque de SS corresponde a 120 kHz y 240 kHz. Haciendo referencia a la FIGURA 18, cuando el espaciado entre subportadoras corresponde a 120 kHz y 240 kHz, se configura una ráfaga de SS en una unidad de 4 ráfagas de SS mientras se vacía un espacio prescrito. En particular, un bloque de SS se dispone en una unidad de 0,5 ms mientras que se vacía un período de símbolo (0,125 ms) para realizar la transmisión de enlace ascendente.

En un intervalo de frecuencias igual o mayor que 6 GHz, se puede usar un espaciado entre subportadoras de 60 kHz para transmitir datos. En particular, como se muestra en la FIGURA 19, en el sistema NR, el espaciado entre subportadoras (por ejemplo, 60 kHz) para transmitir datos y el espaciado entre subportadoras (por ejemplo, 120 kHz o 240 kHz) para transmitir un bloque de SS pueden multiplexarse.

Ahora bien, con referencia a una parte representada por un cuadro en la FIGURA 19, cuando se multiplexan un bloque de SS con el espaciado entre subportadoras de 120 kHz y datos con un espaciado entre subportadoras de 60 kHz, se puede ver que se produce una colisión o una superposición en el bloque de SS con un espaciado entre subportadoras de 120 kHz, un GP con un espaciado entre subportadoras de 60 kHz, y una región de control de DL. Dado que es preferible evitar una colisión entre un bloque de SS y una región de control DL/UL, es necesario modificar una configuración de una ráfaga de SS y un conjunto de ráfagas de SS.

Para modificar una configuración de una ráfaga de SS, la presente invención propone dos modos de realización.

Como se muestra en la FIGURA 20, una primera realización consiste en cambiar una posición de un formato 1 de ráfaga de SS y una posición de un formato 2 de ráfaga de SS. En particular, si el formato 1 de ráfaga de SS y el formato 2 de ráfaga de SS situados en el cuadro de la FIGURA 20 se intercambian, se puede hacer que no se produzca una colisión entre un bloque de SS y una región de control DL/UL. En otras palabras, el formato 1 de ráfaga de SS se sitúa en la parte delantera del espaciado entre subportadoras de 60 kHz y el formato 2 de ráfaga de SS se sitúa en la última parte del espaciado entre subportadoras de 60 kHz.

En resumen, la primera realización anteriormente mencionada se puede representar de la siguiente manera.

1) Espaciado entre subportadoras de 120 KHz

- Los primeros símbolos OFDM de los bloques de SS/PBCH candidatos tienen índices $\{4, 8, 16, 20, 32, 36, 44, 48\} + 70 \cdot n$. Para frecuencias de portadora superiores a 6 GHz, $n = 0, 2, 4, 6$.
- Los primeros símbolos OFDM de los bloques de SS/PBCH candidatos tienen índices $\{2, 6, 18, 22, 30, 34, 46, 50\} + 70 \cdot n$. Para frecuencias de portadora superiores a 6 GHz, $n = 1, 3, 5, 7$.

2) Espaciado entre subportadoras de 240 KHz

- Los primeros símbolos OFDM de los bloques de SS/PBCH candidatos tienen índices $\{8, 12, 16, 20, 32, 36, 40, 44, 64, 68, 72, 76, 88, 92, 96, 100\} + 140 \cdot n$. Para frecuencias de portadora superiores a 6 GHz, $n = 0, 2$.
- Los primeros símbolos OFDM de los bloques de SS/PBCH candidatos tienen índices $\{4, 8, 12, 16, 36, 40, 44, 48, 60, 64, 68, 72, 92, 96, 100, 104\} + 140 \cdot n$. Para frecuencias de portadora superiores a 6 GHz, $n = 1, 3$.

Como se muestra en la FIGURA 21, una segunda realización consiste en cambiar una configuración de un conjunto de ráfagas de SS. En particular, un conjunto de ráfagas de SS se puede configurar de manera que un límite de inicio del conjunto de ráfagas de SS esté alineado (es decir, emparejado) con un límite de inicio de ranura de espaciado entre subportadoras de 60 kHz.

En concreto, una ráfaga de SS se configura mediante bloques de SS dispuestos localmente durante 1 ms. En particular, una ráfaga de SS con un espaciado entre subportadoras de 120 kHz tiene 16 bloques de SS y una ráfaga de SS con un espaciado entre subportadoras de 240 kHz tiene 32 bloques de SS durante 1 ms. En este caso, se asigna una ranura como intervalo entre ráfagas de SS sobre la base de un espaciado entre subportadoras de 60 kHz.

En resumen, la segunda realización anteriormente mencionada se puede representar de la siguiente manera.

1) Espaciado entre subportadoras de 120 KHz

- Los primeros símbolos OFDM de los bloques de SS/PBCH candidatos tienen índices $\{4, 8, 16, 20\} + 28 \cdot n$. Para frecuencias de portadora superiores a 6 GHz, $n = 0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8, 10, 11, 12, 13, 15, 16, 17, 18$.

2) Espaciado entre subportadoras de 240 KHz

- Los primeros símbolos OFDM de los bloques de SS/PBCH candidatos tienen índices $\{8, 12, 16, 20, 32, 36, 40, 44\} + 56 \cdot n$. Para frecuencias de portadora superiores a 6 GHz, $n = 0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8$.

10. Método para indicar el bloque de SS/PBCH realmente transmitido dentro de una duración de 5 ms

- 5 En el sistema NR se puede especificar una posición candidata para transmitir un bloque de SS dentro de un período de conjunto de ráfagas de SS (por ejemplo, 5 ms) para realizar un procedimiento de acceso inicial. Y una posición de un bloque de SS realmente transmitido puede notificarse a un UE en modo conectado/inactivo. En este caso, una red puede tener flexibilidad para utilizar un recurso según el estado de la red. Sin embargo, puede tener una flexibilidad diferente al configurar un conjunto de ráfagas de SS según un método de configuración para indicar un bloque de SS realmente utilizado. Por ejemplo, si puede establecer información de posición individual (por ejemplo, un mapa de bits para un bloque de SS o una ráfaga de SS) de los bloques de SS realmente transmitidos a un UE, tanto un tipo localizado como un tipo distribuido pueden operar según el estado de la red. La información de posición individual se puede incluir en diferentes SI que indican información relacionada con la medición.

- 15 Y es posible cambiar una periodicidad de un conjunto de ráfagas de SS según una configuración de red y proporcionar información sobre la temporización/duración de la medición para un UE. Cuando se cambia la periodicidad del conjunto de ráfagas de SS, es necesario determinar una posición candidata en la que se ha de transmitir un bloque de SS. Para determinar una posición en la que se ha de transmitir un bloque de SS, la presente invención propone dos realizaciones que se describen a continuación.

(Método 1) Una red puede utilizar la suposición de una posición de candidato para una periodicidad básica.

- 20 (Método 2) Una red puede indicar una posición en la que se ha de transmitir realmente un bloque de SS dentro de una sección de medición.

- 25 En el sistema NR se puede diseñar una configuración de conjunto de ráfagas de SS según una periodicidad básica. Cuando una red indica la periodicidad y la duración de la medición de un conjunto de ráfagas de SS, una configuración de ráfagas de SS puede suponer una configuración de conjunto de ráfagas de SS. Por ejemplo, cuando no hay indicación de una red, si un UE asume una periodicidad de 5 ms como una periodicidad de conjunto de ráfagas de SS para la medición, puede configurar un conjunto de ráfagas de SS para una periodicidad de 5 ms. La configuración de conjunto de ráfagas de SS también se puede utilizar para una periodicidad básica (por ejemplo, 20 ms) y una periodicidad configurada por una red (por ejemplo, 5, 10, 20, 40, 80 y 160 ms).

- 30 Con el fin de utilizar más eficientemente un recurso para una configuración de conjunto de ráfagas de SS, una red puede indicar una posición en la que se ha de transmitir realmente un bloque de SS dentro de la duración de la medición. Por ejemplo, en el caso de una periodicidad básica, NR-SS y NR-PBCH deben transmitirse dentro de una periodicidad de conjunto de ráfagas de SS. Ahora bien, en caso de una periodicidad más larga que la periodicidad básica, se puede transmitir NR-SS solo con fines de medición. Si una red puede configurar una posición en la que se ha de transmitir realmente un bloque de SS, un recurso no utilizado asignado a NR-PBCH se puede asignar a un canal de control/datos. En el caso de una periodicidad más corta que la periodicidad básica, una red selecciona un bloque de SS parcial entre los bloques de SS incluidos en un conjunto de ráfagas de SS para configurar un bloque de SS realmente utilizado.

- 40 Ahora bien, el número de candidatos para transmitir un bloque de SS está restringido según el entorno de la red. Por ejemplo, el número de candidatos puede variar en función del espaciado entre subportadoras al que se asigne un bloque de SS. En este caso, es posible informar a un UE en modo conectado/inactivo de una posición en la que se transmite realmente un bloque de SS. La indicación del bloque de SS/PBCH transmitido real que indica la posición en la que se transmite realmente el bloque de SS puede usarse para utilizar un recurso (por ejemplo, coincidencia de velocidad) para una célula de servicio y puede usarse para realizar mediciones relacionadas con un recurso para una célula vecina.

- 45 Si un UE puede reconocer con precisión un bloque de SS no transmitido, el UE puede reconocer que el UE puede recibir otra información como paginación o datos a través de un recurso candidato del bloque de SS que no se transmite. Para la flexibilidad del recurso, es necesario indicar con precisión un bloque de SS realmente transmitido en una célula de servicio.

- 50 En particular, dado que no puede recibir otra información, como paginación o datos en un recurso en el que se transmite un bloque de SS, un UE recibe datos diferentes o una señal diferente a través de un recurso en el que no se transmite realmente un bloque de SS para aumentar la eficiencia en la utilización de recursos. Por lo tanto, es necesario que el UE reconozca un bloque de SS candidato en el que no se transmite realmente un bloque de SS.

- 55 Para indicar con precisión un bloque de SS realmente transmitido en una célula de servicio es necesario tener información en un mapa de bits completo de 4, 8 o 64 bits. En este caso se puede determinar un tamaño de bit incluido en el mapa de bits según el número máximo de bloques de SS que se pueden transmitir en cada intervalo de frecuencias. Por ejemplo, para indicar un bloque de SS realmente transmitido en un período de 5 ms, se requiere un

mapa de bits de 8 bits en un intervalo de frecuencias de 3 GHz a 6 GHz y un mapa de bits de 64 bits en un intervalo de frecuencias igual o mayor que 6 GHz.

Los bits para indicar un bloque de SS realmente transmitido en una célula de servicio pueden definirse mediante RMSI u OSI y el RMSI/OSI incluye información de configuración para datos o paginación. Dado que la indicación del bloque de SS/PBCH transmitido real está asociada con una configuración para un recurso de enlace descendente, el RMSI/OCI puede incluir información sobre un bloque de SS realmente transmitido.

Ahora bien, para medir una célula vecina se requiere la indicación del bloque de SS/PBCH transmitido real de la célula vecina. En particular, es necesario obtener información de sincronización de tiempo de la célula vecina para medir la célula vecina. Si el sistema NR está diseñado para permitir la transmisión asíncrona entre TRP, aunque se indique la información de sincronización de tiempo de la célula vecina, la precisión de la información puede variar según el estado. Por lo tanto, cuando se indica la información de tiempo de la célula vecina, es necesario determinar una unidad de la información de tiempo como información válida para el UE mientras se asume la transmisión asíncrona entre los TRP.

Sin embargo, si hay muchas células en la lista, un indicador de un tipo de mapa de bits completo puede aumentar excesivamente la sobrecarga de la señal. Con el fin de disminuir la sobrecarga de señalización, se puede considerar un indicador de una forma comprimida de modo diverso. Ahora bien, para no solo medir una célula vecina sino también reducir la sobrecarga de señalización, se puede considerar un indicador de una forma comprimida para un indicador que indica un bloque de SS transmitido por una célula de servicio. En otras palabras, un indicador de bloque de SS descrito a continuación puede usarse para indicar un bloque de SS realmente transmitido en una célula vecina y una célula de servicio. Como se ha mencionado en la descripción anterior, una ráfaga de SS puede corresponder a un conjunto de bloques de SS incluidos en una ranura según cada subportadora. Sin embargo, la ráfaga de SS puede corresponder a un grupo del número prescrito de bloques de SS independientemente de una ranura únicamente en la siguiente realización.

Una de las realizaciones se explica con referencia a la FIGURA 22. Supóngase que una ráfaga de SS incluye 8 bloques de SS. En este caso, pueden existir 8 ráfagas de SS en total en una banda igual o mayor que 6 GHz en la que se sitúan 64 bloques de SS.

En este caso, los bloques de SS se agrupan mediante una ráfaga de SS para comprimir todo el mapa de bits de 64 bits. Se puede utilizar información de 8 bits que indica una ráfaga de SS que incluye bloques de SS realmente transmitidos en lugar de información de mapa de bits de 64 bits. Si la información del mapa de bits de 8 bits indica una ráfaga de SS n.^o 0, la ráfaga de SS n.^o 0 puede incluir uno o más bloques de SS realmente transmitidos.

En este caso se puede considerar información adicional para indicar el número de bloques de SS realmente transmitidos por ráfaga de SS. Cada ráfaga de SS puede incluir localmente tantos bloques de SS como el número de bloques de SS indicado por la información adicional.

Un UE combina el número de bloques de SS realmente transmitidos por ráfaga de SS indicado por la información adicional con el mapa de bits que indica la ráfaga de SS que incluye los bloques de SS realmente transmitidos para estimar los bloques de SS realmente transmitidos.

Por ejemplo, se puede asumir la indicación que se muestra a continuación en la Tabla 4.

[Tabla 4]

Mapa de bits de 8 bits (unidad de ráfaga de SS/PBCH)	El número de bloques de SS/PBCH realmente transmitidos por unidad de ráfaga de SS/PBCH	Mapa de bits completo
1 1 0 0 0 0 1	4	(11110000) (11110000) (00000000) (00000000) (00000000) (00000000) (00000000) (11110000)

Según la Tabla 4, se puede saber que los bloques de SS se incluyen en las ráfagas de SS n.^o 0, n.^o 1 y n.^o 7 a través del mapa de bits de 8 bits y se puede saber que 4 bloques de SS están incluidos en cada ráfaga de SS a través de la información adicional. En consecuencia, se puede estimar que los bloques de SS se transmiten a través de 4 posiciones candidatas antes de las ráfagas de SS n.^o 0, n.^o 1 y n.^o 7.

Ahora bien, a diferencia del ejemplo anterior, si la información adicional se envía en forma de mapa de bits, es posible hacer que una posición en la que se transmite un bloque de SS tenga flexibilidad.

Por ejemplo, la información relacionada con la transmisión de ráfagas de SS se indica mediante un mapa de bits, y un bloque de SS transmitido dentro de una ráfaga de SS se puede indicar mediante otros bits.

En particular, los 64 bloques de SS totales se clasifican en 8 ráfagas de SS (es decir, grupos de bloques de SS) y se puede informar a un UE de una ráfaga de SS en uso transmitiendo un mapa de bits de 8 bits al UE. Cuando se define una ráfaga de SS como se muestra en la FIGURA 22, si la ráfaga de SS se multiplexa con una ranura que tiene un espaciado entre subportadoras de 60 kHz, esto puede tener la ventaja de que se alinea un límite entre la ráfaga de SS y la ranura. En particular, si se indica el encendido/apagado de la ráfaga de SS utilizando un mapa de bits, un UE puede saber si un bloque de SS se transmite o no en una unidad de ranura para todo el espaciado entre subportadoras en una banda de frecuencia igual o mayor que 6 GHz.

En este caso, un punto diferente al ejemplo arriba mencionado consiste en informar a un UE de la información adicional mediante un mapa de bits. En este caso, dado que es necesario transmitir información de mapa de bits a 8 bloques de SS incluidos en cada ráfaga de SS, se requieren 8 bits. La información adicional se aplica comúnmente a todas las ráfagas de SS. Por ejemplo, si la información de mapa de bits en ráfagas de SS indica que se utilizan una ráfaga de SS n.^o 0 y una ráfaga de SS n.^o 1 y la información de mapa de bits adicional en bloques de SS indica que un primer bloque de SS y un quinto bloque de SS se transmiten en una ráfaga de SS, dado que tanto en la ráfaga de SS n.^o 0 como en la ráfaga de SS n.^o 1 se transmiten un primer bloque de SS y un quinto bloque de SS, el número de bloques de SS realmente transmitidos se convierte en 4.

Ahora bien, es posible que un par de células vecinas no se incluyan en una lista de células. Las células vecinas no incluidas en la lista de células utilizan un formato por defecto para un bloque de SS realmente transmitido. Si se usa el formato por defecto, un UE puede realizar mediciones en las células vecinas no incluidas en la lista de células. En este caso, el formato por defecto se puede definir de antemano o se puede configurar mediante una red.

Ahora bien, si la información sobre un bloque de SS realmente transmitido en una célula de servicio colisiona con información sobre un bloque de SS realmente transmitido en una célula vecina, un UE puede obtener información sobre un bloque de SS realmente transmitido priorizando la información sobre el bloque de SS transmitido en la célula de servicio.

En particular, si la información sobre los bloques de SS realmente transmitidos se recibe en una forma de un mapa de bits completo y una forma de agrupación, dado que es muy probable que la información en forma de mapa de bits completo sea más precisa, la información en forma de mapa de bits completo puede ser utilizada preferentemente para recibir bloques de SS.

11. Señal y canal para indicar el índice de tiempo

La indicación de índice de tiempo de bloque de SS es enviada por NR-PBCH. Si la indicación de índice de tiempo se incluye en una parte del NR-PBCH, como el contenido de NR-PBCH, una secuencia de aleatorización, una CRC, una versión de redundancia y similares, la indicación se envía a un UE de forma segura. Por el contrario, si la indicación de índice de tiempo se incluye en una parte del NR-PBCH, puede haber una complejidad adicional en la decodificación del NR-PBCH de una célula vecina. Ahora bien, aunque se puede realizar la decodificación en el NR-PBCH de la célula vecina, esto no es obligatorio en el diseño de un sistema. Y es necesario un análisis adicional para determinar una señal y un canal apropiados para enviar la indicación de índice de tiempo de bloque de SS.

Dado que la información de índice de tiempo de bloque de SS se utilizará como información de referencia de asignación de recursos de tiempo en un canal/señal relacionado con el acceso inicial como envío de información del sistema, un preámbulo PRACH y similares en una célula objetivo, la información de índice de tiempo de bloque de SS debe transmitirse de forma segura a un UE. Ahora bien, se usa un índice de tiempo para la medición de RSRP de un nivel de bloque de SS para medir una célula vecina. En este caso no es necesario que la información de índice de tiempo de bloque de SS sea muy precisa.

La presente invención propone que se use NR-PBCH DMRS como una señal para enviar un índice de tiempo de bloque de SS. Y la presente invención propone que se incluya una indicación de índice de tiempo en una parte del NR-PBCH. En este caso, por ejemplo, la parte del NR-PBCH puede corresponder a una secuencia de aleatorización, una versión de redundancia y similares del NR-PBCH.

Según la presente invención, es posible que se pueda detectar un índice de tiempo de bloque de SS desde NR-PBCH DMRS y el índice detectado puede comprobarse mediante decodificación de NR-PBCH. Y, para medir una célula vecina, se puede obtener un índice de NR-PBCH DMRS para la célula vecina.

La indicación de índice de tiempo se puede configurar a través de dos realizaciones que se describen a continuación.

(Método 1) Un método de un solo índice en el que se asigna un índice a cada uno de todos los bloques de SS incluidos en un conjunto de ráfagas de SS.

(Método 2) Un método de múltiples índices en el que se asigna un índice usando una combinación de un índice de ráfaga de SS y un índice de bloque de SS.

Como se describe en la realización 1, si se admite un método de un solo índice, es necesario tener muchos bits para expresar el número de todos los bloques de SS dentro de una periodicidad de conjunto de ráfagas de SS. En este

caso, es preferible que una secuencia DMRS para NR-PBCH y una secuencia de aleatorización indiquen indicación de bloque de SS.

Por el contrario, como se describe en la realización 2, si se usa un método de múltiples índices, se puede proporcionar flexibilidad de diseño para indicar un índice. Por ejemplo, tanto un índice de ráfaga de SS como un índice de bloque de SS se pueden incluir en un solo canal. Y cada índice se puede transmitir individualmente a través de un canal/señal diferente. Por ejemplo, el índice de ráfagas de SS se puede incluir en el contenido de NR-PBCH o en una secuencia de aleatorización. El índice de bloque de SS se puede enviar a través de una secuencia DMRS del NR-PBCH.

Ahora bien, el número máximo de bloques de SS se cambia dentro de una ráfaga de SS que se configura según un intervalo de frecuencias de portadora. En particular, el número máximo de bloques de SS en un intervalo de frecuencias igual o menor que 6 GHz corresponde a 8 y el número máximo de bloques de SS en un intervalo de frecuencias de 6 GHz a 52,6 GHz corresponde a 64.

En particular, el número de bits necesarios para indicar un bloque de SS y el número de estados necesarios para indicar un bloque de SS pueden variar dependiendo del intervalo de frecuencias de portadora. Por lo tanto, se puede considerar la aplicación de una de las realizaciones 1 y 2 según un intervalo de frecuencias de portadora. Por ejemplo, el método de un solo índice se aplica en un intervalo de frecuencias igual o menor que 6 GHz y el método de índice múltiple se puede aplicar en un intervalo de frecuencias mayor que 6 GHz.

Más específicamente, todos los índices de tiempo de bloque de SS pueden determinarse mediante una PBCH DMRS en un intervalo de frecuencias igual o menor que 6 GHz. En este caso es necesario identificar un máximo de 8 estados utilizando una secuencia PBCH DMRS. En particular, es necesario tener 3 bits para los índices de tiempo de bloque de SS. Y la secuencia PBCH DMRS puede indicar un límite de 5 ms (indicador de semitrama). En este caso, para indicar los índices de tiempo de bloque de SS basados en DMRS y el límite de 5 ms se requieren un total de 16 estados. En otras palabras, es necesario tener 1 bit adicional para indicar el límite de 5 ms además de 3 bits para indicar los índices de tiempo de bloque de SS. No es necesario definir un bit para indicar los índices de tiempo de bloque de SS en contenidos PBCH en un intervalo de frecuencias igual o menor que 6 GHz.

Ahora bien, se puede obtener un mejor rendimiento de decodificación enviando un bit que indica los índices de tiempo de bloque de SS a través de NR-PBCH DMRS en lugar de contenidos de PBCH. Si se define una señal adicional para indicar los índices de tiempo de bloque de SS, se produce una sobrecarga de señalización para la señal adicional. Dado que la NR-PBCH DMRS corresponde a una secuencia ya definida en el sistema NR, la NR-PBCH DMRS no genera una sobrecarga de señalización adicional. Por lo tanto, si se utiliza la NR-PBCH DMRS, se puede evitar una sobrecarga de señalización excesiva.

Por el contrario, en un intervalo de frecuencias igual o mayor que 6 GHz, una parte de los índices de tiempo de bloque de SS está indicada por la PBCH DMRS y la parte restante de los índices de tiempo de bloque de SS está indicada por el contenido de PBCH. Por ejemplo, para indicar 64 índices de bloque de SS en total, se agrupan un máximo de 8 grupos de bloques de SS dentro de un conjunto de ráfagas de SS y se puede incluir un máximo de 8 bloques de SS en cada uno de los grupos de bloques de SS. En este caso, para indicar los grupos de bloques de SS se definen 3 bits en el contenido de PBCH y los índices de tiempo de bloque de SS incluidos en un grupo de bloques de SS pueden definirse mediante una secuencia PBCH DMRS. Si es posible asumir una red de sincronización en un intervalo de frecuencias igual o mayor que 6 GHz en el sistema NR, no es necesario realizar un procedimiento de decodificación en PBCH para obtener un índice de ráfaga de SS a través del contenido de PBCH.

12. Número de trama de sistema, límite de semitrama

El número N de bits inferior de la información de SFN se envía a través de la carga útil de PBCH y el número M de bits superior de la información de SFN se envía a través de una secuencia de aleatorización. Ahora bien, entre el número M de bits superior de la información de SFN, el bit superior 1 se puede enviar a través de un cambio de una posición de tiempo/frecuencia de una PBCH DMRS, una NR-SSS o un bloque de SS. Además, la información sobre un límite de semitrama de radio (5 ms) se puede enviar a través de un cambio de posición de tiempo/frecuencia de una PBCH DMRS, una NR-SSS o un bloque de SS.

Realización 1-1

Cuando el contenido incluido en un bloque de SS específico es enviado por NR-PBCH, si el contenido se cambia cada 80 ms, el contenido incluye información que no ha cambiado dentro de los 80 ms. Por ejemplo, la información de SFN incluida en el contenido de PBCH es la misma en un intervalo de PBCH TTI (80 ms). Con este fin, la información de 7 bits más baja entre la información de SFN de 10 bits se incluye en el contenido de PBCH. La información de 3 bits superiores que indica un límite de trama (10 ms) se puede incluir en una secuencia de aleatorización de PBCH.

Realización 1-2

Cuando el contenido incluido en un bloque de SS específico es enviado por NR-PBCH, si el contenido se cambia cada 80 ms, el contenido incluye información que no ha cambiado dentro de los 80 ms. Por ejemplo, la información de SFN incluida en el contenido de PBCH es la misma en un intervalo de PBCH TTI (80 ms). Con este fin, la información de

7 bits más baja entre la información de SFN de 10 bits se incluye en el contenido de PBCH. La información de 2 bits inferiores entre la información de 3 bits superiores que indica un límite de trama (10 ms) se puede incluir en una secuencia de aleatorización PBCH y la información de 1 bit superior se transmite utilizando una señal o un canal que se distingue de la codificación de canal PBCH como contenido de PBCH, una CRC, una secuencia de aleatorización y similares. Por ejemplo, se puede usar PBCH DMRS como una señal distinta de la codificación de canal PBCH. Dicha información se puede usar como una secuencia DMRS, una posición de DMRS RE, un cambio de correspondencia de secuencia de DMRS a RE, un cambio de posición de símbolo en un bloque de SS, un cambio de posición de frecuencia de un bloque de SS y similares.

Específicamente, en caso de usar una secuencia DMRS, se puede considerar un método en el que se usa una diferencia de fase (por ejemplo, cobertura de código ortogonal) entre dos símbolos OFDM en los que se transmite una DMRS. Y, en caso de utilizar una secuencia DMRS, se puede considerar un método en el que se cambia un valor inicial. Específicamente, cuando se usan 2 secuencias m para una secuencia dorada, si se fija un valor inicial de una secuencia m y se cambia un valor inicial de otra secuencia m usando una ID de célula y otra información, es posible introducir un método para cambiar un valor inicial utilizando información que ha de ser transmitida a la secuencia m utilizando el valor inicial fijo.

Más específicamente, si se introduce adicionalmente un valor inicial diferente (por ejemplo, $[0\ 1\ 0\ \dots\ 0]$) a un valor inicial fijo heredado (por ejemplo, $[1\ 0\ 0\ \dots\ 0]$) según 1 bit que indica información de límite de 10 ms, se pueden cambiar dos valores iniciales en una unidad de 10 ms en un intervalo de 20 ms. Como método diferente, una secuencia m usa un valor inicial fijo tal como es y otra secuencia m puede agregar información que ha de ser transmitida a un valor inicial.

En caso de utilizar una posición de DMRS RE, se puede aplicar un método de cambio en V que cambia la posición del eje de frecuencia de una DMRS según la información. Específicamente, cuando se transmiten 0 ms y 10 ms en un intervalo de 20 ms, una posición RE se organiza de manera diferente. En este caso, cuando se dispone una DMRS en cada 4 RE, se puede introducir un método de cambio de la DMRS en una unidad de 2 RE.

Y es posible aplicar un método para cambiar un esquema de correspondencia de una secuencia PBCH DMRS a un RE. Específicamente, en el caso de 0 ms, una secuencia se hace corresponder preferentemente con un primer RE. En el caso de 10 ms, se hace corresponder una secuencia utilizando un método de correspondencia diferente. Por ejemplo, una secuencia opuesta se hace corresponder con un primer RE, una secuencia se hace corresponder preferentemente con un RE mediano de un primer símbolo OFDM, o una secuencia se hace corresponder preferentemente con un primer RE de un segundo símbolo OFDM. Y se puede considerar un método para cambiar un orden de disposición tal como PSS-PBCH-SSS-PBCH en un bloque de SS con una disposición diferente. Por ejemplo, aunque básicamente se aplica una disposición como PBCH-PSS-SSS-PBCH, se puede aplicar una disposición diferente en 0 ms y 10 ms. Y se puede aplicar un método para cambiar una posición RE con la que se hacen corresponder los datos PBCH en un bloque de SS.

Realización 1-3

La información de bit 1 que indica un límite de semitrama puede transmitirse usando una señal de este tipo o un canal que se distingue de una parte relacionada con la codificación del canal PBCH como contenido de PBCH, una CRC, una secuencia de aleatorización y similares. Por ejemplo, de manera similar a la realización 2, se puede usar PBCH DMRS como una señal distinta de la codificación de canal PBCH. Se puede usar información tal como una secuencia DMRS, una posición de DMRS RE, un cambio de correspondencia de secuencia de DMRS a RE, un cambio de posición de símbolo en un bloque de SS, un cambio de posición de frecuencia de un bloque de SS y similares. En particular, se puede aplicar la información cuando el cambio se realice a 0 ms y 5 ms en un intervalo de 10 ms.

Además, para la información de cambio de tiempo en una unidad de 5 ms en un intervalo de 20 ms, incluyendo la información de límite de semitrama y la información de 1 bit superior SFN, como se ha mencionado anteriormente en la realización 2, dicha información se puede usar como una secuencia DMRS, una posición de DMRS RE, un cambio de correspondencia de secuencia de DMRS a RE, un cambio de posición de símbolo en un bloque de SS, un cambio de posición de frecuencia de un bloque de SS y similares. En particular, la información se puede aplicar cuando la información de tiempo cambia a 0, 5, 10 y 15 ms en un intervalo de 20 ms.

Realización 1-4

Cuando un PBCH está configurado por el número total N de RE, si el número M ($< N$) de RE se asigna para transmitir datos de PBCH y se utiliza la modulación QPSK, la longitud de una secuencia de aleatorización se convierte en $2 \cdot M$. El número L de secuencias de aleatorización se puede generar generando una secuencia larga con una longitud de $L \cdot 2 \cdot M$ y dividiendo la secuencia larga por una unidad de $2 \cdot M$. Como secuencia de aleatorización se puede usar una secuencia PN, una secuencia dorada y una secuencia M . Específicamente se puede usar una secuencia dorada con una longitud de 31. Para inicializar la secuencia PN se usa una ID de célula y para inicializar la secuencia PN se puede usar adicionalmente un índice de bloque de SS obtenido de una PBCH DMRS. Cuando un número de ranura y un símbolo OFDM se derivan de un índice de bloque de SS, se puede usar un número de ranura/número de símbolo OFDM. Además, la información del límite de semitrama de radio se puede utilizar como un valor de inicialización. Si se puede obtener un bit parcial de información de SFN utilizando una señal o un canal que se distingue de la

codificación del canal, como contenidos, una secuencia de aleatorización y similares, la información de SFN se puede utilizar como un valor de inicialización de una secuencia de aleatorización.

La longitud de una secuencia de aleatorización se determina según la longitud de un bit enviado a través de la secuencia de aleatorización entre la información de SFN. Por ejemplo, si la información de 3 bits de la información de SFN se envía a través de una secuencia de aleatorización, es necesario representar 8 estados usando la información. Para ello se requiere una secuencia con una longitud de $8 \cdot 2^M$. De manera similar, cuando se envía información de 2 bits se requiere una secuencia con una longitud de $2 \cdot 2^M$.

Una cadena de bits en la que se incluyen contenidos de PBCH y una CRC se codifica usando un código polar para generar bits codificados con una longitud de 512. Un bit codificado es más corto que la longitud de una secuencia de aleatorización. Un bit codificado con una longitud de 512 se repite varias veces para generar una cadena de bits con una longitud idéntica a la longitud de una secuencia de aleatorización. Posteriormente, el bit codificado repetido y una secuencia de aleatorización se multiplican y se realiza la modulación QPSK. El símbolo modulado se divide por una unidad con una longitud M y se hace corresponder con un PBCH RE.

Por ejemplo, con referencia a la FIGURA 24, cuando la información de 3 bits de la información de SFN se envía a través de una secuencia de aleatorización, para cambiar la secuencia de aleatorización cada 10 ms, una secuencia de símbolos modulados en una unidad con longitud M se transmite en una unidad de 10 ms. En este caso, cada uno de los símbolos de modulación transmitidos en una unidad de 10 ms es diferente. Si una periodicidad de un conjunto de ráfagas de SS corresponde a 5 ms, la misma secuencia de símbolos modulados se transmite durante dos períodos de transmisión incluidos en un intervalo de 10 ms. Si un UE puede obtener información de límite de semitrama de radio (5 ms), el UE puede combinar información de PBCH que se transmite dos veces en un intervalo de 10 ms. Para encontrar 8 secuencias de aleatorización, que se transmiten en una unidad de 10 ms en un intervalo de 80 ms, el UE realiza una decodificación ciega 8 veces en total. En este caso, el UE realiza la decodificación en un canal diferente en lugar de PBCH para obtener información de 1 bit de límite de semitrama (por ejemplo, C_0). Luego, el UE realiza una decodificación ciega en PBCH para obtener la primera información de N bits de SFN (por ejemplo, S_0 , S_1 , y S_2) y obtiene información de SFN (por ejemplo, S_3 a S_9) correspondiente a los 10-N bits restantes del contenido de PBCH. Por lo tanto, el UE puede configurar información de SFN de 10 bits en total.

Como un ejemplo diferente, cuando se envía información de 3 bits de la información de SFN a través de una secuencia de aleatorización y la información de límite de semitrama se incluye en el contenido de PBCH, el mismo contenido se incluye en una periodicidad de transmisión de 10 ms. Sin embargo, dado que el contenido de PBCH que incluye un desplazamiento de 5 ms tiene información de límite de semitrama diferente de 1 bit, se pueden transmitir diferentes contenidos cada 5 ms. En particular, se configuran contenidos de dos tipos debido a la información de límite de semitrama de 1 bit. Una estación base codifica cada uno de los contenidos de dos tipos y realiza repetición de bits, aleatorización, modulación y similares en cada uno de los contenidos.

Si un UE no puede obtener información de límite de 5 ms, es difícil para el UE combinar señales transmitidas cada 5 ms. En lugar de ello, el UE realiza de forma idéntica la decodificación 8 veces, que se realizan cada 10 ms, con un desplazamiento de 5 ms. En particular, el UE realiza la decodificación al menos 8 veces para obtener la primera información de N bits (por ejemplo, S_0 , S_1 , y S_2) de SFN y obtiene información de SFN (por ejemplo, S_3 a S_9) correspondiente a los 10-N bits restantes del contenido de PBCH. Además, el UE obtiene información de 1 bit del límite de semitrama de radio (por ejemplo, C_0). En otras palabras, el UE obtiene información de tiempo en una unidad de 5 ms configurando la información de bit obtenida.

De manera similar, si la información de 2 bits de la información de SFN se envía a través de una secuencia de aleatorización, la secuencia de aleatorización se cambia cada 20 ms y la misma secuencia de símbolos modulados se transmite durante cuatro períodos de transmisión de 5 ms incluidos en un intervalo de 20 ms. Si un UE puede obtener información de límite de semitrama de radio y la información de 1 bit superior del SFN, el UE puede combinar información de PBCH que se recibe en un intervalo de 20 ms. El UE realiza una decodificación ciega 4 veces cada 20 ms. En este caso, la complejidad de recepción del UE aumenta debido a la información de límite de semitrama y la información de 1 bit superior del SFN obtenida por el UE. Sin embargo, dado que se puede reducir la complejidad de la decodificación ciega de PBCH y realizar una combinación de PBCH hasta 16 veces, es de esperar una mejora en el rendimiento de detección. En este caso, el UE realiza la decodificación en un canal diferente en lugar de PBCH para obtener información de 1 bit de límite de semitrama (por ejemplo, C_0) y la información de 1 bit superior (por ejemplo, S_0) del SFN.

El UE realiza una decodificación ciega en PBCH para obtener la información del primer bit (N-1) (por ejemplo, S_1 y S_2) de SFN después del bit 1 superior y obtiene información de SFN (por ejemplo, S_3 a S_9) correspondiente a los 10-N bits restantes del contenido de PBCH. Por lo tanto, el UE puede configurar la información de límite de semitramas de radio (C_0) e información de SFN (por ejemplo, S_0 a S_9) de 10 bits en total. La información de tiempo obtenida proporciona una unidad de 5 ms. En este caso se puede transmitir una pluralidad de bloques de SS en un intervalo de 5 ms. Se puede obtener una posición de bloque de SS en el intervalo de 5 ms a partir de un contenido de PBCH DMRS y PBCH.

13. Índice de tiempo de bloque de SS

La presente invención propone un método para configurar un conjunto de ráfagas de SS dentro de una duración más corta (por ejemplo, 2 ms) para ahorrar energía de una red y un UE. En este caso, todos los bloques de SS se pueden situar dentro de una periodicidad de conjunto de ráfagas de SS independientemente de la periodicidad (por ejemplo, 5, 10, 20, 40, 80, 160 ms). La FIGURA 23 ilustra un índice de bloque de SS cuando el espaciado entre subportadoras corresponde a 15 kHz.

Un índice de bloque de SS se explica con referencia a la FIGURA 23. Si el número máximo de bloques de SS está definido por L, los índices de bloque de SS corresponden a 0 a L-1. Y los índices de bloque de SS se derivan de índices de símbolos OFDM e índices de ranura. Y un conjunto de ráfagas de SS se puede configurar mediante 4 bloques de SS situados en dos ranuras adyacentes entre sí. Por lo tanto, los índices de bloque de SS corresponden a 0 a 3 y los índices de ranura están definidos por 0 y 1. Y un bloque de SS incluye 4 símbolos OFDM y dos símbolos OFDM incluidos en el bloque de SS se utilizan para transmitir PBCH. En este caso, los índices de los símbolos OFDM para transmitir el PBCH pueden corresponder a 0 y 2. Como se muestra en la FIGURA 23 (a), los índices de un bloque de SS se derivan de los índices de un símbolo OFDM y una ranura. Por ejemplo, un bloque de SS transmitido en una ranura n.^º 1 y un símbolo OFDM n.^º 2 se hace corresponder con un índice 3.

Como se muestra en la FIGURA 23 (b), una red puede configurar una periodicidad de un conjunto de ráfagas de SS en el sistema NR. Y es posible configurar una periodicidad corta como 5 y 10 ms. De este modo es posible asignar más transmisiones de bloques de SS. Un índice de un bloque de SS se puede identificar dentro de una periodicidad configurada de un conjunto de ráfagas de SS. Como se muestra en la FIGURA 23 (c), si se configura una periodicidad de 5 ms, es posible transmitir 4 bloques de SS dentro de la periodicidad configurada. Y es posible transmitir 16 bloques de SS en total dentro de una periodicidad básica. En este caso, los índices de los bloques de SS pueden repetirse dentro de una periodicidad por defecto y 4 bloques de SS entre los 16 bloques de SS pueden tener el mismo índice.

Ahora se explica con más detalle un método para indicar índices de tiempo de bloque de SS.

Una parte de los índices de tiempo de bloque de SS se envía a través de una secuencia PBCH DMRS y los índices restantes se envían a través de la carga útil de PBCH. En este caso, los índices de tiempo de bloque de SS enviados a través de la secuencia PBCH DMRS corresponden a información de N bits y los índices de tiempo de bloque de SS enviados a través de la carga útil de PBCH corresponden a información de M bits. Cuando el número máximo de bloques de SS en un intervalo de frecuencias corresponde a L bits, los L bits corresponden a la suma de M bits y N bits. Supóngase que $H (=2^L)$ estados que pueden enviarse en un intervalo de 5 ms corresponden a un grupo A, J $(=2^N)$ estados que pueden enviarse mediante una PBCH DMRS y representados por N bits corresponden a un grupo B, e I $(=2^M)$ estados que pueden ser enviados por la carga útil de PBCH y representados por bits M corresponden a un grupo C, el número H de estados del grupo A se puede representar multiplicando el número J de estados del grupo B y el número I de estados del grupo C. En este caso, el número máximo P (P es 1 o 2) de estados pertenecientes al grupo B o al grupo C se puede representar en un intervalo de 0,5 ms. Ahora bien, para mayor claridad se utilizan los nombres de los grupos descritos en la presente invención. Los nombres se pueden representar de varias maneras.

Ahora bien, el número de estados enviados a través de una secuencia PBCH DMRS puede corresponder a 4 en un intervalo de frecuencias igual o menor que 3 GHz, 8 en un intervalo de frecuencias de 3 GHz a 6 GHz y 8 en un intervalo de frecuencias igual o mayor que 6 GHz. En una banda igual o menor que 6 GHz se utilizan un espaciado entre subportadoras de 15 kHz y un espaciado entre subportadoras de 30 kHz. En este caso, si se utiliza el espaciado entre subportadoras de 15 kHz, se incluye un máximo de 1 estado en un intervalo de 0,5 ms. Si se utiliza el espaciado entre subportadoras de 30 kHz, se incluye un máximo de 2 estados en un intervalo de 0,5 ms. En una banda igual o mayor que 6 GHz se utilizan un espaciado entre subportadoras de 120 kHz y un espaciado entre subportadoras de 240 kHz. En este caso, si se utiliza el espaciado entre subportadoras de 120 kHz, se incluye un máximo de 1 estado en un intervalo de 0,5 ms. Si se utiliza el espaciado entre subportadoras de 240 kHz, se incluye un máximo de 2 estados en un intervalo de 0,5 ms.

Las FIGURAS 25 (a) y (b) ilustran bloques de SS incluidos en un intervalo de 0,5 ms cuando se usa un espaciado entre subportadoras de 15/30 kHz y un espaciado entre subportadoras de 120/240 kHz, respectivamente. Como se muestra en la FIGURA 29, en caso de utilizar el espaciado entre subportadoras de 15 kHz, se incluye 1 bloque de SS en un intervalo de 0,5 ms. En caso de utilizar el espaciado entre subportadoras de 30 kHz, se incluyen 2 bloques de SS en un intervalo de 0,5 ms. En caso de utilizar el espaciado entre subportadoras de 120 kHz, se incluyen 8 bloques de SS en un intervalo de 0,5 ms. En caso de utilizar el espaciado entre subportadoras de 240 kHz, se incluyen 16 bloques de SS en un intervalo de 0,5 ms.

En caso de utilizar el espaciado entre subportadoras de 15 kHz y 30 kHz, un índice de un bloque de SS incluido en un intervalo de 0,5 ms se puede hacer corresponder con un índice transmitido a través de una secuencia PBCH DMRS de uno a uno (1:1). En la carga útil de PBCH se puede incluir un bit indicador para indicar un índice de bloque de SS. En una banda igual a menor que 6 GHz, el bit puede ser comprendido como información de un propósito diferente sin ser comprendido como un bit para indicar un índice de bloque de SS. Por ejemplo, el bit indicador se puede utilizar para ampliar la cobertura. El bit de información se puede utilizar para enviar una señal asociada con un bloque de SS o un recuento de repeticiones de un recurso.

Cuando una secuencia PBCH DMRS se inicializa mediante una ID de célula y un índice de bloque de SS, en caso de utilizar un espaciado entre subportadoras de 15 kHz y 30 kHz se puede emplear un índice de bloque de SS transmitido en un intervalo de 5 ms como valor inicial de la secuencia. En este caso, el índice de bloque de SS puede corresponder a un SSBID.

5 Realización 2-1

En caso de utilizar un espaciado entre subportadoras de 120 kHz, el número de índices de bloque de SS incluidos en un intervalo de 0,5 ms corresponde a 8. En el intervalo de 0,5 ms, una secuencia PBCH DMRS es la misma y la carga útil de PBCH puede cambiar según un índice de bloque de SS. Sin embargo, cuando un primer grupo de bloques de SS se transmite en una sección de 0,5 ms, se puede usar una secuencia PBCH DMRS diferente a la secuencia utilizada por un segundo grupo de bloques de SS en una sección de 0,5 ms. En este caso, el segundo grupo de bloques de SS puede transmitirse antes que el primer grupo de bloques de SS. Para identificar un bloque de SS transmitido en una sección de 0,5 ms diferente, se envía un índice de bloque de SS para un grupo de bloques de SS a través de la carga útil de PBCH.

En caso de utilizar un espaciado entre subportadoras de 240 kHz, el número de índices de bloque de SS incluidos en un intervalo de 0,5 ms corresponde a 16. En el intervalo de 0,5 ms, el número de secuencias PBCH DMRS puede corresponder a 2. En particular, una secuencia PBCH DMRS utilizada para 8 bloques de SS dentro de los primeros 0,5 ms puede ser diferente de una secuencia PBCH DMRS utilizada para 8 bloques de SS dentro de los segundos 0,5 ms. Los índices de bloque de SS se envían en la carga útil PBCH incluida en los bloques de SS de los primeros y los segundos 0,5 ms.

En particular, es posible aplicar un método para mantener consistentemente una secuencia PBCH DMRS durante un período de tiempo prescrito. Cuando un UE intenta detectar una señal de una célula vecina para asegurar la información de tiempo de la célula vecina, si se aplica un método de envío de información de tiempo basado en secuencias PBCH DMRS con baja complejidad de detección y mejor rendimiento de detección, puede tener la ventaja de que es posible obtener información de tiempo con una precisión de 0,5 ms o 0,25 ms. En particular, es posible proporcionar una precisión de tiempo de hasta 0,25 ms o 0,5 ms, independientemente del intervalo de frecuencias.

Realización 2-2

En caso de utilizar un espaciado entre subportadoras de 120 kHz, el número de índices de bloque de SS incluidos en un intervalo de 0,5 ms corresponde a 8. En el intervalo de 0,5 ms, un índice de bloque de SS incluido en la carga útil de PBCH es el mismo y una secuencia PBCH DMRS puede cambiar según un índice de bloque de SS. Sin embargo, cuando un primer grupo de bloques de SS se transmite en una sección de 0,5 ms, se puede usar un índice de bloque de SS diferente enviado a través de la carga útil de PBCH diferente de una secuencia utilizada por un segundo grupo de bloques de SS en una sección de 0,5 ms. En este caso, el segundo grupo de bloques de SS puede transmitirse antes que el primer grupo de bloques de SS.

En caso de utilizar un espaciado entre subportadoras de 240 kHz, el número de índices de bloque de SS incluidos en un intervalo de 0,5 ms corresponde a 16. En el intervalo de 0,5 ms, el número de índices de bloque de SS enviados a través de la carga útil PBCH puede corresponder a 2. En particular, los índices de bloque de SS que se incluyen en la carga útil de PBCH, transmitidos desde 8 bloques de SS dentro de los primeros 0,5 ms, son los mismos y los 8 índices de bloque de SS en los segundos 0,5 ms son diferentes del índice de bloque de SS de los primeros 0,5 ms. En este caso, la PBCH DMRS incluida tanto en la primera parte como en la segunda parte utiliza secuencias que se distinguen entre sí según un índice de bloque de SS.

En el caso de utilizar un espaciado entre subportadoras de 120 kHz y un espaciado entre subportadoras de 240 kHz, un índice de bloque de SS se representa mediante la combinación de índices obtenidos de dos rutas. La primera realización y la segunda realización pueden expresarse mediante una ecuación 7 y una ecuación 8 a continuación.

[Ecuación 7]

$$\text{SS-PBCH Índice de bloque} = \text{SSBID} * P + \text{SSBGID}$$

$$\text{SSBID} = \text{Floor}(\text{SS-PBCH Índice de bloque} / P)$$

$$\text{SSBGID} = \text{Mod}(\text{SS-PBCH Índice de bloque}, P)$$

[Ecuación 8]

$$\text{SS-PBCH Índice de bloque} = \text{SSBID} * P + \text{SSBGID}$$

$$\text{SSBID} = \text{Mod}(\text{SS-PBCH Índice de bloque}, P)$$

$$\text{SSBGID} = \text{Floor}(\text{SS-PBCH Índice de bloque} / P)$$

En este caso, P puede representarse por 2^A (número de bits enviados a través de PBCH DMRS)

En la descripción anterior, para mayor claridad, se usa un número específico (por ejemplo, 4 u 8). Esto es solo un ejemplo. La presente invención no se limita al número específico. Por ejemplo, el número puede determinarse según el número de bits de información enviados a través de una PBCH DMRS. Si se envía información de 2 bits a través de la PBCH DMRS, se puede configurar un grupo de bloques de SS por 4 bloques de SS. El esquema de envío de índice de tiempo de bloque de SS anteriormente mencionado en el espaciado entre subportadoras de 120/240 kHz también se puede aplicar al espaciado entre subportadoras de 15/30 kHz.

Algunos ejemplos de configuración de bits de información de tiempo y una ruta de envío de la información anteriormente mencionada en "12. Número de trama de sistema, límite de semitrama" y "13. Índice de tiempo de bloque de SS" pueden resumirse de la siguiente manera con referencia a la FIGURA 24.

- 7 bits entre 10 bits de SFN y 3 bits de índice de grupo de bloques de SS se envían a través del contenido de PBCH.
- 2 bits de información de límite de 20 ms (S2, S1) se envían a través de la aleatorización PCH.
- 1 bit de información de límite de 5 ms (C0) y 1 bit de información de límite de 10 ms (S0) se envían mediante cambio de posición de DMRS RE, diferencia de fase entre DMRS de símbolo OFDM, incluyendo PBCH, cambio de un método de correspondencia de secuencia DMRS a RE, cambio de valor inicial de la secuencia PBCH DMRS, etc.
- 3 bits de información de indicación de índice de bloque de SS (B2, B1, B0) se envían a través de secuencia DMRS.

14. Contenido de NR-PBCH

En el sistema NR se prevé que el tamaño de la carga útil de MIB se amplíe sobre la base de una respuesta LS de RAN2. A continuación se describen el tamaño de la carga útil MIB y el contenido NR-PBCH previsto en el sistema NR.

1) Carga útil: 64 bits (información de 48 bits, CRC de 16 bits)

2) Contenido de NR-PBCH:

- Al menos una parte de SFN/H-SFN.
- Información de configuración en el espacio de búsqueda común.
- Información de frecuencia central de la portadora NR.

Un UE detecta una ID de célula e información de temporización y luego puede obtener información para acceder a una red desde PBCH, incluyendo una parte de información de temporización como SFN, un índice de bloque de SS y temporización de semitrama, información en un canal de control común tal como una posición de tiempo/frecuencia, información sobre una parte del ancho de banda, como un ancho de banda y una posición de bloque de SS, e información sobre un conjunto de ráfagas de SS, como una periodicidad de conjunto de ráfagas de SS y un índice de bloque de SS realmente transmitido.

Dado que los recursos de tiempo/frecuencia limitados, como 576 RE, están ocupados solo para PBCH, la información esencial debe incluirse en el PBCH. Y, si es posible, se puede usar una señal auxiliar como PBCH DMRS para incluir además información esencial o información adicional.

(1) SFN (número de trama de sistema)

En el sistema NR se define un número de trama de sistema (SFN) para identificar un espacio de 10 ms. Y, al igual que el sistema LTE, se pueden introducir índices entre 0 y 1023 para el SFN. Los índices se pueden indicar explícitamente usando un bit o se pueden indicar implícitamente.

Según el sistema NR, un PBCH TTI corresponde a 80 ms y una periodicidad de ráfaga de SS mínima corresponde a 5 ms. Por lo tanto, PBCH puede transmitirse hasta 16 veces en una unidad de 80 ms. Se puede aplicar una secuencia de aleatorización diferente para cada transmisión a un bit codificado de PBCH. De manera similar a una operación de decodificación LTE PBCH, un UE puede detectar un espacio de 10 ms. En este caso, 8 estados del SFN se indican implícitamente mediante una secuencia de aleatorización de PBCH y se pueden definir 7 bits para representar el SFN en el contenido de PBCH.

(2) Información de temporización en trama de radio

Un índice de bloque de SS puede indicarse explícitamente mediante un bit incluido en una secuencia PBCH DMRS y/o en el contenido de PBCH según un intervalo de frecuencias de portadora. Por ejemplo, en un intervalo de frecuencias igual o menor que 6 GHz, 3 bits de índices de bloque de SS se envían únicamente a través de una secuencia PBCH DMRS. En una banda de frecuencia igual o mayor que 6 GHz, los 3 bits inferiores de los índices de

bloque de SS se indican mediante una secuencia PBCH DMRS y los 3 bits superiores de los índices de bloque de SS se envían mediante el contenido de PBCH. En particular se puede definir un máximo de 3 bits para índices de bloque de SS en el contenido de PBCH en un intervalo de frecuencias de 6 GHz a 52,6 GHz solamente.

Y un límite de semitrama puede ser enviado mediante una secuencia PBCH DMRS. En particular, en un intervalo de frecuencias igual o menor que 3 GHz, si se incluye un indicador de semitrama en una PBCH DMRS, se puede obtener un mejor rendimiento en comparación con el caso en el que el indicador de semitrama está incluido en el contenido de PBCH. En particular, dado que el esquema FDD se utiliza principalmente en un intervalo de frecuencias igual o menor que 3 GHz, el nivel de desajuste de sincronización de tiempo entre subtramas o ranuras puede ser alto. Por lo tanto, para hacer coincidir con mayor precisión la sincronización de tiempo, es preferible enviar el indicador de semitrama a través de la PBCH DMRS que tiene un mejor rendimiento de decodificación en lugar del contenido de PBCH.

Sin embargo, en un intervalo de frecuencias mayor que 3 GHz, dado que el esquema TDD no se usa mucho, el nivel de desajuste de sincronización de tiempo entre subtramas o ranuras no es alto. Por lo tanto, aunque el indicador de semitrama se envíe a través del contenido de PBCH, puede tener menos desventajas.

Ahora bien, el indicador de semitrama se puede enviar tanto a través de la PBCH DMRS como a través del contenido de PBCH.

(3) Número de símbolos OFDM incluidos en la ranura

En relación con el número de símbolos OFDM incluidos en una ranura en un intervalo de frecuencias de portadora igual o menor que 6 GHz, NR considera una ranura que incluye 7 símbolos OFDM y una ranura que incluye 14 símbolos OFDM. Si el NR determina admitir las ranuras de dos tipos, es necesario definir un método de visualización de un tipo de ranura para visualizar un recurso de tiempo de CORESET.

(4) Información para identificar que no hay RMSI correspondiente a PBCH

En NR, un bloque de SS se puede usar no solo para proporcionar información para acceder a una red, sino también para medir una operación. En particular, para realizar una operación CC de banda ancha es posible transmitir múltiples bloques de SS para la medición.

Sin embargo, no es necesario enviar RMSI a través de todas las posiciones de frecuencia en las que se transmite un bloque de SS. En particular, el RMSI se puede enviar a través de una posición de frecuencia específica para la eficiencia de la utilización de recursos. En este caso, los UE que realizan un procedimiento de acceso inicial no pueden reconocer si se proporciona o no RMSI en una posición de frecuencia detectada. Para resolver el problema anterior, es necesario definir un campo de bits para identificar que no hay RMSI correspondiente a PBCH de una región de frecuencia detectada. Ahora bien, también es necesario considerar un método que permita identificar que no hay RMSI correspondiente a PBCH sin el campo de bits.

Para ello se configura un bloque de SS en el que no existe RMSI para que sea transmitido en una posición de frecuencia que no está definida como trama de frecuencias. En este caso, dado que los UE que realizan un procedimiento de acceso inicial no pueden detectar el bloque de SS, es posible resolver el problema anteriormente mencionado.

(5) Periodicidad del conjunto de ráfagas de SS y bloque de SS realmente transmitido

Es posible indicar información sobre la periodicidad de un conjunto de ráfagas de SS y un bloque de SS realmente transmitido con fines de medición. En particular, es preferible incluir la información en la información del sistema para la medición celular y la medición intercelular/intracelular. En particular, es necesario definir la información en el contenido de PBCH.

(6) Información relacionada con el ancho de banda

Un UE intenta detectar una señal de un ancho de banda de bloque de SS mientras se realiza un procedimiento de sincronización inicial que incluye una detección de ID de célula y decodificación de PBCH. Posteriormente, el UE obtiene información del sistema utilizando un ancho de banda indicado por una red a través del contenido de PBCH y puede realizar continuamente el procedimiento de acceso inicial para llevar a cabo un procedimiento RACH. Se puede definir un ancho de banda para realizar el procedimiento de acceso inicial. Es posible definir CORESET, RMSI, OSI y un recurso de frecuencia para mensaje RACH en un ancho de banda para un canal común de enlace descendente. Y un bloque de SS se puede situar como parte del ancho de banda para el canal común de enlace descendente. En resumen, el ancho de banda para el canal común de enlace descendente se puede definir en el contenido de PBCH. La visualización de una posición de frecuencia relativa entre un ancho de banda para un bloque de SS y el ancho de banda para el canal común de enlace descendente se puede definir en el contenido de PBCH. Para simplificar la visualización de la posición de frecuencia relativa, múltiples anchos de banda para un bloque de SS pueden considerarse como posiciones candidatas en las que el bloque de SS se sitúa en el ancho de banda para el canal común de enlace descendente.

(7) Información de numeración

Cuando se transmite un bloque de SS, se utiliza un espaciado entre subportadoras de 15, 30, 120 o 240 kHz. Ahora bien, cuando se transmiten datos, se utiliza un espaciado entre subportadoras de 15, 30, 60 o 120 kHz. Cuando se transmiten un bloque de SS, CORESET y RMSI, se puede usar el mismo espaciado entre subportadoras. Si RAN1 verifica información sobre el espaciado entre subportadoras, no es necesario definir información de numeración.

Por el contrario, se puede considerar la posibilidad de cambiar el espaciado entre subportadoras para CORESET y RMSI. En RAN4, si se aplica un espaciado entre subportadoras 15 a la transmisión de bloque de SS solo según el acuerdo para un ancho de banda mínimo de portadora, después de decodificar PBCH puede ser necesario cambiar el espaciado entre subportadoras a 30 kHz para un siguiente procedimiento. Y cuando se utiliza un espaciado entre subportadoras de 240 kHz para transmitir un bloque de SS, dado que el espaciado entre subportadoras de 240 kHz no está definido para la transmisión de datos, es necesario cambiar el espaciado entre subportadoras para transmitir datos. Si la RAN 1 puede cambiar el espaciado entre subportadoras para transmitir datos a través del contenido de PBCH, puede definir un indicador de 1 bit para la transmisión de datos. El indicador de 1 bit puede ser comprendido como {15, 30 kHz} o {60, 120 kHz} según el intervalo de frecuencias de portadora. Y el espaciado entre subportadoras indicado puede considerarse como numeración de referencia para una cuadrícula RB.

(8) Tamaño de la carga útil

Como se muestra en la Tabla 5, se puede suponer un tamaño máximo de carga útil de 64 bits teniendo en cuenta el rendimiento de decodificación de PBCH.

[Tabla 5]

Detalles	Tamaño de bit	
	6GHz 이하	6GHz 이상
Número de Trama del Sistema (MSB)	7	7
Índice de tiempo de bloque de SS/PBCH (MSB)	0	3
Numeración de referencia	[1]	[1]
Ancho de banda para el canal común DL y la posición del bloque de SS	[3]	[2]
n. ^o de símbolos OFDM en una Ranura	[1]	0
CORESET (Recurso de frecuencia: ancho de banda, ubicación) (Recurso de tiempo: inicio del símbolo OFDM, duración) (Periodicidad de monitorización de UE, desplazamiento, duración)	Aproximadamente [10]	Aproximadamente [10]
Bit reservado	[20]	[20]
CRS	16+a	16+a
Total	64	64

15. Aleatorización de NR-PBCH

Se describen un tipo de secuencia de aleatorización de NR-PBCH y la inicialización de la secuencia. En NR se puede considerar el uso de una secuencia PN. Sin embargo, si una secuencia dorada con una longitud de 31 definida en el sistema LTE se utiliza como una secuencia NR-PBCH y no se produce un problema grave, es preferible reutilizar la secuencia dorada como secuencia de aleatorización de NR-PBCH.

Una secuencia de aleatorización se puede inicializar mediante una ID de célula y se pueden usar 3 bits de índices de bloque de SS indicados por PBCH-DMRS para inicializar una secuencia de aleatorización. Y si la indicación de semitráma se indica mediante un PBCH-DMRS o una señal diferente, la indicación de semitráma también se puede usar como un valor inicial para inicializar una secuencia de aleatorización.

16. Configuración de la cadena de codificación de PBCH y esquema de transmisión PBCH DMRS

A continuación se explican realizaciones para una configuración de cadena de codificación de PBCH y un esquema de transmisión PBCH DMRS con referencia a la FIGURA 26.

En primer lugar, la información de CORESET y la configuración de MIB pueden variar según un bloque de SS y un índice de grupo de bloques de SS, respectivamente. Por lo tanto, la codificación se realiza en MIB según un bloque de SS. En este caso, el tamaño de un bit codificado corresponde a 3456 bits. Dado que el tamaño de un bit de salida de código polar corresponde a 512 bits, el bit de salida de código polar se puede repetir 6,75 veces (512*6+384).

Una secuencia de aleatorización con una longitud de 3456 se multiplica por el bit repetido. La secuencia de aleatorización se inicializa mediante una ID de célula y un índice de bloque de SS enviado a través de una DMRS. La secuencia de aleatorización con la longitud de 3456 bits se divide igualmente en 4 partes, cada una de ellas de 864 bits, y se realiza una modulación QPSK en cada parte para configurar un conjunto de 4 símbolos modulados, cada uno de ellos con una longitud de 432 bits.

Se transmite un nuevo conjunto de símbolos modulados cada 20 ms y el mismo conjunto de símbolos modulados se puede repetir un máximo de 4 veces en 20 ms. En este caso, en una sección en la que se repite el mismo conjunto de símbolos modulados, se cambia la posición del eje de frecuencia de una PBCH DMRS según una ID de célula. En particular, la posición de una DMRS se cambia cada 0/5/10/15 ms según la ecuación 9 que se describe a continuación.

[Ecuación 9]

$$vshift = (vshift_cell + vshift_frame) \bmod 4, \quad vshift_cell = Cell-ID \bmod 3,$$

$$vshift_frame = 0, 1, 2, 3$$

Una secuencia PBCH DMRS utiliza una secuencia dorada con una longitud de 31. El valor inicial de una primera secuencia m se fija mediante un solo valor y, como se muestra en la ecuación 10, el valor inicial de una segunda secuencia m se determina en función de un índice de bloque de SS y una ID de célula.

[Ecuación 10]

$$c_{init} = 2^{10} * (SSBID + 1) * (2 * CellID + 1) + CellID$$

Si el contenido de los bloques de SS es el mismo, la codificación de canal y la repetición de un bit se realizan únicamente en un solo bloque de SS. Y si se supone que se aplica un valor diferente a una secuencia de aleatorización según un bloque de SS, los bits se segmentan a partir de un procedimiento de generación y multiplicación de la secuencia de aleatorización y se realiza un procedimiento de modulación según un bloque de SS.

A continuación se explican una operación de una estación base y una operación de un UE según un esquema de envío de información de semitrama de radio y 1 bit superior de SFN. En la siguiente descripción, C0 y S0 corresponden a un límite de semitrama y a un bit de indicación de límite de trama, respectivamente.

(1) C0 y S0 se envían a través de CRC:

Esta información corresponde a información cambiada cada 0, 5, 10, 15 ms. Dado que se generan 4 tipos de CRC, la codificación se realiza 4 veces. Cada bit codificado se organiza repetidamente bajo el supuesto de que cada bit codificado se transmite 4 veces en total cada 20 ms y se multiplica una secuencia de aleatorización.

Cuando un UE recibe información, para que el UE combine la información recibida cada 0, 5, 10, 15 ms, es necesario que el UE realice además una decodificación ciega. Si se realiza una decodificación ciega en los PBCH recibidos cada 20 ms solamente, no hay complejidad adicional. Sin embargo, dado que no se pueden combinar señales transmitidas cada 5 ms, puede existir el inconveniente de que es difícil garantizar el máximo rendimiento.

(2) C0 y S0 se envían a través de codificación PBCH:

La codificación se realiza utilizando un bit de información y una CRC. Un bit codificado se organiza repetidamente bajo el supuesto de que cada bit codificado se transmite 16 veces en total cada 5 ms y se multiplica una secuencia de aleatorización. Si se usa el esquema anterior, puede existir el problema de que un recuento de decodificación ciega se incrementa a 16.

(3) C0 y S0 se envían a través de la secuencia DMRS:

Según el presente esquema, se envían 5 bits a través de una secuencia con una longitud de 144. La codificación se realiza utilizando una información y una CRC. Un esquema de aleatorización tiene dos tipos.

1) Un bit codificado se organiza repetidamente bajo el supuesto de que cada bit codificado se transmite 16 veces en total cada 5 ms y se multiplica una secuencia de aleatorización. En este caso, dado que se cambia una secuencia de aleatorización cada 5 ms, se puede producir una aleatorización ICI de PBCH. Y, dado que un UE obtiene información de C0 y S0 de una secuencia DMRS, el UE puede obtener información de secuencia de aleatorización que cambia cada 0, 5, 10, 15 ms. Y, cuando se realiza la decodificación de PBCH, no aumenta el recuento de decodificación ciega. Según el presente método, dado que se combinan señales transmitidas cada 5 ms, se puede esperar el máximo rendimiento.

2) Un bit codificado se organiza repetidamente bajo el supuesto de que cada bit codificado se transmite 4 veces en total cada 20 ms y se multiplica una secuencia de aleatorización. De este modo es posible reducir la

aleatorización de ICI. Y un recuento de decodificación ciega de un UE no aumenta y se puede esperar una mejora del rendimiento. Y el tiempo de adquisición se puede mejorar.

Sin embargo, si C0 y S0 se envían a través de una secuencia DMRS, dado que es necesario incluir una pluralidad de bits en la secuencia DMRS, el rendimiento de detección puede degradarse y un recuento de detección ciega puede aumentar. Para superar los problemas, es necesario realizar la combinación varias veces.

(4) C1 y S0 se envían a través de la posición DMRS:

El presente método es básicamente igual que el método de envío de C0 y S0 a través de una secuencia DMRS. Sin embargo, para enviar el C0 y el S0 a través de una posición DMRS, la posición se determina en función de una ID de célula y una posición de frecuencia se cambia según 0, 5, 10, 15 ms. Una célula vecina también puede realizar el cambio usando el mismo método. En particular, si el aumento de potencia se realiza en una DMRS, el rendimiento se puede mejorar más.

17. Método de transmisión y puerto de antena

En el sistema NR, la transmisión NR-PBCH se realiza sobre la base de un solo puerto de antena. Cuando la transmisión se realiza sobre la base de un solo puerto de antena, se pueden considerar los métodos descritos a continuación para transmitir NR-PBCH.

(Método 1) Método TD-PVS (cambio de vector de precodificación en el dominio del tiempo).

(Método 2) Método CDD (diversidad de retardo cíclico).

(Método 3) Método FD-PVS (cambio de vector de precodificación en el dominio de la frecuencia).

Según los métodos de transmisión, NR-PBCH puede obtener una ganancia de diversidad de transmisión y/o una ganancia de rendimiento de estimación de canal. Ahora bien, se pueden considerar el TD-PVS y la CDD para transmitir NR-PBCH. Por otro lado, dado que el FD-PVS provoca una pérdida de rendimiento general debido a una pérdida de estimación de canal, no es preferible.

Y se explica la suposición del puerto de antena para NR-SS y NR-PBCH. En un estado de acceso inicial, se puede considerar la transmisión de NR-SS y NR-PBCH a través de un puerto de antena diferente para proporcionar flexibilidad de red en la transmisión de NR-SS y NR-PBCH en el sistema NR. Sin embargo, un UE puede suponer que los puertos de antena de la NR-SS y el NR-PBCH son idénticos entre sí o diferentes entre sí sobre la base de una configuración de red.

18. Diseño NR-PBCH DMRS

En el sistema NR se introduce una DMRS para la referencia de fase de NR-PBCH. Y NR-PSS/NR-SSS/NR-PBCH existe en todos los bloques de SS y el símbolo OFDM en el que se sitúa el NR-PSS/NR-SSS/NR-PBCH es consecutivo en un único bloque de SS. Sin embargo, si un esquema de transmisión es diferente entre NR-SSS y NR-PBCH, no se puede asumir que el NR-SSS vaya a ser utilizado como una señal de referencia para demodular el NR-PBCH. Por lo tanto, es necesario diseñar el NR-PBCH bajo el supuesto de que la NR-SSS no se utiliza como una señal de referencia para demodular el NR-PBCH en el sistema NR.

Para diseñar una DMRS, es necesario considerar la sobrecarga de DMRS, una posición de tiempo/frecuencia y una secuencia de aleatorización.

El rendimiento general de decodificación de PBCH puede determinarse mediante el rendimiento de estimación de canal y una tasa de codificación de NR-PBCH. El número de RE para transmitir una DMRS tiene una relación de compensación entre el rendimiento de la estimación de canal y la tasa de codificación de NR-PBCH. Por lo tanto, es necesario averiguar el número de RE adecuados para la DMRS. Por ejemplo, si se asignan 4 RE por RB a una DMRS, se puede obtener un mejor rendimiento. Si se asignan dos símbolos OFDM para transmitir NR-PBCH, se utilizan 192 RE para una DMRS y 384 RE para la transmisión MIB. En este caso, si un tamaño de carga útil corresponde a 64 bits, se puede obtener una velocidad de codificación 1/12 idéntica a la velocidad de codificación de LTE PBCH.

Cuando se asignan múltiples símbolos OFDM para transmitir NR-PBCH, es necesario determinar un símbolo OFDM en el que se ha de incluir una DMRS. En este caso, para evitar el deterioro del rendimiento debido a un desplazamiento de frecuencia residual, es preferible disponer una DMRS para todos los símbolos OFDM en los que está situado el NR-PBCH. En particular, todo símbolo OFDM para transmitir el NR-PBCH puede incluir una DMRS.

Se utiliza una PBCH DMRS como una RS de seguimiento de tiempo/frecuencia para una posición de símbolo OFDM en la que se transmite NR-PBCH. A medida que aumenta la distancia entre dos símbolos OFDM que incluyen una DMRS, es más rentable rastrear con precisión una frecuencia. Por lo tanto, se pueden asignar un primer símbolo OFDM y un cuarto símbolo OFDM para transmitir NR-PBCH.

Y una posición de frecuencia de una DMRS se puede hacer corresponder intercalando en el dominio del tiempo que se puede cambiar según una ID de célula. Cuando los patrones DMRS se distribuyen uniformemente, los patrones DMRS se pueden usar para la estimación de canales basada en DFT que proporciona un rendimiento optimizado para la estimación de canales 1-D. Para aumentar el rendimiento de la estimación de canal, se puede utilizar la agrupación de RB de banda ancha.

Una secuencia DMRS puede usar una secuencia pseudoaleatoria definida por un tipo de secuencia dorada. La longitud de una secuencia DMRS se puede definir por el número de RE para una DMRS según un bloque de SS. Y la secuencia DMRS puede generarse mediante una ID de célula y un índice de número de ranura/símbolo OFDM dentro de 20 ms correspondientes a una periodicidad por defecto de un conjunto de ráfagas de SS. Y se puede determinar un índice de un bloque de SS sobre la base de un índice de una ranura y un índice de un símbolo OFDM.

Ahora bien, es necesario realizar la aleatorización en NR-PBCH DMRS usando 1008 ID de célula e índices de bloque de SS de 3 bits. Esto se debe a que, cuando se comparan los rendimientos de detección según el número de hipótesis de una secuencia DMRS, se sabe que el rendimiento de detección de 3 bits es el más adecuado para el número de hipótesis de la secuencia DMRS. Sin embargo, dado que se examina que el rendimiento de detección de 4 a 5 bits tiene poca pérdida de rendimiento, está bien utilizar el número de hipótesis de 4 a 5 bits.

Ahora bien, dado que es necesario que una secuencia DMRS represente un índice de tiempo de bloque de SS y un límite de 5 ms, es necesario diseñar 16 hipótesis en total.

En otras palabras, es necesario que una secuencia DMRS represente una ID de célula, los índices de bloque de SS incluidos en un conjunto de ráfagas de SS y una indicación de semitrama. La secuencia DMRS se puede inicializar mediante la ID de célula, los índices de bloque de SS incluidos en el conjunto de ráfagas de SS y la indicación de semitrama. A continuación se muestra una ecuación para inicializar la secuencia DMRS.

[Ecuación 11]

$$c_{init} = (N_{ID}^{SS/PBCHblock} + 1 + 8 \cdot HF) \cdot (2 \cdot N_{ID}^{cell} + 1) \cdot 2^{10} + N_{ID}^{cell}$$

En este caso, $N_{ID}^{SS/PBCHblock}$ corresponde a índices de bloques de SS en un grupo de bloques de SS, N_{ID}^{cell} corresponde a una ID de célula, y HE corresponde a un índice de indicación de semitrama que tiene un valor de {0, 1}.

De modo similar a una secuencia LTE DMRS, la secuencia NR-PBCH DMRS se puede generar usando una secuencia dorada con una longitud de 31 o una secuencia dorada con una longitud de 7 u 8.

Ahora bien, dado que el rendimiento de detección que usa la secuencia dorada con una longitud de 31 es similar al rendimiento de detección que usa la secuencia dorada con una longitud de 7 u 8, la presente invención propone usar la secuencia dorada con una longitud de 31 como lo hace LTE DMRS. En un intervalo de frecuencias igual o mayor que 6 GHz se puede considerar el uso de una secuencia dorada con una longitud superior a 31.

Una secuencia DMRS $r_{N_{ID}^{SS/PBCHblock}}(m)$, que se modula usando QPSK, se puede definir mediante la siguiente ecuación 12.

[Ecuación 12]

$$r_{N_{ID}^{SS/PBCHblock}}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}} (1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}} (1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 143$$

BPSK y QPSK se pueden considerar como un tipo de modulación para generar una secuencia DMRS. El rendimiento de detección de la BPSK es similar al rendimiento de detección del QPSK. Sin embargo, dado que el rendimiento de correlación del QPSK es superior al rendimiento de correlación de la BPSK, el QPSK es más adecuado para un tipo de modulación para generar la secuencia DMRS.

A continuación se explica con más detalle un método para configurar una secuencia PBCH DMRS. Una secuencia PBCH DMRS se configura usando una secuencia dorada. Dos secuencias m están configuradas por una expresión polinómica que configura la misma longitud. Si la longitud de una secuencia es corta, una secuencia m se puede reemplazar con una expresión polinómica corta.

Realización 3-1

Dos secuencias m que construyen una secuencia dorada están configuradas con la misma longitud. Un valor inicial de una secuencia m utiliza un valor fijo y un valor inicial de otra secuencia m puede inicializarse mediante una ID de célula y un indicador de tiempo.

Por ejemplo, una secuencia dorada con una longitud de 31 usada en LTE se puede usar como secuencia dorada. Un CRS de LTE heredado utiliza una secuencia dorada con una longitud de 31 y se inicializa sobre la base de 504 ID de célula, 7 símbolos OFDM y 140 indicadores de tiempo basados en 20 ranuras para generar una secuencia diferente.

En una banda de frecuencias igual o menor que 60 GHz, se utiliza un espaciado entre subportadoras de 15 kHz y un espaciado entre subportadoras de 30 kHz. Por lo tanto, el número máximo de bloques de SS incluidos en un intervalo de 5 ms corresponde a 8 y el número máximo de bloques de SS incluidos en un intervalo de 20 ms corresponde a 32. En particular, cuando la información en el límite de 5 ms se obtiene utilizando una secuencia PBCH DMRS en un intervalo de 20 ms, se realiza una operación idéntica a una operación de búsqueda de 32 bloques de SS. En NR, el número de ID de células corresponde a 1008. En particular, aunque el número de ID de célula se duplica en comparación con LTE, dado que el número de bloques de SS es inferior a 70 ($= 140/2$), se puede usar la secuencia arriba mencionada.

Ahora bien, en una banda igual o mayor que 6 GHz, aunque el número máximo de bloques de SS corresponde a 64 en un intervalo de 5 ms, el número máximo de índices de bloques de SS enviados a través de PBCH DMRS corresponde a 8. Dado que el número máximo de índices de bloque de SS enviados a través de PBCH DMRS es idéntico al número máximo de índices de bloque de SS en una banda igual o menor que 6 GHz, en una banda igual o mayor que 6 GHz se puede generar una secuencia según una ID de célula y un indicador de tiempo usando una secuencia dorada con una longitud de 31.

Como método diferente se puede aplicar una secuencia dorada de diferente longitud según un intervalo de frecuencias. En una banda igual o mayor que 6 GHz se puede usar un espaciado entre subportadoras de 120 kHz y un espaciado entre subportadoras de 240 kHz. Por lo tanto, el número de ranuras incluidas en 10 ms aumenta hasta 8 veces (80 ranuras) y 16 veces (160 ranuras) en comparación con el espaciado entre subportadoras de 15 kHz. En particular, si una secuencia de una DMRS de datos se inicializa utilizando C-RNTI de 16 bits y un índice de ranura, puede ser necesario tener una expresión polinómica con una longitud superior a 31. Si se introduce una secuencia dorada con una longitud $N (>31)$ según el requisito, la secuencia se puede utilizar para aleatorizar una PBCH DMRS y PBCH. En este caso se puede aplicar una secuencia dorada con una longitud diferente según un intervalo de frecuencias. En una banda igual o menor que 6 GHz se utiliza una secuencia dorada con una longitud 31. En una banda igual o mayor que 6 GHz se puede utilizar una secuencia dorada con una longitud $N (>31)$. En este caso se puede aplicar un valor inicial utilizando un método similar al método anteriormente mencionado.

Realización 3-2

Dos secuencias m que construyen una secuencia dorada están configuradas con la misma longitud. Un valor inicial de una secuencia m se inicializa usando un indicador de tiempo y un valor inicial de otra secuencia m se puede inicializar usando una ID de célula o una ID de célula y un indicador de tiempo diferente. Por ejemplo, una secuencia dorada con una longitud 31 usada en LTE se puede usar como secuencia dorada. Una secuencia m a la que se aplica un valor inicial fijo se inicializa utilizando un indicador de tiempo. Y otra secuencia m se inicializa usando una ID de célula.

Como método diferente, si un límite de semitránsito de radio (5 ms), 1 bit superior de SFN (límite de 10 ms) y similares se transmiten a través de PBCH DMRS junto con un índice de bloque de SS, el límite de semitránsito de radio (5 ms) y el 1 bit superior de SFN (límite de 10 ms) se indican en una primera secuencia m y el índice de bloque de SS se puede indicar en una segunda secuencia m .

Como se ha mencionado anteriormente en la realización 1, aunque se introduce una secuencia dorada con una longitud diferente según un intervalo de frecuencias, se puede aplicar el método de inicialización de secuencia anteriormente mencionado.

Realización 3-3

Una secuencia dorada está configurada por una secuencia m que tiene una expresión polinómica de longitud diferente. Una secuencia m que tiene una expresión polinómica larga se usa para información que requiere muchas indicaciones y una secuencia m que tiene una expresión polinómica relativamente corta se usa para información que requiere menos indicaciones.

Se genera una secuencia PBCH DMRS según la información de tiempo como una ID de célula y una indicación de bloque de SS. Para representar 1008 ID de célula y el número P de información de tiempo (por ejemplo, 3 bits de indicador de bloque de SS), se pueden usar dos expresiones polinómicas de diferente longitud. Por ejemplo, se puede usar una expresión polinómica con una longitud de 31 para identificar una ID de célula y se puede usar una expresión polinómica con una longitud de 7 para identificar información de tiempo. En este caso, dos secuencias m se pueden inicializar utilizando una ID de célula y la información de tiempo, respectivamente. Ahora bien, en el ejemplo anteriormente mencionado, la expresión polinómica de longitud 31 puede corresponder a una parte de la secuencia m que construye la secuencia dorada utilizada en LTE y la expresión polinómica de longitud 7 puede corresponder a una de las dos secuencias m definidas para configurar la secuencia NR-PSS o la secuencia NR-SSS.

Realización 3-4

Una secuencia se genera a partir de una secuencia M que tiene una expresión polinómica corta y otra secuencia se genera a partir de una secuencia dorada configurada por secuencias M que tienen una expresión polinómica larga. Las dos secuencias se multiplican por un elemento inteligente.

5 A continuación se explica un método para configurar un valor inicial de una secuencia utilizada como secuencia PBCH DMRS. La secuencia PBCH DMRS se inicializa mediante una ID de célula y un indicador de tiempo. Y cuando una cadena de bits utilizada para la inicialización se representa como $c(i) \cdot 2^i$, $i = 0, \dots, 30$, $c(0) \sim c(9)$ están determinados por una ID de célula y $c(10) \sim c(30)$ están determinados por una ID de célula y un indicador de tiempo. En particular, una parte de la información del indicador de tiempo se puede enviar a un bit correspondiente a $c(10) \sim c(30)$. Un método de inicialización puede variar según el atributo de la información.

10 Realización 4-1

Cuando la inicialización se realiza utilizando una ID de célula y un índice de bloque de SS, como se menciona en la descripción anterior, $c(0) \sim c(9)$ están determinados por la ID de célula y $c(10) \sim c(30)$ están determinados por la ID de célula y el índice de bloque de SS. En la siguiente ecuación 13, NID corresponde a la ID de célula y SSBID corresponde al índice de bloque de SS.

[Ecuación 13]

$$2^{10} * (SSBID * (2 * NID + 1)) + NID + 1$$

$$2^{10} * ((SSBID + 1) * (2 * NID + 1)) + NID + 1$$

$$15 \quad 2^{10} * ((SSBID + 1) * (2 * NID + 1)) + NID$$

Realización 4-2

En el método de inicialización descrito en la realización 4-1, si se agrega un indicador de tiempo, se configura un valor de inicialización en forma de bloques de SS crecientes. En un intervalo de 5 ms, cuando el número de índices de bloque de SS enviados a través de una secuencia PBCH DMRS corresponde a P, si se intenta encontrar un límite de semitrama de radio en una secuencia DMRS, se puede representar por un efecto consistente en que el número de índices de bloque de SS se duplica. Si se intenta averiguar no sólo el límite de semitrama sino también el límite de 10 ms, puede representarse por el efecto consistente en que el número de índices de bloque de SS aumenta cuatro veces. A continuación, se muestra una ecuación para la realización 4-2.

[Ecuación 14]

$$2^{10} * ((SSBID + P * (i)) * (2 * NID + 1)) + NID + 1$$

$$2^{10} * ((SSBID + 1 + P * (i)) * (2 * NID + 1)) + NID + 1$$

$$25 \quad 2^{10} * ((SSBID + 1 + P * (i)) * (2 * NID + 1)) + NID$$

En este caso, si se representan límites de 0, 5, 10, 15 ms, i corresponde a 0, 1, 2 y 3. Si solo se representa un límite de semitrama, i corresponde a 0 y 1.

Realización 4-3

30 En el método de inicialización descrito en la realización 2-1, si se añade un indicador de tiempo, el indicador de tiempo puede indicarse de manera separada de un índice de bloque de SS. Por ejemplo, $c(0) \sim c(9)$ están determinados por una ID de célula, $c(10) \sim c(13)$ están determinados por un índice de bloque de SS, y $c(14) \sim c(30)$ pueden estar determinados por el indicador de tiempo añadido tal como un límite de semitrama, información de SFN, y similares. A continuación se muestra una ecuación para la realización 2-3.

[Ecuación 15]

$$2^{13} * (i) + 2^{10} * ((SSBID + 1)) + NID$$

$$2^{13} * (i+1) + 2^{10} * ((SSBID + 1)) + NID$$

$$2^{13} * (i) + 2^{10} * ((SSBID + 1)) + NID + 1$$

$$2^{13} * (i+1) + 2^{10} * ((SSBID + 1)) + NID + 1$$

35 Realización 4-4

El número máximo (es decir, L) de bloques de SS se determina según un intervalo de frecuencias. En este caso, cuando el número de índices de bloque de SS enviados a través de una secuencia PBCH DMRS corresponde a P, si L es igual o menor que P, todos los índices de bloque de SS se envían a través de una secuencia DMRS y los índices de bloque de SS son idénticos a los índices obtenidos a partir de la secuencia DMRS. Ahora bien, si L es mayor que

P, los índices del bloque de SS se configuran mediante una combinación de índices enviados a través de la secuencia DMRS e índices enviados a través del contenido de PBCH.

Cuando los índices utilizados por la secuencia DMRS corresponden a SSBID y los índices incluidos en los contenidos de PBCH corresponden a SSBGID, se pueden considerar los 3 casos que se describen a continuación.

5 (1) Caso 0: $L \leq P$

Índice de bloque de SS-PBCH = SSBID

(2) Caso 1: $L > P$

Índice de bloque de SS-PBCH = SSBID*P + SSBGID

SSBID = Floor (índice de bloque de SS-PBCH/P)

10 SSBGID = Mod (índice de bloque de SS-PBCH, P)

(3) Caso 2: $L > P$

Índice de bloque de SS-PBCH = SSBID*P + SSBGID

SSBID = Mod (índice de bloque de SS-PBCH, P)

SSBGID = Floor (índice de bloque de SS-PBCH/P)

15 Ahora bien, una secuencia pseudoaleatoria para generar una secuencia NR-PBCH DMRS se define mediante una secuencia dorada con una longitud de 31 y una secuencia con una longitud de M_{PN} se define mediante la ecuación 16 que se describe a continuación.

[Ecuación 16]

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

En este caso se cumple $n = 0, 1, \dots, M_{PN} - 1$ y $N_C = 1600$. Una primera secuencia m tiene un valor inicial de $x_1(0) = 1$,

20 $x_1(n) = 0, n = 1, 2, \dots, 30$ y un valor inicial de una segunda secuencia m está definido por $c_{init} = \sum_{i=0}^{30} x_2(i) \cdot 2^i$. En este

caso se cumple $x_2(i) = \left\lfloor \frac{c_{init}}{2^i} \right\rfloor \bmod 2, i = 0, 1, \dots, 30$.

19. Diseño de patrón NR-PBCH DMRS

25 En relación con una posición de frecuencia de una DMRS se pueden considerar dos tipos de métodos de correspondencia de DMRS RE. Según un método de correspondencia de RE fija, una región de correspondencia de RS se fija en el dominio de la frecuencia. Según un método de correspondencia de RE variable, una posición de RS se cambia según una ID de célula usando un método Vshift. Dado que el método de correspondencia variable de RE aleatoriza la interferencia, puede tener la ventaja de que se puede obtener una ganancia de rendimiento adicional. Por lo tanto, es preferible utilizar el método de correspondencia variable de RE.

30 El método de correspondencia variable de RE se explica con más detalle. Un símbolo de modulación compleja $a_{k,l}$ incluido en una semitrama se puede determinar mediante la siguiente ecuación 17.

[Ecuación 17]

$$a_{k,l} = r_{N_{ID}^{SS/PBCH \text{ block}}} (72 \cdot l' + m')$$

$$k = 4m' + v_{\text{shift}} \quad \text{si } l \in \{1,3\}$$

$$l = \begin{cases} 1 & l' = 0 \\ 3 & l' = 1 \end{cases}$$

$$m' = 0,1,\dots,71$$

$$v_{\text{shift}} = N_{ID}^{cell} \bmod 3$$

En este caso, k y l corresponden a una subportadora situada en un bloque de SS y un índice de símbolos OFDM, respectivamente. $r_{N_{ID}^{SS/PBCH \text{ block}}}(m)$ corresponde a una secuencia DMRS. Ahora bien, el símbolo de modulación compleja también se puede determinar mediante $v_{\text{shift}} = N_{ID}^{cell} \bmod 4$.

- 5 Y se puede considerar el refuerzo de potencia RS para mejorar el rendimiento. Si el refuerzo de potencia RS y el v_{shift} se usan juntos, es posible reducir la interferencia de la TRP (potencia radiada total) de interferencia. Y cuando se considera una ganancia de rendimiento de detección del refuerzo de potencia RS, son preferibles -1,25 dB para una relación de PDSCH EPRE a RS EPRE.

- 10 Ahora bien, para diseñar una DMRS, es necesario determinar la sobrecarga de DMRS, una posición de tiempo/frecuencia y una secuencia de aleatorización. El rendimiento general de decodificación de PBCH se puede determinar mediante el rendimiento de estimación de canal y la tasa de codificación de NR-PBCH. El número de RE para transmitir una DMRS tiene una relación de compensación entre el rendimiento de la estimación de canal y la tasa de codificación de PBCH, es necesario determinar el número de RE apropiado para una DMRS.

- 15 Según un resultado experimental, se puede ver que es posible obtener un mejor rendimiento cuando se asignan 4 RE (1/3 de densidad) por RB a una DMRS. Cuando se asignan 2 símbolos OFDM para transmitir NR-PBCH, se usan 192 RE para una DMRS y 384 RE para transmisión MIB. En este caso, si un tamaño de carga útil corresponde a 64 bits, se puede obtener una velocidad de codificación de 1/12 idéntica a la velocidad de codificación de LTE PBCH.

- 20 Se puede usar una DMRS para una referencia de fase de NR-PBCH. En este caso, para hacer corresponder la DMRS se pueden considerar dos métodos. Uno es un método de correspondencia de intervalos iguales. Se usa cada uno de los símbolos PBCH y una secuencia DMRS se hace corresponder con una subportadora según el mismo intervalo.

- 25 En caso de hacer corresponder una DMRS con un intervalo desigual, una secuencia DMRS no se hace corresponder dentro del ancho de banda de transmisión NR-SSS mientras se usa cada uno de los símbolos PBCH. En lugar de ello se utiliza NR-SSS para la demodulación de PBCH. Por lo tanto, cuando una DMRS se hace corresponder con un intervalo desigual, puede ser necesario tener más recursos para estimar un canal y se pueden usar más RE para transmitir datos en comparación con el método de correspondencia de intervalos iguales. Y, dado que puede existir un CFO residual en un procedimiento de acceso inicial, la estimación de canal utilizando un símbolo SSS puede no ser precisa. En particular, el método de correspondencia de intervalos iguales tiene la ventaja de estimar el CFO y rastrear el tiempo preciso.

- 30 Y si el indicador de tiempo de bloque de SS se envía a través de una PBCH DMRS, el método de correspondencia de intervalos iguales puede tener una ventaja adicional. Cuando se evalúa el rendimiento de decodificación de PBCH según el método de correspondencia RE, se puede ver que el método de correspondencia de intervalos iguales tiene un mejor rendimiento en comparación con el método de correspondencia de intervalos desiguales. En particular, cuando se realiza un procedimiento de acceso inicial, el método de correspondencia de intervalos iguales es más apropiado para realizar el procedimiento de acceso inicial. Y, en relación con una posición de frecuencia de una DMRS, se puede suponer una correspondencia de DMRS intercalada en el dominio de la frecuencia que puede cambiar según una ID de célula. Cuando los patrones DMRS se hacen corresponder con el mismo intervalo, en el caso de la estimación de canal 1-D es preferible utilizar la estimación de canal basada en DFT que proporciona un rendimiento optimizado.

A continuación se explica una realización para un método de correspondencia RE de una secuencia PBCH DMRS.

- 40 Realización 5-1

Una longitud de una secuencia para una DMRS está determinada por el número de RE utilizados como PBCH DMRS y un orden de modulación.

Si el número M de RE se utiliza para una PBCH DMRS y la modulación BPSK se realiza en una secuencia, es posible generar una secuencia con una longitud de M. La modulación BPSK se realiza según un orden de la secuencia y un símbolo modulado se hace corresponder con un DMRS RE. Por ejemplo, si dos símbolos OFDM incluyen 144 PBCH DMRS RE en total, se genera una secuencia con una longitud de 144 usando un solo valor inicial, se realiza la modulación BPSK y se realiza la correspondencia de RE.

Ahora bien, si se usa el número M de RE para una modulación PBCH DMRS y QPSK en una secuencia, es posible generar una secuencia con una longitud de $2 \cdot M$. Si una cadena de secuencia corresponde a $s(0), \dots, s(2 \cdot M - 1)$, la modulación QPSK se realiza combinando una secuencia de un índice de número par con una secuencia de un índice de número impar. Por ejemplo, si dos símbolos OFDM incluyen 144 PBCH DMRS RE en total, se genera una secuencia con una longitud de 288 utilizando un solo valor inicial, se realiza la modulación QPSK, y una secuencia modulada con una longitud de 144 se hace corresponder con un DMRS RE.

Y, si el número N de RE se utiliza para una PBCH DMRS en un símbolo OFDM y la modulación BPSK se realiza en una secuencia, es posible generar una secuencia con una longitud N. La modulación BPSK se realiza según un orden de la secuencia y un símbolo modulado se hace corresponder con un DMRS RE. Por ejemplo, si un símbolo OFDM incluye 72 PBCH DMRS RE en total, se genera una secuencia con una longitud de 72 usando un solo valor inicial, se realiza la modulación BPSK y se realiza la correspondencia de RE. Si se utilizan uno o más símbolos OFDM para la transmisión de PBCH, es posible generar una secuencia diferente realizando la inicialización según cada uno de los símbolos OFDM. O es posible hacer corresponder de manera idéntica una secuencia generada en un símbolo anterior.

Y, si el número N de RE se utiliza para una PBCH DMRS en un símbolo OFDM y la modulación QPSK se realiza en una secuencia, es posible generar una secuencia con una longitud de $2 \cdot N$. Si una cadena de secuencia corresponde a $s(0), \dots, s(2 \cdot M - 1)$, la modulación QPSK se realiza combinando una secuencia de un índice de número par con una secuencia de un índice de número impar. Un símbolo modulado se hace corresponder con un DMRS RE. Por ejemplo, si un símbolo OFDM incluye 72 PBCH DMRS RE en total, se genera una secuencia con una longitud de 144 usando un solo valor inicial, se realiza la modulación QPSK y se realiza la correspondencia de RE. Si se utilizan uno o más símbolos OFDM para la transmisión de PBCH, es posible generar una secuencia diferente realizando la inicialización según cada uno de los símbolos OFDM. O es posible hacer corresponder de manera idéntica una secuencia generada en un símbolo anterior.

Realización 5-2

Cuando la misma secuencia se hace corresponder con un símbolo diferente, se puede aplicar un cambio cíclico. Por ejemplo, cuando se utilizan dos símbolos OFDM, si una cadena de secuencia modulada de un primer símbolo OFDM se hace corresponder secuencialmente con RE, la correspondencia de RE se realiza mediante el cambio cíclico de una cadena de secuencia modulada tanto como un desplazamiento correspondiente a $1/2$ de una cadena N de secuencia modulada en un segundo símbolo OFDM. Cuando NR-PBCH usa 24 RB y NR-SSS usa 12 RB, si la NR-SSS y el NR-PBCH coinciden con una frecuencia central RE, la NR-SSS se organiza en RB que van desde el 7º RB al 18º RB. Es posible estimar un canal desde la NR-SSS. Cuando se detecta un índice de bloque de SS desde NR-PBCH DMRS, se puede intentar realizar una detección coherente utilizando un canal estimado. Si se usa el método de cambio cíclico para realizar fácilmente la detección, se puede obtener el efecto consistente en que una cadena de secuencia PBCH DMRS se transmite sobre dos símbolos OFDM en los 12 RB centrales en los que se transmite la NR-SSS.

Realización 5-3

Cuando se transmite una indicación de tiempo en lugar de una indicación de bloque de SS, se puede determinar un valor de cambio cíclico según la indicación de tiempo.

Cuando la misma secuencia se hace corresponder con símbolos OFDM, se puede aplicar el mismo cambio cíclico a cada uno de los símbolos OFDM o se puede aplicar un cambio cíclico diferente a cada uno de los símbolos OFDM. Si se genera una secuencia según el número total de DMRS RE incluidos en un símbolo OFDM utilizado como PBCH, se aplica un cambio cíclico a todas las secuencias y las secuencias se hacen corresponder con un DMRS RE. Como un ejemplo diferente del cambio cíclico, se puede considerar la correspondencia inversa. Por ejemplo, cuando una cadena de secuencia modulada corresponde a $s(0), \dots, s(M-1)$, la correspondencia inversa puede corresponder a $s(M-1), \dots, s(0)$.

A continuación se explica una posición de frecuencia de un PBCH DMRS RE.

La posición de frecuencia de un RE utilizado para una PBCH DMRS se puede cambiar por un parámetro específico.

Realización 6-1

Cuando una DMRS está dispuesta en cada número N (por ejemplo, N = 4) de RE, N puede configurar un intervalo máximo capaz de cambiar una posición de RE en un eje de frecuencia. Por ejemplo, se puede representar el intervalo máximo como $N \cdot m + v_shift$ (donde, $m = 0, \dots, 12 \cdot NRB_PBCH - 1$, $v_shift = 0, \dots, N - 1$).

Realización 6-2

- 5 Un desplazamiento de cambio cambiado en un eje de frecuencia puede determinarse mediante una ID de célula. El desplazamiento del cambio se puede determinar usando una ID de célula obtenida de una PSS y una SSS. En el sistema NR, una ID de célula puede configurarse mediante una combinación de una $cell_ID(1)$ obtenida de una PSS y una $cell_ID(2)$ obtenida de una SSS. En este caso, la ID de célula se puede representar como $Cell_ID(2) \cdot 3 + Cell_ID(1)$. En particular, el desplazamiento del cambio se puede determinar mediante información sobre la ID de célula obtenida o información parcial de la información de ID de célula. Por ejemplo, el desplazamiento se puede calcular utilizando una ecuación que se describe a continuación.

[Ecuación 18]

$v_shift = Cell_ID \bmod N$ (donde N es un intervalo de frecuencias de DMRS, por ejemplo, N está configurado por 4)

$v_shift = Cell_ID \bmod 3$ (efecto de aleatorización de interferencia entre 3 células adyacentes, el intervalo de frecuencias de DMRS puede ser mayor que 3, por ejemplo,

N está configurado por 4)

$v_shift = Cell_ID(1)$ ($Cell_ID(1)$ obtenida de PSS se utiliza como un valor de compensación de cambio)

Realización 6-3

- 15 Un desplazamiento del cambio cambiado en un eje de frecuencia puede determinarse mediante un valor parcial de información de tiempo. Por ejemplo, el desplazamiento del cambio se puede determinar mediante un límite de semitrama de radio (5 ms) o información de 1 bit superior (10 ms) de SFN. Por ejemplo, el desplazamiento se puede calcular utilizando una ecuación que se describe a continuación.

[Ecuación 19]

$v_shift = 0, 1, 2, 3$ [la posición de DMRS se cambia cada 0/5/10/15 ms. Si el intervalo de frecuencias de DMRS corresponde a 4, hay 4 oportunidades de cambio).

$v_shift = 0, 1$ (el cambio se realiza según un límite de 0/5 ms o un límite de 10/15 ms.

$v_shift = 0, 2$ (el cambio se realiza según un límite de 0/5 ms o un límite de 10/15 ms. Si el intervalo de frecuencias de DMRS corresponde a 4, el cambio se realiza tanto como 2 correspondiente al intervalo máximo).

Realización 6-4

- 20 Un desplazamiento de cambio cambiado en un eje de frecuencia puede determinarse mediante una ID de célula y un valor parcial de información de tiempo. En particular, el desplazamiento se puede configurar mediante una combinación de la realización 2-3 y la realización 2-3. En particular, el desplazamiento se configura mediante una combinación de $vshift_cell$ correspondiente al cambio según una ID de célula y $vshift_frame$ correspondiente al cambio según la información de tiempo. El intervalo se puede representar mediante el módulo del intervalo N de DMRS RE.
- 25 El desplazamiento se puede calcular usando una ecuación que se describe a continuación.

[Ecuación 20]

$$vshift = (vshift_cell + vshift_frame) \bmod N$$

La FIGURA 27 es un diagrama que ilustra un ejemplo de correspondencia de una DMRS en un bloque de SS.

- 30 A continuación se explica una relación de potencia de PBCH DMRS RE con respecto a RE de datos. Un RE para transmitir PBCH DMRS puede transmitirse utilizando una potencia superior a la potencia utilizada para transmitir RE para transmitir datos de símbolo OFDM en los que se incluye la PBCH DMRS.

Realización 7-1

Una relación de energía por RE de datos con respecto a energía por DMRS RE utiliza un valor fijo según una banda de frecuencia. En este caso se puede utilizar un valor fijo en todas las bandas de frecuencia o se puede aplicar una relación de potencia específica en una banda de frecuencia específica. En particular se puede aplicar una relación de potencia diferente según una banda de frecuencia. Por ejemplo, en una banda igual o menor que 6 GHz donde ICI actúa de forma dominante, se usa alta potencia. En una banda igual o mayor que 6 GHz donde el ruido está limitado, se puede usar la misma potencia.

Para mayor claridad, una relación de potencia está representada por “una relación de energía por RE de datos con respecto a energía por DMRS RE” en la presente invención. Sin embargo, la relación de potencia se puede representar de varias maneras. Por ejemplo, la relación de potencia se puede representar de la siguiente manera.

- Relación de potencia por DMRS RE con respecto a potencia por RE de datos.
- Relación de energía por DMRS RE con respecto a energía por RE de datos.
- Relación de potencia por RE de datos con respecto a potencia por DMRS RE.
- Relación de energía por RE de datos con respecto a energía por DMRS RE.

Realización 7-2

La potencia de un RE utilizado como una DMRS se puede configurar mediante un valor inferior a 3 dB en comparación con la potencia de un RE utilizado como datos. Por ejemplo, cuando se usan 3 RE como DMRS y 9 RE como datos entre 12 RE, y cuando se usan 4 RE como DMRS y 8 RE como datos entre 12 RE, se supone que el rendimiento de decodificación de PBCH es similar. En este caso, para obtener un efecto similar utilizando 3 RE en lugar de 4 RE, la potencia de 3 RE DMRS se incrementa aproximadamente 1,3334 veces según un RE y la potencia de los RE de datos adyacentes se ajusta a 0,8889 veces. De este modo se puede aumentar la potencia de DMRS mientras se mantiene toda la potencia del símbolo OFDM. En este caso, el nivel de refuerzo de potencia se convierte en unos 1,76 dB ($=10 \cdot \log(1,3334/0,8889)$).

Como un ejemplo diferente, si se proporciona un rendimiento similar al rendimiento de detección de 4,8 RE DMRS mediante el uso de 3 RE/9 RE (DMRS/datos), el nivel de refuerzo de potencia será de aproximadamente 3 dB (aproximadamente 2 dB en el caso de 4,15 RE DMRS).

Realización 7-3

Cuando el sistema NR opera como No Autónomo (NSA, por sus siglas en inglés) en una forma de estar asociado con el sistema LTE, se puede indicar una relación de energía por datos RE con respecto a energía por DMRS RE.

20. Indicación de límite de NR-PBCH TTI

NR-PBCH TTI corresponde a 80 ms y una periodicidad por defecto de un conjunto de ráfagas de SS corresponde a 20 ms. Esto indica que el NR-PBCH se transmite 4 veces dentro del NR-PBCH TTI. Cuando el NR-PBCH se repite dentro del NR-PBCH TTI, es necesario indicar un límite del NR-PBCH TTI. Por ejemplo, de manera similar a LTE PBCH, el límite de NR-PBCH TTI se puede indicar mediante una secuencia de aleatorización del NR-PBCH.

Haciendo referencia a la FIGURA 28, la secuencia de aleatorización del NR-PBCH puede determinarse mediante una ID de célula y una indicación de límite de TTI. Una periodicidad de un conjunto de ráfagas de SS puede tener una pluralidad de valores. Por lo tanto, el número de índices para la indicación de límite de TTI se puede cambiar según la periodicidad del conjunto de ráfagas de SS. Por ejemplo, para una periodicidad por defecto (es decir, 20 ms) se necesitan 4 índices y para una periodicidad más corta (es decir, 5 ms) se necesitan 16 índices.

Ahora bien, el sistema NR admite tanto la transmisión de un solo haz como la transmisión de múltiples haces. Cuando se transmite una pluralidad de bloques de SS dentro de la periodicidad del conjunto de ráfagas de SS, se puede asignar un índice de bloque de SS a cada uno de una pluralidad de bloques de SS. Para realizar la aleatorización entre bloques de SS para intercélulas es necesario determinar una secuencia de aleatorización mediante un índice relacionado con un bloque de SS. Por ejemplo, si un índice de un bloque de SS se deriva de un índice de una ranura y un índice de un símbolo OFDM, una secuencia de aleatorización de NR-PBCH puede determinarse mediante el índice de la ranura y el índice del símbolo OFDM.

Y, si una red establece un período tan corto como 5 ms o 10 ms para un conjunto de ráfagas de SS, el conjunto de ráfagas de SS puede transmitirse más durante el mismo tiempo. En este caso, un UE puede tener ambigüedad con respecto a un límite TTI de NR-PBCH transmitidos dentro de la periodicidad por defecto. Para indicar un límite de TTI de NR-PBCH para una periodicidad más corta que la periodicidad por defecto, se puede considerar una secuencia de aleatorización diferente de NR-PBCH para la periodicidad más corta que la periodicidad por defecto. Por ejemplo, si se supone una periodicidad de 5 ms de un conjunto de ráfagas de SS, se aplican 16 secuencias de aleatorización a NR-PBCH. De ese modo se puede obtener la ventaja de que se puede indicar un límite preciso de transmisión NR-

PBCH dentro de NR-PBCH TTl. Por el contrario, la complejidad de detección a ciegas para la decodificación de NR-PBCH aumenta. Para reducir la complejidad de decodificación ciega del NR-PBCH, se puede considerar aplicar una secuencia NR-SSS diferente para distinguir NR-SSS que tienen una periodicidad por defecto de NR-SSS transmitidas adicionalmente dentro de la periodicidad por defecto.

5 21. Método de indicación de índice de tiempo

Haciendo referencia a la FIGURA 29, la información de tiempo incluye SFN (número de trama del sistema), un intervalo de semitrama y un índice de tiempo de bloque de SS. La información de tiempo se puede representar mediante 10 bits para SFN, 1 bit para la semitrama y 6 bits para el índice de tiempo de bloque de SS. En este caso, una parte de los 10 bits para el SFN se pueden incluir en el contenido de PBCH. Y NR-DMRS puede incluir 3 bits entre los 6 bits para el índice de tiempo de bloque de SS.

En la FIGURA 29, a continuación se describen realizaciones para el método de indicación de índice de tiempo.

- Método 1: S2 S1 (aleatorización de PBCH) + S0 C0 (contenido de PBCH)
- Método 2: S2 S1 S0 (aleatorización de PBCH) + C0 (contenido de PBCH)
- Método 3: S2 S1 (aleatorización PBCH) + S0 C0 (PBCH DMRS)

15 – Método 4: S2 S1 S0 (aleatorización de PBCH) + C0 (PBCH DMRS)

Si se envía indicación de semitrama a través de NR-PBCH DMRS, es posible obtener una mejora de rendimiento adicional mediante la combinación de los datos de PBCH cada 5 ms. Con este fin, como se muestra en los métodos 3 y 4, se puede enviar 1 bit para la indicación de semitrama a través de la NR-PBCH DMRS.

20 Cuando se comparan los métodos 3 y 4, aunque el método 3 reduce el recuento de decodificación, el método 3 puede provocar una pérdida de rendimiento de PBCH DMRS. Si PBCH DMRS puede enviar 5 bits, incluyendo S0, C0, B0, B1 y B2 con un rendimiento excelente, se puede usar el método 3 como un método de indicación de temporización adecuado. Sin embargo, si la PBCH DMRS no puede enviar los 5 bits con un rendimiento excelente, se puede usar el método 4 como un método de indicación de temporización adecuado.

25 En particular, los 7 bits superiores del SFN se pueden incluir en el contenido de PBCH y los 2 o 3 bits inferiores se pueden enviar a través de la aleatorización de PBCH. Y los 3 bits inferiores del índice de bloque de SS se incluyen en la PBCH DMRS y los 3 bits superiores del índice de bloque de SS se pueden incluir en el contenido de PBCH.

Además, se puede considerar un método para obtener un índice de tiempo de bloque de SS de una célula vecina. Dado que la decodificación a través de una secuencia DMRS muestra un mejor rendimiento en comparación con la decodificación a través del contenido de PBCH, si se cambia una secuencia DMRS dentro de 5 ms se pueden transmitir 30 3 bits del índice de bloque de SS.

Ahora bien, en un intervalo de frecuencias igual o menor que 6 GHz, un índice de tiempo de bloque de SS se puede transmitir usando NR-PBCH DMRS de una célula vecina únicamente. Por el contrario, en un intervalo de frecuencias igual o mayor que 6 GHz, dado que se indican 64 índices de bloque de SS por separado a través de PBCH-DMRS y el contenido de PBCH, no es necesario que un UE realice la decodificación en PBCH de una célula vecina.

35 Sin embargo, si la decodificación se realiza conjuntamente en PBCH-DMRS y en el contenido de PBCH, se puede generar una complejidad adicional de decodificación de NR-PBCH y el rendimiento de decodificación de PBCH puede deteriorarse en comparación con el caso en el que solo se usa PBCH-DMRS. Como resultado de ello, puede ser difícil realizar la decodificación en PBCH para recibir un bloque de SS de una célula vecina.

40 Se puede considerar un método para que una célula de servicio proporcione a un UE una configuración relacionada con un índice de bloque de SS de una célula vecina en lugar de un método de decodificación de PBCH de la célula vecina. Por ejemplo, la célula de servicio proporciona al UE una configuración relacionada con los 3 bits superiores de un índice de bloque de SS de una célula vecina objetivo y el UE detecta los 3 bits inferiores a través de PBCH-DMRS. Luego, el UE puede obtener el índice de bloque de SS de la célula vecina objetivo combinando los 3 bits superiores con los 3 bits inferiores.

45 22. Combinación suave

Es necesario que el sistema NR admita la combinación suave inteligente con un conjunto de ráfagas de SS para una utilización eficiente de los recursos y una cobertura PBCH. Dado que NR-PBCH se actualiza cada 80 ms y el conjunto de ráfagas de SS se transmite en cada periodicidad predeterminada de 20 ms, se puede realizar una combinación suave de al menos 4 veces en la decodificación de NR-PBCH. Si se indica una periodicidad más corta que la 50 periodicidad por defecto al conjunto de ráfagas de SS, se pueden usar más símbolos OFDM para la combinación suave para PBCH.

23. Decodificación PBCH para las mediciones de células vecinas

Para medir una célula vecina es necesario determinar si un UE realiza o no la decodificación en los NR-PBCH de las células vecinas. Dado que la decodificación de células vecinas aumenta la complejidad del UE, es preferible no aumentar la complejidad innecesariamente. Por lo tanto, es necesario que el UE asuma que el UE no necesita decodificar el NR-PBCH de una célula vecina cuando el UE mide la célula vecina.

- 5 Por el contrario, si se envía un índice de bloque de SS a través de una señal de un tipo específico, el UE realiza la detección de señal y puede entonces obtener índices de bloque de SS de células vecinas. De este modo se puede reducir la complejidad del UE. Ahora bien, la señal del tipo específico puede corresponder a NR-PBCH DMRS.

24. Evaluación del resultado de la medición

- 10 A continuación se explica un resultado de medición del rendimiento según el tamaño de la carga útil, un esquema de transmisión y una DMRS. En este caso, supóngase que se utilizan dos símbolos OFDM que tienen 24 RB para transmitir NR-PBCH. Y supóngase que un conjunto de ráfagas de SS (es decir, 10, 20, 40, 80 ms) tiene una pluralidad de períodos y un bit codificado se transmite dentro de 80 ms.

(1) Tamaño de carga útil y recurso NR-PBCH

- 15 La FIGURA 30 proporciona un resultado de evaluación según el tamaño de la carga útil de MIB (por ejemplo, 64, 80 bits). En este caso, supóngase que se utilizan 389 RE y 192 RE para una DMRS en dos símbolos OFDM y 24 RB. Y supóngase que se utiliza un esquema de transmisión basado en un solo puerto de antena (es decir, TD-PVS).

- 20 Haciendo referencia a la FIGURA 30, NR-PBCH de un período de 20 ms muestra una tasa de error del 1% en -6dB SNR. En el caso de una carga útil de 64 bits se puede ver que la carga útil tiene una ganancia de hasta 0,8 dB en comparación con una carga útil de 80 bits. En particular, si se supone un tamaño de carga útil entre 64 bits y 80 bits, se puede satisfacer un requisito de rendimiento de NR-PBCH (es decir, 1% BLER en -6dB SNR) utilizando 24 RB y 2 símbolos OFDM.

(2) Esquema de transmisión

- 25 La FIGURA 31 proporciona un resultado de evaluación según el esquema de transmisión NR-PBCH tal como TD-PVS y FD-PVS. Un precodificador se somete a ciclación en cada subtrama de transmisión PBCH (por ejemplo, 20 ms) para el TD-PVS y todo el número N de RB (por ejemplo, N corresponde a 6) para el FD-PVS. En la FIGURA 31 se supone una combinación suave de NR-PBCH en una pluralidad de períodos (es decir, 10, 20, 40 y 80 ms) de un conjunto de ráfagas de SS.

- 30 Como se muestra en la FIGURA 31, un esquema TD-PVS (cambio de vector de precodificación en el dominio del tiempo) muestra un excelente rendimiento de estimación de canal, mejor que el rendimiento de un FD-PVS (cambio de vector de precodificación en el dominio de la frecuencia). En este caso se puede ver que el rendimiento de la estimación de canal es más importante que la ganancia de diversidad de transmisión en una región SNR muy baja.

(3) Densidad de DMRS

- 35 En una región de SNR baja, la mejora del rendimiento de la estimación de canal es un elemento importante para mejorar el rendimiento de la demodulación. Sin embargo, si la densidad RS de NR-PBCH aumenta, aunque se mejora el rendimiento de la estimación de canal, se reduce la velocidad de codificación. Para llegar a un compromiso entre el rendimiento de la estimación de canal y una ganancia de la codificación de canal, el rendimiento de la decodificación se compara según la densidad de DMRS. La FIGURA 32 ilustra la densidad de DMRS.

- 40 La FIGURA 32 (a) ilustra un caso de uso de 2 RE por símbolo para una DMRS, la FIGURA 32 (b) ilustra un caso de uso de 4 RE por símbolo para una DMRS, y la FIGURA 32 (c) ilustra un caso de uso de 6 RE por símbolo para una DMRS. Y supóngase que la presente evaluación utiliza un esquema de transmisión basado en un solo puerto (es decir, TD-PVS).

- 45 La FIGURA 32 ilustra una realización de un patrón DMRS para una transmisión basada en un solo puerto de antena. Haciendo referencia a la FIGURA 32, mientras que una posición DMRS mantiene la misma distancia entre señales de referencia en el dominio de la frecuencia, la densidad RS cambia. Las FIGURAS 33 y 34 ilustran un resultado de rendimiento de una DMRS según la densidad de la señal de referencia.

- 50 Como se muestra en las FIGURAS 33 y 34, el rendimiento de decodificación de NR-PBCH mostrado en la FIGURA 32 (b) presenta un excelente rendimiento de estimación de canal. En particular, el rendimiento de decodificación de NR-PBCH es superior al rendimiento mostrado en la FIGURA 32 (a). Por el contrario, con referencia a la FIGURA 32 (c), dado que el efecto de una pérdida de velocidad de codificación es mayor que la ganancia de la mejora del rendimiento de la estimación de canal, el rendimiento mostrado en la FIGURA 32 (c) es inferior al rendimiento de la FIGURA 32 (b). Por la razón arriba mencionada, es preferible diseñar una densidad de RS de 4 RE por símbolo.

(4) Posición de tiempo de DMRS y estimación de CFO

Si el sistema NR admite DMRS autónoma, es posible realizar un seguimiento fino de desplazamiento de frecuencia en NR-PBCH utilizando la DMRS autónoma. Dado que la precisión de la estimación del desplazamiento de frecuencia depende de una distancia de símbolo OFDM, como se muestra en la FIGURA 35, se pueden asumir tres tipos de espaciado de símbolos NR-PBCH.

- 5 La estimación de CFO se realiza en SNR de -6dB según cada uno de los espaciados de símbolos NR-PBCH mostrados en la FIGURA 35. Se aplica una muestra del 10% de CFO (1,5 kHz) en una subtrama. Se utilizan 4 RE por símbolo como un RS independiente y los RE se incluyen en un símbolo en el que se transmite PBCH.

- 10 Las FIGURAS 36 y 37 ilustran CDF de CFO estimado según un espaciado de símbolo NR-PBCH diferente. Como se muestra en las FIGURAS 36 y 37, el 90% de los UE pueden estimar CFO de 1,5 kHz dentro de un intervalo de error de ± 200 Hz. Si se introduce un mínimo de 2 símbolos como espaciado de símbolos NR-PBCH, el 95% de los UE pueden estimar el CFO dentro de un intervalo de error de ± 200 Hz y el 90% de los UE pueden estimar el CFO dentro de un intervalo de error de ± 100 Hz.

- 15 Un desplazamiento de fase debido a CFO aumenta a medida que aumenta el espaciado. Si un intervalo entre los símbolos de PBCH es más grande, el rendimiento de la estimación de CFO es mejor. Por lo tanto, de forma similar a la supresión de ruido, se puede medir fácilmente el desplazamiento de fase. Y si el tamaño de una ventana promedio es grande, puede aumentar la precisión de la estimación de CFO.

- 20 A continuación se explica el rendimiento de detección de un índice de bloque de SS según el número de hipótesis de secuencia DMRS, un tipo de modulación, generación de secuencia y correspondencia DMRS RE. En el resultado de medición actual, supóngase que se utilizan 2 símbolos OFDM para transmitir NR-PBCH a 24 RB. Y se pueden considerar múltiples períodos de un conjunto de ráfagas de SS. Los múltiples períodos pueden incluir 10 ms, 20 ms y 40 ms.

(5) Número de hipótesis DMRS

- 25 La FIGURA 38 ilustra un resultado de medición según un índice de bloque de SS. En este caso se usan 144 RE para una DMRS dentro de 24 RB y 2 símbolos OFDM 432 RE se usan para información. Y supóngase que se usa una secuencia larga (por ejemplo, una secuencia dorada con una longitud de 31) como secuencia DMRS y se usa QPSK.

Haciendo referencia a la FIGURA 38, si el rendimiento de detección de 3 a 5 bits se mide dos veces acumulando el rendimiento de detección, muestra una tasa de error del 1% en SNR de -6dB. En particular, la información de 3 a 5 bits puede usarse como el número de hipótesis para una secuencia DMRS en el aspecto del rendimiento de detección.

(6) Tipo de modulación

- 30 Las FIGURAS 39 y 40 ilustran resultados de medición de rendimiento de BPSK y QPSK. El presente experimento se realiza sobre la base de la suposición de que una hipótesis DMRS corresponde a 3 bits y se utiliza una secuencia larga como una secuencia DMRS. Un nivel de potencia de TRP de interferencia es idéntico a un nivel de potencia de TRP de servicio.

- 35 Haciendo referencia a las FIGURAS 39 y 40, el rendimiento de BPSK es similar al rendimiento de QPSK. En particular, no existe ninguna diferencia significativa en términos de medición del rendimiento independientemente del tipo de modulación para una secuencia DMRS. Sin embargo, con referencia a las FIGURAS 41 y 42, se puede ver que una propiedad de correlación varía dependiendo de BPSK y QPSK.

- 40 Haciendo referencia a las FIGURAS 41 y 42, BPSK está más distribuido en una región cuya amplitud de correlación es 0,1 en comparación con QPSK. Por lo tanto, cuando se considera un entorno multicelular, es preferible utilizar QPSK como un tipo de modulación de una DMRS. En particular, la QPSK corresponde a un tipo de modulación más adecuado para una secuencia DMRS en el aspecto de la propiedad de correlación.

(7) Generación de secuencias PBCH DMRS

- 45 Las FIGURAS 43 a 44 ilustran un resultado de medición según la generación de secuencias DMRS. Se puede generar una secuencia DMRS a partir de una secuencia larga de un orden de expresión polinómica igual o mayor que 30 o una secuencia corta de un orden de expresión polinómica igual o menor que 8. Y supóngase que una hipótesis para una DMRS corresponde a 3 bits y un nivel de potencia de interferencia TRP es idéntico al de TRP de servicio.

Haciendo referencia a las FIGURAS 43 a 44, se puede ver que el rendimiento de detección generado sobre la base de una secuencia corta es similar al rendimiento de detección generado sobre la base de una secuencia larga.

- 50 Específicamente, aunque se introduce una expresión polinómica con una longitud de 7 en una primera secuencia m para aumentar el rendimiento de correlación de una secuencia, no tiene ninguna diferencia con un esquema de uso de una expresión polinómica con una longitud de 31 correspondiente a una primera secuencia m heredada. Y, aunque una secuencia se genera configurando un valor inicial de una primera secuencia m usando SSBID, no tiene ninguna diferencia con un esquema de fijación de un valor inicial de una primera secuencia m heredada y usando SSBID-CellID para una segunda secuencia m.

Por lo tanto, de modo similar a LTE, se usa una secuencia dorada de longitud 31, se fija un valor inicial de una primera secuencia m para la inicialización y se usa SSID-CellID para una segunda secuencia m .

(8) Correspondencia de DMRS RE

Las FIGURAS 45, 46 y 47 ilustran resultados de medición de rendimiento según un método de correspondencia de RE de intervalos iguales y un método de correspondencia de RE de intervalos desiguales. En este caso, supóngase que una hipótesis para una DMRS corresponde a 3 bits, una secuencia DMRS se basa en una secuencia larga y un nivel de potencia de TRP de interferencia es idéntico al de TRP de servicio. Y supóngase que solo hay una fuente de interferencia.

La NR-SSS se hace corresponder con 144 RE (es decir, 12 RB) y el NR-PBCH se hace corresponder con 288 RE (es decir, 24 RB). Ahora bien, en el caso de un método de correspondencia desigual, supóngase que NR-SSS se usa para la demodulación de PBCH, y PBCH DMRS no está en correspondencia dentro del ancho de banda de transmisión de NR-SSS. Y supóngase que existe un CFO residual.

En particular, los contenidos arriba mencionados pueden resumirse de la siguiente manera.

(Correspondencia DMRS de intervalos iguales) Se utilizan 96 RE por símbolo PBCH. En particular, se utilizan 192 RE en total.

(Correspondencia de DMRS de intervalos desiguales) Una secuencia DMRS se hace corresponder con una subportadora en lugar de un ancho de banda de transmisión NR-SSS. En este caso se utiliza NR-SSS para la demodulación de PBCH. Se utilizan 48 RE por símbolo PBCH y 128 RE por símbolo NR-SSS. En particular, se utilizan 224 RE en total.

Como se muestra en la FIGURA 46, el método de correspondencia de intervalos desiguales sin CFO incluye más RE para la estimación de canal. En particular, el método de correspondencia de intervalos desiguales muestra un rendimiento superior al rendimiento del método de correspondencia de intervalos iguales. Sin embargo, si existe un CFO residual del 10%, el rendimiento del método de correspondencia de intervalos desiguales se degrada. Por el contrario, el método de correspondencia de intervalos iguales muestra un rendimiento similar independientemente del CFO. Aunque el método de correspondencia de intervalos desiguales tiene más recursos RE para la estimación de canal, la precisión de la estimación de canal del símbolo NR-SSS se degrada debido al CFO residual. En particular, si hay un CFO residual, el rendimiento de estimación de canal del método de correspondencia de intervalos iguales es superior al rendimiento de estimación de canal del método de correspondencia de intervalos desiguales.

Como se muestra en la FIGURA 47, si se utiliza la correspondencia RE variable, se puede obtener el efecto de que la interferencia se distribuya aleatoriamente. En particular, el rendimiento de detección de la correspondencia de RE variable es superior al rendimiento de la correspondencia de RE fijo.

La FIGURA 48 ilustra un resultado de medición cuando se usa el refuerzo de potencia RS. En este caso, supóngase que la potencia de transmisión RE para DMRS es más alta que la potencia de transmisión RE para datos PBCH hasta aproximadamente 1,76 dB ($= 10 \cdot \log(1,334/0,889)$). Si se utilizan conjuntamente la correspondencia RE variable y el refuerzo de potencia DMRS, se reduce la interferencia de una célula diferente. Como se muestra en la FIGURA 48, si se aplica el refuerzo de potencia RS, se puede obtener una ganancia de rendimiento de hasta 2~3 dB en comparación con un caso en el que no se aplique el refuerzo de potencia RS.

Por el contrario, el refuerzo de potencia de RS puede disminuir la potencia de transmisión de RE para datos PBCH. Por lo tanto, el refuerzo de potencia de RS puede influir en el rendimiento de PBCH. Las FIGURAS 49 a 50 ilustran los resultados de medición para el rendimiento de PBCH cuando se aplica el refuerzo de potencia RS y cuando no se aplica el refuerzo de potencia RS. En este caso, supóngase que la periodicidad de un conjunto de ráfagas de SS corresponde a 40 ms y un bit codificado se transmite dentro de 80 ms.

Si se reduce la potencia de transmisión de un RE para datos PBCH, se puede producir una pérdida de rendimiento. Sin embargo, el rendimiento de la estimación de canal mejora debido al aumento de la potencia RS, lo que mejora el rendimiento de la demodulación. En particular, como se muestra en las FIGURAS 49 a 50, el rendimiento es similar en ambos casos. En particular, la pérdida de rendimiento debida a la disminución de la potencia de transmisión del RE para datos PBCH puede complementarse con una ganancia del rendimiento de estimación de canal.

Ahora bien, Vshift se puede aplicar al refuerzo de potencia RS. En este caso, el resultado de un examen experimental se explica con referencia a las FIGURAS 51 a 52. El Vshift cambia una posición del eje de frecuencia de un DMRS RE según una ID de célula. Cuando se introduce el Vshift, si se recibe un PBCH DMRS transmitido en un entorno multicelular durante dos períodos y dos PBCH se combinan entre sí, se puede obtener el efecto de mejorar el rendimiento de detección debido a la aleatorización de ICI. Si se aplica el Vshift, el rendimiento de detección puede aumentar considerablemente.

La siguiente Tabla 6 muestra los valores supuestos de los parámetros utilizados para la medición del rendimiento.

[Tabla 6]

Parámetro	Valor
Frecuencia de portadora	4 GHz
Modelo de canal	CDL_C (valores de escala de retardo: 100 ns)
Espaciado entre subportadoras	15 kHz
Configuración de antena	TRP: (1,1,2) con elemento de antena omnidireccional UE: (1,1,2) con elemento de antena omnidireccional
Desplazamiento de frecuencia	0% y 10% del espaciado entre subportadoras
Período por defecto	20 ms
Duración de subtrama	1 ms
Símbolos OFDM en SF	14
Número de TRP que interfieren	1
SNR operativo	-6 dB

(9) Indicación de índice de bloque de SS

5 Un resultado de evaluación para comparar el rendimiento de la indicación de índice de tiempo de bloque de SS se explica con referencia a las FIGURAS 53 a 56. Con este fin, se puede considerar un método para indicar la indicación de índice de tiempo de bloque de SS a través de una secuencia PBCH DMRS y un método para indicar la indicación de índice de tiempo de bloque de SS a través del contenido de PBCH. Supóngase que la indicación que indica un índice de tiempo de bloque de SS y un límite de ranura de 5 ms corresponde a 16 estados en total (es decir, 4 bits). En la presente evaluación, supóngase que se transmite un solo bloque de SS incluido en un conjunto de ráfagas de SS y se aplica un ciclo de precodificación en el dominio del tiempo dentro de PBCH TTI. Y supóngase que se utilizan 192 RE para una PBCH DMRS y se aplican 64 bits MIB, incluido un CRC.

15 El número de hipótesis para la presente evaluación corresponde a 16. Esto se debe a que se requieren 4 bits para representar 8 estados para un índice de bloque de SS y un estado para un límite de 5 ms en PBCH DMRS. Como se muestra en las FIGURAS 53 a 54, cuando se detecta un índice de tiempo de bloque de SS usando un PBCH DMRS, si la acumulación se realiza dos veces, se puede lograr un rendimiento de detección del 0,2% en SNR de -6dB. Según el resultado del examen de la presente evaluación, es preferible utilizar una PBCH DMRS para indicar un índice de bloque de SS y un límite de 5 ms.

20 Por el contrario, como se muestra en las FIGURAS 55 y 56, aunque la decodificación de acumulación se realiza dos veces, PBCH FER no puede alcanzar el 1% en SNR -6dB. Por lo tanto, si un índice de tiempo de bloque de SS se define solo en el contenido de PBCH, puede ser difícil asegurar suficientemente el rendimiento de detección del índice de tiempo de bloque de SS.

La siguiente Tabla 7 muestra valores de parámetros que se supone que realizan la evaluación en la indicación de índice de bloque de SS.

[Tabla 7]

Parámetro	Valor
Frecuencia de portadora	2 GHz
Modelo de canal	CDL_C (valores de escala de retardo: 300 ns)
Ancho de banda del sistema	24 RB
Número de símbolo OFDM para PBCH	2 símbolos
RE para DMRS y datos	192 (96 x 2) para DMRS, 384 (192 x 2) para datos
Tamaño de la carga útil	72 bits, 64 bits, 56 bits, 48 bits
PBCH ITT	80 ms
Periodicidad del conjunto de ráfagas de SS	20 ms
Repetición de PBCH	4 veces dentro de PBCH TTI
Espaciado entre subportadoras	15 kHz

Configuración de antena	2Tx y 2Rx
Esquema de transmisión	Cambio de Vector de Precodificación en el Dominio del Tiempo (TD-PVS)
Estimación de canal	No ideal
Orden de modulación	QPSK
Esquema de codificación	TBCC

25. BWP (parte de ancho de banda) para transmitir el canal común de enlace descendente

Un procedimiento de acceso inicial de LTE opera dentro de un ancho de banda del sistema configurado por MIB. Y PSS/SSS/PBCH se alinea sobre la base del centro del ancho de banda del sistema. Y se define un espacio de búsqueda común en el ancho de banda del sistema, el PDSCH asignado dentro del ancho de banda del sistema envía la información del sistema y opera un procedimiento RACH para Msg 1/2/3/4 dentro del ancho de banda del sistema.

Ahora bien, aunque el sistema NR admite una operación en un CC de banda ancha, es muy difícil implementar un UE capaz de realizar una operación necesaria en todos los CC de banda ancha en el aspecto de costo. Por lo tanto, puede ser difícil implementar el UE para realizar sin problemas un procedimiento de acceso inicial dentro de un ancho de banda del sistema.

Para resolver el problema, como se muestra en la FIGURA 57, NR puede definir una BWP para realizar una operación de acceso inicial. En el sistema NR, la transmisión de bloques de SS, el envío de información del sistema, la paginación y un procedimiento de acceso inicial para un procedimiento RACH se pueden realizar dentro de la BWP correspondiente a cada UE. Y al menos una BWP de enlace descendente puede incluir un CORESET que tenga un espacio de búsqueda común en al menos una portadora de componentes primarios.

Por lo tanto, al menos un elemento seleccionado entre el grupo consistente en RMSI, OSI, paginación, e información de control de enlace descendente relacionada con el mensaje RACH 2/4 se transmite en el CORESET que tiene un espacio de búsqueda común. Un canal de datos de enlace descendente asociado con la información de control de enlace descendente puede asignarse dentro de una BWP de enlace descendente. Y un UE puede anticipar que se va a transmitir un bloque de SS dentro de una BWP correspondiente al UE.

En particular, en NR se pueden utilizar al menos una o más BWP de enlace descendente para transmitir un canal común de enlace descendente. En este caso, una señal susceptible de ser incluida en el canal común de enlace descendente puede corresponder a un bloque de SS, CORESET con espacio de búsqueda común y RMSI, OSI, paginación, PDSCH para mensaje RACH 2/4, y similares.

(1) Numeración

En NR se utilizan espaciados de subportadora como 15, 30, 60 y 120 kHz para transmitir datos. Por lo tanto, la numeración para PDCCH y PDSCH dentro de una BWP para un canal común de enlace descendente se puede seleccionar entre numeraciones definidas para transmisión de datos. Por ejemplo, en un intervalo de frecuencias igual o menor que 6 GHz se pueden seleccionar al menos uno o más espaciados entre subportadoras entre 15 kHz, 30 kHz y 60 kHz. En un intervalo de frecuencias de 6 GHz a 52,6 GHz se pueden seleccionar al menos uno o más espaciados entre subportadoras entre 60 kHz y 120 kHz.

Sin embargo, en un intervalo de frecuencias igual o menor que 6 GHz, el espaciado entre subportadoras de 60 kHz ya está definido para un servicio URLLC. Por lo tanto, el espaciado entre subportadoras de 60 kHz no es apropiado para transmitir PBCH en el intervalo de frecuencias igual o menor que 6 GHz. Por lo tanto, en el intervalo de frecuencias igual o menor que 6 GHz se puede usar un espaciado entre subportadoras de 15 kHz o 30 kHz para transmitir un canal común de enlace descendente. En un intervalo de frecuencias igual o mayor que 6 GHz se puede usar un espaciado entre subportadoras de 60 kHz o 120 kHz.

Ahora bien, el sistema NR admite espaciado entre subportadoras de 15, 30, 120 y 240 kHz para transmitir un bloque de SS. Se puede suponer que se aplica el mismo espaciado entre subportadoras a un bloque de SS, teniendo CORESET un espacio de búsqueda común y RMSI, paginación y un canal de enlace descendente tal como PDSCH para RAR. Por lo tanto, si se aplica esta suposición, no es necesario definir la información de numeración en el contenido de PBCH.

Por el contrario, se puede cambiar el espaciado entre subportadoras para un canal de control de enlace descendente. Por ejemplo, cuando se aplica un espaciado entre subportadoras de 240 kHz para transmitir un bloque de SS en una banda de frecuencia igual o mayor que 6 GHz, dado que el espaciado entre subportadoras de 240 kHz no está definido para la transmisión de datos, es necesario cambiar el espaciado entre subportadoras para transmitir datos. En particular, el SCS se puede cambiar para transmitir datos. El cambio de SCS se puede indicar utilizando un indicador de 1 bit en el contenido de PBCH. El indicador de 1 bit puede ser comprendido como {15, 30 kHz} o {60, 120 kHz}.

según el intervalo de frecuencias de portadora. Y el espaciado entre subportadoras indicado puede ser considerado como numeración de referencia para una cuadrícula RB.

(2) Ancho de banda de BWP para transmitir un canal común de enlace descendente

5 En el sistema NR, no es necesario que el ancho de banda de una BWP para un canal común de enlace descendente sea idéntico al ancho de banda del sistema en el que opera una red. En particular, el ancho de banda de la BWP puede ser menor que el ancho de banda del sistema. En particular, el ancho de banda debería ser mayor que un ancho de banda mínimo de portadora, pero debería ser menor que un ancho de banda mínimo del UE.

10 En particular, en el caso de una BWP para transmitir un canal común de enlace descendente, se puede definir que el ancho de banda de la BWP sea mayor que el ancho de banda de un bloque de SS y que sea igual o menor que un ancho de banda de enlace descendente específico de todos los UE capaces de operar en cada intervalo de frecuencias. Por ejemplo, en un intervalo de frecuencias igual o menor que 6 GHz, el ancho de banda mínimo de portadora se define en 5 MHz y se puede suponer que el ancho de banda mínimo del UE es de 20 MHz. En este caso se puede definir un ancho de banda de un canal común de enlace descendente en un intervalo de 5 MHz a 20 MHz.

(3) Configuración de ancho de banda

15 La FIGURA 58 ilustra un ejemplo de configuración de un ancho de banda.

Un UE intenta detectar una señal dentro de un ancho de banda de un bloque de SS mientras se realiza un procedimiento de sincronización inicial que incluye detección de ID de célula y decodificación de PBCH. Posteriormente, el UE puede realizar continuamente un siguiente procedimiento de acceso inicial dentro de un ancho de banda para un canal común de enlace descendente. En particular, el UE obtiene información del sistema y luego puede realizar un procedimiento RACH.

20 Ahora bien, en el contenido de PBCH se puede definir un indicador que indica una posición de frecuencia relativa entre un ancho de banda para un bloque de SS y un ancho de banda para un canal común de enlace descendente. Para simplificar la indicación de la posición de frecuencia relativa, un ancho de banda para una pluralidad de bloques de SS puede corresponder a una posición candidata en la que un bloque de SS está situado dentro del ancho de banda para el canal común de enlace descendente.

Por ejemplo, supóngase que el ancho de banda de un bloque de SS corresponde a 5 MHz y el ancho de banda de un canal común de enlace descendente corresponde a 20 MHz. En este caso, para encontrar el bloque de SS dentro del ancho de banda para el canal común de enlace descendente, se pueden definir 4 posiciones candidatas.

30 En el sistema NR, no es necesario que el ancho de banda de un canal común de enlace descendente sea idéntico al ancho de banda del sistema en el que opera una red. En particular, el ancho de banda puede ser menor que el ancho de banda del sistema. En particular, el ancho de banda del canal común de enlace descendente debe ser mayor que el ancho de banda mínimo de portadora, pero debe ser menor que el ancho de banda mínimo del UE. Por ejemplo, en un intervalo de frecuencias igual o menor que 6 GHz, el ancho de banda mínimo de portadora se define en 5 MHz y se puede suponer que el ancho de banda mínimo del UE es de 20 MHz. En este caso se puede definir un ancho de banda de un canal común de enlace descendente en un intervalo de 5 MHz a 20 MHz.

26. Configuración de CORESET

(1) Información de CORESET e información de programación de RMSI

40 Es más eficiente que una red transmita información de CORESET que incluya información de programación de RMSI a un UE en lugar de indicar directamente información de programación en RMSI. En particular, se puede indicar información relacionada con el recurso de frecuencia tal como CORESET, un ancho de banda para una posición de frecuencia y similares en los contenidos de PBCH. Y se puede configurar adicionalmente información relacionada con el recurso de tiempo, como la duración del símbolo OFDM de inicio, el número de símbolos OFDM y similares para usar de manera flexible un recurso de red.

45 Y una red puede transmitir información sobre un período de monitorización de espacio de búsqueda común, duración y desplazamiento a un UE para reducir la complejidad de detección de UE.

Ahora bien, se puede fijar un tipo de transmisión y agrupación según CORESET de un espacio de búsqueda común. En este caso, el tipo de transmisión puede determinarse en función de si una señal de transmisión está intercalada o no.

(2) Número de símbolos OFDM incluidos en la ranura

50 En relación con el número de símbolos OFDM incluidos en una ranura o un intervalo de frecuencias de portadora igual o menor que 6 GHz, se pueden considerar dos candidatos, como una ranura que incluya 7 símbolos OFDM y una ranura que incluya 14 símbolos OFDM. Si el sistema NR determina admitir los dos tipos de ranuras para un intervalo

de frecuencias de portadora igual o menor que 6 GHz, es necesario definir un método para indicar un tipo de ranura para mostrar un recurso de tiempo de CORESET que tenga un espacio de búsqueda común.

(3) Tamaño de bits del contenido de PBCH

- 5 Para indicar la numeración, un ancho de banda y la información de CORESET en los contenidos de PBCH, como se muestra en la tabla 8, se pueden designar alrededor de 14 bits.

[Tabla 8]

Detalles	Tamaño de bits	
	6 GHz	Para a6GHz
Numeración de referencia	[1]	[1]
Ancho de banda para canal común DL y posición del bloque de SS	[3]	[2]
Número de símbolos OFDM en una Ranura	[1]	0
CORESET (Recurso de frecuencia - ancho de banda, ubicación) (Recurso de tiempo: inicio del símbolo OFDM, Duración) (Periodicidad de monitorización de UE, desplazamiento, duración)	Aproximadamente [10]	Aproximadamente [10]
Total	Aprox. [14]	

(4) Resultado de medición

- 10 Un resultado de rendimiento según el tamaño de la carga útil (es decir, 48, 56, 64 y 72 bits) se explica con referencia a la FIGURA 59. En este caso, supóngase que se utilizan 384 RE y 192 RE para DMRS. Y supóngase que la periodicidad de un conjunto de ráfagas de SS corresponde a 20 ms y un bit codificado se transmite dentro de 80 ms. En la FIGURA 59 se muestra el rendimiento de decodificación de PBCH según el tamaño de la carga útil de MIB.

- 15 Haciendo referencia a la FIGURA 59, si un tamaño de carga útil corresponde a un máximo de 72 bits, se puede ver que un requisito de rendimiento de NR-PBCH (es decir, 1% BLER en -6dB SNR) se puede satisfacer usando 384 RE para datos y 192 RE para DMRS.

Haciendo referencia a la FIGURA 60, un aparato 6000 de comunicación incluye un procesador 6010, una memoria 6020, un módulo 6030 de RF, un módulo 6040 de visualización y un módulo de interfaz de usuario (UI, por sus siglas en inglés) 6050.

- 20 El dispositivo 6000 de comunicación se muestra con la configuración ilustrada en la FIGURA 60, para facilitar la descripción. Es posible añadir algunos módulos al aparato 6000 de comunicación u omitir algunos módulos del mismo. Además, un módulo del aparato 6000 de comunicación puede dividirse en más módulos. El procesador 6010 está configurado para realizar operaciones según las realizaciones de la presente divulgación anteriormente descritas con referencia a los dibujos. Específicamente, para operaciones detalladas del procesador 6010 se puede hacer referencia a las descripciones de las FIGURAS 1 a 59.

- 25 La memoria 6020 está conectada al procesador 6010 y almacena un sistema operativo (OS, por sus siglas en inglés), aplicaciones, códigos de programa, datos, etc. El módulo 6030 de RF, que está conectado al procesador 6010, convierte de forma ascendente una señal de banda base en una señal de RF o convierte de forma descendente una señal de RF en una señal de banda base. Para este propósito, el módulo 1530 de RF realiza conversión de digital a analógico, amplificación, filtrado y conversión ascendente de frecuencia o realiza estos procesos a la inversa. El módulo 6040 de visualización está conectado al procesador 6010 y muestra varios tipos de información. El módulo 6040 de visualización puede configurarse como, entre otros, un componente conocido como una Pantalla de Cristal Líquido (LCD, por sus siglas en inglés), una pantalla de Diodo Emisor de Luz (LED, por sus siglas en inglés) y una pantalla de Diodo Emisor de Luz Orgánica (OLED, por sus siglas en inglés). El módulo 6050 UI está conectado al procesador 6010 y puede configurarse con una combinación de interfaces de usuario conocidas, como un teclado, una pantalla táctil, etc.

- 40 Las realizaciones de la presente invención arriba descritas son combinaciones de elementos y características de la presente invención. Los elementos o características pueden considerarse selectivos a menos que se indique lo contrario. Cada elemento o característica se puede poner en práctica sin combinarlo con otros elementos o características. Además, una realización de la presente invención se puede construir combinando partes de los elementos y/o características. Las órdenes de operación descritas en realizaciones de la presente invención pueden reorganizarse. Algunas construcciones de cualquiera de las realizaciones pueden incluirse en otra realización y

pueden reemplazarse con construcciones correspondientes de otra realización. Para los expertos en la materia es evidente que las reivindicaciones que no se citan explícitamente entre sí en las reivindicaciones adjuntas pueden presentarse en combinación como una realización de la presente invención o incluirse como una nueva reivindicación mediante una modificación posterior después de la presentación de la solicitud.

- 5 Una operación específica descrita como realizada por una BS puede ser realizada por un nodo superior de la BS. En concreto, es evidente que, en una red compuesta por una pluralidad de nodos de red que incluyen una BS, la BS o nodos de red distintos de la BS pueden realizar varias operaciones realizadas para la comunicación con un UE. El término 'BS' puede ser reemplazado por el término 'estación fija', 'Nodo B', 'Nodo B evolucionado (eNodo B o eNB)', 'Punto de Acceso (AP)', etc.
- 10 Las realizaciones de la presente invención se pueden lograr por diversos medios, por ejemplo *hardware*, *firmware*, *software* o una combinación de los mismos. En una configuración de *hardware*, los métodos según realizaciones ejemplares de la presente invención pueden lograrse mediante uno o más Circuitos Integrados Específicos de Aplicación (ASIC, por sus siglas en inglés), Procesadores de Señales Digitales (DSP, por sus siglas en inglés), Dispositivos de Procesamiento de Señales Digitales (DSPD, por sus siglas en inglés), Dispositivos Lógicos Programables (PLD, por sus siglas en inglés), Matrices de Puertas Programables in Situ (FPGA, por sus siglas en inglés), procesadores, controladores, microcontroladores, microprocesadores, etc.
- 15

- En una configuración de *firmware* o *software*, una realización de la presente invención puede implementarse en forma de un módulo, un procedimiento, una función, etc. El código de *software* puede almacenarse en una unidad de memoria y ejecutarse mediante un procesador. La unidad de memoria está situada en el interior o exterior del procesador y puede transmitir y recibir datos hacia y desde el procesador a través de varios medios conocidos.
- 20

Los expertos en la materia apreciarán que la presente invención puede llevarse a cabo de otras formas específicas distintas de las aquí expuestas sin apartarse de las características esenciales de la presente divulgación. Por lo tanto, las realizaciones anteriores deben interpretarse en todos los aspectos como ilustrativas y no restrictivas. El alcance de la divulgación debe ser determinado por las reivindicaciones adjuntas.

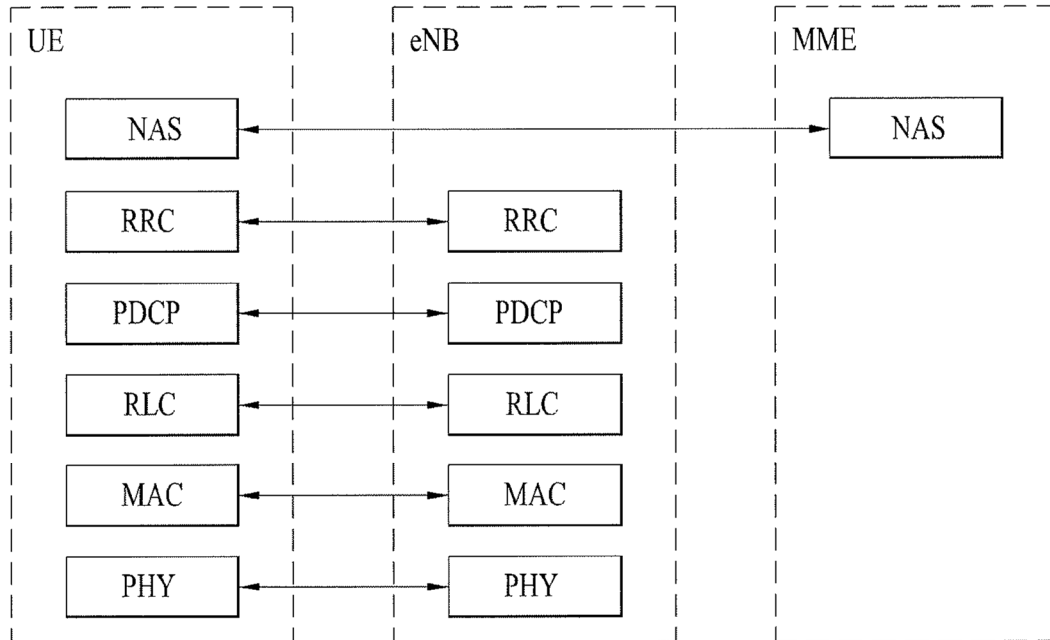
25 **Aplicabilidad industrial**

Aunque se describe un método para recibir una señal de sincronización y un aparato para ello centrándose en el ejemplo aplicado al sistema NewRAT de 5ª generación, el método y el aparato se pueden aplicar no solo al sistema NewRAT de 5ª generación, sino también a varios sistemas de comunicación inalámbrica.

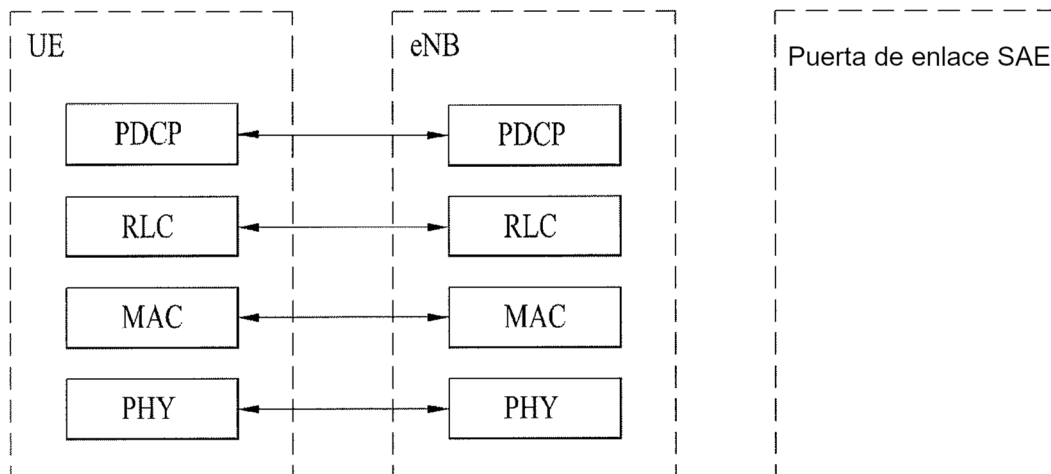
REIVINDICACIONES

1. Un método para recibir un bloque de señales de sincronización, SSB, por un equipo de usuario, UE, en un sistema de comunicación inalámbrica, comprendiendo el método:
recibir el SSB que incluye una señal de sincronización, SS, y un canal físico de radiodifusión, PBCH; y
5 recibir una señal de referencia de demodulación, DMRS, para el PBCH,
en donde se generan una secuencia de DMRS y una secuencia de aleatorización de PBCH sobre la base de un identificador de célula, ID de célula, y los mismos bits para un índice de SSB.
2. El método de la reivindicación 1,
en donde, cuando un número de candidatos de SSB para transmitir el SSB satisface un valor predefinido, se genera una carga útil del PBCH sobre la base del índice del SSB.
10
3. El método de la reivindicación 2,
en donde 3 bits entre 6 bits para el índice del SSB se obtienen sobre la base de la DMRS y los 3 bits restantes se obtienen sobre la base de la carga útil del PBCH.
4. El método de la reivindicación 1,
15 en donde se determina un número de bits iguales para el índice del SSB sobre la base de una banda de frecuencia en la que opera el UE.
5. El método de la reivindicación 1, en donde el índice del SSB está relacionado con un índice de DMRS.
6. Un equipo de usuario, UE, para recibir un bloque de señales de sincronización, SSB, en un sistema de comunicación inalámbrica, comprendiendo el UE:
20 un módulo de radiofrecuencia, RF, configurado para transmitir/recibir una señal con una estación base; y
un procesador conectado con el módulo RF está configurado para:
recibir el SSB que incluye una señal de sincronización, SS, y un canal físico de radiodifusión, PBCH; y
recibir una señal de referencia de demodulación, DMRS, para el PBCH,
25 en donde se generan una secuencia de DMRS y una secuencia de aleatorización de PBCH sobre la base de un identificador de célula, ID de célula, y los mismos bits para un índice del SSB.
7. El UE de la reivindicación 6,
en donde cuando un número de candidatos de SSB para transmitir el SSB satisface un valor predefinido, se genera una carga útil del PBCH sobre la base del índice del SSB.
8. El UE de la reivindicación 7,
30 en donde 3 bits entre 6 bits para el índice del SSB se obtienen sobre la base de la DMRS y los 3 bits restantes se obtienen sobre la base de la carga útil del PBCH.
9. El UE de la reivindicación 6,
en donde se determina un número de bits iguales para el índice del SSB sobre la base de una banda de frecuencia en la que opera el UE.
- 35 10. El UE de la reivindicación 6, en donde el índice del SSB está relacionado con un único índice DMRS.
11. El UE de la reivindicación 6, en donde la secuencia de la DMRS se genera sobre la base de un identificador de célula para identificar una célula.

FIG. 1



(A) APILAMIENTO DE PROTOCOLOS DE PLANO DE CONTROL



(B) APILAMIENTO DE PROTOCOLOS DE PLANO DE USUARIO

FIG. 2

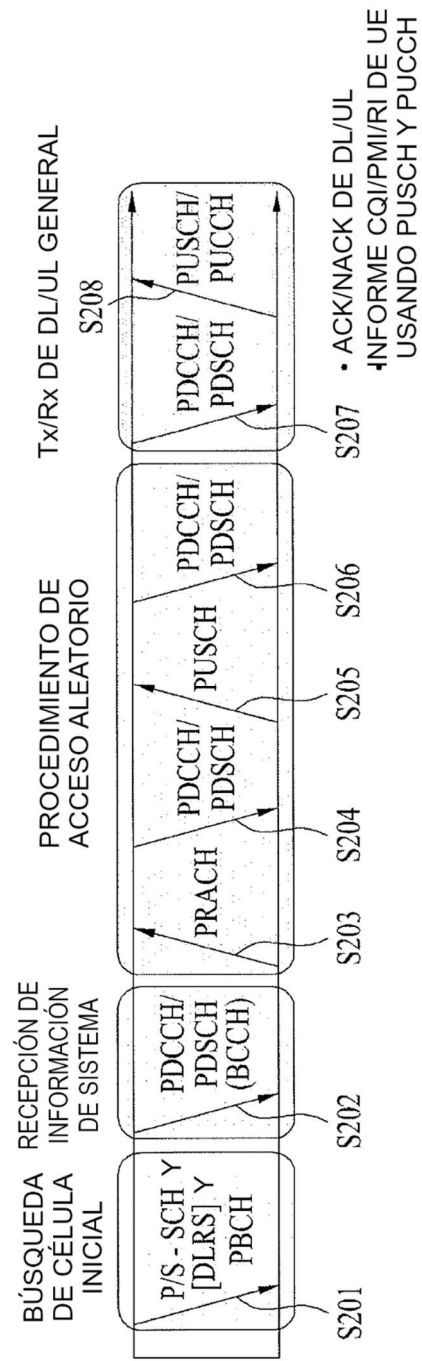


FIG. 3

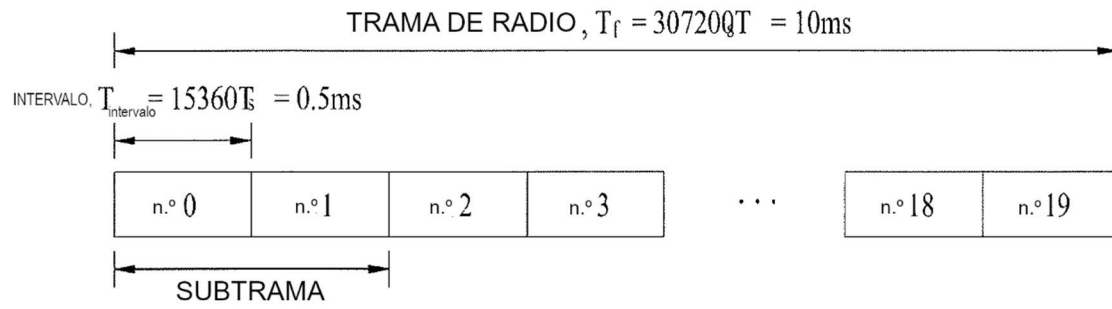


FIG. 4

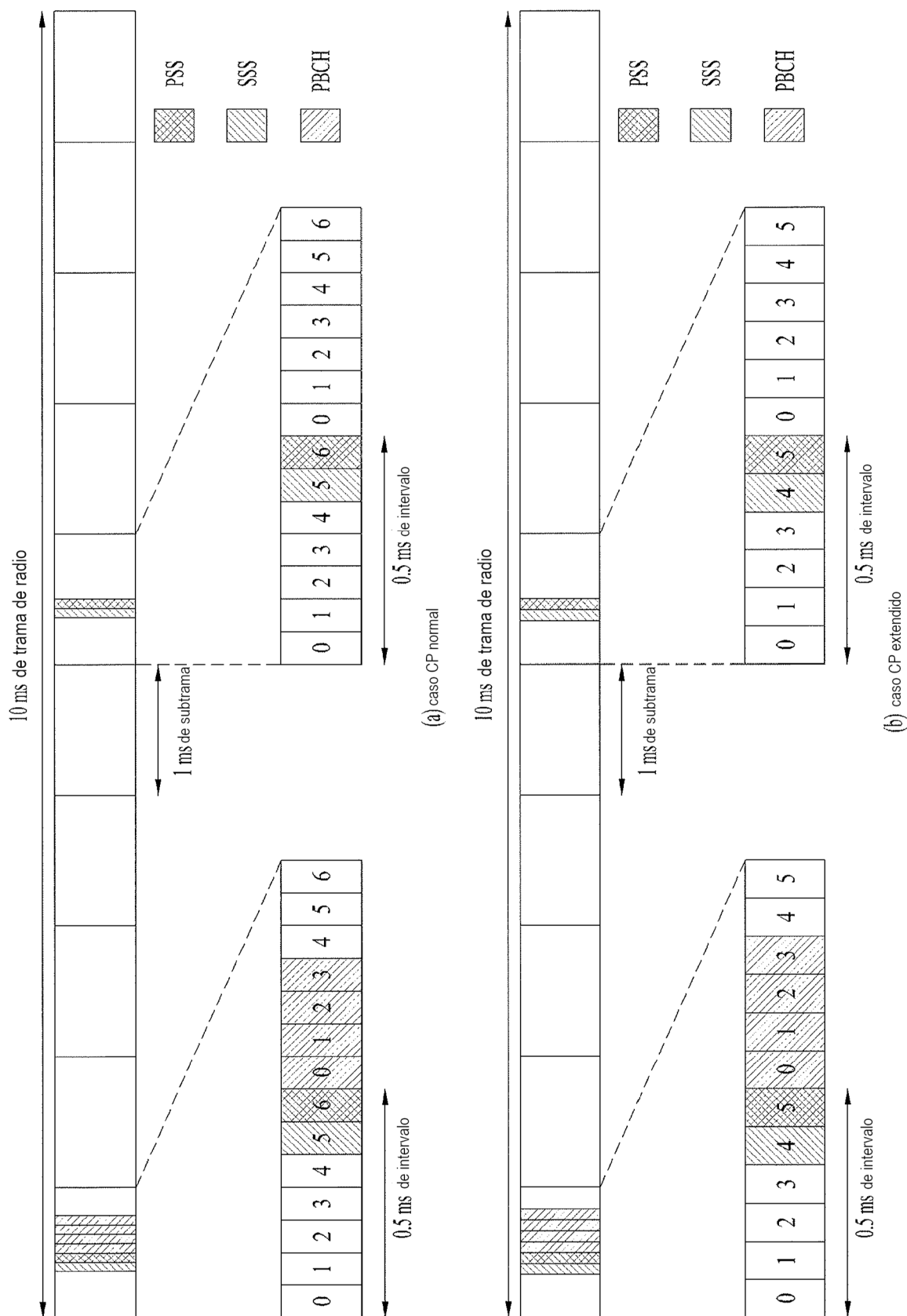


FIG. 5

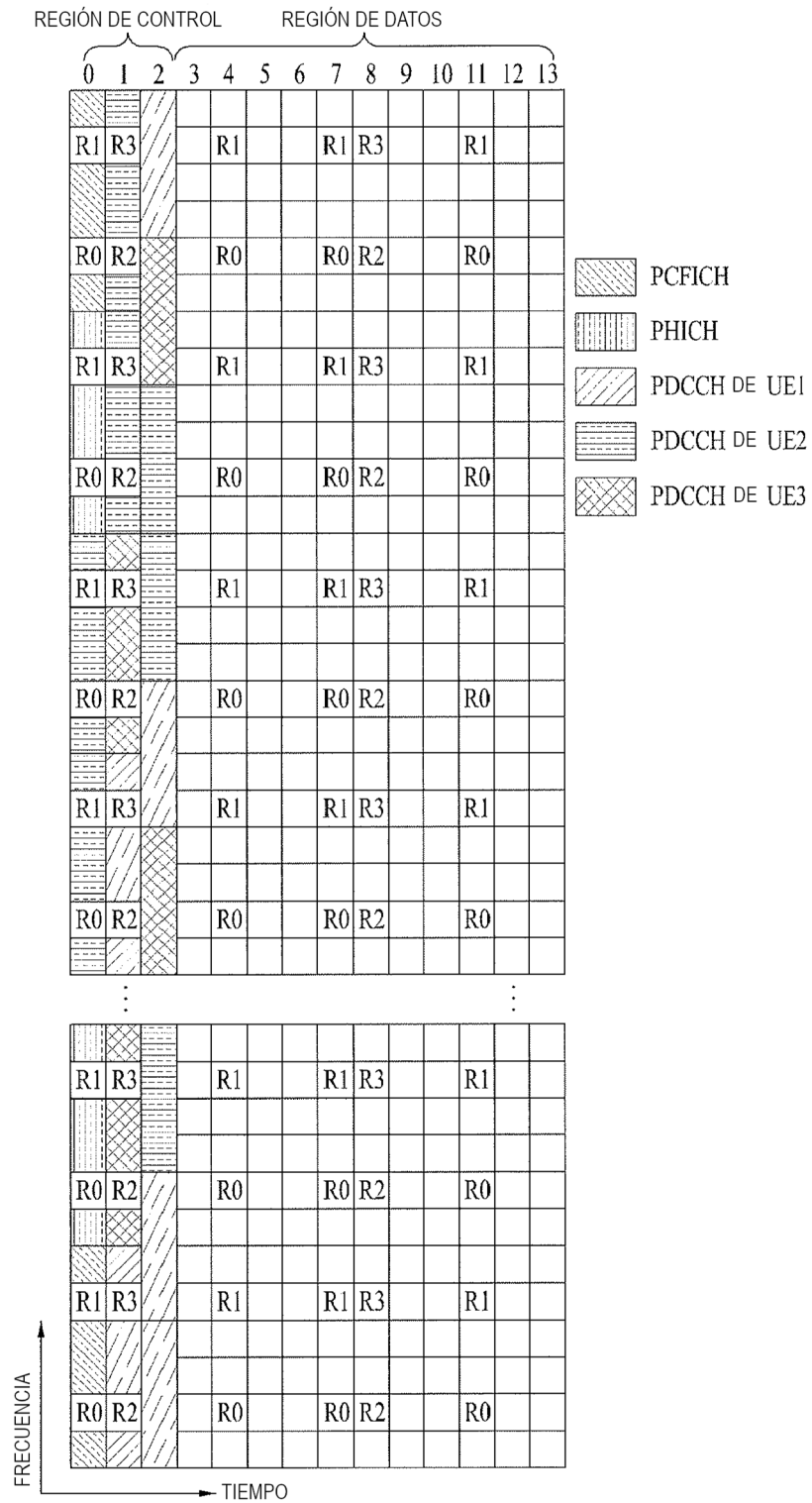


FIG. 6

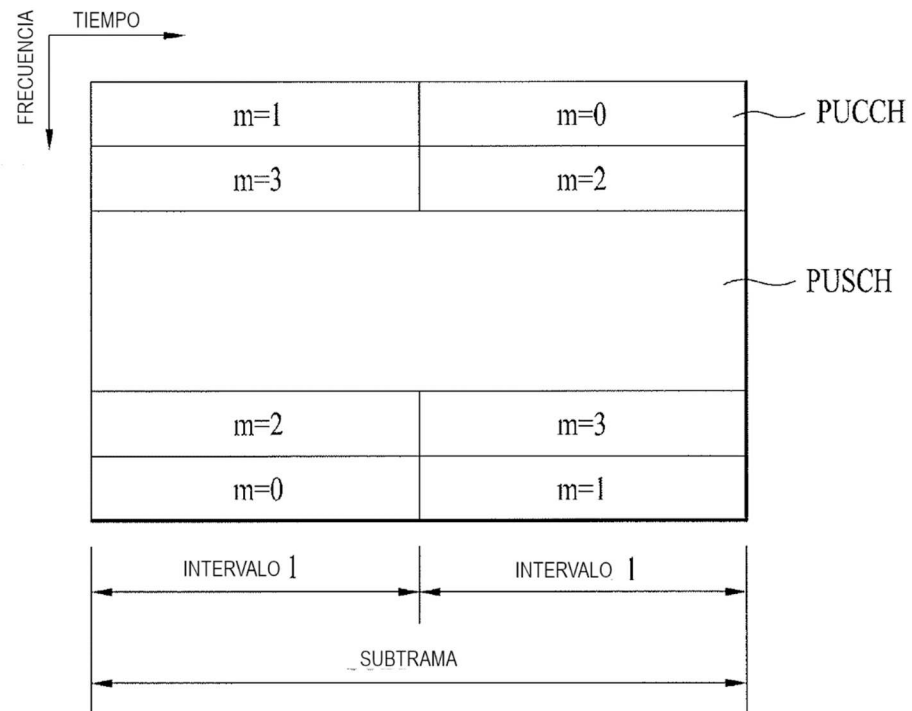


FIG. 7

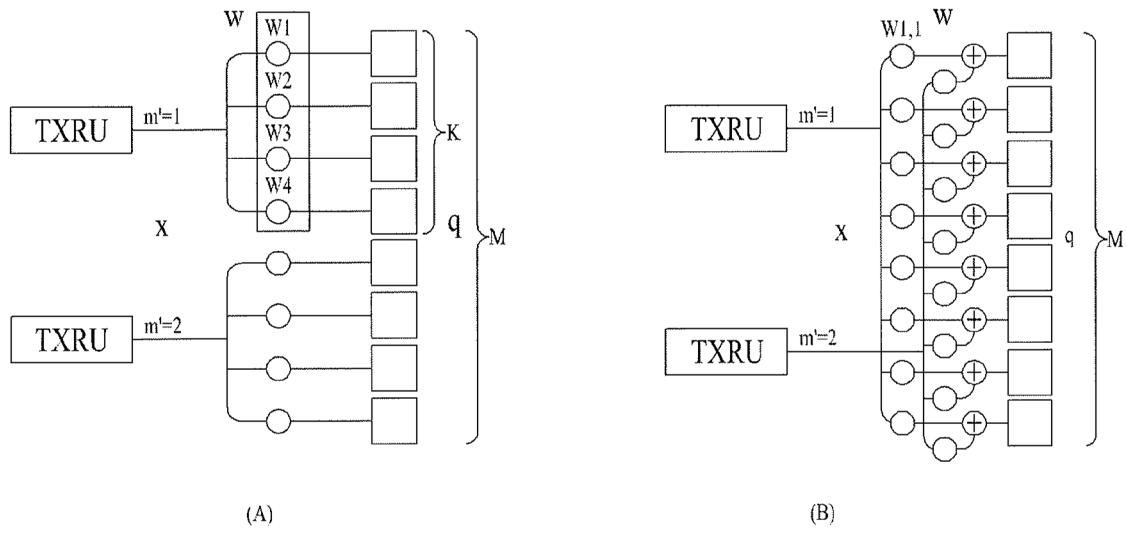


FIG. 8

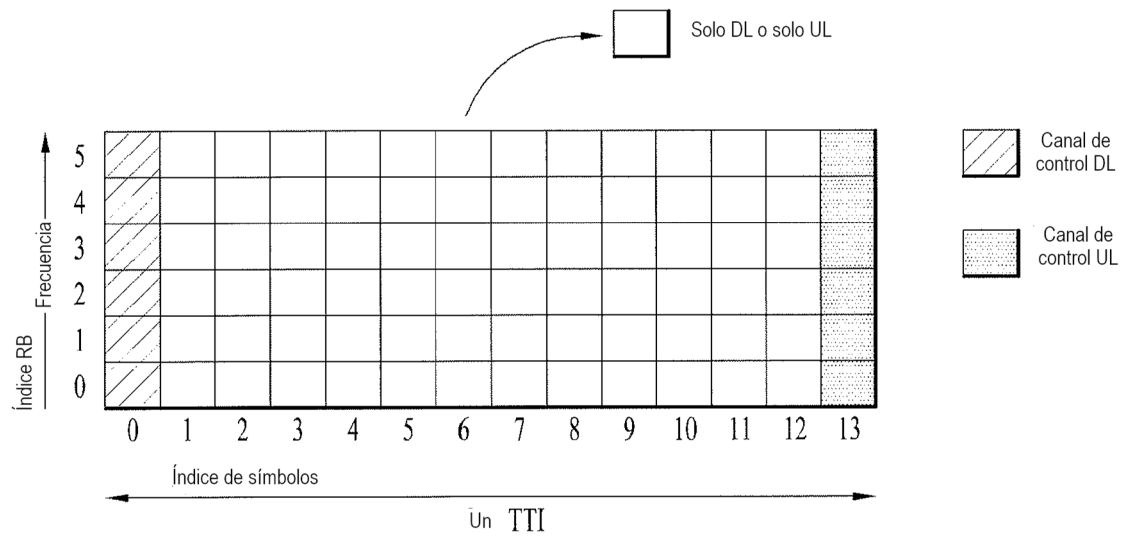


FIG. 9

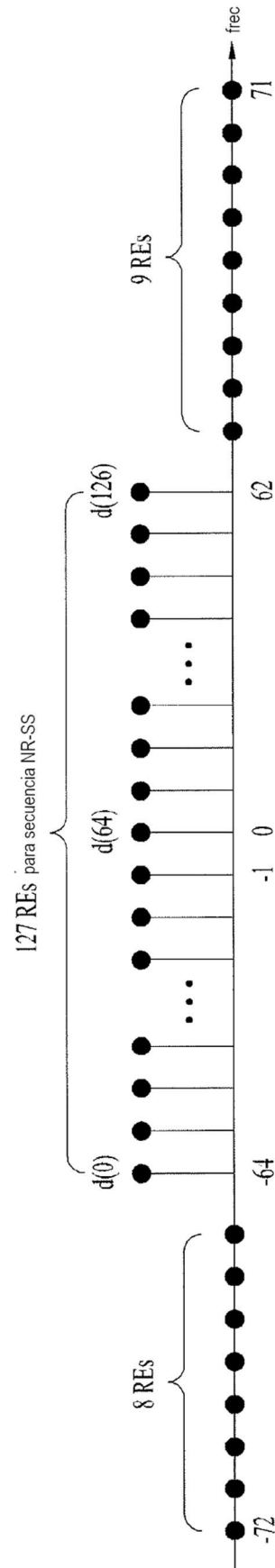


FIG. 10

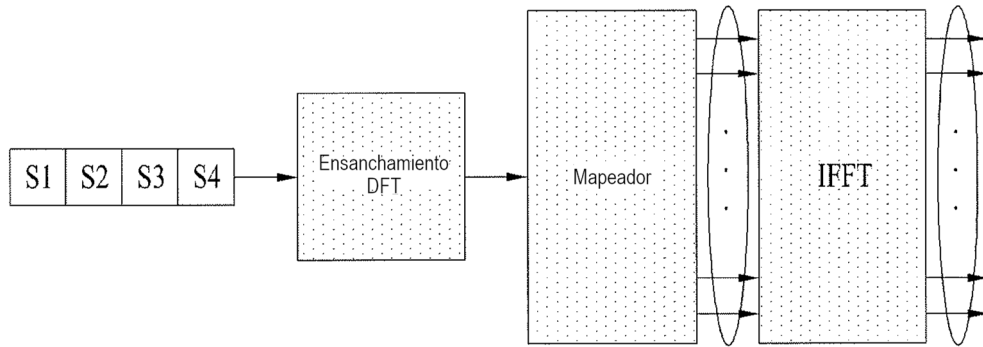


FIG. 11

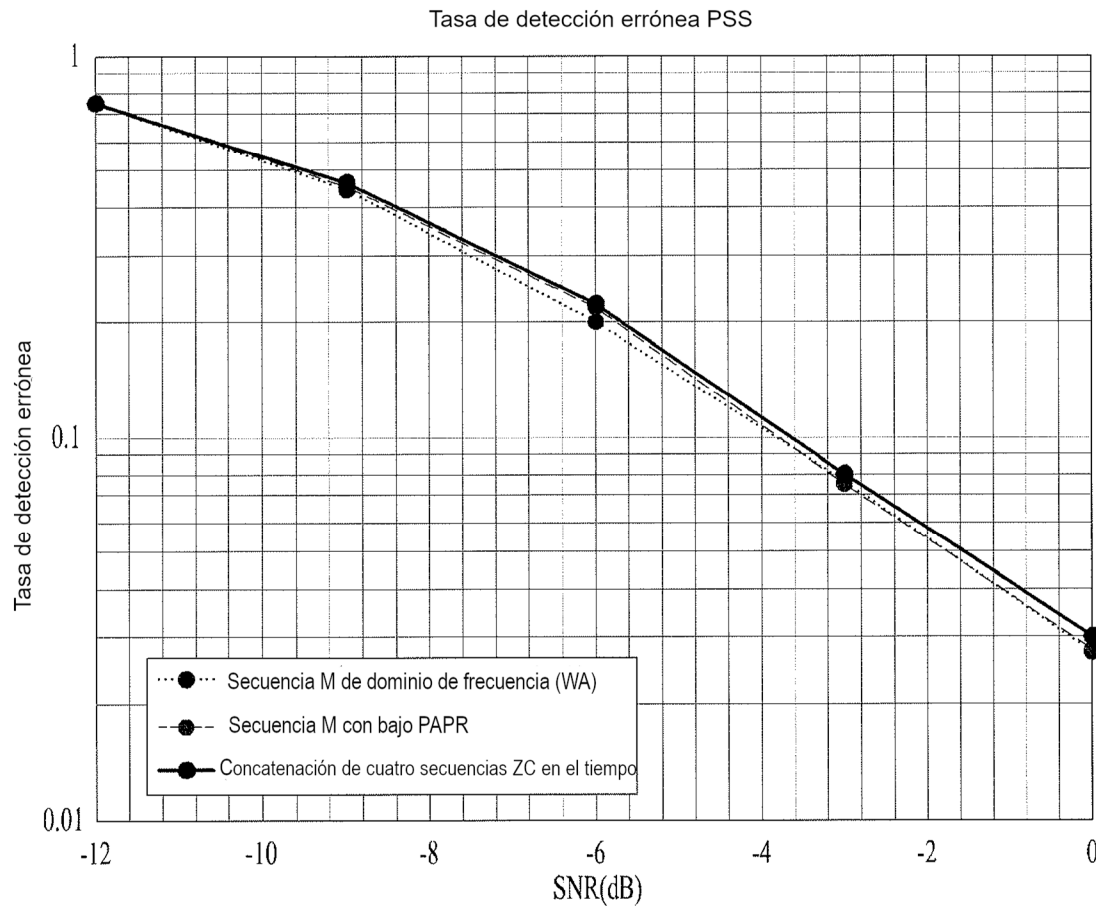


FIG. 12

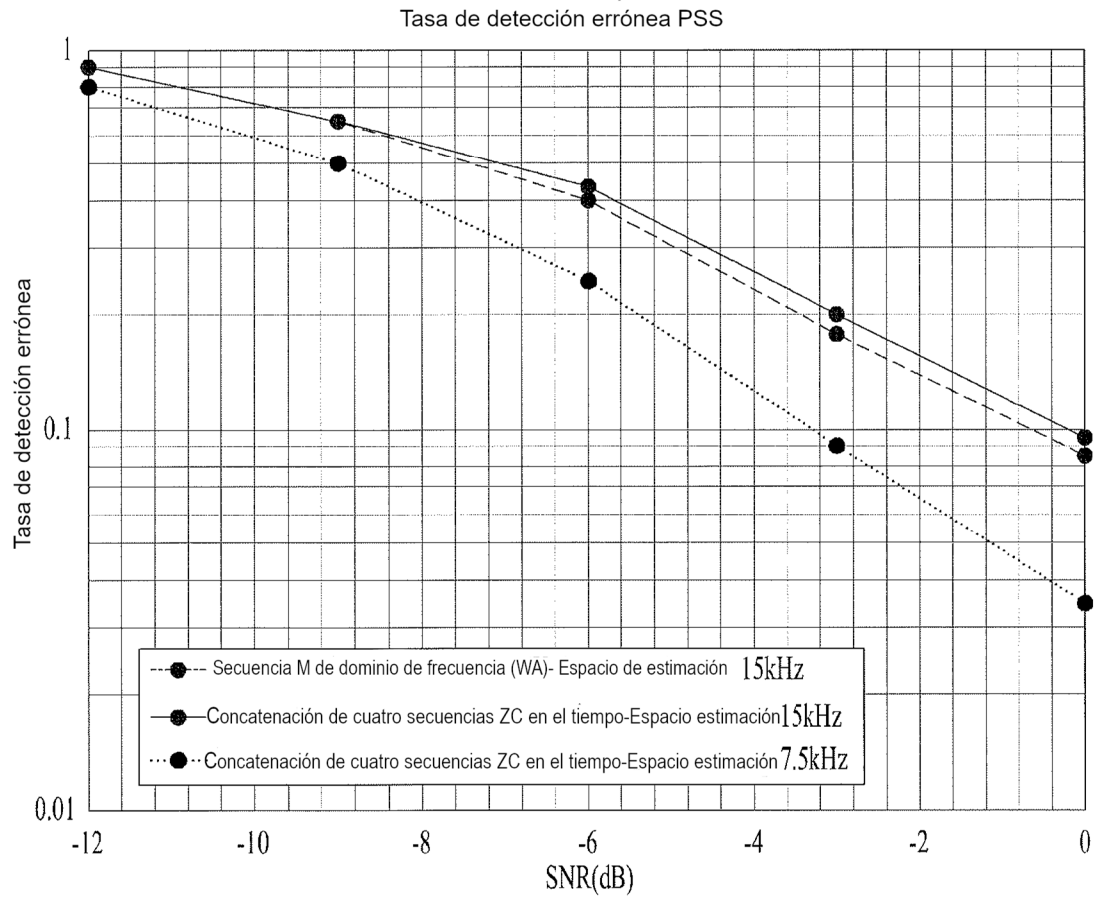


FIG. 13

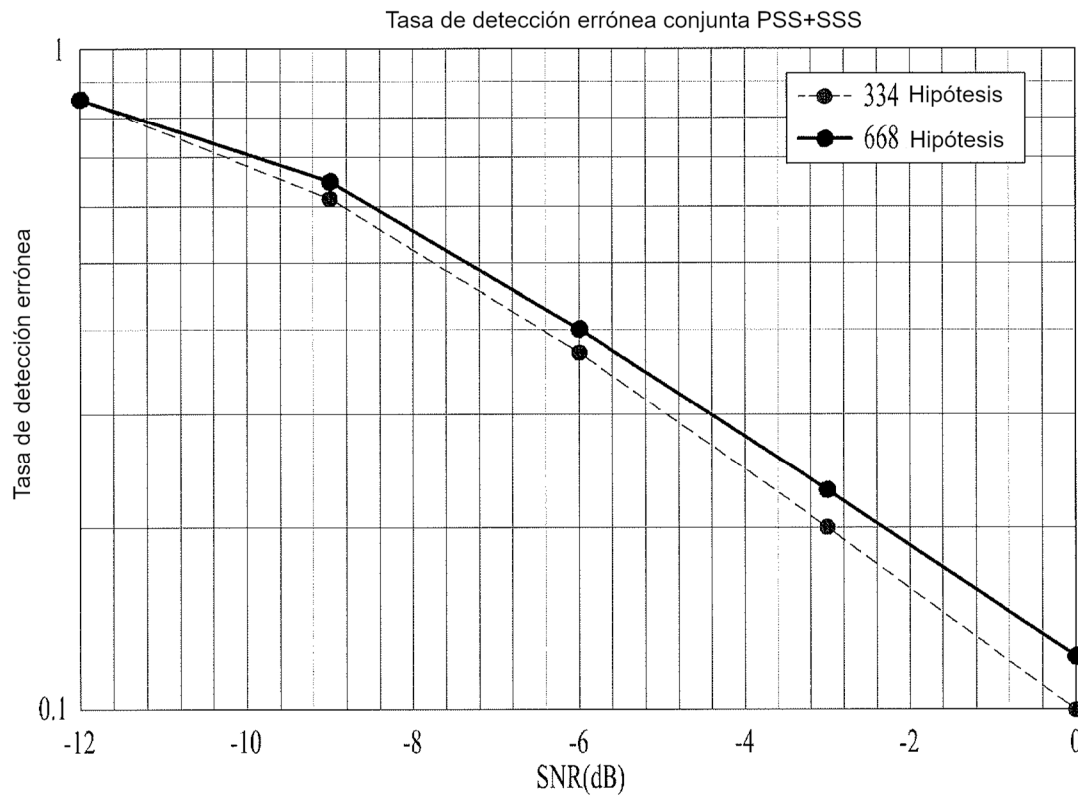


FIG. 14

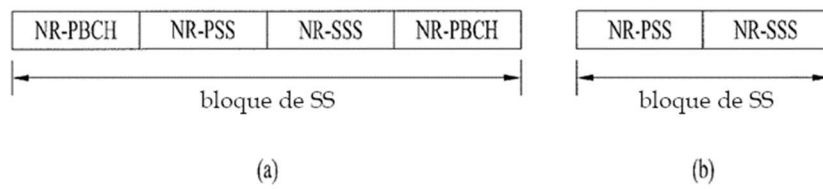
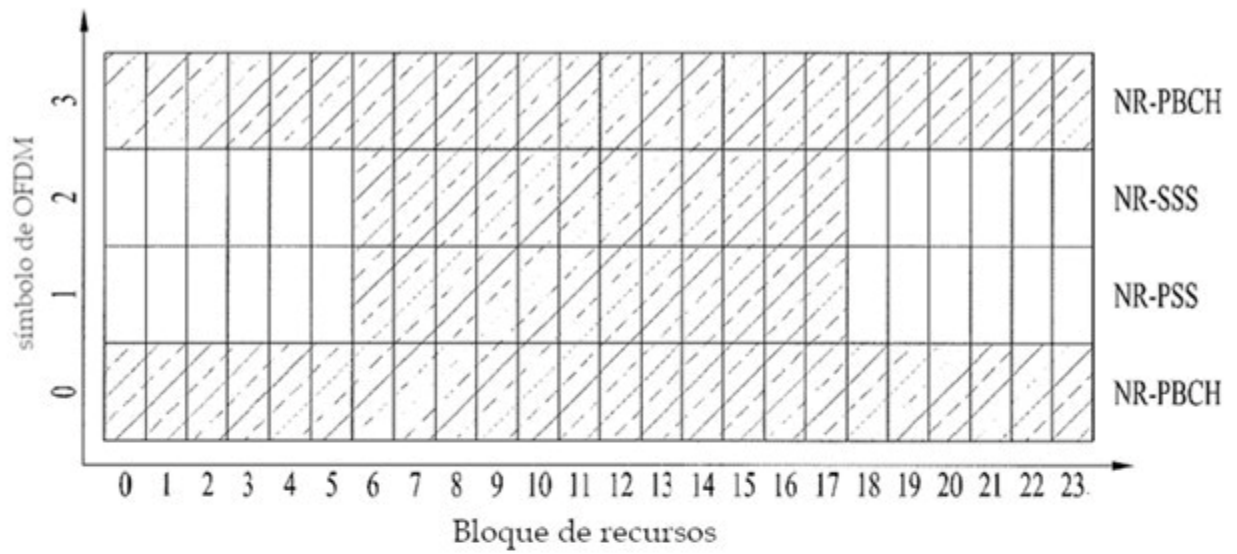
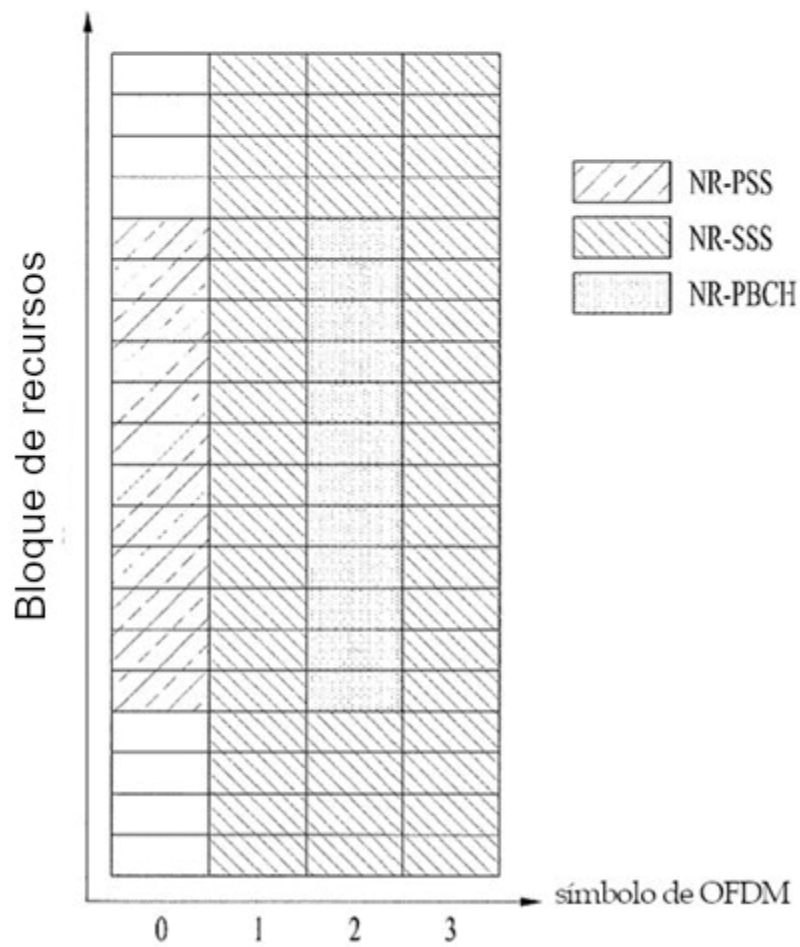


FIG. 15



(a)



(b)

FIG. 16

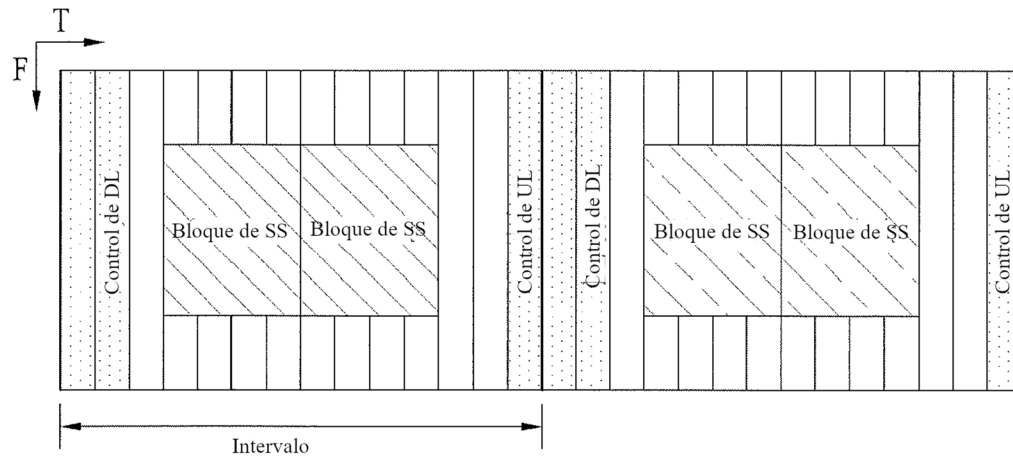


FIG. 17

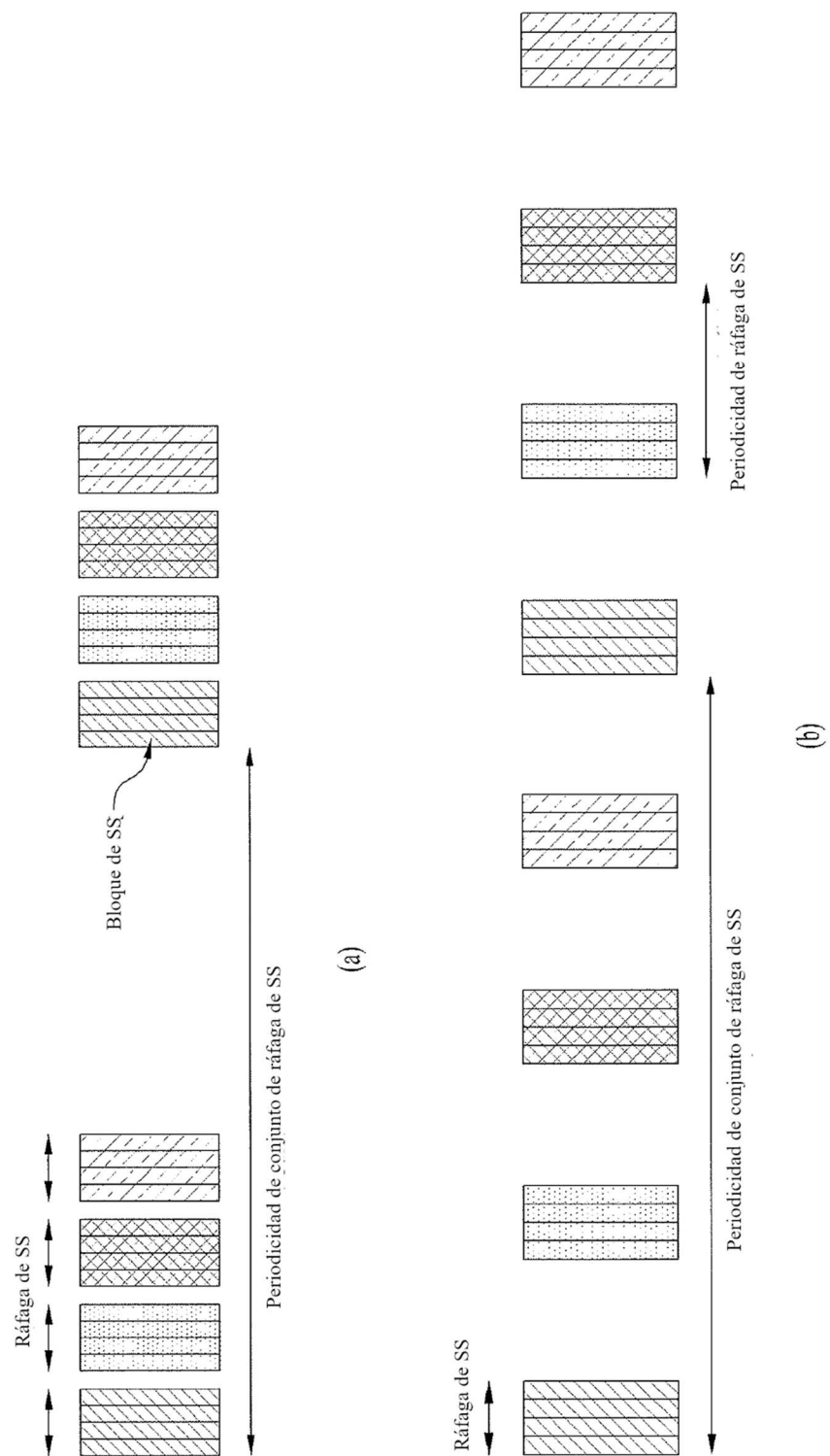
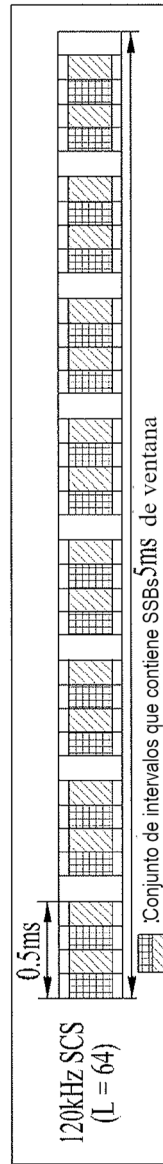
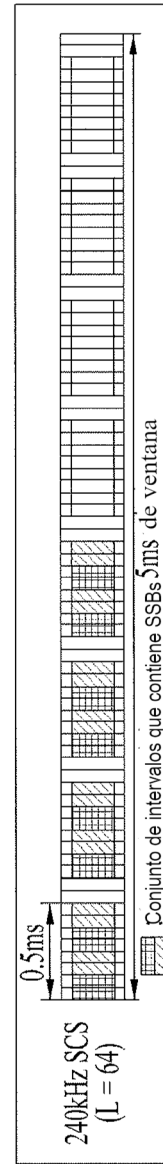


FIG. 18



(a)



(b)

FIG. 19

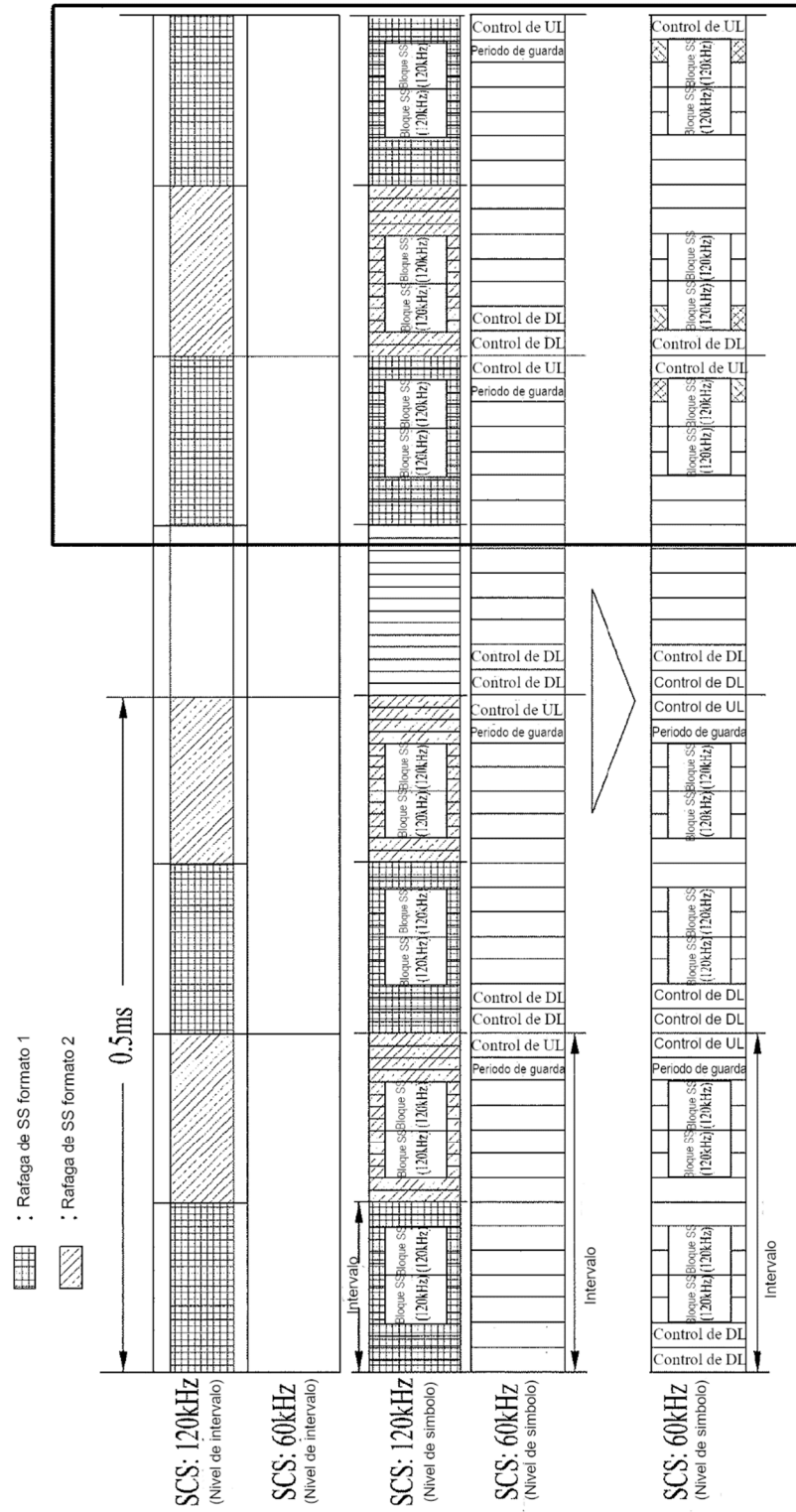


FIG. 20

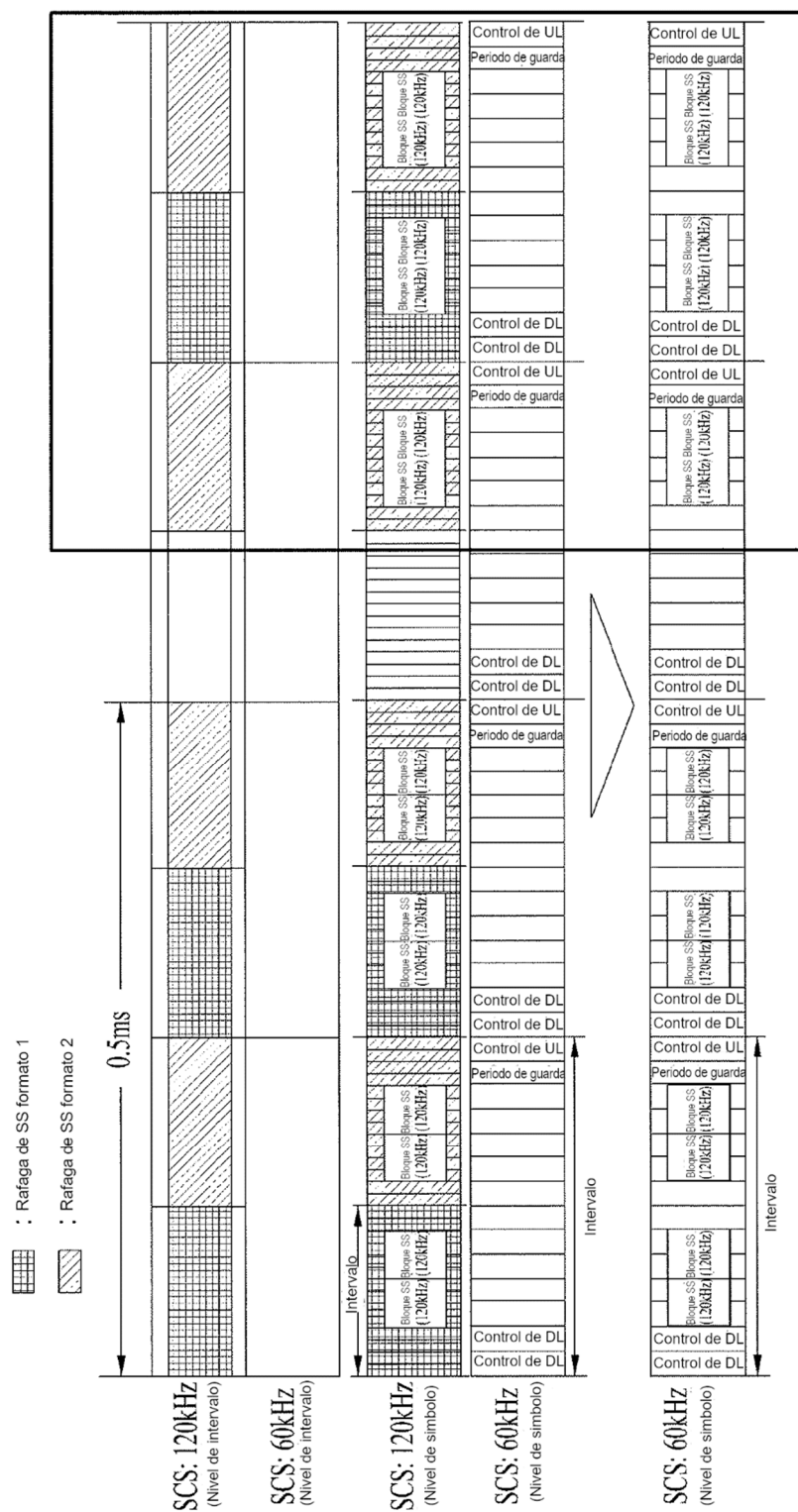
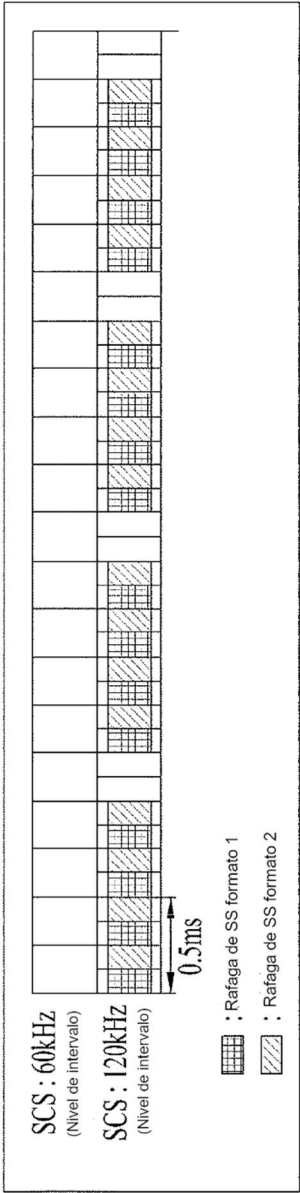
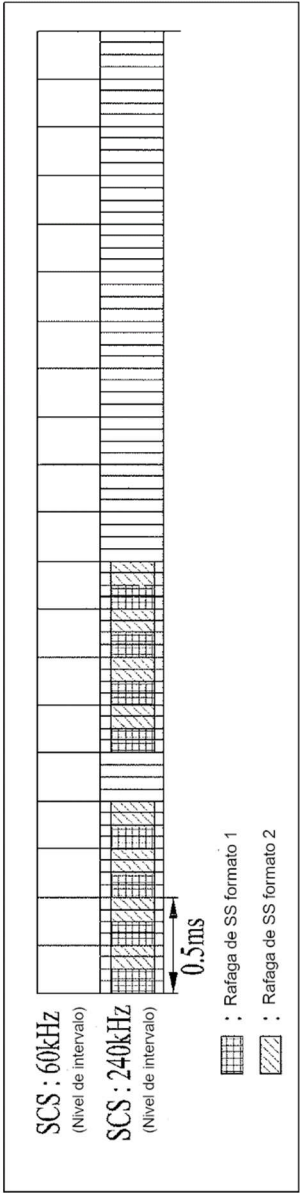


FIG. 21



(a)



(b)

FIG. 22

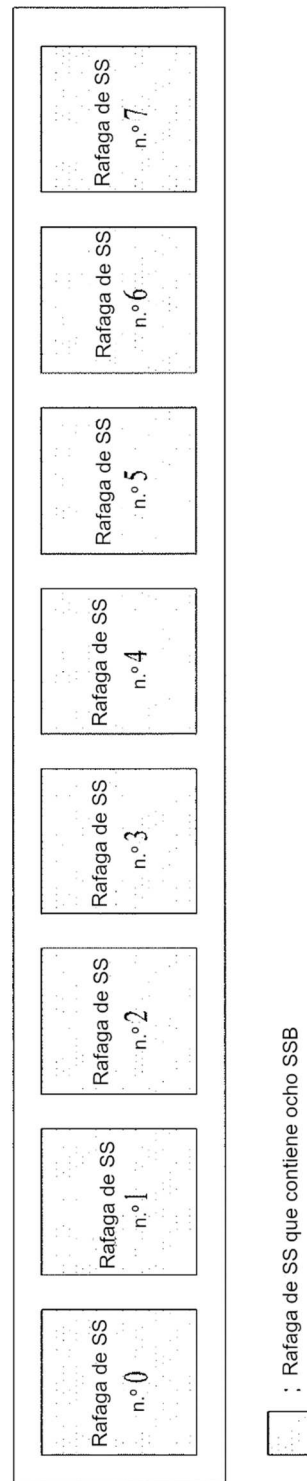


FIG. 23

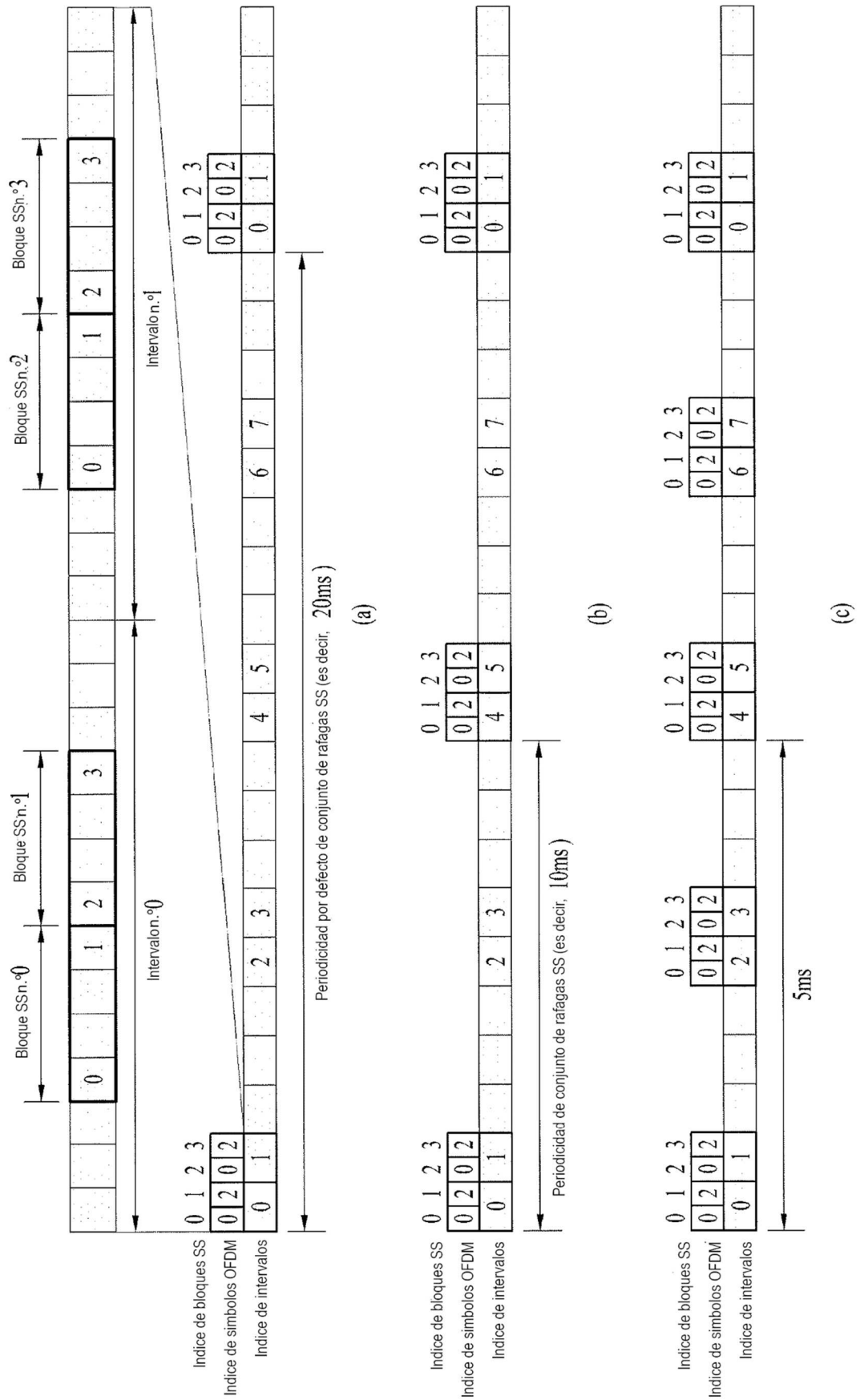


FIG. 24

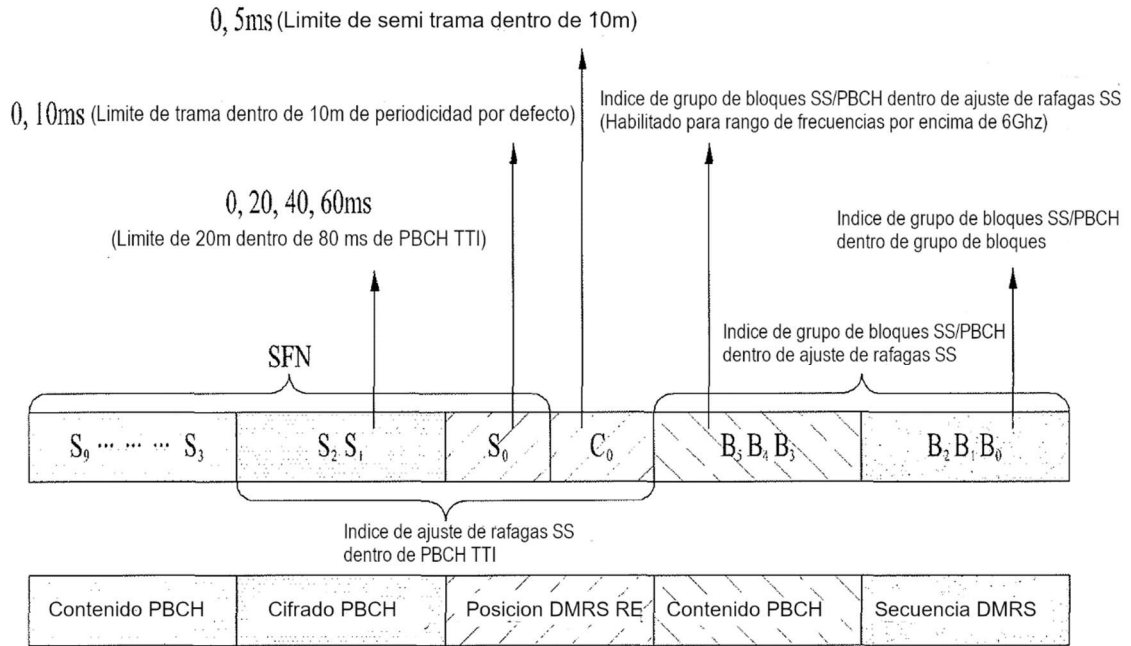


FIG. 25

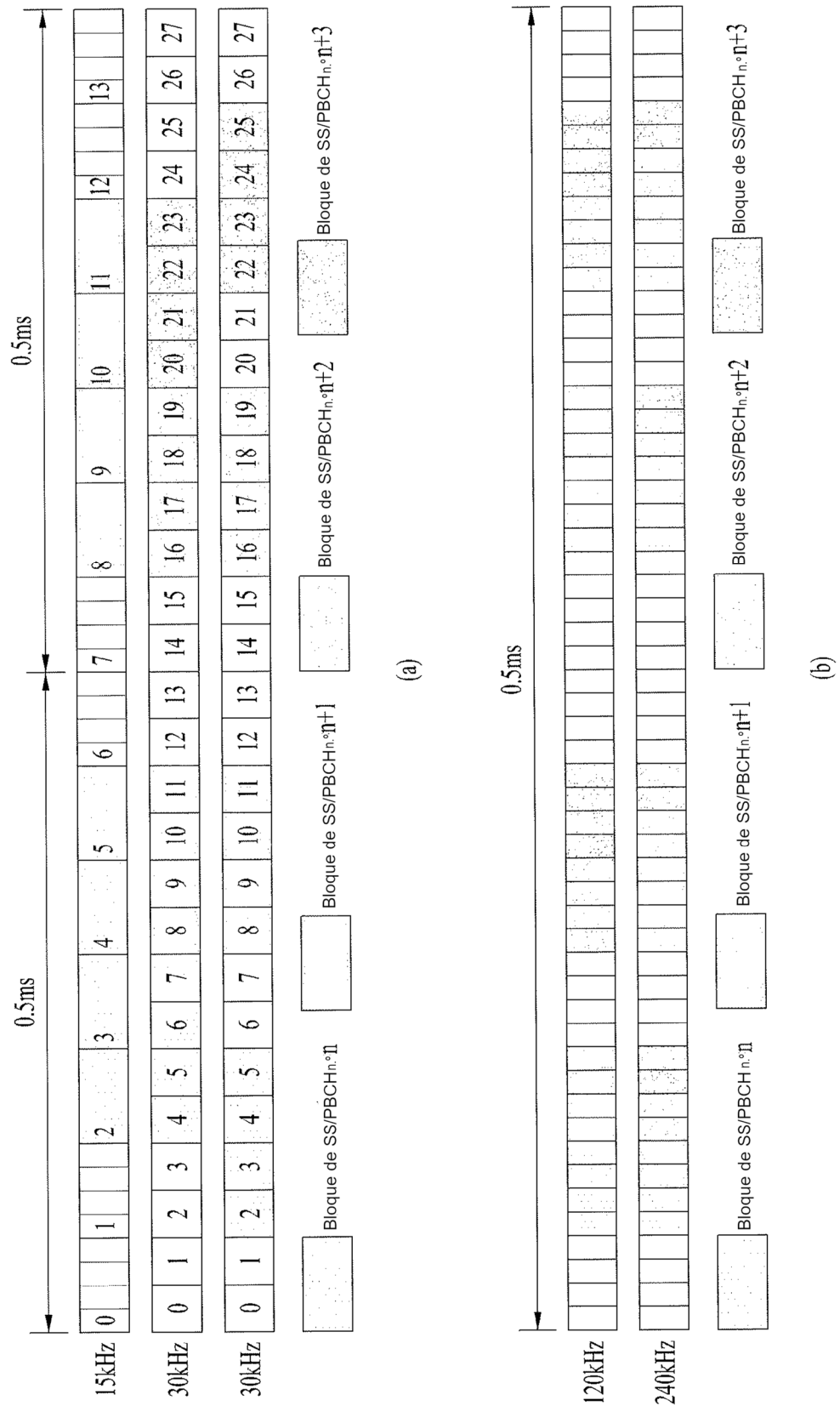


FIG. 26

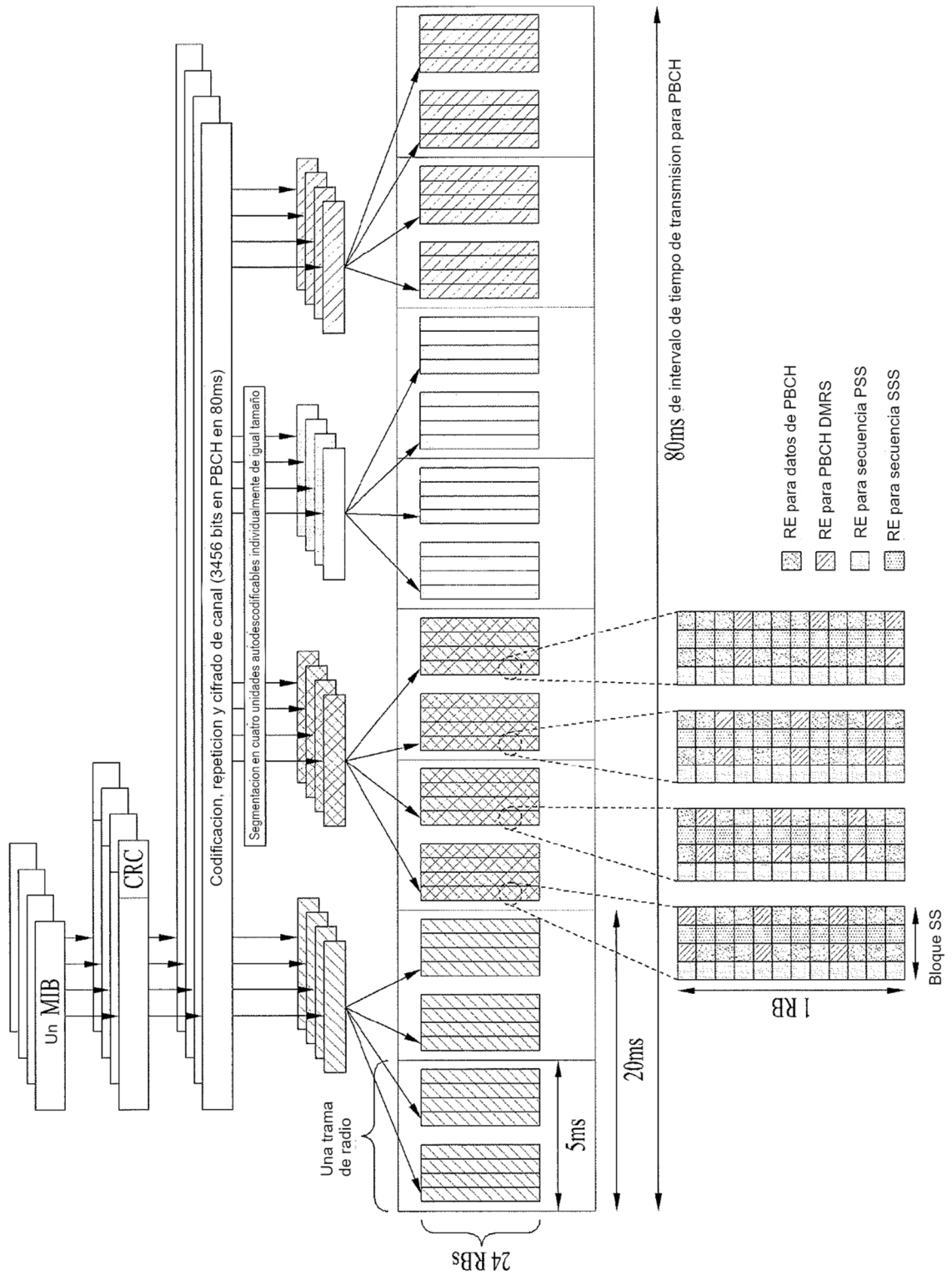


FIG. 27

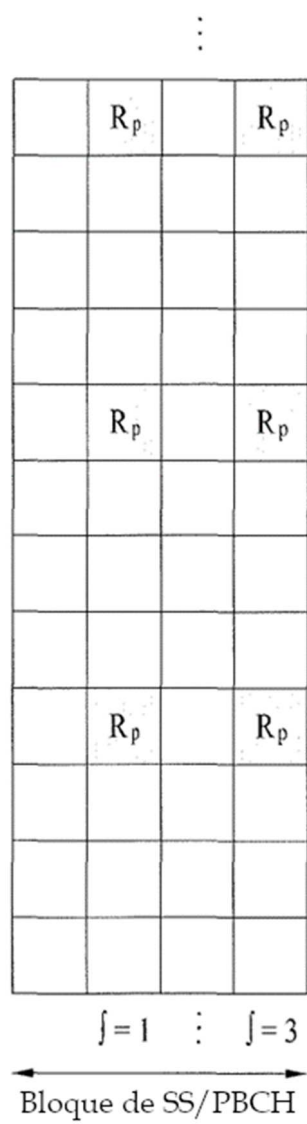


FIG. 28

Tipo de NR-SSS	0	1	2	3	4	5	6	7
Bloque de SS	0 1 2 3	0 1 2 3	0 1 2 3	0 1 2 3	0 1 2 3	0 1 2 3	0 1 2 3	0 1 2 3
Simbolo OFDM	0 2 0 2	0 2 0 2	0 2 0 2	0 2 0 2	0 2 0 2	0 2 0 2	0 2 0 2	0 2 0 2
Intervalo	0 1	2 3	4 5	6 7	0 1	2 3	4 5	6 7
Limite TTI	0	1	2	3	4	5	6	7

5ms

20ms

Periodicidad por defecto (20ms)

NR-PBCH TTI (80ms)

FIG. 29

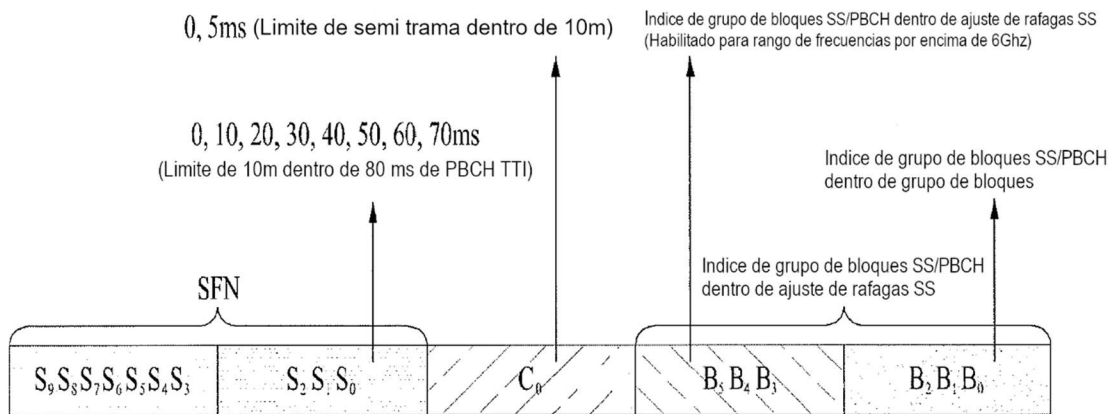


FIG. 30

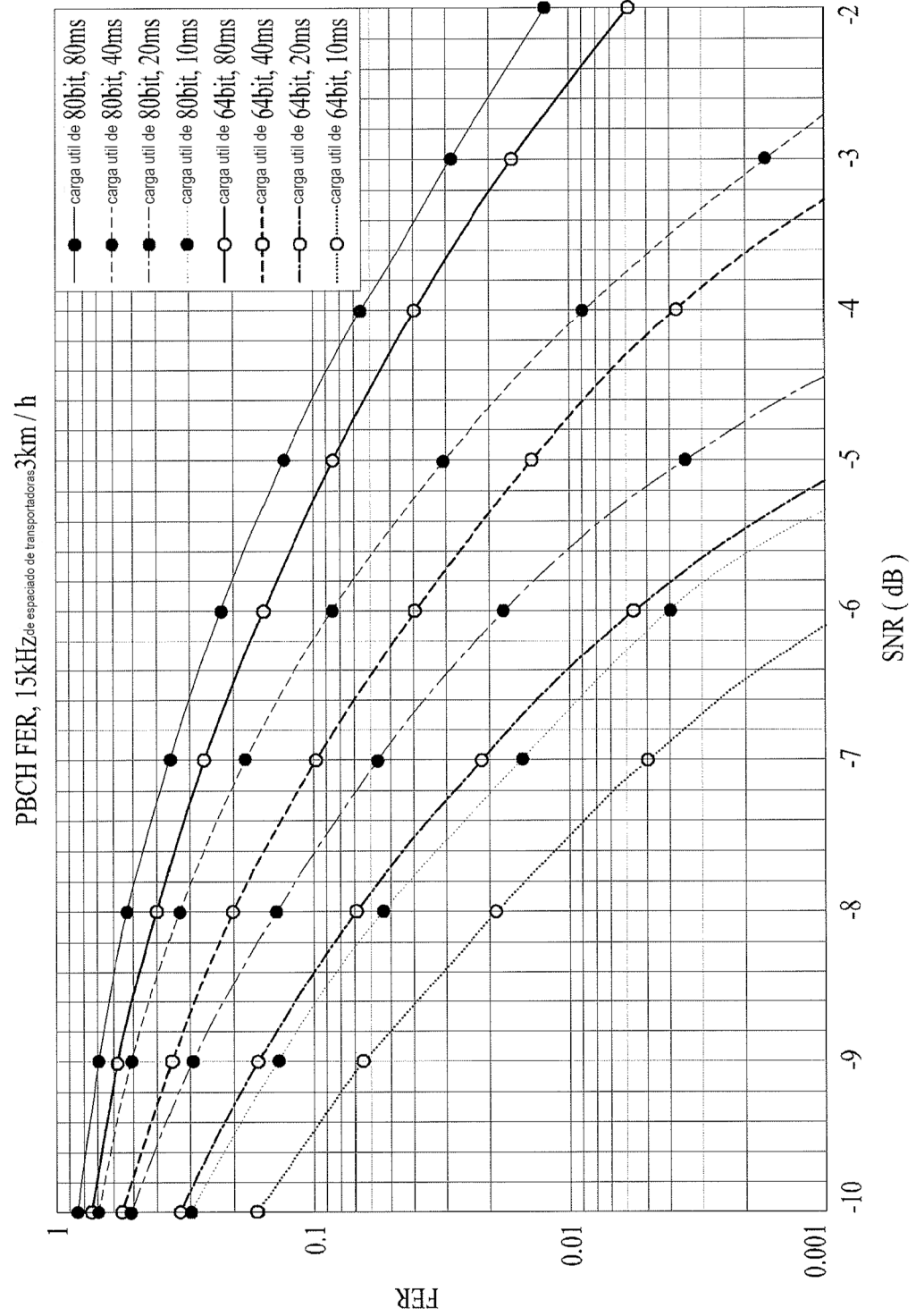


FIG. 31

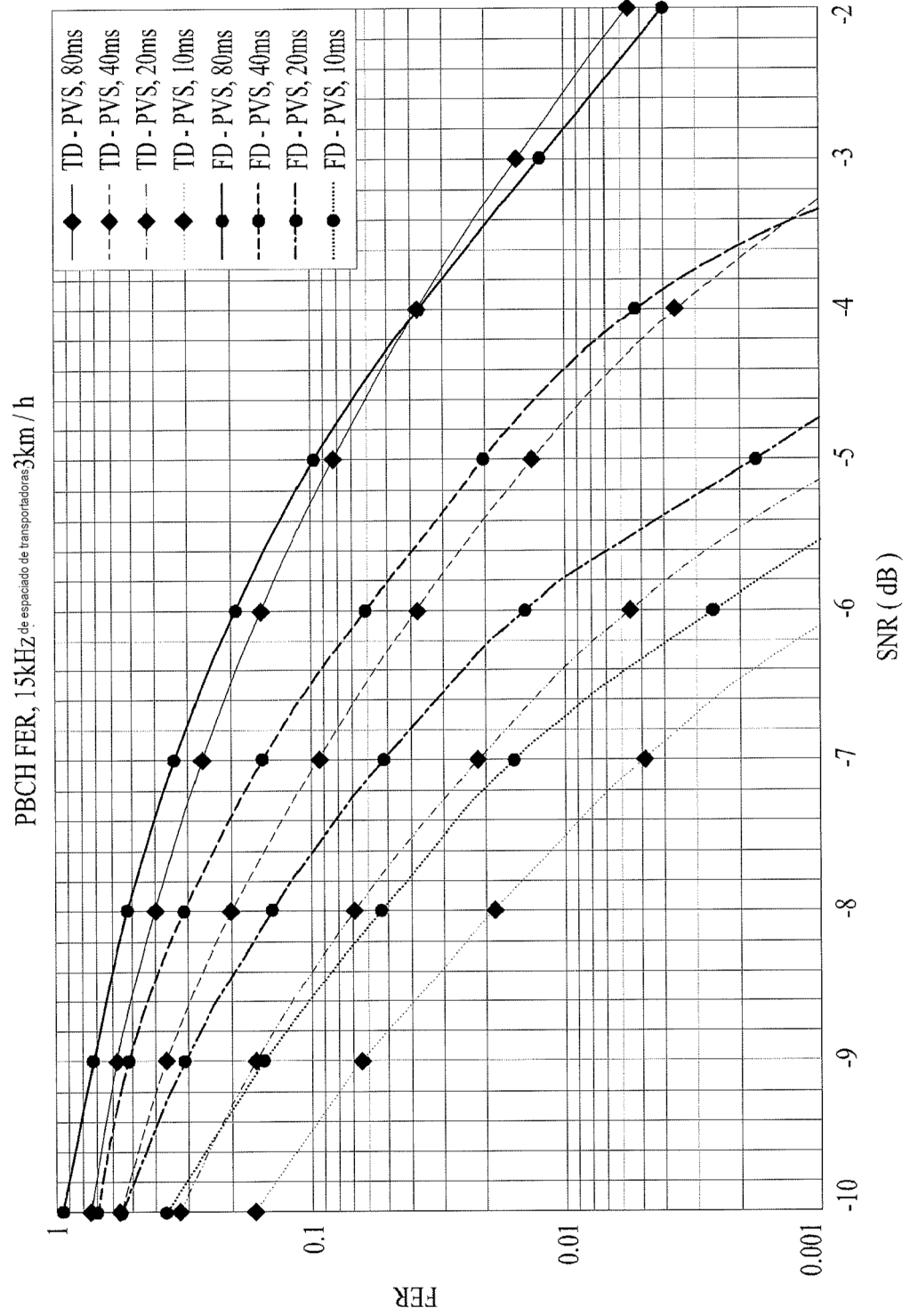


FIG. 32

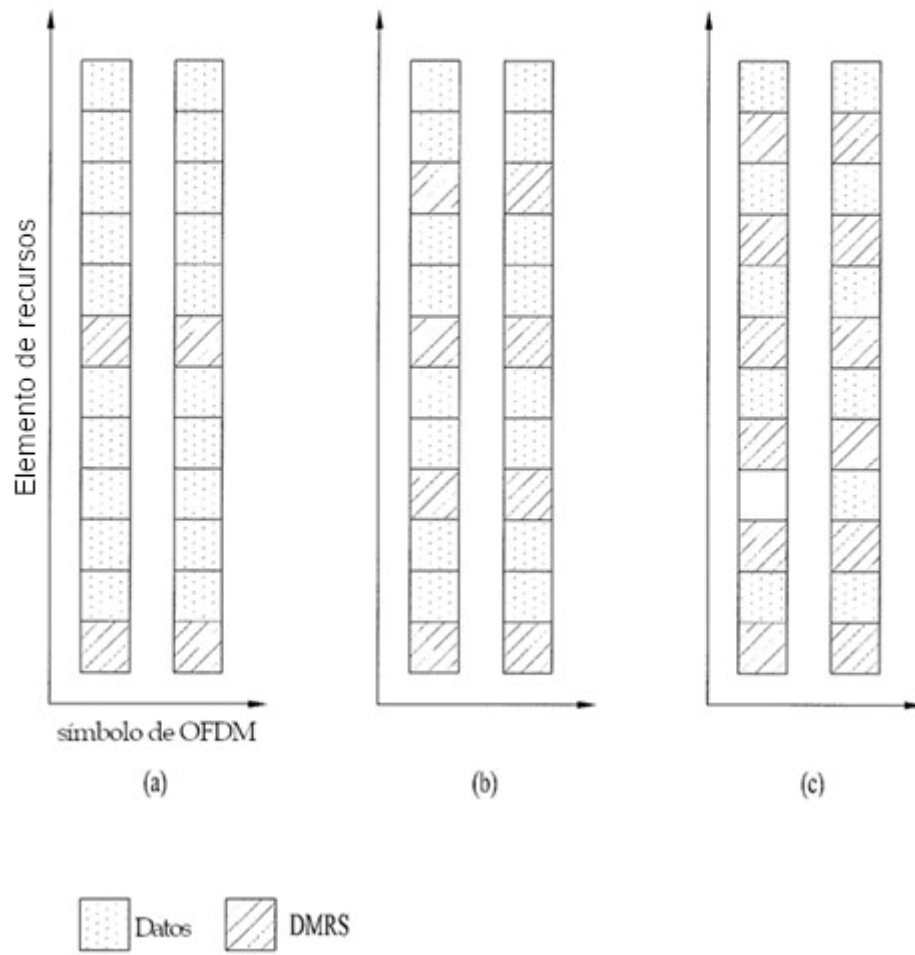


FIG. 33

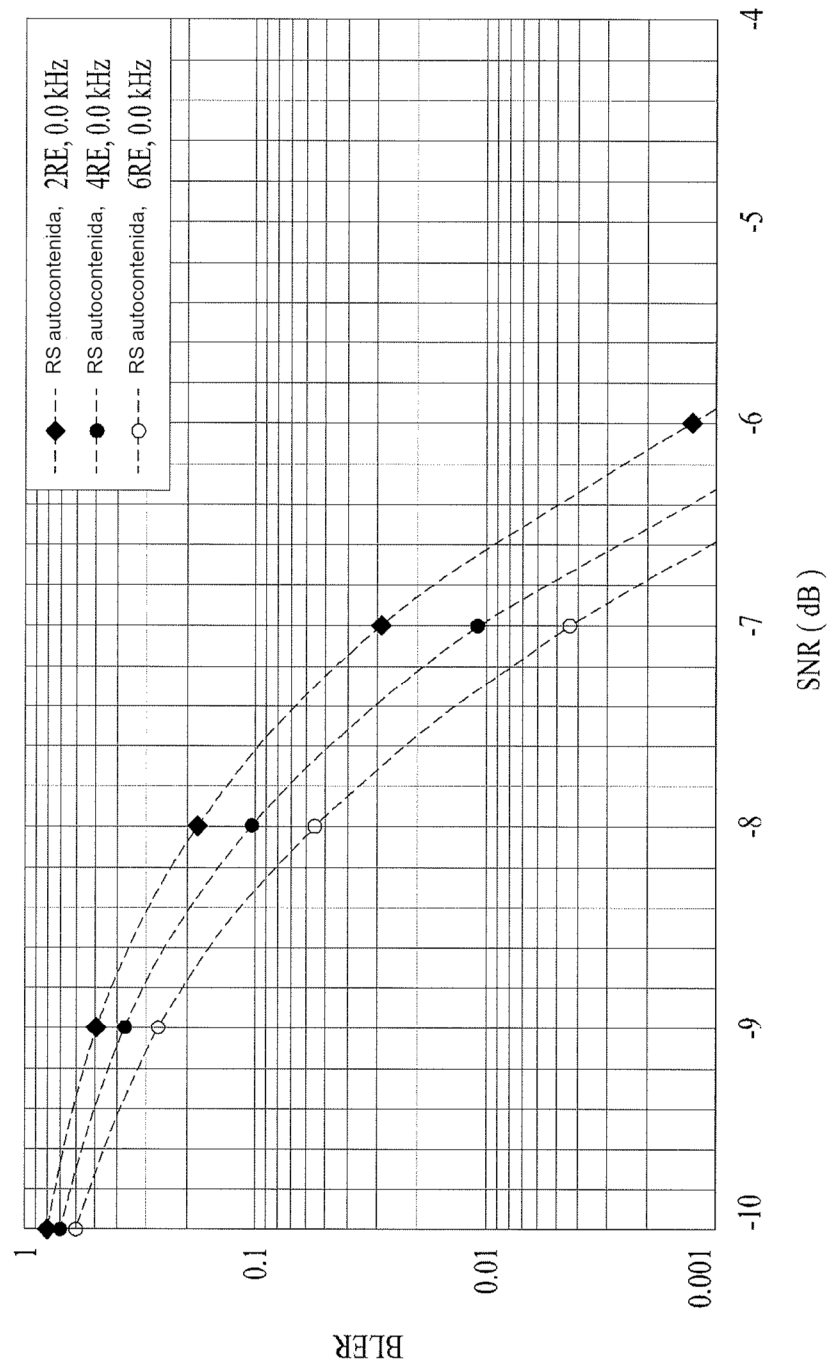


FIG. 34

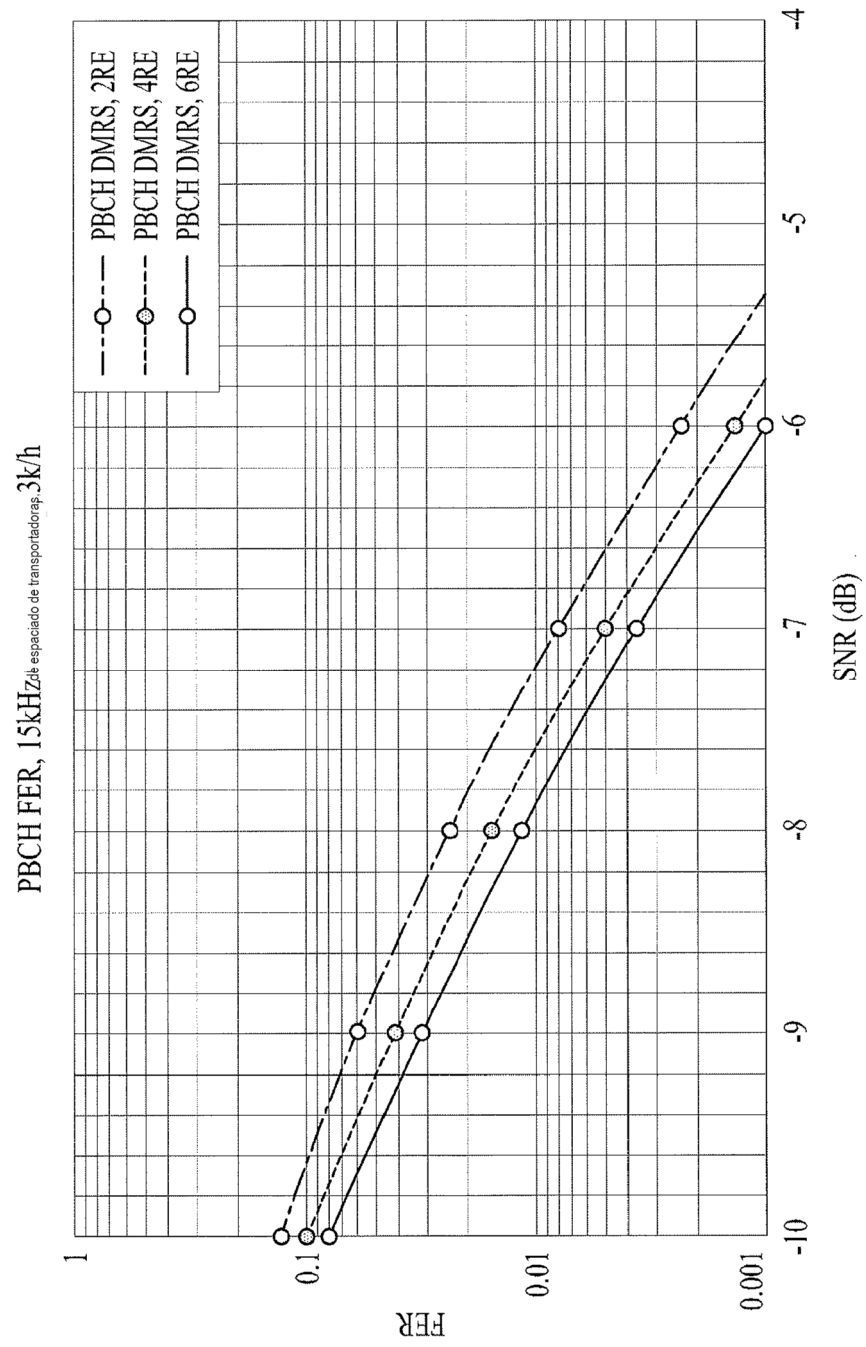


FIG. 35

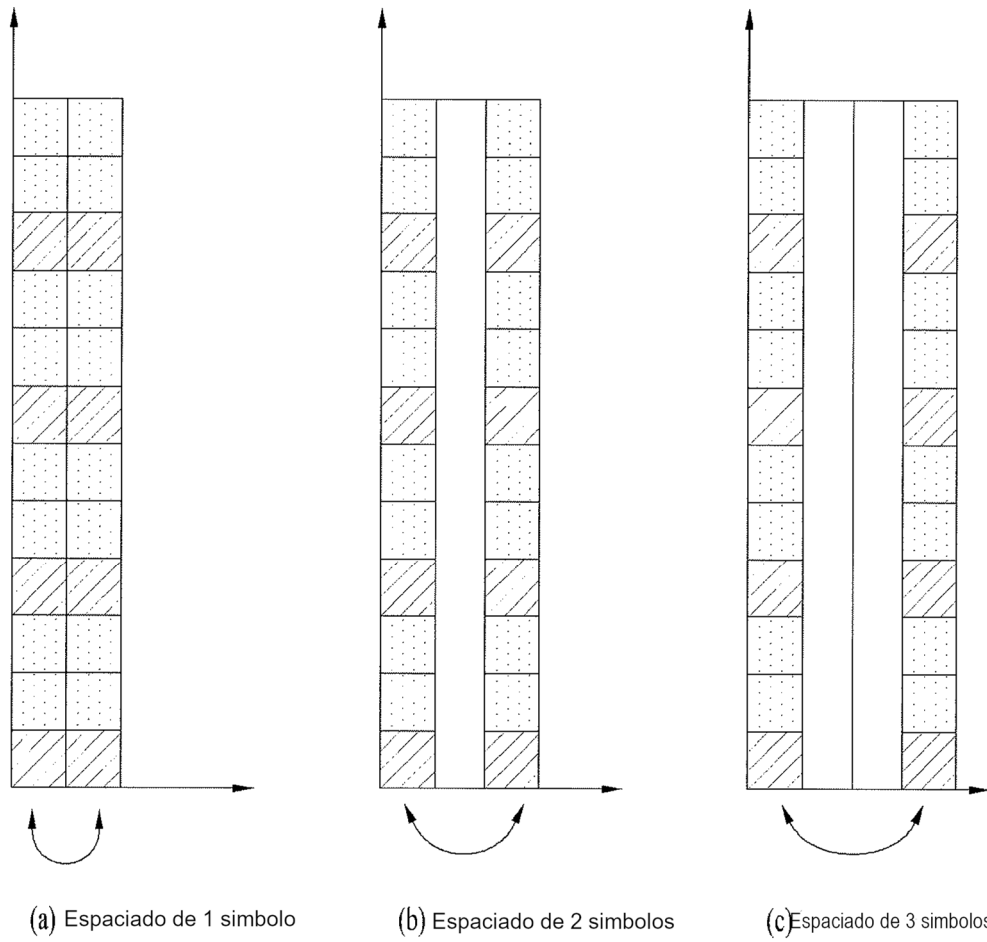


FIG. 36

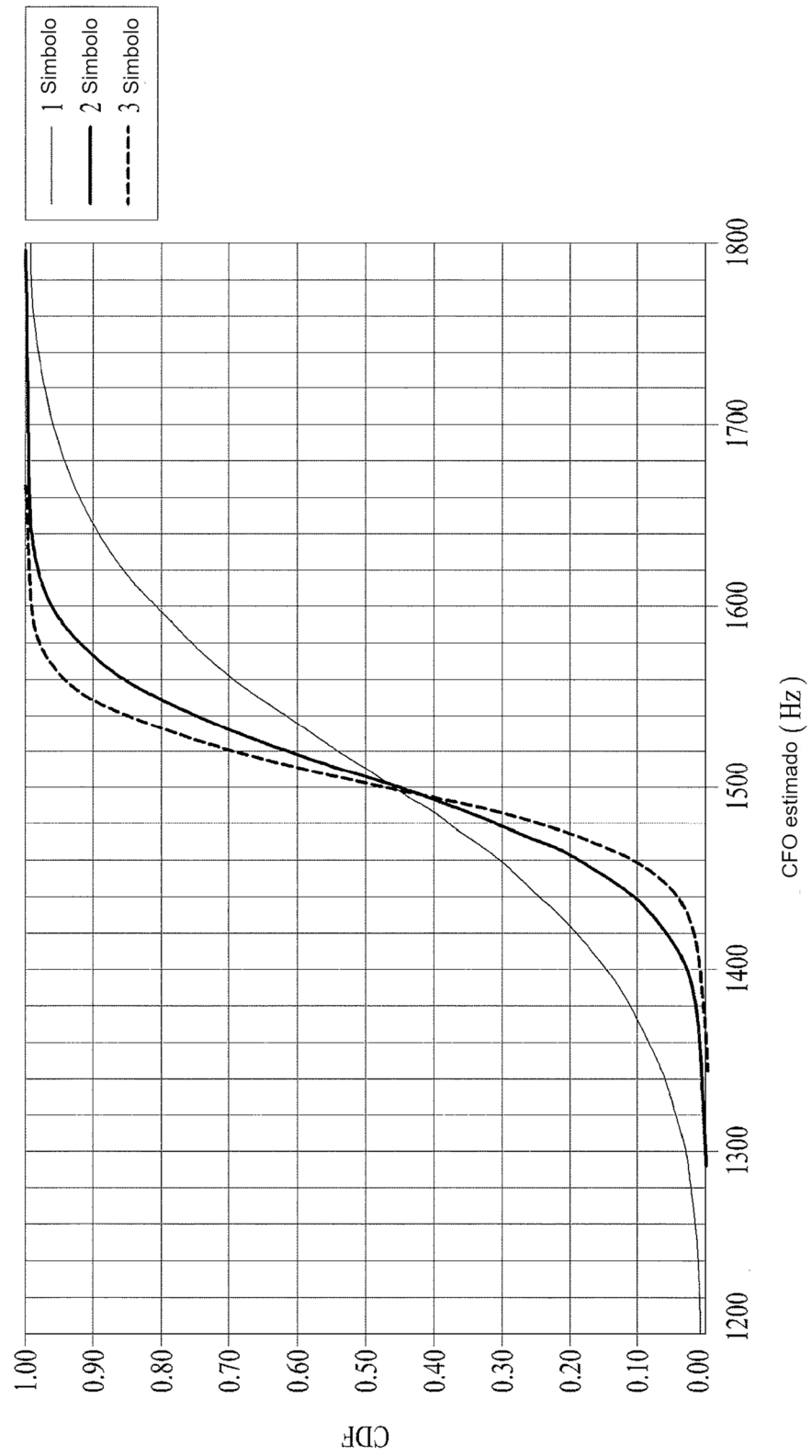


FIG. 37

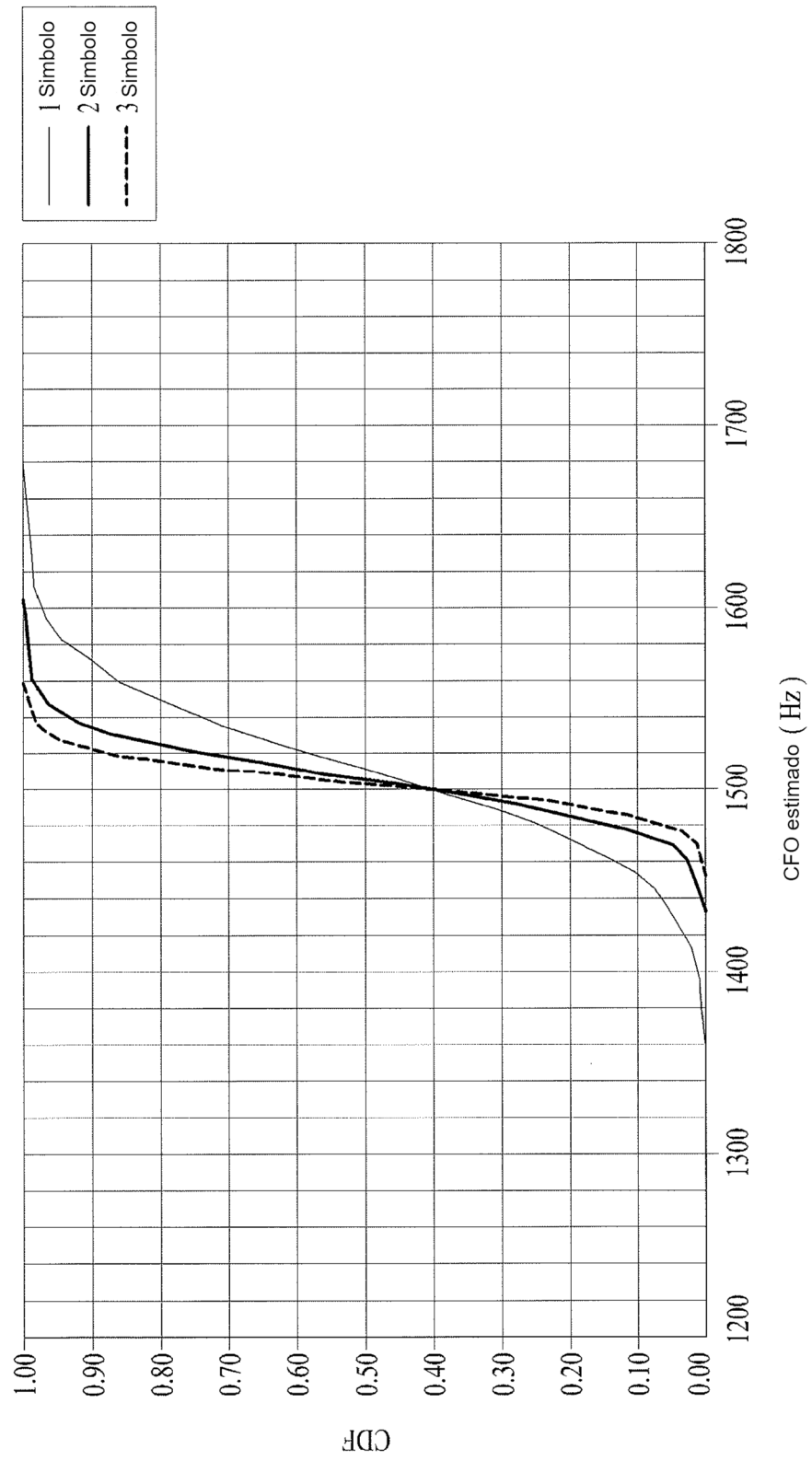


FIG. 38

CDL-C 100ns, 3km/h, 4GHz, SCS 15kHz

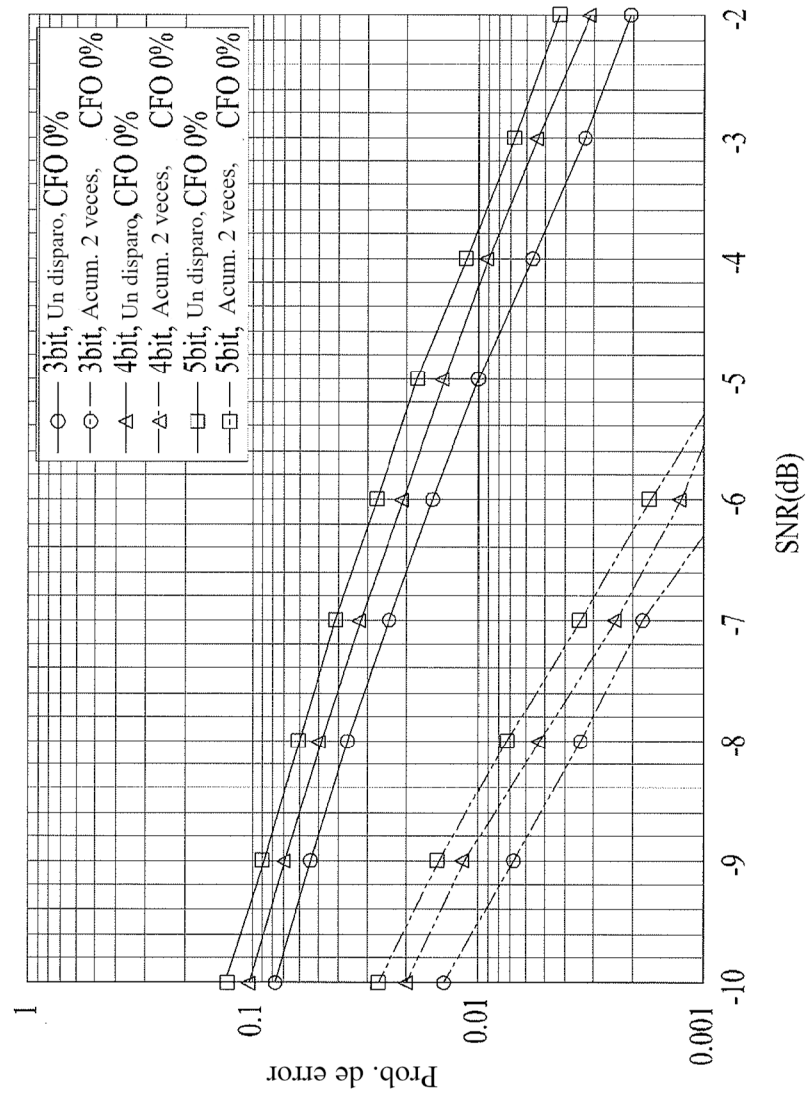


FIG. 39

CDL-C 100ns, 3km/h, 4GHz, SCS 15kHz

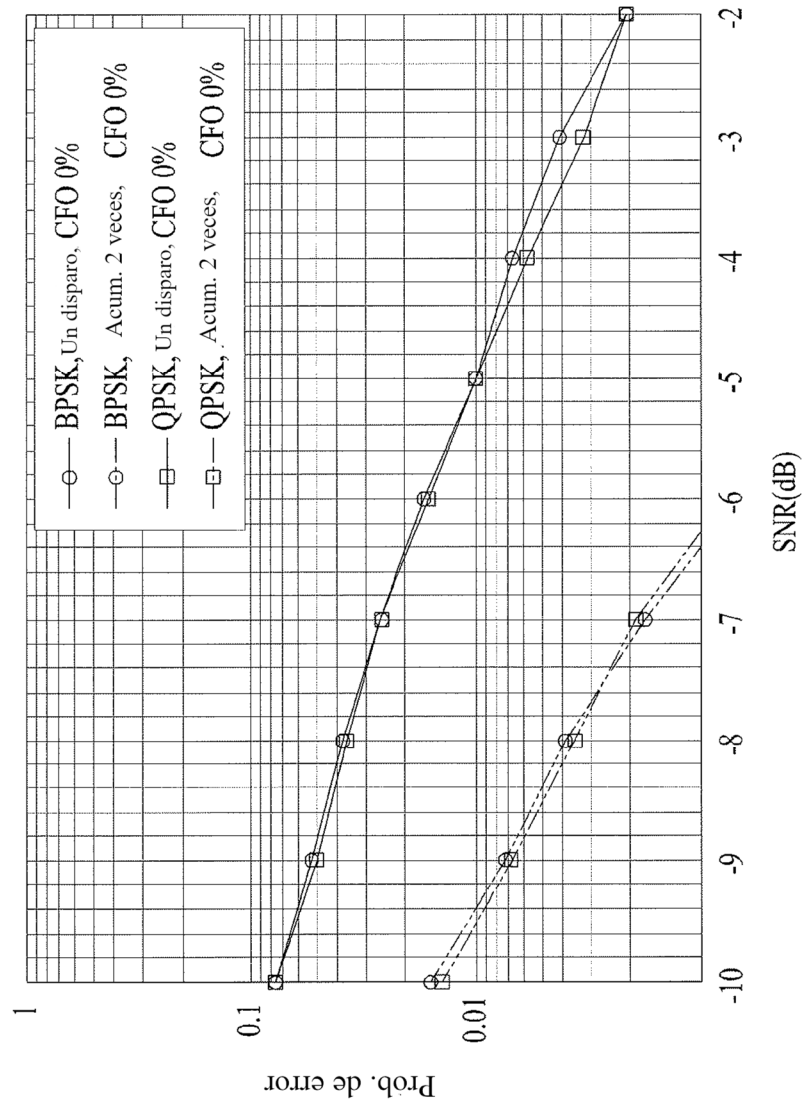


FIG. 40

CDL-C 100ns, 3km/h, 4GHz, SCS 15kHz

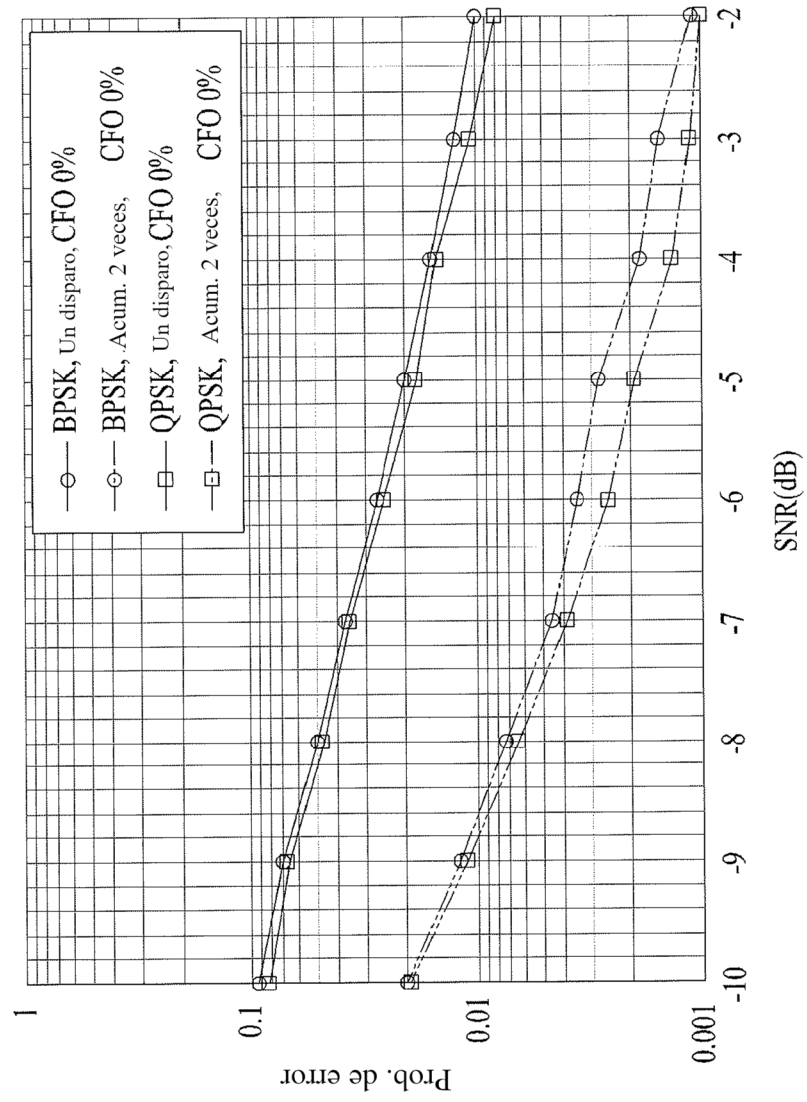


FIG. 41

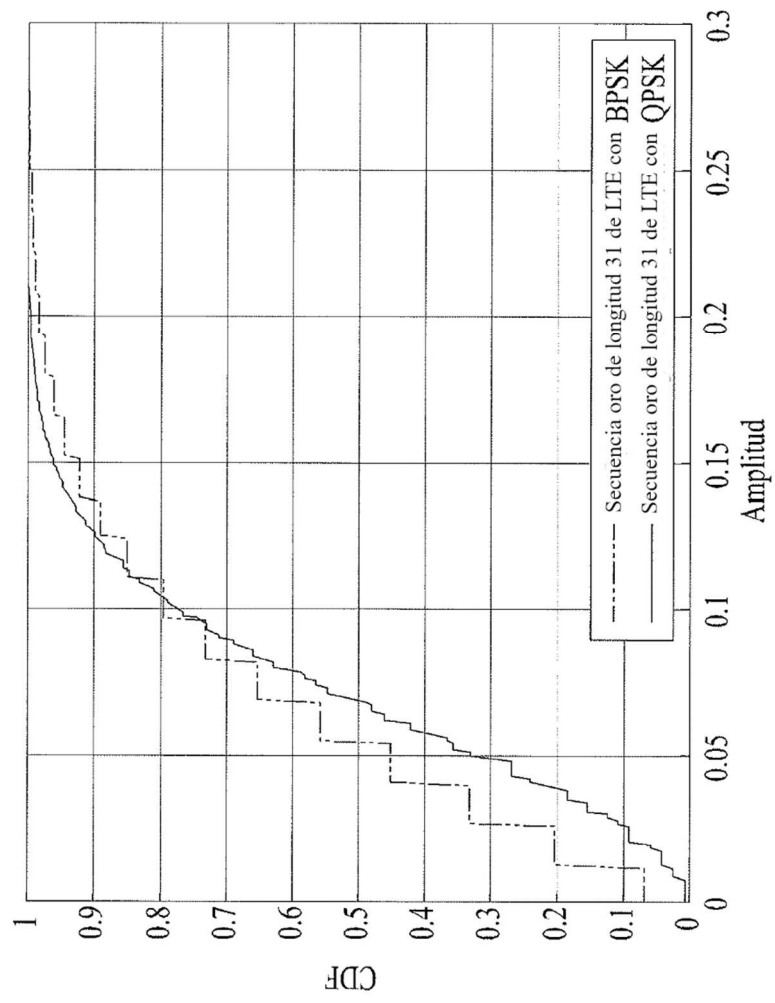


FIG. 42

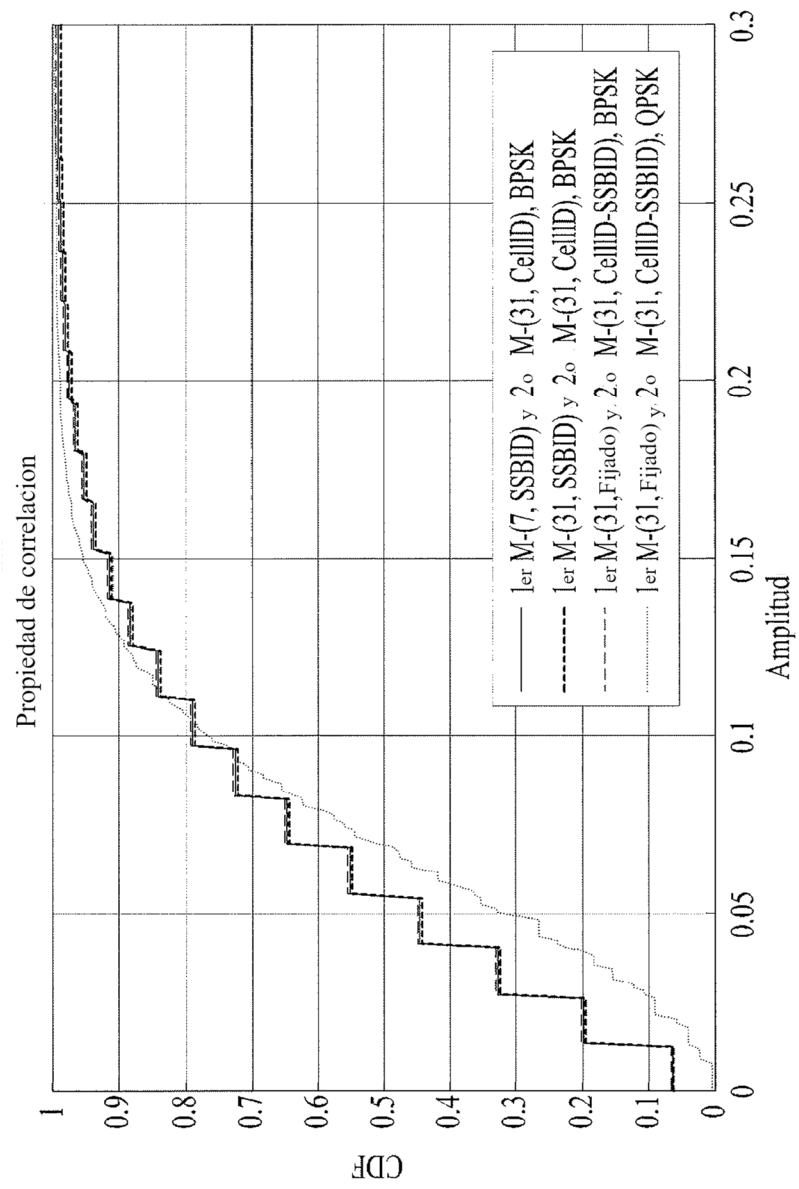


FIG. 43

CDL-C 100ns, 3km/h, 4GHz, SCS 15kHz

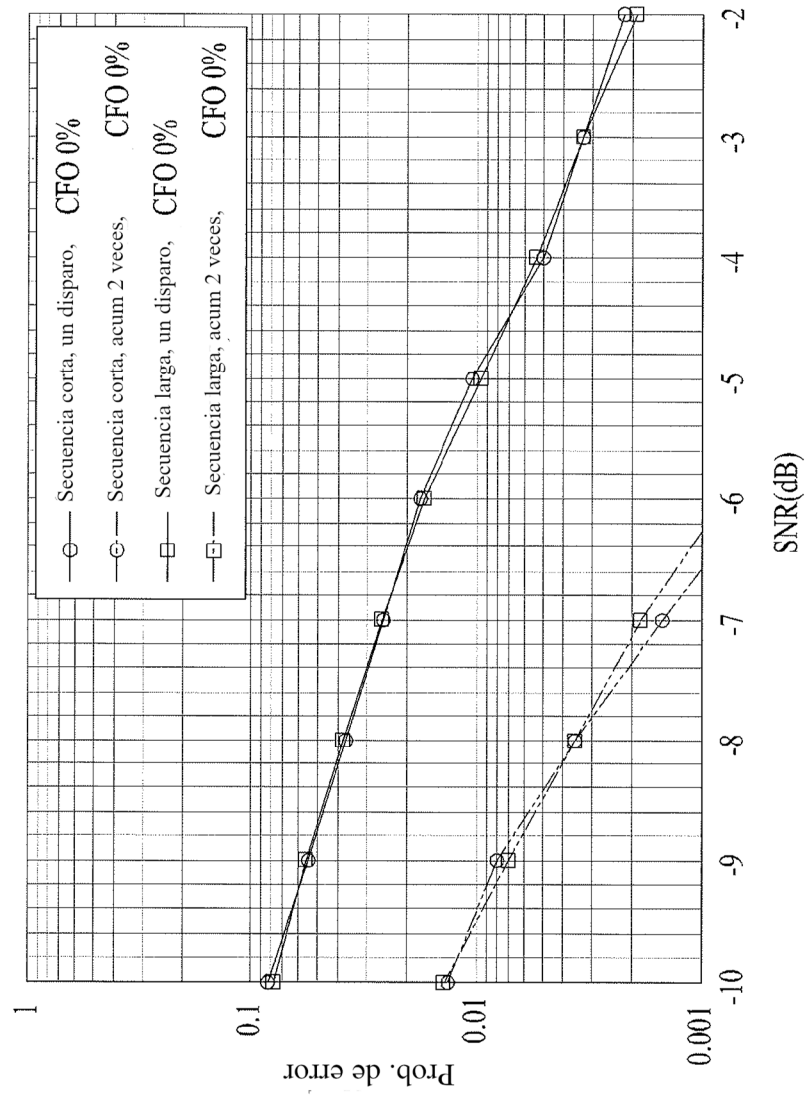


FIG. 44

CDL-C 100ns, 3km/h, 4GHz, SCS 15kHz

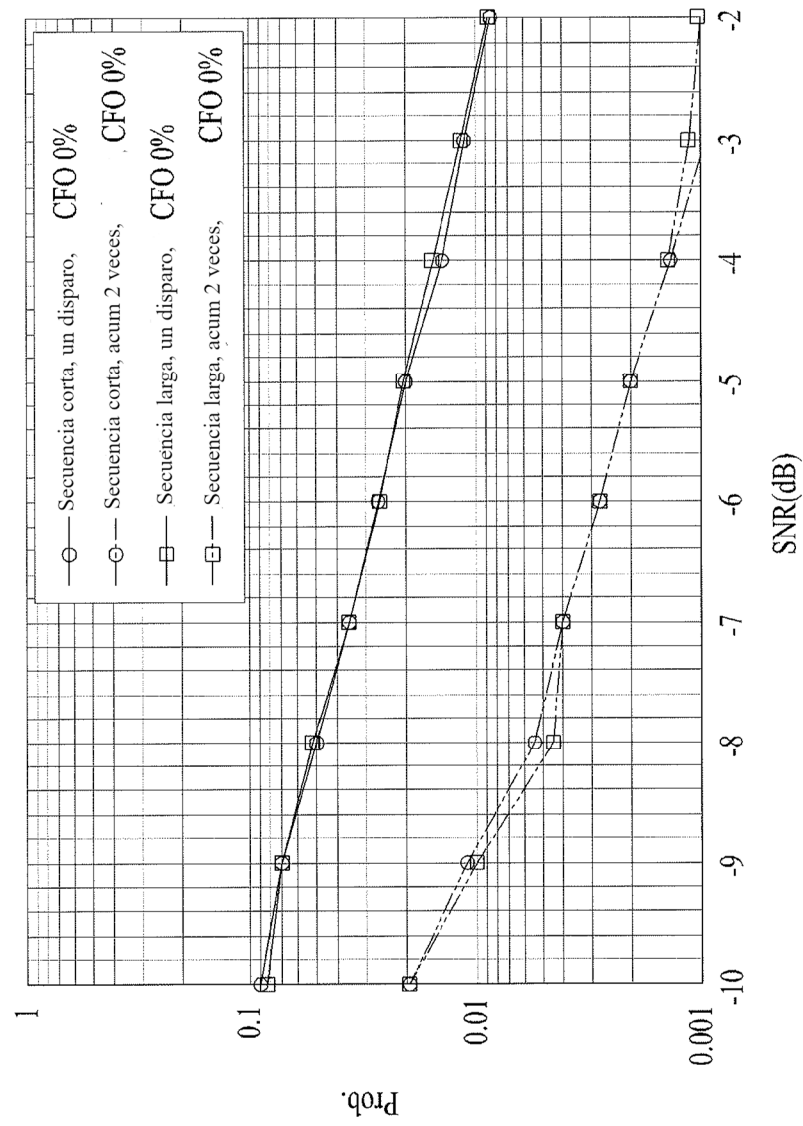
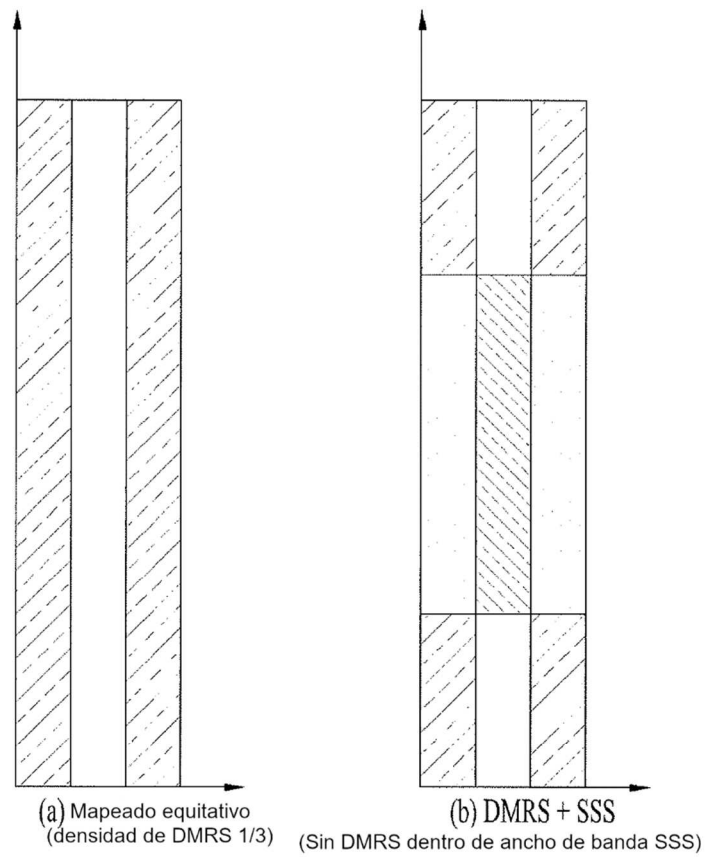


FIG. 45



-  : Sin mapeado de DMRS
-  : Mapeado de DMRS (densidad 1/3)
-  : Banda de transmision NR-SSS

FIG. 46

PBCH FER, 15kHz de espaciado de transportadoras, 3km/h

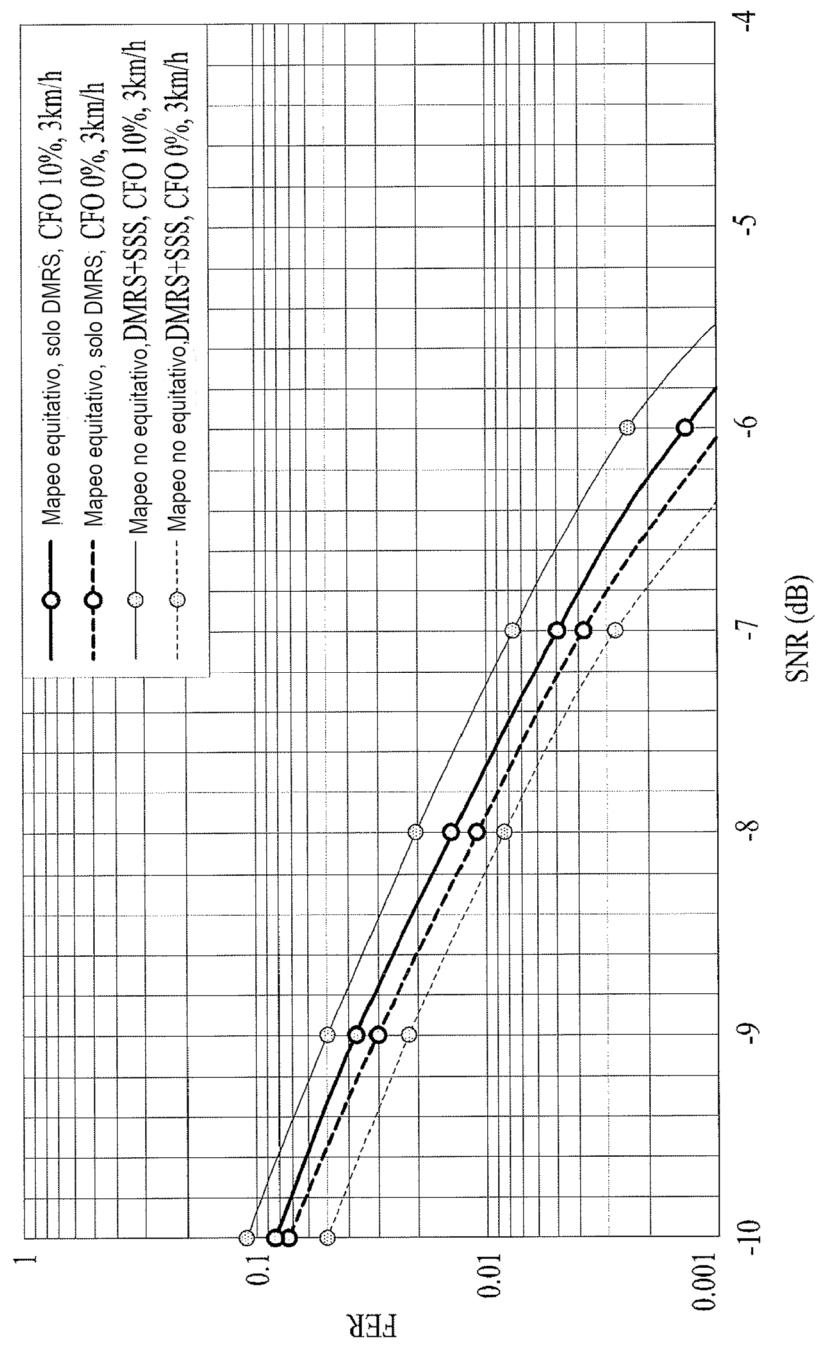


FIG. 47

CDL-C 100ns, 3km/h, 4GHz, SCS 15kHz

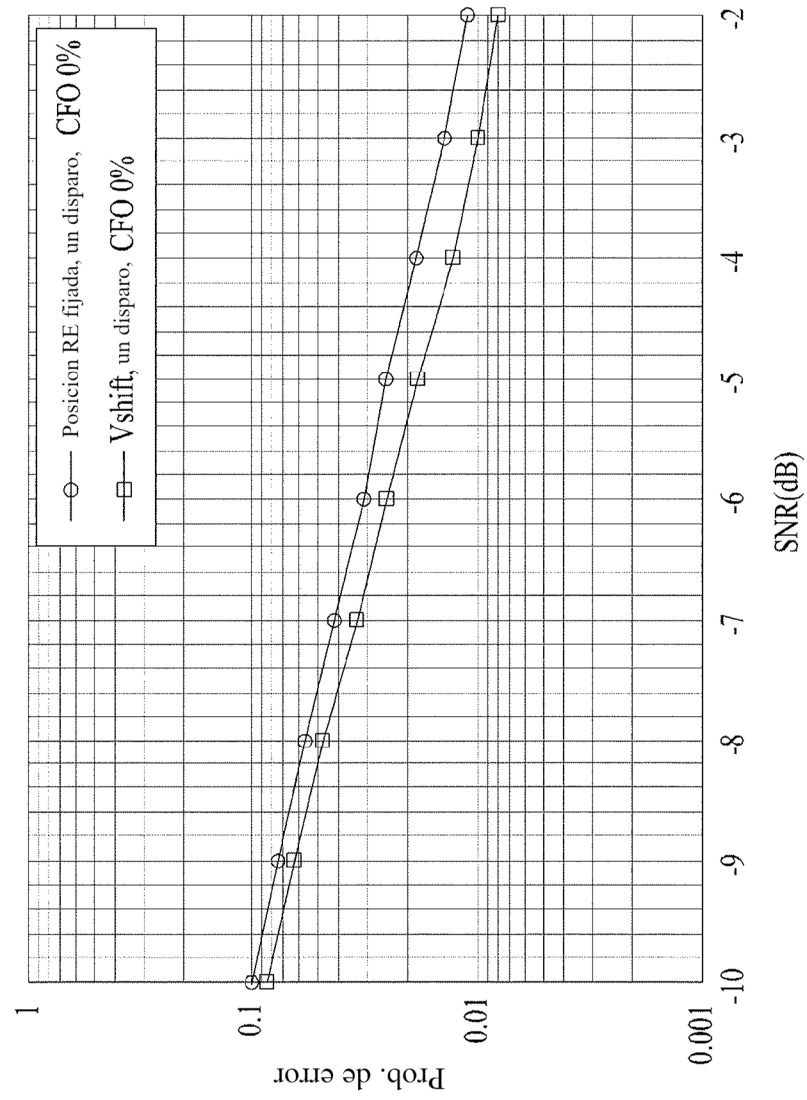


FIG. 48

CDL-C 100ns, 3km/h, 4GHz, SCS 15kHz

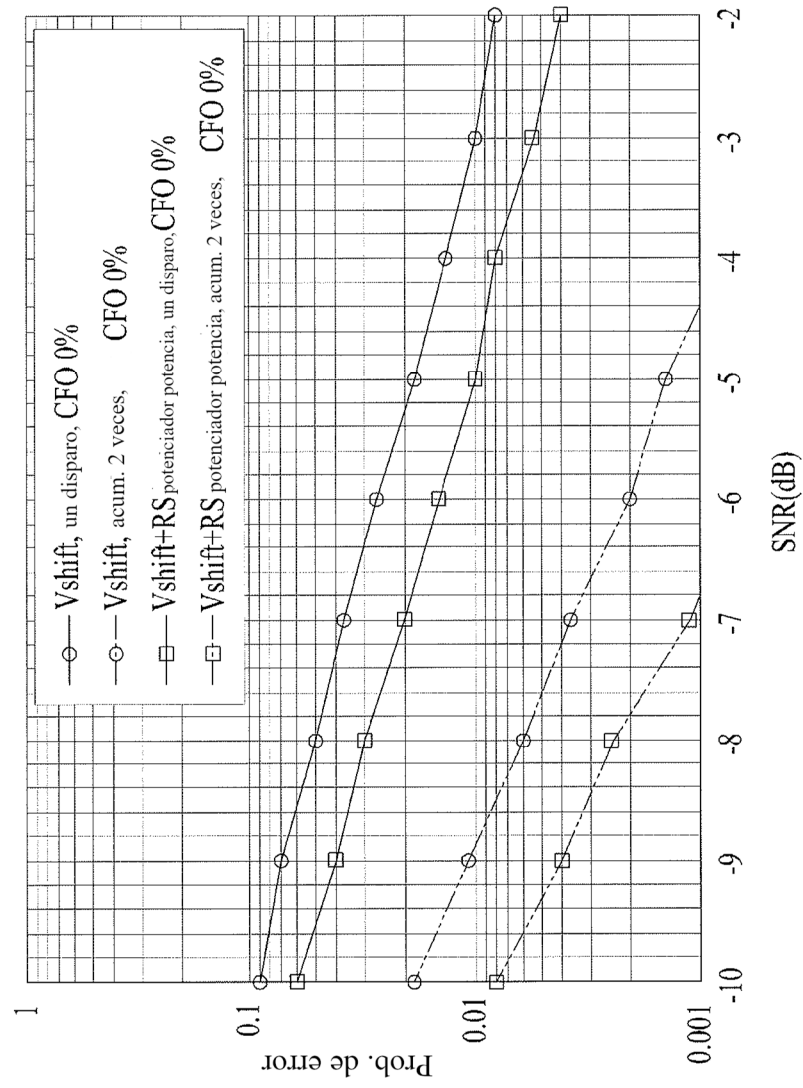


FIG. 49

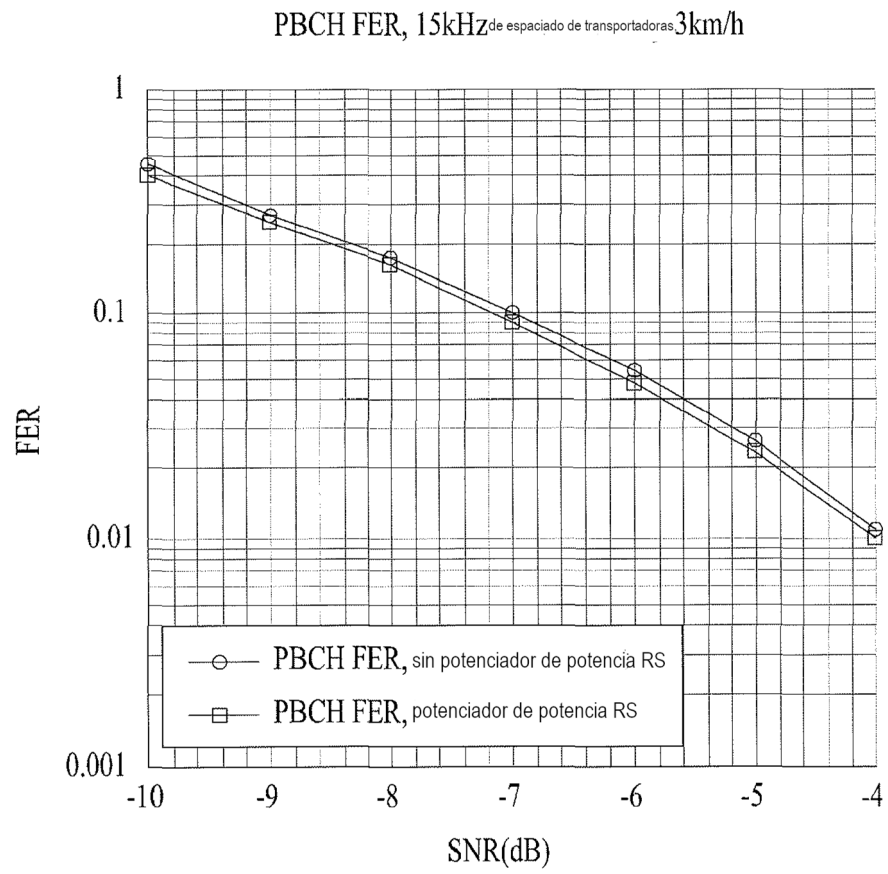


FIG. 50

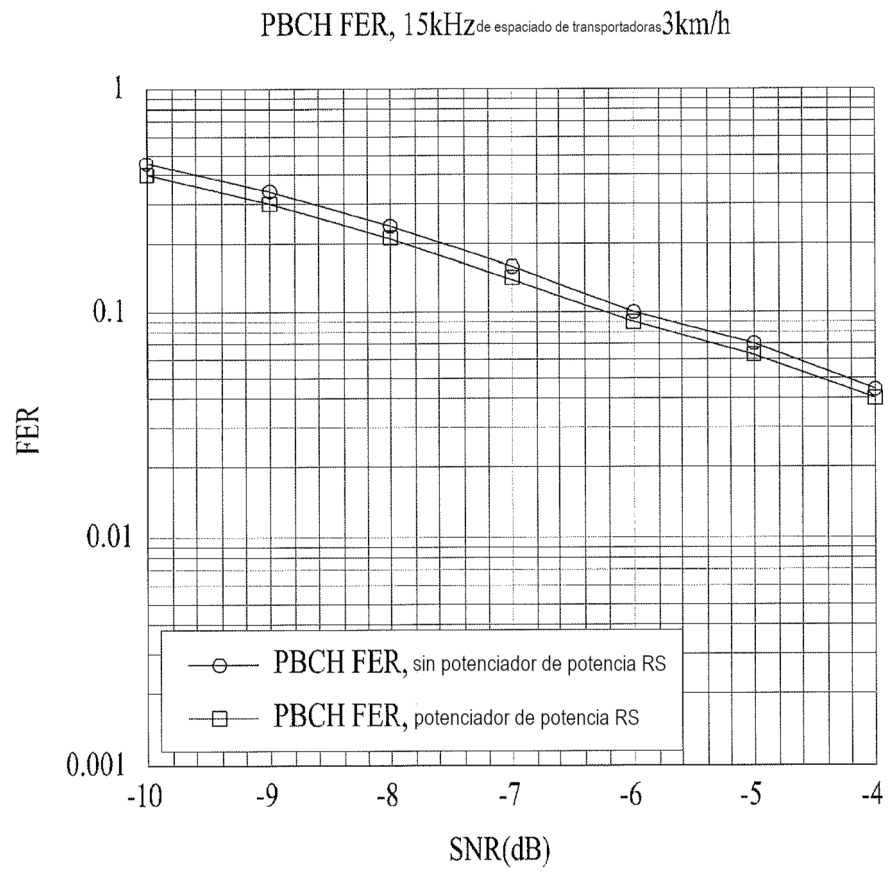


FIG. 51

CDL-C 100ns, 3km/h, 4GHz, SCS 15kHz

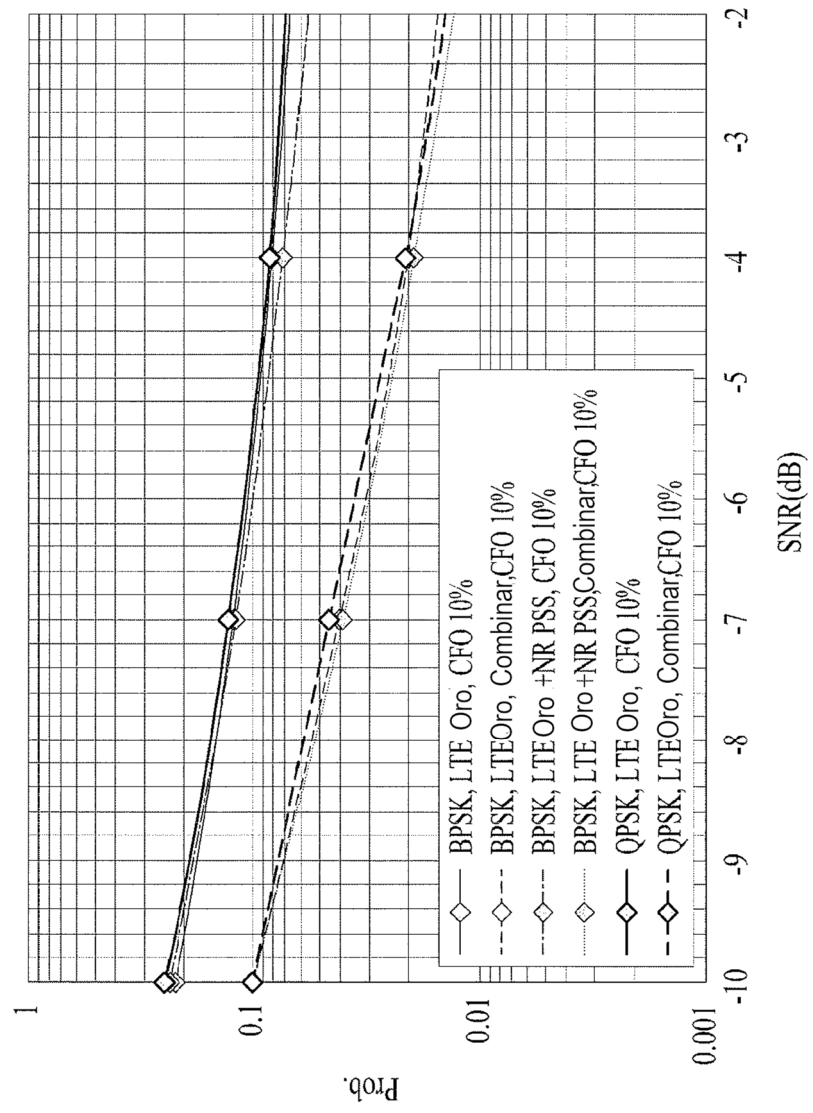


FIG. 52

CDL-C 100ns, 3km/h, 4GHz, SCS 15kHz

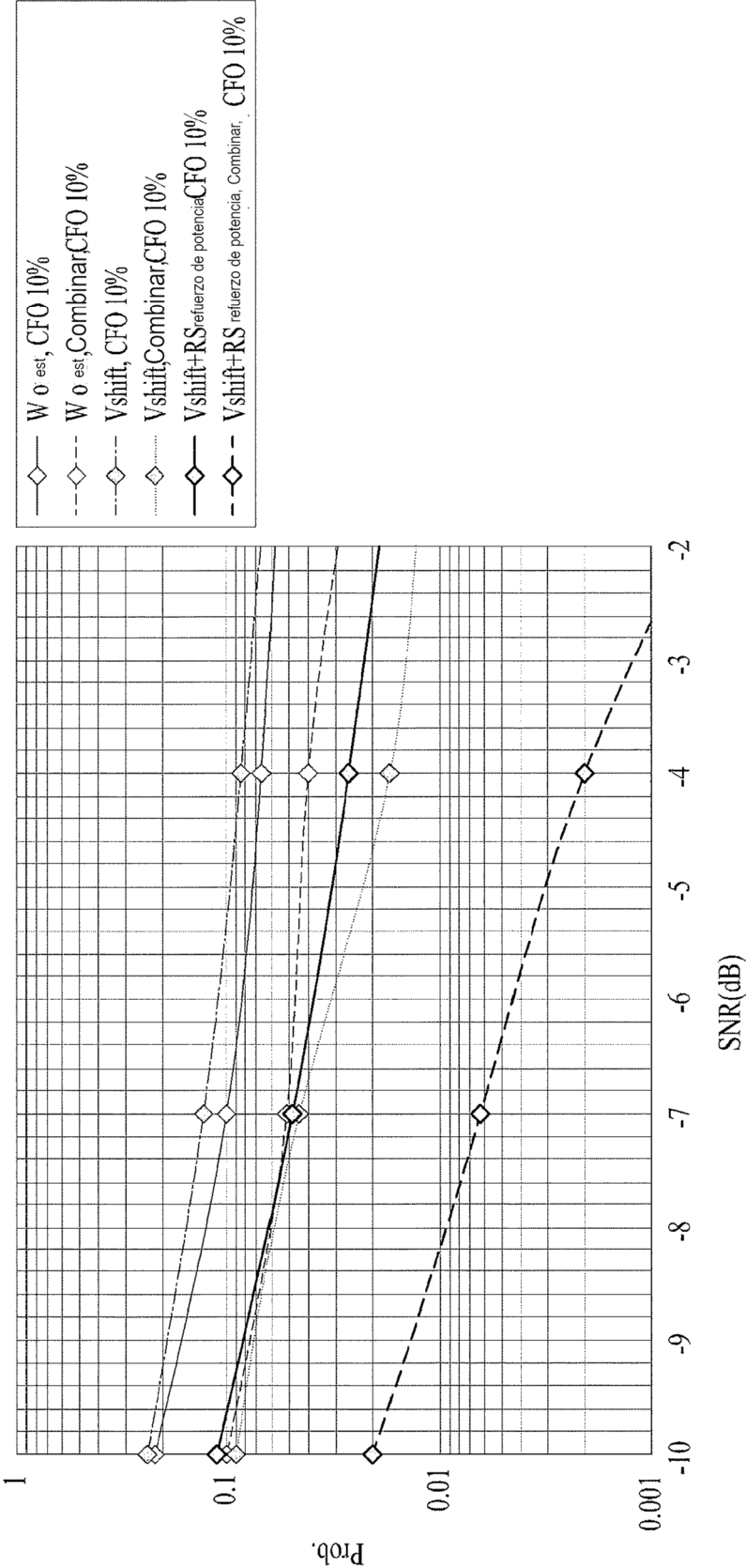


FIG. 53

CDL-C 100ns, 3km/h, 4GHz, SCS 15kHz

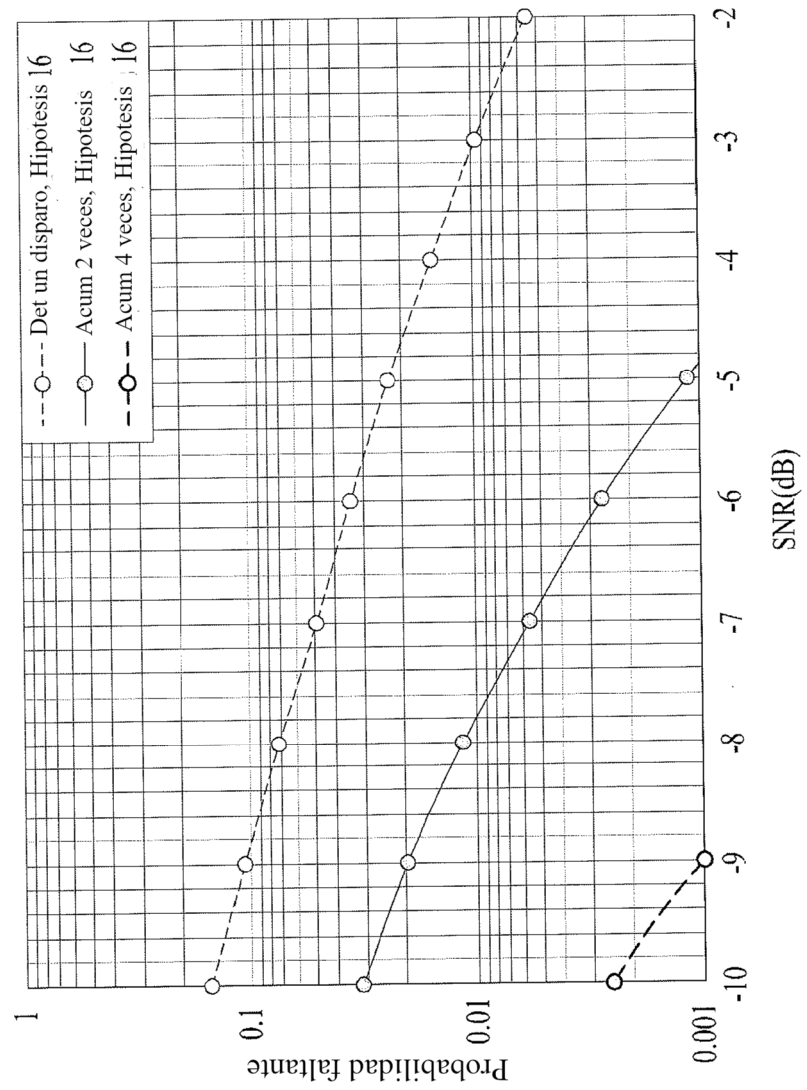


FIG. 54

CDL-C 100ns, 3km/h, 4GHz, SCS 15kHz

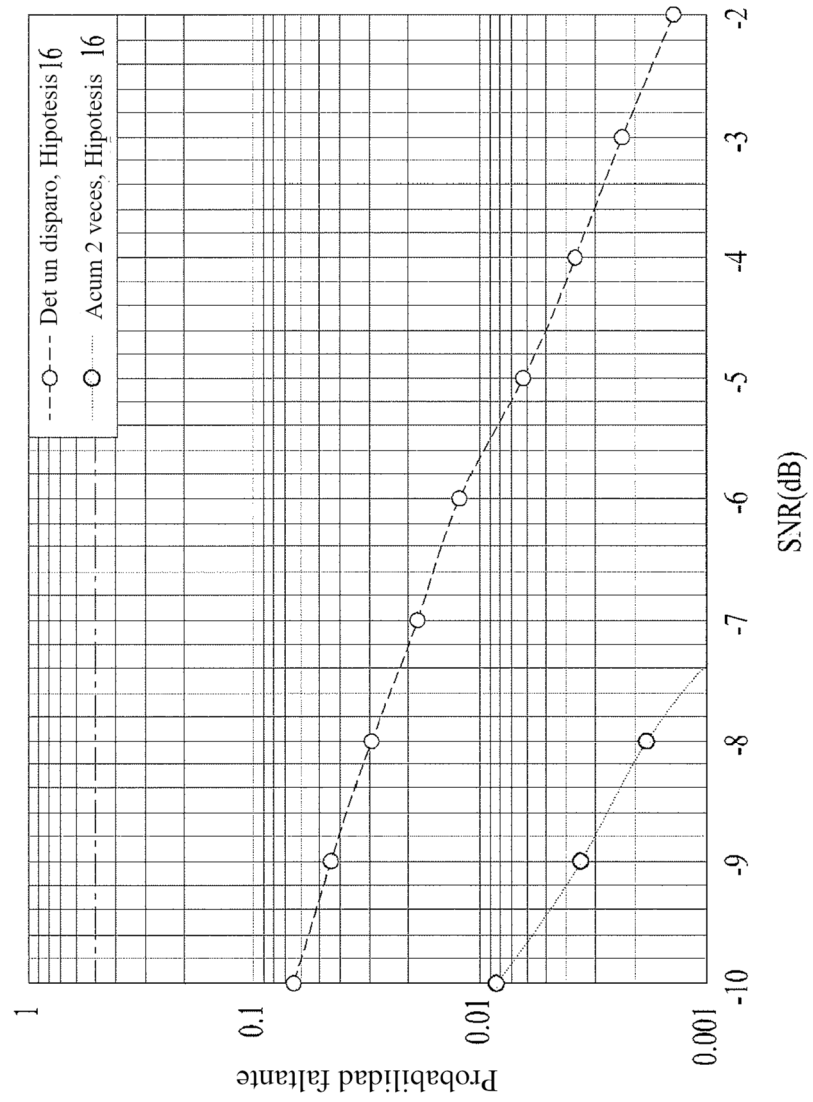


FIG. 55

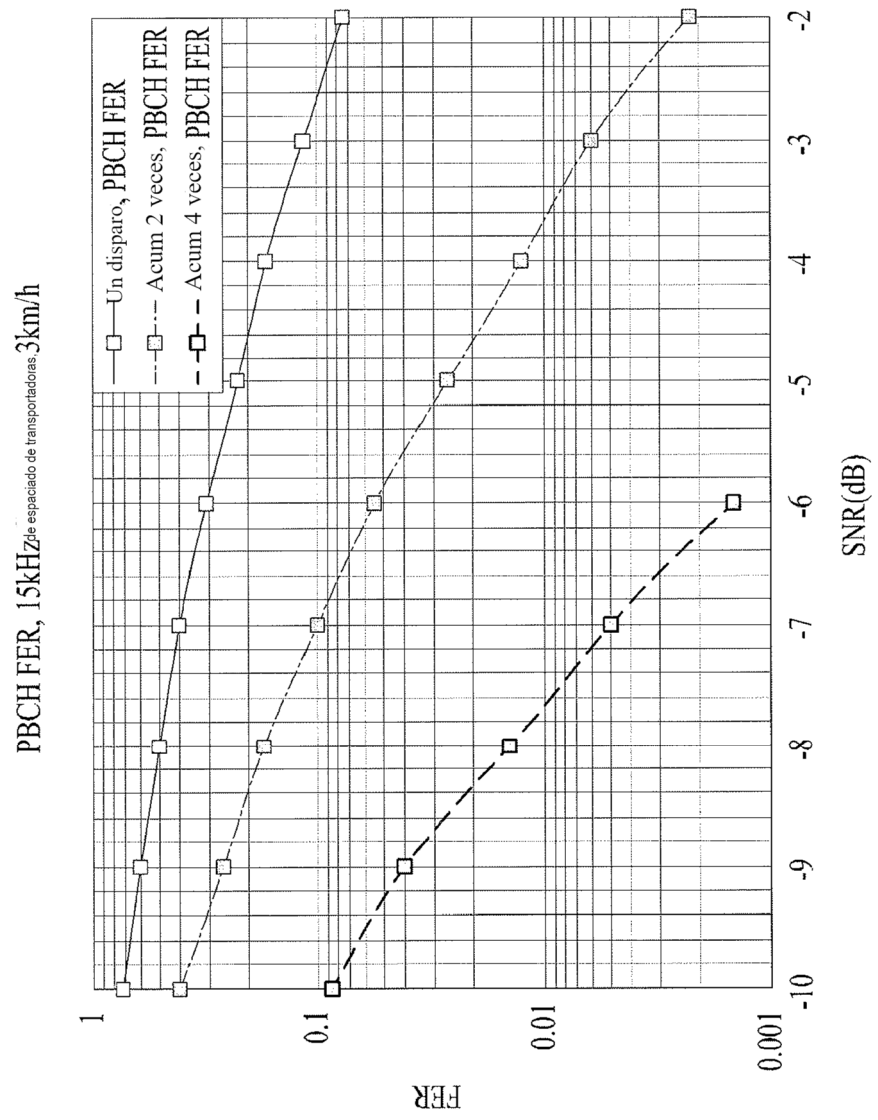


FIG. 56

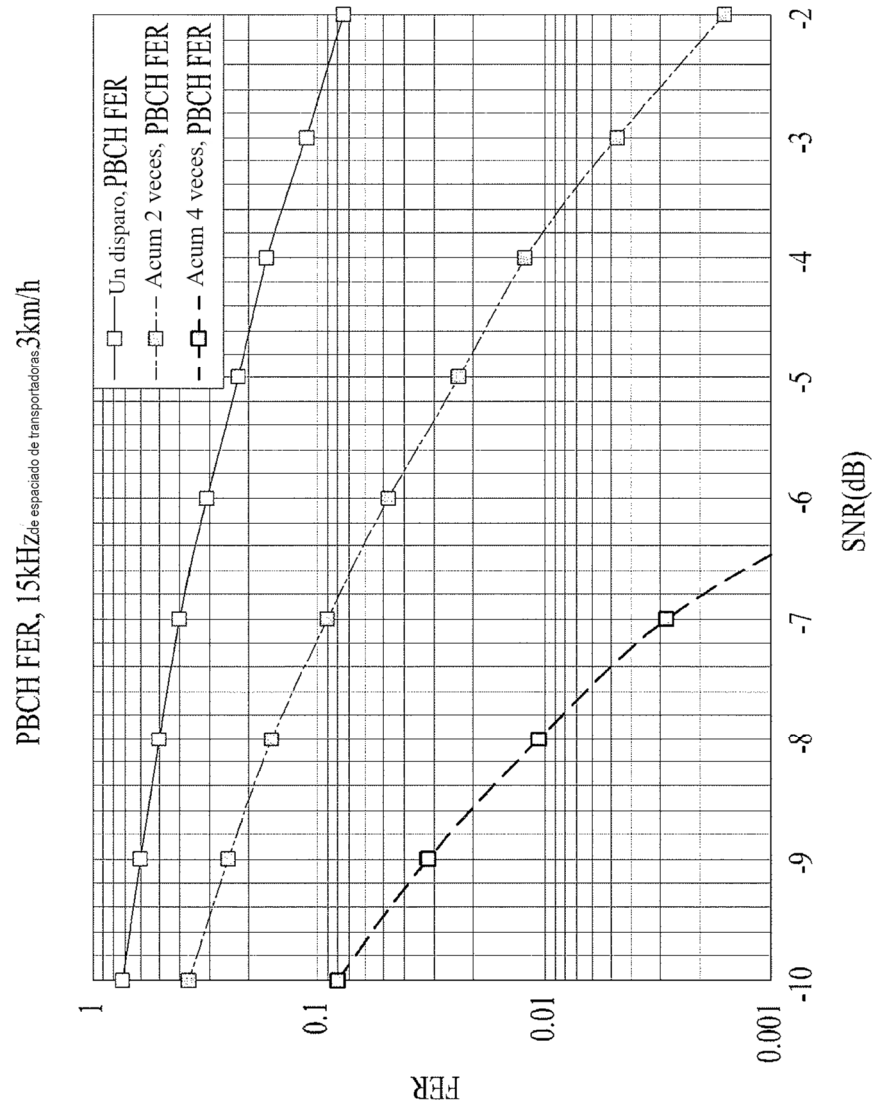


FIG. 57

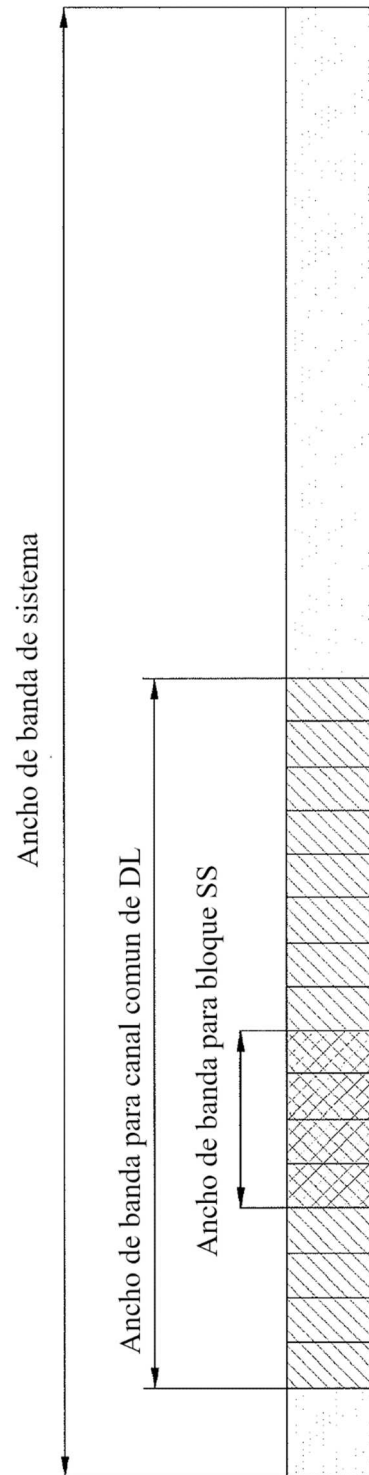


FIG. 58

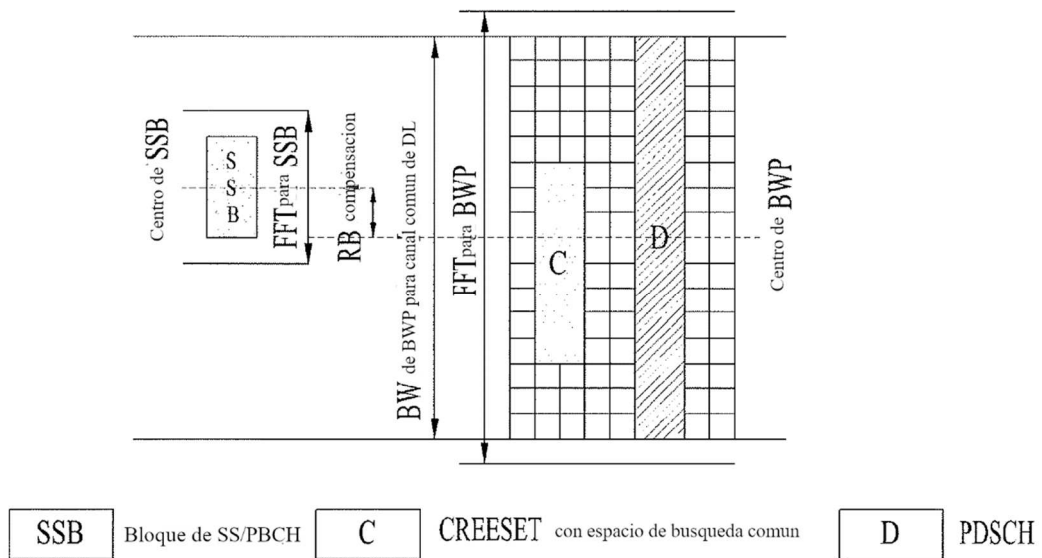


FIG. 59

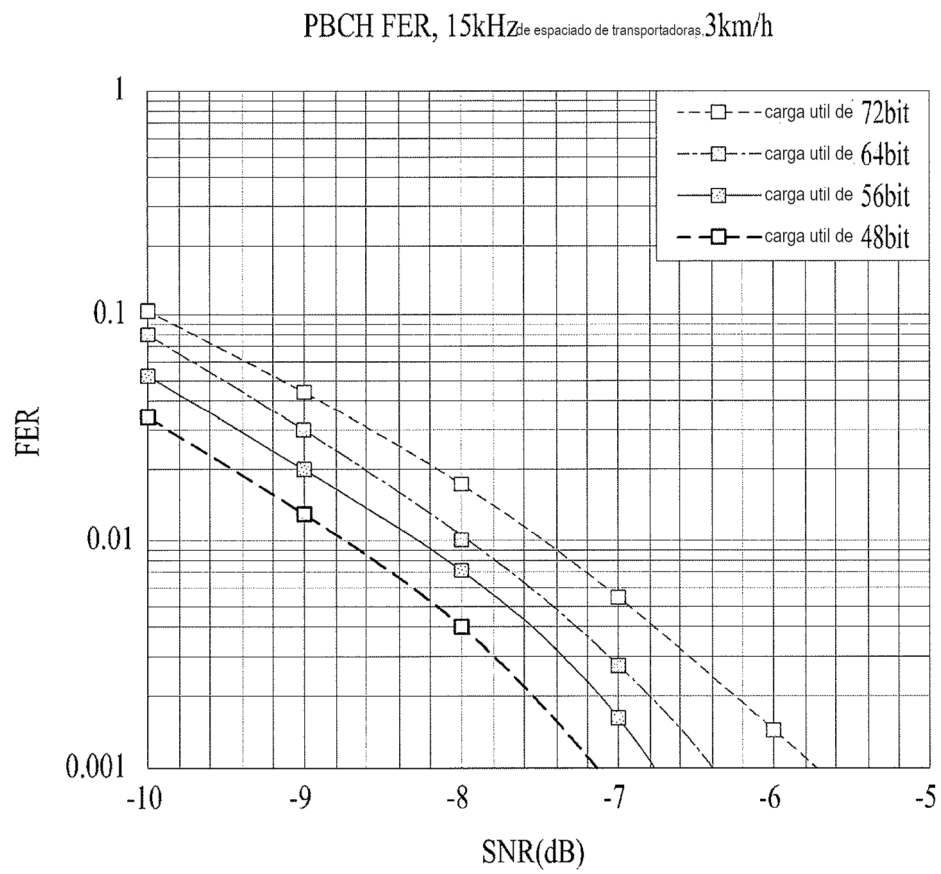


FIG. 60

