

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 697 507**

51 Int. Cl.:

H04B 7/04 (2007.01)

H04L 5/00 (2006.01)

H04L 25/03 (2006.01)

H04B 7/08 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **22.02.2008** **PCT/JP2008/053034**

87 Fecha y número de publicación internacional: **04.09.2008** **WO08105335**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **22.02.2008** **E 08711808 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **29.08.2018** **EP 2124371**

54 Título: **Dispositivo de recepción, dispositivo de transmisión, sistema de transmisión/recepción de radio y método de recepción de radio**

30 Prioridad:

23.02.2007 JP 2007043942

16.03.2007 JP 2007069421

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

24.01.2019

73 Titular/es:

**NIPPON TELEGRAPH AND TELEPHONE
CORPORATION (100.0%)**

**3-1, Otemachi 2-chome, Chiyoda-ku
Tokyo 100-8116 , JP**

72 Inventor/es:

**ISHIHARA, KOICHI;
TAKATORI, YASUSHI y
KUBOTA, SYUJI**

74 Agente/Representante:

VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro

ES 2 697 507 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

Dispositivo de recepción, dispositivo de transmisión, sistema de transmisión/recepción de radio y método de recepción de radio

Campo técnico

La presente invención se refiere a un dispositivo de recepción, un dispositivo de transmisión, un sistema de transmisión/recepción de radio, y un método de recepción de radio que se usan para transmitir señales de banda ancha.

Se reivindica prioridad sobre las Solicitudes de Patente Japonesa N°. 2007- 043942, presentada el 23 de febrero de 2007, y 2007-069421, presentada el 16 de marzo de 2007

Antecedentes de la técnica

En primer lugar, como un ejemplo de la técnica relacionada, se proporcionará una descripción de una MIMO (Múltiple Entrada Múltiple Salida) de múltiple usuario en transmisiones de portadora única que usan intervalos de guarda (GI). La técnica relacionada incluye una MIMO de único usuario en una transmisión de portadora única (por ejemplo, véanse los Documentos No de Patente 1 y 2). Obsérvese que esta técnica relacionada puede ampliarse fácilmente a un sistema de MIMO de múltiples usuarios.

La Figura 18 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo estructural de acuerdo con la técnica relacionada de un transmisor de portadora única de orden u en una transmisión de MIMO de múltiples usuarios que usa GI. La Figura 19 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo estructural de acuerdo con la técnica relacionada de un receptor de portadora única en una transmisión de MIMO de múltiples usuarios que usa GI.

En este punto, el número de estaciones de transmisión (es decir, estaciones de terminal: MT) es U , y el número de secuencia de señal (es decir, antena de transmisor) de la estación de transmisión de orden u es $nt(u)$. Además, el número NT de la secuencia de señal transmitida total a una estación de recepción se expresa por la siguiente fórmula.

[Fórmula 1]

$$NT = \sum_{u=1}^U nt(u) \quad \dots\dots\dots (1)$$

Además, el número de antenas de receptor en un punto de acceso (AP) es NR (en el que $NR \geq NT$), y se toma el número de puntos de transformada de Fourier discreta como N . La longitud de GI se toma como Ng .

En el transmisor de orden u de una transmisión de portadora única convencional tal como la mostrada en la Figura 18, 100- u es una sección de codificación de corrección de error, 101- u es un intercalador, 102- u es una sección de modulación de datos, 103- u es una sección de conversión de paralelo a serie, 104- u -1 a 104- u - $nt(u)$ son secciones de inserción de GI, 105- u -1 a 105- u - $nt(u)$ son secciones de conformación de forma de onda, 106- u -1 a 106- u - $nt(u)$ son convertidores de D/A, 107- u -1 a 107- u - $nt(u)$ son secciones de radio, y 108- u -1 a 108- u - $nt(u)$ son antenas de transmisor.

En la estación de transmisión de orden u mostrada en la Figura 18, después de que las series se han codificado por el codificador de canal 100- u , experimentan intercalación en el intercalador 101- u , y a continuación experimentan modulación por medio de PSK (Modulación por Desplazamiento de Fase) o QAM (Modulación por Amplitud en Cuadratura) en la sección de modulación de datos 102- u , de modo que se crea de esta manera una secuencia de símbolos transmitidos. Posteriormente, la secuencia de símbolos se divide en $nt(u)$ flujos que son los mismos que el número de antenas por la sección de conversión de serie a paralelo 103- u , y se forma un bloque para cada N símbolos por las secciones de inserción de GI 104- u -1 a 104- u - $nt(u)$. El símbolo Ng al final del bloque se copia a continuación, y se inserta como un GI, como se muestra en la Figura 22.

A continuación, la secuencia de símbolos experimenta conformación de forma de onda (es decir, experimenta filtración digital para limitar el ancho de banda) en las secciones de conformación de forma de onda 105- u -1 a 105- u - $nt(u)$, y a continuación experimenta conversión digital/analógica en los convertidores de D/A 106- u -1 a 106- u - $nt(u)$. La secuencia de símbolos se transmite a continuación por el número $nt(u)$ de antenas de transmisor 108- u -1 a 108- u - $nt(u)$ mediante las secciones de radio 107- u -1 a 107- u - $nt(u)$.

Además, en un receptor en un AP en una transmisión de portadora única convencional tal como el mostrado en la Figura 19, 110-1 a 110- NR son antenas de receptor, 111-1 a 111- NR son secciones de radio, 112-1 a 112- NR son

convertidores de A/D, 113-1 a 113-NR son secciones de eliminación de GI, 114-1 a 114-NR son transformadores de Fourier discreta, 115-1 a 115-N son detectores de múltiples usuarios, 116-1 a 116-NT son transformadores de Fourier discreta inversa, 117-1 a 117-U son convertidores de paralelo a serie, 118-1 a 118-U son demoduladores de datos, 119-1 a 119-U son circuitos desintercaladores, y 120-1 a 120-U son secciones de decodificación de corrección de error.

En la Figura 19, se reciben señales transmitidas de portadora única por el número NR de antenas de receptor 110-1 a 110-NR, y se convierten en una señal de banda base para cada antena por las secciones de radio 111-1 a 111-NR. A continuación experimentan conversión analógica/digital en los convertidores de A/D 112-1 a 112-NR, y a continuación se elimina el GI por 113-1 a 113-NR. Posteriormente, las señales recibidas se dividen en un número N de componentes de frecuencia por los transformadores de Fourier discreta 114-1 a 114-NR, y a continuación se realiza la separación de señal en los detectores de múltiples usuarios 115-1 a 115-N usando el número NR de señales recibidas como valores de entrada para cada componente de frecuencia. Como resultado, se obtiene un número total de NT flujos de señales transmitidas como un valor de salida.

A continuación, después de que se haya realizado detección de múltiples usuarios por los detectores de múltiples usuarios 115-1 a 115-N, las señales se insertan en señales de tiempo usando los transformadores de Fourier discreta inversa 116-1 a 116-NT, y a continuación se convierten en señales de series de tiempo para cada estación de transmisión por los convertidores de paralelo a serie 117-1 a 117-U. Finalmente, se realiza demodulación de datos, desintercalación, y decodificación de corrección de error por los demoduladores de datos 118-1 a 118-U, los desintercaladores 119-1 a 119-U, y los decodificadores de corrección de error 120-1 a 120-U.

A continuación, se describirá MIMO (Múltiple Entrada Múltiple Salida) de múltiples usuarios en transmisiones de multiportadoras que usan intervalos de guarda (GI) como un ejemplo de la técnica relacionada (véase, por ejemplo, el Documento No de Patente 3).

La Figura 20 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo estructural de un transmisor de multiportadoras de orden u en una transmisión de MIMO de múltiples usuarios que usa GI de la técnica relacionada. La Figura 21 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo estructural de un receptor de multiportadoras en una transmisión de MIMO de múltiples usuarios que usa GI de la técnica relacionada.

En este punto, el número de estaciones de transmisión (es decir, estaciones de terminal: MT) es U, y el número de secuencia de señal (es decir, antena de transmisor) de la estación de transmisión de orden u es nt (u). Además, el número total de NT secuencia de señal transmitida en la estación de recepción se expresa de la misma manera que en la Fórmula (1) anteriormente proporcionada.

Además, el número de antenas de receptor en un punto de acceso (AP) es NR (en el que $NR \geq NT$), y el número de puntos de transformada de Fourier discreta (es decir, el número de subportadoras) se toma como Nc. La longitud de GI se toma como Ng.

En el transmisor de orden u de una transmisión de multiportadoras convencional tal como la mostrada en la Figura 20, 201-u es una sección de codificación de corrección de error, 202-u es un intercalador, 203-u es una primera sección de conversión de paralelo a serie, 204-u-1 a 204-u-nt (u) son primeras secciones de conversión de paralelo a serie, 205-u-1-1 a 205-u-nt (u)-Nc son secciones de modulación de datos, 206-u-1 a 206-u-nt (u) son transformadores de Fourier discreta inversa, 207-u-1 a 207-u-nt (u) son secciones de inserción de GI, 208-u-1 a 208-u-nt (u) son secciones de conformación de forma de onda, 209-u-1 a 209-u-nt (u) son convertidores de D/A, 210-u-1 a 210-u-nt (u) son secciones de radio, y 111-u-1 a 111-u-nt (u) son antenas de transmisor.

En la estación de transmisión de orden u mostrada en la Figura 20, después de que se ha codificado la secuencia de datos de transmisión por la sección de codificación de corrección de error 201-u, los datos de transmisión experimentan intercalación en el intercalador 202-u. La secuencia de datos se hace a continuación que experimente conversión de serie a paralelo en el mismo número de flujos que el número de antenas (que es nt (u)) por el primer convertidor de serie a paralelo 203-u. Cada uno de estos flujos se hace a continuación que experimente conversión de serie a paralelo adicional en los segundos convertidores de serie a paralelo 204-u-1 a 204-u-nt (u), y la cadena de datos se divide en Nc series que es el número de subportadoras. Se realiza a continuación modulación en las respectivas subportadoras basándose en PSK (Modulación por Desplazamiento de Fase) o QAM (Modulación por Amplitud en Cuadratura) por las secciones de modulación de datos 205-u-1-1 a 205-u-n (u)-Nc.

Posteriormente, se crean señales de multiportadoras por los transformadores de Fourier discreta inversa 206-u-1 a 206-u-nt (u), y una muestra de la última señal de multiportadoras Ng se copia por las secciones de inserción de GI 207-u-1 a 207-u-nt (u), y se inserta como un GI como se muestra en la Figura 22. Después de que se haya realizado conformación de forma de onda por las secciones de conformación de forma de onda 208-u-1 a 208-u-nt (u), y se haya realizado conversión de D/A por los convertidores de D/A 209-u-1 a 209-u-nt (u), las señales se transmiten por el nt (u) número de antenas de transmisor 211-u-1 a 211-u-nt (u) mediante las secciones de radio 210-u-1 a 210-u-nt (u).

Además, en un receptor de una transmisión de multiportadoras convencional tal como la mostrada en la Figura 21,

220-1 a 220-NR son antenas de receptor, 221-1 a 221-NR son secciones de radio, 222-1 a 222-NR son convertidores de A/D, 223-1 a 223-NR son secciones de eliminación de GI, 224-1 a 224-NR son transformadores de Fourier discreta, 225-1 a 225-Nc son detectores de múltiples usuarios, 226-1 a 226-Nc-NT son demoduladores de datos, 227-1 a 227-NT son primeros convertidores de paralelo a serie, 228-1 a 228-U son segundos convertidores de paralelo a serie, 229-1 a 229-U son circuitos desintercaladores, y 230-1 a 230-U son secciones de demodulación de corrección de error.

En la Figura 21, se reciben señales transmitidas de multipotadoras por el número NR de antenas de receptor 220-1 a 220-NR, y a continuación se convierten en señales de banda base en cada antena por las secciones de radio 221-1 a 221-NR. A continuación se hace que experimenten conversión analógica/digital en los convertidores de A/D 222-1 a 222-NR, y se elimina el GI por 223-1 a 223-NR. Posteriormente, las señales recibidas se descomponen en un número Nc de multipotadoras por los transformadores de Fourier discreta 224-1 a 224-NR, y usando el número NR de señales recibidas como valores de entrada, las señales recibidas se hace que experimenten separación de señal en los detectores de múltiples usuarios 225-1 a 225-N en cada subportadora. Como resultado, se obtiene un número total de NT flujos de señales transmitidas como valores de salida.

A continuación, después de que se ha realizado detección de múltiples usuarios por los detectores de múltiples usuarios 225-1 a 225-Nc, se realiza demodulación de datos en cada subportadora por los demoduladores de datos 226-1-1 a 226-Nc-NT. La secuencia de señal se hace a continuación que experimente conversión de paralelo a serie usando los primeros convertidores de paralelo a serie 227-1 a 227-NT, y a continuación se convierte adicionalmente en la secuencia de señal para cada estación de transmisión por los segundos convertidores de paralelo a serie 228-1 a 228-U. Finalmente, se realiza desintercalación y decodificación de corrección de error por los desintercaladores 229-1 a 229-U y por los decodificadores de corrección de error 230-1 a 230-U.

[Documento No de Patente 1]: "Transmission Performance Evaluation of Single-Carrier MIMO Multiplexing", Akinori Nakajima, Garg Deepshikha y Fumiyuki Adachi, IEICE Tech. Rep., RCS2004-107, págs. 13-18 de agosto de 2004.

[Documento No de Patente 2]: "Adaptive Frequency-Domain Equalization for Single-Carrier Multiple-Input Multiple-Output Wireless Transmissions", J. Coon, S. Armour, M. Beach y J. McGeehan, IEEE Trans. Signal Processing, vol. 53, págs. 3247-3256, agosto de 2005.

[Documento No de Patente 3]: "Fundamental Studies on MIMO-OFDM Space Division Multiplexing", Nishio, Ogawa, Nishimura y Ohgane, IEICE Tech. Rep., IEICE, DSP2002-204, SAT-2002-154, RCS2002-273, enero de 2003.

[Documento de Patente A] el documento US 2003/076908 A1 desvela un dispositivo de recepción que recibe una pluralidad de señales de radio transmitidas desde un dispositivo de transmisión que está provisto de cualquiera de una o una pluralidad de elementos de antena por medio de una pluralidad de elementos de antena, unidades de conversión de FFT, una unidad de detección de MMSE que extrae señales transmitidas desde los respectivos elementos de antena; una unidad de conversión de FFT inversa que realiza conversión inversa en las señales transmitidas extraídas por la unidad de detección de MMSE.

Divulgación de la invención

Problema a resolver por la invención

Cuando se están transmitiendo señales desde una pluralidad de estaciones de transmisión, la temporización de las transmisiones de señal se controla de manera independiente por cada estación de transmisión. En casos tales como este, las temporizaciones de llegada de las señales transmitidas desde las respectivas estaciones de transmisión son diferentes.

En MIMO de múltiples usuarios que emplea transmisiones de portadora única o transmisiones de multipotadoras que están basadas en la técnica relacionada, las señales transmitidas se forman en bloques que están compuestos de un número N de señales en el caso de una transmisión de portadora única o un número Nc de señales en el caso de una transmisión de multipotadoras, y, como se muestra en la Figura 22, se insertan Ng número de intervalos de guarda (GI) en cada bloque y se transmiten. Si los tiempos de inserción Tg de estos GI son más grandes que el desplazamiento de temporización máximo Tu en el que llegan ($T_g \geq T_u$) las señales transmitidas entre usuarios (es decir, estaciones de terminal), debido a que se mantiene la ortogonalidad del componente de frecuencia de las señales recibidas con otras señales, es posible la separación de señal.

Sin embargo, si los tiempos de inserción Tg del GI son menores que el desplazamiento de temporización máximo Tu en el que llegan ($T_g < T_u$) las señales transmitidas entre usuarios (es decir, estaciones de terminal), puesto que se destruye la ortogonalidad con otras señales recibidas y no es posible separar de manera apropiada las señales, surge el problema de que hay un deterioro considerable en rendimiento. Por consiguiente, en el caso de MIMO de múltiples usuarios que emplea transmisiones de portadora única o transmisiones de multipotadoras que están basadas en la técnica relacionada, cuando llegan señales desde una pluralidad de estaciones de transmisión en estaciones de recepción a diferentes temporizaciones de recepción que superan la longitud de GI, ha sido difícil hallar un método de separación de las señales de la pluralidad de usuarios.

La presente invención se concibió en vista de las circunstancias anteriormente descritas, y es un objetivo de la misma proporcionar un dispositivo de recepción, un dispositivo de transmisión, un sistema de transmisión/recepción de radio, y un método de recepción de radio que hacen posible reducir los efectos de diferentes desplazamientos de temporización de recepción de una pluralidad de estaciones de transmisión mientras se reduce a un mínimo cualquier aumento en el tamaño de hardware.

Medios para resolver el problema

La invención se define por las reivindicaciones independientes.

Se proporcionan realizaciones ventajosas por las reivindicaciones dependientes.

Un dispositivo de recepción de la presente invención es el dispositivo de recepción que recibe una pluralidad de señales de radio transmitidas desde un dispositivo de transmisión que está provisto de uno cualquiera o una pluralidad de elementos de antena por medio de una pluralidad de elementos de antena, que comprende: una primera unidad de conversión ortogonal que realiza conversión ortogonal en un número N (en el que $N > 1$) de datos de series de tiempo extraídos de las señales de radio recibidas por los respectivos elementos de antena; una unidad de detección que extrae señales transmitidas de los respectivos elementos de antena de los dispositivos de transmisión de un número N (en el que $N > 1$) de señales que han sido convertidos ortogonalmente por la primera unidad de conversión ortogonal; una unidad de conversión ortogonal inversa que realiza conversión ortogonal inversa en las señales transmitidas extraídas por la unidad de detección; y una unidad de filtro rectangular que elimina un número M_h de datos de series de tiempo en la porción delantera y un número M_t de datos de series de tiempo en la porción trasera de las señales transmitidas que han experimentado conversión ortogonal inversa por la unidad de conversión ortogonal inversa, para extraer un número N_w (en el que $N_w = N - M_h - M_t \geq 1$) de datos de series de tiempo.

El dispositivo de recepción de la presente invención puede comprender adicionalmente una segunda unidad de conversión ortogonal que realiza conversión ortogonal en un número N_c (en el que $N_c > 1$) de símbolos de multipotadoras de los datos de series de tiempo extraídos por la unidad de filtro rectangular, y una unidad de demodulación que realiza decodificación en cada componente ortogonal del número N_c de componentes ortogonales que han sido convertidos ortogonalmente por la segunda unidad de conversión ortogonal.

En el dispositivo de recepción de la presente invención, después de que la primera unidad de conversión ortogonal ha extraído un número N de datos de series de tiempo empezando desde una señal de radio de orden A recibida por los respectivos elementos de antena, la primera unidad de conversión ortogonal extrae un número N de datos de series de tiempo empezando desde la señal de radio de orden $(A + N_w)$, y conecta una pluralidad del número N_w de datos de series de tiempo emitidos por la unidad de filtro rectangular en secuencia de series de tiempo para usarlas como las señales transmitidas.

El dispositivo de recepción de la presente invención puede comprender adicionalmente una unidad de cálculo de peso de detección de múltiples usuarios que, basándose en respuestas de impulso de los elementos de antena de los dispositivos de transmisión a cada uno de sus propios elementos de antena, calcula pesos de detección de múltiples usuarios que se usan como parámetros cuando las señales transmitidas desde cada dispositivo de transmisión son extraídas por la unidad de detección.

El dispositivo de recepción de la presente invención puede comprender adicionalmente una unidad de ajuste que, basándose en señales de radio desde el dispositivo de transmisión que tiene la interferencia más grande, ajusta el valor de al menos uno o más del N , el M_h , el M_t o el N_w .

En el dispositivo de recepción de la presente invención, el N_w y el N pueden tener una relación mutua mediante la cual $N_w = (2^n \cdot n \cdot \ln 2) / (1 + n \cdot \ln 2)$ (en el que $N = 2^n$, y n es un número positivo opcional).

El dispositivo de recepción de la presente invención puede comprender adicionalmente una unidad de determinación de señal que realiza decisión flexible o decisión definitiva sobre el número N_c de componentes ortogonales que han sido convertidos ortogonalmente por la segunda unidad de conversión ortogonal, y emite un número N_c de resultados de determinación; y una unidad de cancelación de interferencia sucesiva que, basándose en datos de series de tiempo emitidas desde la unidad de filtro rectangular, elimina componentes de interferencia de señales de radio recibidas por los respectivos elementos de antena usando el número N_c de señales de salida convertidas ortogonalmente por la segunda unidad de conversión ortogonal y las señales de determinación determinadas por la unidad de determinación de señal, y se introducen señales que se emiten desde la unidad de cancelación de interferencia sucesiva en la primera unidad de conversión ortogonal.

El dispositivo de recepción de la presente invención puede comprender adicionalmente una unidad de cancelación de interferencia sucesiva que, basándose en datos de series de tiempo emitidas desde la unidad de filtro rectangular, elimina componentes de interferencia de las señales de radio recibidas por los respectivos elementos de

antena, y se demodulan señales que se emiten desde la unidad de cancelación de interferencia sucesiva.

El dispositivo de recepción de la presente invención puede comprender adicionalmente una unidad de desintercalador de símbolo que realiza desintercalación en bloques de símbolos formados por $Nw/2$ de manera vertical y Nx (en el que Nx es un número positivo opcional) de manera horizontal para la salida de la unidad de filtro rectangular.

Un dispositivo de transmisión a modo de ejemplo es el dispositivo de transmisión que comprende uno cualquiera o una pluralidad de elementos de antena, y que transmite señales de radio usando estos elementos de antena, que comprende una unidad intercaladora de símbolo que realiza intercalación en bloques de símbolos formados por $Nw/2$ de manera vertical y Nx (en el que Nx es un número positivo opcional) de manera horizontal para la secuencia de señal que han experimentado conversión de paralelo a serie.

Un sistema de transmisión/recepción de radio de la presente invención es el sistema de transmisión/recepción de radio que comprende uno cualquiera o una pluralidad de dispositivos de transmisión que comprenden uno cualquiera o una pluralidad de elementos de antena, y que transmiten señales de radio usando estos elementos de antena, y dispositivo de recepción que comprende una pluralidad de elementos de antena, y que recibe una pluralidad de señales de radio transmitidas desde los dispositivos de transmisión, en el que el dispositivo de recepción comprende: una primera unidad de conversión ortogonal que realiza conversión ortogonal en un número N (en el que $N > 1$) de datos de series de tiempo extraídos de las señales de radio recibidas por los respectivos elementos de antena; una unidad de detección que extrae señales transmitidas de los respectivos elementos de antena de los dispositivos de transmisión de un número N (en el que $N > 1$) de señales que han sido convertidos ortogonalmente por la primera unidad de conversión ortogonal; una unidad de conversión ortogonal inversa que realiza conversión ortogonal inversa en las señales transmitidas extraídas por la unidad de detección; y una unidad de filtro rectangular que elimina un número Mh de datos de series de tiempo en la porción delantera y un número Mt de datos de series de tiempo en la porción trasera de las señales transmitidas que han experimentado conversión ortogonal inversa por la unidad de conversión ortogonal inversa, para extraer un número Nw (en el que $Nw = N - Mh - Mt \geq 1$) de datos de series de tiempo.

En el sistema de transmisión/recepción de radio de la presente invención, los dispositivos de transmisión pueden comprender una unidad intercaladora de símbolo que realiza intercalación en bloques de símbolos formados por $Nw/2$ de manera vertical y Nx (en el que Nx es un número positivo opcional) de manera horizontal para la secuencia de señal que ha experimentado conversión de paralelo a serie, y el dispositivo de recepción puede comprender adicionalmente una unidad de desintercalador de símbolo que realiza desintercalación en bloques de símbolos formados por $Nw/2$ de manera vertical y Nx (en el que Nx es un número positivo opcional) de manera horizontal para la salida de la unidad de filtro rectangular.

En el sistema de transmisión/recepción de radio de la presente invención, el dispositivo de recepción puede comprender adicionalmente: una segunda unidad de conversión ortogonal que realiza conversión ortogonal en un número Nc de símbolos de multipotadoras de los datos de series de tiempo extraídos por la unidad de filtro rectangular; y una unidad de demodulación que realiza decodificación en cada componente ortogonal del número Nc (en el que $Nc > 1$) de componentes ortogonales que han sido convertidos ortogonalmente por la segunda unidad de conversión ortogonal.

Un método de recepción de radio de la presente invención es el método de recepción de radio en el que se recibe una pluralidad de señales de radio transmitidas desde un dispositivo de transmisión que comprende uno cualquiera o una pluralidad de elementos de antena por un dispositivo de recepción que comprende una pluralidad de elementos de antena, que comprende: primera conversión ortogonal en la que se realiza conversión ortogonal en un número N (en el que $N > 1$) de datos de series de tiempo extraídos de las señales de radio recibidas por los respectivos elementos de antena; detectar en cuáles señales transmitidas, transmitidas desde los respectivos elementos de antena de los dispositivos de transmisión se extraen de un número N (en el que $N > 1$) de señales que se han convertido ortogonalmente en la primera conversión ortogonal; conversión ortogonal inversa en la que se realiza conversión ortogonal inversa en las señales transmitidas extraídas en la detección; y filtración rectangular en la que se elimina un número Mh de datos de series de tiempo de la porción delantera y se elimina un número Mt de datos de series de tiempo de la porción trasera de las señales transmitidas que se han extraído en la conversión ortogonal inversa, para extraer Nw (en el que $Nw = N - Mh - Mt \geq 1$) número de datos de series de tiempo.

El método de recepción de radio de la presente invención puede comprender adicionalmente segunda conversión ortogonal en la que se realiza conversión ortogonal en Nc (en el que $Nc > 1$) número de símbolos de multipotadoras desde el un número Nw de datos de series de tiempo, y demodulación en la que se realiza decodificación en cada componente ortogonal del número Nc de componentes ortogonales que se han convertido ortogonalmente.

Efecto de la invención

De acuerdo con la presente invención, en el caso de una MIMO de múltiples usuarios que usa transmisiones de portadora única, se realiza primera conversión ortogonal en un número N (en el que $N > 1$) de datos de series de

tiempo extraídas de señales de radio recibidas por los respectivos elementos de antena; se extraen señales transmitidas desde los respectivos dispositivos de transmisión de entre el número N (en el que $N > 1$) de señales que han experimentado la primera conversión ortogonal; se realiza conversión ortogonal inversa en las señales transmitidas extraídas; y se eliminan un número M_h de datos de series de tiempo de la porción delantera y se eliminan un número M_t de datos de series de tiempo de la porción trasera de las señales transmitidas que han experimentado conversión ortogonal inversa, para extraer N_w (en el que $N_w = N - M_h - M_t \geq 1$) número de datos de series de tiempo. Además, en el caso de una MIMO de múltiples usuarios que usa transmisiones de multiportadoras, se realiza una segunda conversión ortogonal adicional en un símbolo de multiportadoras formado por un número N_c de símbolos de transmisión de entre los datos de series de tiempo extraídos; y se realiza decodificación en cada componente ortogonal del número N_c (en el que $N_c > 1$) de componentes ortogonales que han experimentado la segunda conversión ortogonal.

Por consiguiente, se obtiene la ventaja de que es posible reducir los efectos de diferentes desplazamientos de temporización de recepción de una pluralidad de estaciones de transmisión mientras se reduce a un mínimo cualquier aumento en la escala de hardware.

Además, de acuerdo con la presente invención, después de que se ha realizado intercalación en bloques de símbolos formados por $N_w/2$ de manera vertical y N_x (en el que N_x es un número positivo opcional) de manera horizontal para la secuencia de señal que ha experimentado conversión de serie a paralelo, se transmite una cualquiera o una pluralidad de señales de radio desde uno cualquiera o una pluralidad de elementos de antena. Usando el intercalador y desintercalador anteriormente descritos, debido a que los errores de ráfagas producidos por los efectos de interferencia se cambian a errores aleatorios, y se obtiene la ventaja de que es posible obtener el rendimiento de corrección de error óptimo cuando se usa el sistema anteriormente descrito.

Breve descripción de los dibujos

La Figura 1 es una vista estructural de sistema que muestra un sistema de comunicación de radio de acuerdo con la presente invención.

La Figura 2 es una vista conceptual que muestra un ejemplo de secuencia de señal recibida para ilustrar el principio básico de la presente invención.

La Figura 3 es una vista conceptual que muestra un ejemplo de detección de múltiples usuarios usada en un método de solapamiento-corte.

La Figura 4 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo de un caso en el que hay tres MT y el número de antenas del primer MT es dos, el número de antenas del segundo MT es uno, y el número de antenas del tercer MT es tres.

La Figura 5 es un diagrama de bloques que muestra la estructura de un sistema de transmisión en una estación de transmisión de orden u de acuerdo con las presentes realizaciones.

La Figura 6 es un diagrama de bloques que muestra la estructura de un sistema de recepción de acuerdo con una primera realización.

La Figura 7 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo estructural de un calculador de peso de detección de múltiples usuarios 1121 de acuerdo con la primera realización.

La Figura 8 es una vista conceptual para ilustrar un intercalador de bloques de acuerdo con la primera realización.

La Figura 9 es un diagrama de bloques que muestra la estructura de un receptor cuando se usa un dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva en la primera realización.

La Figura 10 es un diagrama de bloques que muestra la estructura de un dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 1514 de acuerdo con la primera realización.

La Figura 11 es una vista conceptual que muestra un ejemplo de orden de una demodulación realizada por el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 1514 de acuerdo con la primera realización.

La Figura 12 es un diagrama de bloques que muestra la estructura de un sistema de transmisión en una estación de transmisión de orden u de acuerdo con una segunda realización.

La Figura 13 es un diagrama de bloques que muestra la estructura de un sistema de recepción de acuerdo con la segunda realización.

La Figura 14 es una vista conceptual que muestra un ejemplo de una señal de entrada que se emite en un primer convertidor ortogonal de acuerdo con la segunda realización.

La Figura 15 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo estructural de un calculador de peso de detección de múltiples usuarios 2120 de acuerdo con la segunda realización.

La Figura 16 es un diagrama de bloques que muestra la estructura de un receptor cuando se usa un dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva en la segunda realización.

La Figura 17 es un diagrama de bloques que muestra la estructura de un dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 2514 de acuerdo con la segunda realización.

La Figura 18 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo estructural de un transmisor de única portadora de orden u en una transmisión de MIMO de múltiples usuarios que emplea GI de la técnica relacionada.

La Figura 19 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo estructural de un receptor de única portadora en una transmisión de MIMO de múltiples usuarios que emplea GI de la técnica relacionada.

La Figura 20 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo estructural de un transmisor de multiportadoras

de orden u en una transmisión de MIMO de múltiples usuarios que emplea GI de la técnica relacionada.

La Figura 21 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo estructural de receptor de multiportadoras en una transmisión de MIMO de múltiples usuarios que emplea GI de la técnica relacionada.

La Figura 22 es una vista conceptual que muestra la estructura de un bloque de transmisión en una transmisión de MIMO de múltiples usuarios.

Símbolos de referencia

	1100-u	codificador de corrección de error
10	1101-u	circuito intercalador
	1102-u	modulador
	1103-u	convertidor de serie a paralelo
	1104-u-1 a 1104-u-nt (u)	circuitos de conformación de longitud de onda
	1105-u-1 a 1105-u-nt (u)	convertidores D/A
15	1106-u-1 a 1106-u-nt (u)	secciones de radio
	1107-u-1 a 1107-u-nt (u)	antenas de transmisor
	1109-1 a 1109-NR	antenas de receptor
	1110-1 a 1110-NR	secciones de radio
	1111-1 a 1111-NR	convertidores A/D
20	1112-1 a 1112-NR	memorias
	1113-1 a 1113-NR	convertidores ortogonales (primera secciones de conversión ortogonal)
	1114-1 a 1114-N	detectores de múltiples usuarios (secciones de detección)
	1115-1 a 1115-NR	convertidores ortogonales inversos (secciones de conversión ortogonal inversa)
	1116-1 a 1116-NR	circuitos de filtro rectangular (secciones de filtro rectangular)
25	1117-1 a 1117-U	convertidores de paralelo a serie
	1118-1 a 1118-U	demoduladores
	1119-1 a 1119-U	circuitos desintercaladores
	1120-1 a 1120-U	decodificadores
	1121	calculador de peso de detección de múltiples usuarios (sección de cálculo de peso de detección de múltiples usuarios)
30	1401-1-1-1 a 1401-NR-U-nt (U)	secciones de estimación de respuesta de impulso de canal
	1402-1-1-1 a 1402-NR-U-nt (U)	secciones de estimación de función de transferencia de canal
	1403-1-1-1 a 1403-NR-U-nt (U)	secciones de estimación de matriz de contribución de IBI
	1404-1 a 1404-NR	secciones de estimación de potencia de ruido
35	1405	sección de cálculo de peso de detección de múltiples usuarios
	1510-1 a 1510-NR	antenas de receptor
	1511-1 a 1511-NR	secciones de radio
	1512-1 a 1512-NR	convertidores A/D
	1513-1 a 1513-NR	memorias
40	1514	dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva (sección de cancelación de interferencia sucesiva)
	1515-1 a 1515-U	convertidores de paralelo a serie
	1516-1 a 1516-U	circuitos desintercaladores
	1517-1 a 1517-U	decodificadores
45	1518	calculador de peso para dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva
	1601-1 a 1601-NR	restadores de interferencia
	1602-1-1 a 1602-NT-NR	convertidores ortogonales (primeras secciones de conversión ortogonales)
	1603-1 a 1603-NT	detectores de señal
	1604-1 a 1604-NT	convertidores ortogonales inversos (secciones de conversión ortogonal inversa)
50	1605-1 a 1605-NT	circuitos de filtro rectangular (secciones de filtro rectangular)
	1606-1 a 1606-NT	secciones de determinación de señal
	1607-1 a 1607-NT	circuitos de retardo
	1608	circuito de generación de réplica
	1609-1-1 a 1609-(NT-1)-NR	restadores de interferencia
55	1610-1 a 1610-(NT-1)	circuitos de generación de réplica
	2101-u	codificador de corrección de error
	2102-u	circuito intercalador
	2103-u	primer convertidor de serie a paralelo
	2104-u-1 a 2104-u-nt (u)	segundos convertidores de serie a paralelo
60	2105-u-1-1 a 2105-u-nt (u)-Nc	moduladores
	2106-u-1 a 2106-u-nt (u)	convertidores ortogonales inversos
	2107-u-1 a 2107-u-nt (u)	circuitos de conformación de forma de onda
	2108-u-1 a 2108-u-nt (u)	convertidores D/A
	2109-u-1 a 2109-u-nt (u)	secciones de radio
65	2110-u-1 a 2110-u-nt (u)	antenas de transmisor
	2201-1 a 2201-NR	antenas de recepción

	2202-1 a 2202-NR	secciones de radio
	2203-1 a 2203-NR	convertidores A/D
	2204-1 a 2204-NR	primeras memorias
5	2205-1 a 2205-NR	primeros convertidores ortogonales (primeras secciones de conversión ortogonal)
	2206-1 a 2206-N	detectores de múltiples usuarios (secciones de detección)
	2207-1 a 2207-NT	convertidores ortogonales inversos (secciones de conversión ortogonal inversa)
	2208-1 a 2208-NT	circuitos de filtro rectangular (secciones de filtro rectangular)
	2209-1 a 2209-NT	segundas memorias
10	2210-1 a 2210-NT	segundos convertidores ortogonales (segundas secciones de conversión ortogonal)
	2211-1-1 a 2211-NT-Nc	demoduladores (secciones de demodulación)
	2212-1 a 2212-NT	primeros convertidores de paralelo a serie
	2213-1 a 2213-U	segundos convertidores de paralelo a serie
	2214-1 a 2214-U	circuitos desintercaladores
15	2215-1 a 2215-U	decodificadores
	2220	calculador de peso de detección de múltiples usuarios (sección de cálculo de peso de detección de múltiples usuarios)
	2401-1-1-1 a 2401-NR-U-nt (U)	secciones de estimación de respuesta de impulso de canal
20	2402-1-1-1 a 2402-NR-U-nt (U)	secciones de estimación de función de transferencia de canal
	2403-1-1-1 a 2403-NR-U-nt (U)	secciones de estimación de matriz de contribución de IBI
	2404-1 a 2404-NR	secciones de estimación de potencia de ruido
	2405	sección de cálculo de peso de detección de múltiples usuarios
	2510-1 a 2510-NR	antenas de receptor
25	2511-1 a 2511-NR	secciones de radio
	2512-1 a 2512-NR	convertidores A/D
	2513-1 a 2513-NR	memorias
	2514	dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva (sección de cancelación de interferencia sucesiva)
	2515-1 a 2515-U	convertidores de paralelo a serie
30	2516-1 a 2516-U	demoduladores
	2517-1 a 2517-U	decodificadores
	2518	calculador de peso para dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva
	2601-1 a 2601-NR	primeros restadores de interferencia
35	2602-1-1 a 2602-NT-NR	primeros convertidores ortogonales (primeras secciones de conversión ortogonal)
	2603-1 a 2603-NT	detectores de señal
	2604-1 a 2604-NT	convertidores ortogonales inversos (secciones de conversión ortogonal inversa)
	2605-1 a 2605-NT	circuitos de filtro rectangular (secciones de filtro rectangular)
	2606-1 a 2606-NT	memorias
	2607-1 a 2607-NT	segundos convertidores ortogonales
40	2608-1-1 a 2608-NT-Nc	secciones de determinación de señal
	2609-1 a 2609-NT	convertidores de paralelo a serie
	2610-1 a 2610-NT	circuitos de retardo
	2611	circuito de generación de réplica
45	2612-1-1 a 2612-(NT-1)-NR	segundos restadores de interferencia
	2613-1 a 2613-(NT-1)	circuitos de generación de réplica

Mejor modo para llevar a cabo la invención

Las realizaciones de la presente invención se describirán ahora con referencia realizada a los dibujos.

[Principio básico de la presente invención]

Se describirá ahora el principio básico de la presente invención.

La Figura 1 es un diagrama de bloques que muestra la estructura de un sistema de comunicación de radio que sirve como una realización de la presente invención. Como se muestra en la Figura 1, este sistema de comunicación de radio es una red en la que están mutuamente conectadas una pluralidad de estaciones de transmisión (es decir, una primera estación de transmisión... una estación de transmisión de orden U) y una estación de recepción. Las respectivas estaciones de transmisión y la estación de recepción están cada una equipadas con una cualquiera o una pluralidad de antenas.

La Figura 2 es una vista conceptual que muestra un ejemplo de secuencia de señal recibida para ilustrar el principio básico de la presente invención. La Figura 3 es una vista conceptual que muestra un ejemplo de detección de múltiples usuarios usada en un método de solapamiento-corte. Obsérvese que la Figura 2 muestra una secuencia de señal recibida en la que el número de usuarios es dos, el número de antenas de transmisor para cada usuario es uno, y los números de trayectoria (es decir, el número de trayectorias de propagación) para el usuario 1 y el usuario

2 se toman como L (1) y L (2) respectivamente. En el lado de recepción, como se muestra en la Figura 2, las señales desde todos los usuarios que han llegado mediante trayectorias de propagación que se forman a partir de una pluralidad de trayectorias que tienen diferentes retards se reciben solapándose entre sí.

Si se realiza conversión ortogonal en las señales anteriormente recibidas con un número N de señales tomadas como valores de entrada dentro de un intervalo tal como el mostrado en la Figura 2, entonces se mantiene la ciclicidad de las señales en la porción 'a' para el usuario 1, y en la porción x para el usuario 2. En contraste, puesto que la ciclicidad no se mantiene en las porciones b, c, y, y z, se genera interferencia interbloque (IBI). Por consiguiente, los componentes de IBI después de que se ha realizado separación de señal por medio de detección de múltiples usuarios no se extienden sobre todos los segmentos de bloque que se forman por el número N de señales, y principalmente únicamente se ven afectadas las señales en las cercanías de ambos extremos del bloque. Por lo tanto, en el caso de una transmisión de portadora única, como se muestra en la porción inferior en la Figura 3, extrayendo únicamente las Nw señales en la porción central del bloque A donde hay poco efecto IBI y a continuación demodulando estas señales, se evitan los efectos de IBI. En contraste, en el caso de una transmisión de multiportadoras, como se muestra en la porción inferior en la Figura 3, extrayendo únicamente las Nw señales en la porción central del bloque A donde hay poco efecto IBI y a continuación realizando conversión ortogonal para cada símbolo de portadora múltiple en una secuencia de señal obtenida uniendo estas señales de Nw juntas y a continuación demodulando esta secuencia de señal, se evitan los efectos de IBI. En este punto, un símbolo de multiportadoras indica la señal de una porción de bloque obtenida realizando conversión ortogonal inversa en un número Nc de símbolos transmitidos en la estación de transmisión.

Toda la secuencia de señal transmitida se demodula realizando la operación anteriormente descrita como se muestra en la Figura 3, mientras que se solapan las entradas desde los convertidores ortogonales en el caso de una transmisión de portadora única, o desde el primer convertidor ortogonal en el caso de una transmisión de multiportadoras. Además, si el peso que se usa para la detección de múltiples usuarios es exactamente el mismo que un peso convencional, entonces puesto que no se proporciona consideración a los efectos de IBI residual, no es posible suprimir satisfactoriamente la interferencia. Debido a esto, hay un deterioro considerable en rendimiento. Por lo tanto, en la presente invención, usando un peso de múltiples usuarios que se ha derivado de la manera descrita a continuación, es posible obtener un rendimiento superior.

A continuación, se describirá una descripción del principio básico de la presente invención usando fórmulas matemáticas. Obsérvese que, en la descripción proporcionada a continuación, el superíndice T indica una transpuesta, el superíndice H indica una transpuesta de conjugada compleja, el superíndice * indica una conjugada compleja, $\alpha \times \beta$ indica una matriz de α filas y β columnas, y E [.] indica un conjunto promedio. Además, matrices unitarias de α filas y α columnas se expresan por la siguiente fórmula (2), cero matrices de α filas y β columnas se expresan por la siguiente fórmula (3), y los elementos en la fila p columna q de una matriz (o vector) A se representan expresados por la siguiente fórmula (4).

[Fórmula 2]

$$I_{\alpha} \dots\dots\dots (2)$$

[Fórmula 3]

$$0_{\alpha \times \beta} \dots\dots\dots (3)$$

[Fórmula 4]

$$[A]_{p,q} \dots\dots\dots (4)$$

(Derivación de peso)

En primer lugar, se proporcionará una descripción de una señal recibida.

Un vector de señal de entrada de $N \times 1$ $r_{nr} = [r_{nr}((m-1)N_w + 1), \dots, r_{nr}((m-1)N_w + N)]^T$ que se introduce en el convertidor ortogonal de orden m en una transmisión de portadora única o en el primer convertidor ortogonal de orden m en una transmisión de multiportadoras en una señal recibida (es decir, series de tiempo) recibida por una antena de receptor de orden nr se expresa por la siguiente fórmula (5).

[Fórmula 5]

$$\mathbf{r}_{nr}(m) = \sum_{u=1}^U \sum_{i=1}^{n_i(u)} \{ \tilde{\mathbf{H}}_{nr,u,i}(m) \mathbf{s}_{u,i}(m) + \mathbf{X}_{nr,u,i}(m) \mathbf{u}_{u,i}(m) + \mathbf{Y}_{nr,u,i}(m) \mathbf{v}_{u,i}(m) \} + \mathbf{n}_{nr}(m) \quad \dots\dots\dots (5)$$

5 En este punto, la tilde ($\sim$) $\mathbf{H}_{nr,u,i}(m)$ es una matriz de respuesta de canal entre la antena de transmisor de orden i de la estación de transmisión de orden u y la antena de receptor de orden n , y la columna inicial es la matriz de circuito $N \times N$ de $\mathbf{h}_{nr,u,i}(m) = (h_{0,nr,u,i}(m), \dots, h_{L(u)-1,nr,u,i}(m), 0_{1 \times (N-L(u))})^T$. La tilde ($\sim$) $\mathbf{H}_{nr,u,i}(m)$ se proporciona por la siguiente fórmula (6).

[Fórmula 6]

$$\tilde{\mathbf{H}}_{nr,u,i}(m) = \begin{bmatrix} h_{0,nr,u,i}(m) & 0 & \dots & \dots & 0 & h_{L(u)-1,nr,u,i}(m) & \dots & h_{1,nr,u,i}(m) \\ h_{1,nr,u,i}(m) & \ddots & \ddots & & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & & & & & h_{L(u)-1,nr,u,i}(m) \\ h_{L(u)-1,nr,u,i}(m) & \ddots & & & 0 & & & 0 \\ 0 & \ddots & & & \vdots & & & \vdots \\ \vdots & & & h_{0,nr,u,i}(m) & & & & \\ & & & h_{1,nr,u,i}(m) & h_{0,nr,u,i}(m) & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots & h_{1,nr,u,i}(m) & \ddots & 0 & \\ 0 & \dots & \dots & 0 & h_{L(u)-1,nr,u,i}(m) & \vdots & \dots & h_{0,nr,u,i}(m) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6)$$

Obsérvese que $L(u)$ es el número de respuestas de impulso de canal entre el MT de orden u y el AP.

Además, el vector $\mathbf{s}_{u,i}(m)$ es un vector de serie de tiempo de la señal transmitida deseada $N \times 1$ que se transmite desde la antena de transmisor de orden i del MT de orden u , mientras que el vector $\mathbf{n}_{nr}(m)$ es un vector de serie de tiempo del ruido $N \times 1$ de la antena de receptor de orden nr , y estos se proporcionan respectivamente por las siguientes fórmulas (7) y (8).

[Fórmula 7]

$$\mathbf{s}_{u,i}(m) = (s_{u,i}((m-1)Nw+1-\tau(u)), \dots, s_{u,i}((m-1)Nw+N-\tau(u)-Nd(u)), 0_{1 \times (N-Nd(u))})^T \quad \dots\dots\dots (7)$$

[Fórmula 8]

$$\mathbf{n}_{nr}(m) = (n_{nr}((m-1)Nw+1), \dots, n_{nr}((m-1)Nw+N))^T \quad \dots\dots\dots (8)$$

En las que las Fórmulas (9) y (10) son como siguen.

[Fórmula 9]

$$E[s_{u,i}(n) s_{u',i'}^*(n')] = \begin{cases} 1, & (u, i, n) = (u', i', n') \\ 0, & \text{de lo contrario} \end{cases} \quad \dots\dots\dots (9)$$

[Fórmula 10]

$$E[\mathbf{n}_{nr}(n)\mathbf{n}_{nr'}^*(n')] = \begin{cases} 2\sigma_{nr}^2, & (nr, n) = (nr', n') \\ 0, & \text{de lo contrario} \end{cases} \quad \dots\dots\dots (10)$$

- 5 Obsérvese que $N_d(u) (= N - L(u) + 1)$ es el número de señales cuya ciclicidad no se ha descompuesto dentro del bloque en la antena de orden i de la estación de transmisión de orden u , y $2\sigma_{nr}^2$ indica la varianza de ruido en la antena de receptor de orden nr . $\tau(u)$ es el tiempo de retardo entre el MT de orden u y el AP.

- 10 $X_{nr,u,i}(m)$ y $u_{u,i}(m)$ son respectivamente la matriz de canal $N \times (L(u) - 1)$ de la IBI y el vector de componente de señal $(L(u) - 1) \times 1$ de la señal inmediatamente anterior. Además, $Y_{nr,u,i}(m)$ y $v_{u,i}(m)$ son respectivamente la matriz de canal $N \times (L(u) - 1)$ de la IBI y el vector de componente de señal $(L(u) - 1) \times 1$ de la señal inmediatamente posterior. Estos se proporcionan respectivamente por las siguientes fórmulas (11), (12), (13) y (14).

[Fórmula 11]

$$\mathbf{X}_{nr,u,i}(m) = \begin{bmatrix} h_{L(u)-1,nr,u,i}(m) & h_{L(u)-2,nr,u,i}(m) & \dots & h_{1,nr,u,i}(m) \\ 0 & \ddots & & h_{2,nr,u,i}(m) \\ \vdots & \ddots & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_{L(u)-1,nr,u,i}(m) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (11)$$

15

[Fórmula 12]

$$\mathbf{u}_{u,i}(m) = \begin{bmatrix} s_{u,i}((m-1)N_w - L(u) + 2 - \tau(u)) \\ \vdots \\ s_{u,i}((m-1)N_w - \tau(u)) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (12)$$

20

[Fórmula 13]

$$\mathbf{Y}_{nr,u,i}(m) = \begin{bmatrix} & \mathbf{0}_{N_d(u), L(u)-1} & & \\ h_{0,nr,u,i}(m) & 0 & \dots & 0 \\ h_{1,nr,u,i}(m) & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & 0 \\ h_{L(u)-2,nr,u,i}(m) & h_{L(u)-3,nr,u,i}(m) & \dots & h_{0,nr,u,i}(m) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (13)$$

25

[Fórmula 14]

$$\mathbf{v}_{u,i}(m) = \begin{bmatrix} s_{u,i}((m-1)N_w + N_d(u) + 1 - \tau(u)) \\ \vdots \\ s_{u,i}((m-1)N_w + N - \tau(u)) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (14)$$

En el receptor, en primer lugar, se aplica conversión ortogonal de N punto, y la señal recibida se descompone en N componentes. Un vector de componente ortogonal de orden k r (m, k) de la señal recibida NR x 1 se proporciona por la siguiente fórmula (15).

[Fórmula 15]

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(m, k) &= (\mathbf{f}(k) [\mathbf{r}_1(m), \mathbf{r}_2(m), \dots, \mathbf{r}_{NR}(m)])^T \\ &= \mathbf{H}(m, k) \mathbf{s}(m, k) + \mathbf{c}(m, k) + \mathbf{n}(m, k) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (15)$$

En este punto, H (m, k), s (m, k), c (m, k) y n (m, k) son respectivamente la matriz de función de transferencia de canal NR x NT en el punto de frecuencia de orden k, el vector de señal transmitido NT x 1, el vector de componente de IBI NR x 1, y el vector de ruido NR x 1. Estas respectivas matrices y vectores se proporcionan por la siguiente fórmula (16).

[Fórmula 16]

$$\begin{aligned} [\mathbf{H}(m, k)]_{nr, i'} &= \mathbf{f}(k) \mathbf{h}_{nr, u, i}(m) \\ [\mathbf{s}(m, k)]_{i', 1} &= \mathbf{f}(k) \mathbf{s}_{u, i}(m) \\ [\mathbf{c}(m, k)]_{nr, 1} &= \sum_{u=1}^U \sum_{i=1}^{nt(u)} \mathbf{f}(k) \{ \mathbf{X}_{nr, u, i}(m) \mathbf{u}_{u, i}(m) + \mathbf{Y}_{nr, u, i}(m) \mathbf{v}_{u, i}(m) \} \\ [\mathbf{n}(m, k)]_{nr, 1} &= \mathbf{f}(k) \mathbf{n}_{nr}(m) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (16)$$

En la que i' se expresa por la siguiente fórmula (17), y representa un índice de la antena de orden i del MT de orden u. Un ejemplo en el que, por ejemplo, el número de MT es tres, el número de antenas del primer MT es dos, el número de antenas del segundo MT es uno, y el número de antenas del tercer MT es tres se muestra en la Figura 4.

[Fórmula 17]

$$i' = \left[\sum_{u'=1}^{u-1} nt(u') \right] + i \quad (1 \leq i \leq nt(u)) \quad \dots\dots\dots (17)$$

El vector f (k) es el vector de conversión ortogonal 1 x N, y se proporciona por la siguiente fórmula (18).

[Fórmula 18]

$$\mathbf{f}(k) = [e(k, 1), \dots, e(k, N)] \quad \dots\dots\dots (18)$$

Se realiza detección de múltiples usuarios en los respectivos componentes ortogonales para los componentes ortogonales de las señales recibidas como se muestra por la siguiente fórmula (19).

[Fórmula 19]

$$\begin{aligned} \mathbf{b}(m, k) &= (\mathbf{b}_1(m, k), \dots, \mathbf{b}_{NT}(m, k))^T \\ &= \mathbf{W}^H(m, k) \mathbf{r}(m, k) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (19)$$

En la presente invención, como un ejemplo, cuando se ha proporcionado la respuesta de impulso de canal, se usa un peso que minimiza cualquier discrepancia entre un vector de componente ortogonal b (m, k) de una señal recibida después de detección de múltiples usuarios y el vector de componente ortogonal s (m, k), en concreto, que

está basado en un criterio de mínimo error cuadrático medio (MMSE). $W(m, k)$ es un peso que está basado en criterio de MMSE en el componente ortogonal de orden k , y se proporciona por la siguiente fórmula (20).
[Fórmula 20]

$$W(m, k) = \arg \min_{w(m, k)} E \left[\|s(m, k) - b(m, k)\|^2 \right] \dots\dots\dots (20)$$

En este punto, $\|A\|^2$ representa el cuadrado de la normal de la matriz A .

A continuación, se toma el vector $W(m, k)$ como la solución Wiener (documento de referencia: "Adaptive Signal Processing using Array Antennas", Kikuma, 1998) y puede determinarse como se muestra por la siguiente fórmula (21).
[Fórmula 21]

$$W(m, k) = R^{-1}(m, k)Q(m, k) \dots\dots\dots (21)$$

En este punto, $R(m, k)$ es una matriz de auto-correlación del vector de señal recibido $r(m, k)$, $Q(m, k)$ representa una matriz de correlación cruzada entre el vector de señal recibido $r(m, r)$ y el vector de señal deseado $s(m, k)$, y se expresa por la siguiente fórmula (22).
[Fórmula 22]

$$\begin{cases} R(m, k) = E[r(m, k)(r(m, k))^H] \\ Q(m, k) = E[r(m, k)(s(m, k))^H] \end{cases} \dots\dots\dots (22)$$

La matriz de autocorrelación $R(m, k)$ se halla usando la siguiente fórmula (23).
[Fórmula 23]

$$R(m, k) = H(m, k)P(H(m, k))^H + \tilde{C}(m, k) + \text{diag}(2\sigma_1^2, \dots, 2\sigma_{NR}^2) \dots\dots\dots (23)$$

En este punto, la matriz P se proporciona por la siguiente fórmula (24).
[Fórmula 24]

$$P = \text{diag}(P_1, \dots, P_{NT})$$

$$P_{i'} = \frac{Nd(u)}{N} \dots\dots\dots (24)$$

Además, el elemento (p, q) $[\tilde{C}(m, k)]_{p,q}$ de la segunda expresión tilde $(\sim) C(m, k)$ se halla por la siguiente fórmula (25).

[Fórmula 25]

$$\begin{aligned}
\left[\tilde{C}(m, k)\right]_{p, q} &= E\left[c(m, k)(c(m, k))^H\right] \\
&= E\left[\sum_{u=1}^U \sum_{l=1}^{m(u)} f(k)\left\{X_{p, u, l}(m) u_{u, l}(m)+Y_{p, u, l}(m) v_{u, l}(m)\right\}\right. \\
&\quad \left.\times\left\{\sum_{u'=1}^U \sum_{l'=1}^{m(u')}\left(f(k)\left\{X_{q, u', l'}(m) u_{u', l'}(m)+Y_{q, u', l'}(m) v_{u', l'}(m)\right\}\right)^*\right\}\right] \\
&= \sum_{u=1}^U \sum_{l=1}^{m(u)}\left\{f(k) X_{p, u, l}(m)\left(f(k) X_{q, u, l}(m)\right)^H+f(k) Y_{p, u, l}(m)\left(f(k) Y_{q, u, l}(m)\right)^H\right\}
\end{aligned}
\tag{25}$$

5 La matriz de correlación cruzada $Q(m, k)$ se halla por la siguiente fórmula (26).

[Fórmula 26]

$$\begin{aligned}
Q(m, k) &= E\left[\left(H(m, k)s(m, k)+c(m, k)+n(m, k)\right)s^H(m, k)\right] \\
&= H(m, k)P(m)
\end{aligned}
\tag{26}$$

10 Por consiguiente, cuando se proporciona la matriz de canal $H(m, k)$, el peso de MMSE de detección de múltiples usuarios $W(m, k)$ que se está determinando se halla por la siguiente fórmula (27).

[Fórmula 27]

$$W(m, k)=\left[H(m, k) P H^H(m, k)+\tilde{C}(m, k)+\operatorname{diag}\left(2 \sigma_1^2, \ldots, 2 \sigma_{N R}^2\right)\right]^{-1} H(m, k) P
\tag{27}$$

15 Además, en la estación de recepción, un peso que no requiere una estimación de la potencia de ruido se halla por la siguiente fórmula (28).

[Fórmula 28]

$$W(m, k)=\left[H(m, k) P H^H(m, k)+\tilde{C}(m, k)\right]^{-1} H(m, k) P
\tag{28}$$

[Primera realización: cuando se usa transmisión de portadora única]

<Estructura de la primera realización>

25 A continuación, se describirá una realización de la presente invención en la que se usa transmisión de portadora única.

30 La Figura 5 es un diagrama de bloques que muestra la estructura de un sistema de transmisión en la estación de transmisión de orden u de acuerdo con la presente realización. En la Figura 5, 1100- u es un codificador de corrección de error de la estación de transmisión de orden u , 1101- u es un circuito intercalador de la estación de transmisión de orden u , 1102- u es un modulador de la estación de transmisión de orden u , 1103- u es un convertidor de serie a paralelo de la estación de transmisión de orden u , 1104- u -1 a 1104- u -nt(u) son circuitos de conformación de forma de onda de la estación de transmisión de orden u , 1105- u -1 a 1105- u -nt(u) son convertidores de D/A de la estación de transmisión de orden u , 1106- u -1 a 1106- u -nt(u) son secciones de radio de la estación de transmisión de orden u , y 1107- u -1 a 1107- u -nt(u) son antenas de transmisor de la estación de transmisión de orden u .

Además, la Figura 6 es un diagrama de bloques que muestra la estructura de un sistema de recepción de acuerdo con la presente realización. En la Figura 6, 1109-1 a 1109-NR son antenas de receptor, 1110-1 a 1110-NR son secciones de radio, 1111-1 a 1111-NR son convertidores de A/D, 1112-1 a 1112-NR son memorias, 1113-1 a 1113-NR son convertidores ortogonales, 1114-1 a 1114-N son detectores de múltiples usuarios, 1115-1 a 1115-NT son convertidores ortogonales inversos, 1116-1 a 1116-NT son circuitos de filtro rectangular, 1117-1 a 1117-U son

convertidores de paralelo a serie, 1118-1 a 1118-U son demoduladores, 1119-1 a 1119-U son circuitos desintercaladores, y 1120-1 a 1120-U son decodificadores. Además, 1121 es un calculador de peso de detección de múltiples usuarios. Obsérvese que el ancho de banda que limita la filtración para las señales en el lado de recepción puede realizarse en cualquier lugar entre las secciones de radio 1110-1 a 1110-NR y los detectores de múltiples usuarios 1114-1 a 1114-N.

Además, en la descripción proporcionada a continuación, no se ha supuesto sobremuestreo, sin embargo, como en la técnica relacionada, también es posible realizar sobremuestreo en los convertidores de A/D 1111-1 a 1111-NR. En este caso, puede realizarse submuestreo en algún lugar entre los convertidores de A/D 1111-1 a 1111-NR y los circuitos de filtro rectangulares 1116-1 a 1116-NT. Si se realiza submuestreo en algún lugar entre la memoria 1112-1 a 1112-NR y los convertidores ortogonales 1113-1 a 1113-NR, entonces es posible reducir la escala de cálculo del procesamiento de señal en el lado de recepción. Además, si se realiza submuestreo en algún lugar entre los detectores de múltiples usuarios 1114-1 a 1114-N y los circuitos de filtro rectangulares 1116-1 a 1116-NT, entonces también es posible aumentar la potencia de señal deseada.

Adicionalmente, en la estación de recepción, es posible estimar las temporizaciones de llegada de cada estación de transmisión por medio de un método comúnmente usado. Por ejemplo, se insertan señales de entrenamiento de detección de temporización predeterminadas en las señales transmitidas desde cada estación de transmisión, mientras que en la estación de recepción, correlacionando las señales recibidas con las señales de entrenamiento, es posible estimar las temporizaciones de llegada de cada estación de transmisión.

También es posible asignar con antelación una señal de entrenamiento de detección de temporización diferente a cada estación de transmisión. Además de esto, para cada estación de transmisión es posible seleccionar aleatoriamente una señal de entrenamiento de detección de temporización de entre una pluralidad de señales de entrenamiento de detección de temporización predeterminadas, y a continuación transmitir esta a esa estación de transmisión.

En las estaciones de recepción, puede emplearse un método en el que se establece una correlación con señales de entrenamiento de detección de temporización únicamente para señales recibidas por antenas que tienen los niveles de señal más alto recibidos, o como alternativa, puede emplearse un método en el que se establece una correlación con las señales de entrenamiento de detección de temporización para cada señal recibida por las respectivas antenas, y estas a continuación se sintetizan. Empleando uno de estos métodos, es posible detectar temporizaciones de transmisión. Esta detección de temporización de transmisión puede conseguirse por medio de un método que se realiza para cada trama, un método que se realiza antes de que se inicie la comunicación, o un método que usa una temporización estimada en la trama anterior. En lo sucesivo, se proporciona una descripción detallada de las operaciones en cada trama de comunicación suponiéndose que se han estimado las temporizaciones de recepción desde cada estación de transmisión antes de que la trama de comunicación haga la transmisión de señal.

En primer lugar, se describirá el lado de transmisión. En este punto, se describirá el procesamiento de señal realizado por la estación de transmisión de orden u. Tomando una secuencia de datos binarios transmitida por la estación de transmisión de orden u como una señal de entrada, esta señal de entrada se suministra al codificador de corrección de error 1100-u. Una secuencia de datos binarios codificados se emite desde el codificador de corrección de error 1100-u. La salida desde el codificador de corrección de error 1100-u se introduce en el circuito intercalador 1101-u, y a continuación se emite una secuencia de datos intercalados a partir del mismo. Posteriormente, el modulador 1102-u modula la secuencia de datos intercalados, y suministra la secuencia de símbolos modulados al convertidor de serie a paralelo 1103-u. Esta a continuación se convierte en nt (u) número de series en el convertidor de serie a paralelo 1103-u y se emite.

Las señales de salida que se forman por estas nt (u) series se suministran a los circuitos de conformación de forma de onda 1104-u-1 a 1104-u-nt (u). A continuación se emite una secuencia de señal de ancho de banda limitado para cada serie desde los circuitos de conformación de forma de onda 1104-u-1 a 1104-u-nt (u). Las señales de salida desde los circuitos de conformación de forma de onda 1104-u-1 a 1104-u-nt (u) se introducen en los convertidores de D/A 1105-u-1 a 1105-u-nt (u). Se realiza a continuación conversión digital/analógica en los convertidores de D/A 1105-u-1 a 1105-u-nt (u), y las señales analógicas resultantes se suministran a continuación a las secciones de radio 1106-u-1 a 1106-u-nt (u). Estas se emiten a continuación como señales de RF desde las secciones de radio 1106-u-1 a 1106-u-nt (u), y se transmiten desde las antenas de transmisor 1107-u-1 a 1107-u-nt (u). El procesamiento de señal descrito anteriormente se realiza de la misma manera que en todas las estaciones de transmisión.

A continuación, se describirá el procesamiento de señal en el lado de recepción. Las señales recibidas por las antenas de receptor 1109-1 a 1109-NR se suministran a las secciones de radio 1110-1 a 1110-NR para cada antena de receptor con la secuencia de señal de las mismas usada como señales de entrada. Se realiza a continuación conversión de frecuencia en las secciones de radio 1110-1 a 1110-NR, y se emiten señales de banda base. Estas señales de banda base se introducen en los convertidores de A/D 1111-1 a 1111-NR. Se realiza conversión analógica/digital en los convertidores de A/D 1111-1 a 1111-NR y las señales digitales que se obtienen de esta manera se almacenan en la memoria 1112-1 a 1112-NR.

Posteriormente, como se muestra en la Figura 3, un número N de señales de la secuencia de señal que se almacenan en la memoria 1112-1 a 1112-NR se leen y suministran a los convertidores ortogonales 1113-1 a 1113-NR con la posición de comienzo de las mismas desplazada cada vez por un número Nw de señales. En el convertidor ortogonal de orden nr (en el que nr = 1 ~ NR) 1113-nr, cuando las señales de entrada (es decir, series de tiempo) que se introducen en el convertidor ortogonal de orden m (en el que m es el número de bloque) 1113-m se toman como rnr ((m-1) Nw + 1) ~ rnr ((m-1) Nw + N), los valores de salida (es decir, componentes ortogonales) se expresan por la siguiente fórmula (29) usando un número N de señales ortogonales e (k, n) que tienen una longitud de N que se establece con antelación.

[Fórmula 29]

$$R_{nr}(m, k) = \sum_{n=1}^N e(k, n) r_{nr}((m-1)Nw + n) \quad (k=1 \sim N) \quad \dots\dots\dots (29)$$

Los componentes ortogonales del número N de señales que se han obtenido de esta manera se introduce cada uno en los detectores de múltiples usuarios 1114-1 a 1114-N junto con pesos de detección de múltiples usuarios, que son valores de salida desde el calculador de peso de detección de múltiples usuarios 1121, con número NR de señales usadas como señales de entrada para cada componente. Se emiten número NT de señales de salida b (m, k) respectivamente desde cada de los detectores de múltiples usuarios 1114-1 a 1114-N como se muestra por la siguiente fórmula (30).

[Fórmula 30]

$$\begin{aligned} b(m, k) &= (b_1(m, k), \dots, b_{NT}(m, k))^T \\ &= W^H(m, k) r(m, k) \quad \dots\dots\dots (30) \end{aligned}$$

En este punto, r (m, k) es el vector de señal recibido y W (m, k) es el peso de detección de múltiple usuarios, y estos se expresan respectivamente por las siguientes fórmulas (31) y (32).

[Fórmula 31]

$$\begin{aligned} r(m, k) &= (f(k) [r_1(m), r_2(m), \dots, r_{NR}(m)])^T \\ &= [R_1(m, k), R_2(m, k), \dots, R_{NR}(m, k)]^T \quad \dots\dots\dots (31) \end{aligned}$$

[Fórmula 32]

(Peso 1)

$$\begin{aligned} W(m, k) &= \begin{bmatrix} w_{1,1}(m, k) & \dots & w_{1,NT}(m, k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{NR,1}(m, k) & \dots & w_{NR,NT}(m, k) \end{bmatrix} \\ &= [\hat{H}(m, k) P \hat{H}^H(m, k) + \hat{C}(m, k) + \text{diag}(2\hat{\sigma}_1^2, \dots, 2\hat{\sigma}_{Nr}^2)]^{-1} \hat{H}(m, k) P \end{aligned}$$

(Peso 2)

$$\begin{aligned} W(m, k) &= \begin{bmatrix} w_{1,1}(m, k) & \dots & w_{1,NT}(m, k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{NR,1}(m, k) & \dots & w_{NR,NT}(m, k) \end{bmatrix} \\ &= [\hat{H}(m, k) P \hat{H}^H(m, k) + \hat{C}(m, k)]^{-1} \hat{H}(m, k) P \quad \dots\dots\dots (32) \end{aligned}$$

En este punto, elevado a (^) H (m, k) representa la matriz de canal estimada NR x NT, y el sombreado (^) C (m, k) es una matriz que representa la contribución de componente de interferencia estimada NR x NR. Además, $2^{(\wedge)}\sigma_{nr}$ representa el valor estimado de la varianza de ruido en la antena de receptor de orden nr. El peso 1 es una solución derivada usando el criterio de mínimo error cuadrático medio (MMSE), mientras que el peso 2 es un peso cuando no se requiere la estimación de varianza de ruido (potencia) en el peso 1. W (m, k) puede usarse también para la detección de múltiples usuarios del bloque de orden n como W (n, k) (en el que $m \neq n$) cuando casi no hay variación de tiempo de canal. Obsérvese que el calculador de peso de detección de múltiples usuarios 1121 se describe a continuación en detalle.

A continuación, después de que se ha obtenido el número NT de señales de salida para cada componente ortogonal, el número NT de convertidores ortogonales inversos 1115-1 a 1115-NT realizan conversión ortogonal inversa en un número N de componentes ortogonales en cada una de las series de transmisión de entrada, y a continuación emiten el número NT de secuencias de señales de tiempo como señales de salida. Los circuitos de filtro rectangulares 1116-1 a 1116-NT reciben la entrada de este número NT de secuencias de señales y, como se muestra en la Figura 5, un número Mh de señales en la porción mitad delantera y un número Mt de señales en la porción mitad trasera que se ven afectadas enormemente por interferencia inter bloque se eliminan del número N de señales, y únicamente se extraen Nw (= N - Mh - Mt) número de señales que son las señales que permanecen en el centro que se ven mínimamente afectadas por interferencia y se emiten como señales de salida. Los convertidores de paralelo a serie 1117-1 a 1117-U realizan conversión de paralelo a serie en estas señales de salida, y emiten unas series de tiempo para cada estación de transmisión (es decir, un número U de las mismas) como señales de salida.

Finalmente, los demoduladores 1118-1 a 1118-U demodulan las series de señales que se han convertido en el U número de series, y emiten la secuencia de señal demodulada. Los circuitos desintercaladores 1119-1 a 1119-U desintercalan la secuencia de señal demodulada y suministran los resultados de esta a los decodificadores 1120-1 a 1120-U. Los decodificadores 1119-1 a 1119-U decodifican los resultados desintercalados y los emiten como los resultados de decodificación.

Empleando este tipo de estructura, incluso cuando se está transmitiendo una señal de banda ancha, realizando control direccional en cada uno de los componentes de señal ortogonales, es posible identificar las señales para cada estación de transmisión usando el desplazamiento de temporización entre estaciones de transmisión opcionales. Obsérvese que el procesamiento anteriormente descrito puede aplicarse también cuando están presentes intervalos de guarda (GI). Además, el procesamiento anteriormente descrito puede aplicarse también en el caso de una MIMO de único usuario (U = 1).

A continuación, la Figura 7 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo estructural del calculador de peso de detección de múltiples usuarios 1121. En la Figura 7, 1401-1-1-1 a 1401-NR-U-nt (U) son secciones de estimación de respuesta de impulso de canal, 1402-1-1-1 a 1402-NR-U-nt (U) son secciones de estimación de función de transferencia de canal, 1403-1-1-1 a 1403-NR-U-nt (U) son secciones de estimación de matriz de contribución de IBI, 1404-1 a 1404-NR son secciones de estimación de potencia de ruido, y 1405 es una sección de cálculo de peso de detección de múltiples usuarios.

Tomando una señal recibida piloto como una señal de entrada, se transmite un valor estimado para la respuesta de impulso de trayectoria de propagación que desde la antena de orden i de la estación de transmisión de orden u y se recibe por la antena de receptor de orden nr de la estación de recepción que se emite como un valor de salida desde la sección de estimación de respuesta de impulso de canal 1401-nr-u-i de entre las secciones de estimación de respuesta de impulso de canal 1401-1-1-1 a 1401-NR-U-n (U) como se muestra en la Fórmula (33).

[Fórmula 33]

$$\hat{h}_{nr,u,i}(m) = \left(\hat{h}_{0,nr,u,i}(m), \dots, \hat{h}_{L(u)-1,nr,u,i}(m), \theta_{1 \times (N-L(u))} \right)^T \quad \dots \dots \dots (33)$$

La función de transferencia puede estimarse calculando una correlación deslizando entre la señal recibida y la señal piloto. También es posible estimar la función de transferencia por medio de estimación de probabilidad máxima desde la señal recibida y la señal piloto.

Además, estimando el resultado de una convolución de la respuesta de impulso de canal y el filtro de conformación de longitud de onda, también es posible realizar la multiplicación del ancho de banda que limita el filtro en el lado de recepción al mismo tiempo que se realiza detección de múltiples usuarios.

Posteriormente, usando valores de respuesta de impulso de canal estimados respectivamente por las secciones de estimación de respuesta de impulso de canal 1401-1-1-1 a 1401-NR-U-nt (U) como valores de entrada, se calculan valores de estimación para las funciones de transferencia de canal (o para cada componente después de conversión ortogonal) en las secciones de estimación de función de transferencia de canal 1402-1-1-1 a 1402-NR-U-nt (U), y se

calculan los respectivos componentes después de la conversión ortogonal de los valores de estimación para los canales en los componentes de IBI en las secciones de estimación de matriz de contribución de IBI 1403-1-1-1 a través de 1403-NR-U-nt (U), y estos a continuación se emiten. El componente de orden k elevado a (^) H_{nr,u,i} (m, k) de los valores de estimación de la función de transferencia de canal y el componente de orden k elevado a (^) C_{nr,u,i} (m, k) de los valores de estimación para los canales en los componentes de IBI después de la conversión ortogonal se expresan respectivamente por la siguiente fórmula (34) y la siguiente fórmula (35).

[Fórmula 34]

$$\hat{H}_{nr,u,i}(m,k) = f(k) \hat{h}_{nr,u,i}(m) \quad \dots\dots\dots (34)$$

[Fórmula 35]

$$\hat{C}_{nr,u,i}(m,k) = f(k) \hat{X}_{nr,u,i}(m) \left(f(k) \hat{X}_{nr,u,i}(m) \right)^H + f(k) \hat{Y}_{nr,u,i}(m) \left(f(k) \hat{Y}_{nr,u,i}(m) \right)^H \quad \dots\dots\dots (35)$$

En este punto, elevado a (^) X_{nr,u,i} (m) se expresa por la siguiente fórmula (36), y elevado a (^) Y_{nr,u,i} (m) se expresa por la siguiente fórmula (37).

[Fórmula 36]

$$\hat{X}_{nr,u,i}(m) = \begin{bmatrix} \hat{h}_{L(u)-1, nr, u, i}(m) & \hat{h}_{L(u)-2, nr, u, i}(m) & \dots & \hat{h}_{1, nr, u, i}(m) \\ 0 & \ddots & & \hat{h}_{2, nr, u, i}(m) \\ \vdots & \ddots & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \hat{h}_{L(u)-1, nr, u, i}(m) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (36)$$

[Fórmula 37]

$$\hat{Y}_{nr,u,i}(m) = \begin{bmatrix} & & \theta_{Nd(u), L(u)-1} & & \\ & \hat{h}_{0, nr, u, i}(m) & 0 & \dots & 0 \\ & \hat{h}_{1, nr, u, i}(m) & \ddots & \ddots & \vdots \\ & \vdots & & & 0 \\ \hat{h}_{L(u)-2, nr, u, i}(m) & \hat{h}_{L(u)-3, nr, u, i}(m) & \dots & \hat{h}_{0, nr, u, i}(m) & \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (37)$$

En contraste, tomando la señal recibida piloto como una señal de entrada, se estima la potencia de ruido en cada antena de receptor en las secciones de estimación de potencia de ruido 1404-1 a 1404-NR, y a continuación se emite el valor estimado resultante. La potencia de ruido puede estimarse, por ejemplo, a partir de la diferencia entre la potencia de señal recibida y la suma de la potencia estimada de las funciones de transferencia. En este caso, las potencias de componentes de retardo cuyas funciones de transferencia no podrían estimarse se añaden a la potencia de ruido. Además de esto, también es posible detectar segmentos de tiempo donde no se han recibido señales por las respectivas antenas de receptor, y para medir la potencia de ruido desde la potencia recibida medida en estos segmentos.

La sección de cálculo de peso de detección de múltiples usuarios 1405 usa los valores estimados anteriormente descritos para los valores estimados anteriormente descritos para las funciones de transferencia de canal (o para cada componente después de conversión ortogonal) emitidas desde las secciones de estimación de función de transferencia de canal 1402-1-1-1 a 1402-NR-U-nt (U), y también los valores estimados elevado a (^) C (m, k) de los respectivos componentes ortogonales de la IBI emitida desde las secciones de estimación de matriz de contribución de IBI 1403-1-1-1 a 1403-NR-U-nt (U), y los valores estimados 2 elevado a (^) σ²_{nr} (nr = 1 ~ NR) de la potencia de ruido emitidos desde las secciones de estimación de potencia de ruido 1404-1 a 1404-NR como valores de entrada,

calcula pesos de detección de múltiples usuarios, y emite el resultado de estos cálculos.

En este punto, en la sección de cálculo de peso de detección de múltiples usuarios 1405 anteriormente descrita, se usa un método en el que se transmiten señales piloto por el lado de transmisión y se realizan estimaciones basándose en estas, sin embargo, también es posible usar señales recibidas desde la sección de datos como señales de entrada, y considerar las señales obtenidas a través de realimentación de decisión como las señales piloto transmitidas, y estimar de esta manera el peso de detección de múltiples usuarios. Además, se realiza la estimación de respuesta de señal de canal anteriormente descrita usando series de tiempo como señales de entrada, sin embargo, también es posible que se realice esta estimación usando señales recibidas de conversión post-ortogonal como señales de entrada.

El sistema anteriormente descrito estima potencia de ruido usando las secciones de estimación de potencia de ruido 1404-1 a 1404-NR, sin embargo, esta sección no se requiere si se usa el peso 2.

<Intercalador de codificación>

La Figura 8 es una vista conceptual usada para ilustrar un intercaldador de bloque.

Cuando se usa la presente invención, debido a que el efecto de la IBI es mayor en señales más cerca de los extremos, las respectivas señales de salida de los filtros rectangulares 1116-1 a 1116-NT son más fiables (es decir, tienen una tasa de error menor) cuanto más cerca están al centro de las señales, y la fiabilidad se reduce (es decir, la tasa de error es mayor) moviéndose hacia los extremos. Debido a esto, en una estación de transmisión (véase la Figura 5), se proporciona un circuito intercaldador de símbolo que, usando los intercaldadores de bloque $Nw/2 \times Nx$ mostrados en la Figura 8, lee valores de entrada de manera vertical para la conversión de serie a paralelo de nt (u) series que han sido convertidos por el circuito de conversión de serie a paralelo 1103-u, y emite horizontalmente resultados escritos.

En la estación de recepción (véase la Figura 6), se proporciona un circuito desintercaldador de símbolo que, usando los desintercaldadores de bloque $Nw/2 \times Nx$, lee valores de entrada de manera horizontal para la respectiva secuencia de señal que ha experimentado filtración rectangular en los circuitos de filtro rectangulares 1116-1 a 1116-NT y se ha emitido, y emite de manera vertical resultados escritos. Obsérvese que Nx es un número positivo opcional.

Usando un intercaldador de bloque y desintercaldador de bloque que tienen una longitud vertical de $Nw/2$ tal como la mostrada en la Figura 8, las señales que tienen un alto nivel de fiabilidad y las señales que tienen un bajo nivel de fiabilidad se alinean de manera alterna en la secuencia de señal. Como resultado, debido a que se cambian los errores de errores en ráfagas a errores aleatorios, es posible aumentar la efectividad de una codificación de corrección de error.

Además, también es posible usar un intercaldador aleatorio como el intercaldador de símbolo en lugar de un intercaldador de bloque.

<Dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva>

En la estación de recepción, en lugar de realizar detección de múltiples usuarios, también es posible separar señales usando un dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva.

La Figura 9 es un diagrama de bloques que muestra la estructura de un receptor cuando se usa un dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva. En la Figura 9, 1510-1 a 1510-NR son antenas de receptor, 1511-1 a 1511-NR son secciones de radio, 1512-1 a 1512-NR son convertidores de A/D, 1513-1 a 1513-NR son memorias, 1514 es un dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva, 1515-1 a 1515-U son convertidores de paralelo a serie, 1516-1 a 1516-U son circuitos desintercaldadores, y 1517-1 a 1517-U son decodificadores. 1518 es un calculador de peso para el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva.

Las señales recibidas por las antenas de receptor 1510-1 a 1510-NR se suministran a las secciones de radio 1511-1 a 1511-NR para cada antena de receptor. Las secciones de radio 1511-1 a 1511-NR a continuación realizan conversión de frecuencia respectivamente para cada antena de receptor, y emiten señales de banda base. Usando estas señales de banda base como señales de entrada, los convertidores de A/D 1512-1 a 1512-NR convierten las señales analógicas en señales digitales. La secuencia de señal que se ha convertido en estas señales digitales se almacena a continuación en la memoria 1513-1 a 1513-NR.

Posteriormente, se leen un número N de señales y se introducen en el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 1514 junto con pesos de ecualización que son valores de salida del calculador de peso 1518 para el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva, mientras que la secuencia de señal almacenada en la memoria se desplaza cada vez por un número Nw de señales. El dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 1514 se describe a continuación en detalle. El número NT de secuencia de señal que se emite desde el dispositivo de

cancelación de interferencia sucesiva 1514 se suministra a los convertidores de paralelo a serie 1515-1 a 1515-U. A continuación se emite la secuencia de señal para cada (es decir, para número U de) estación de transmisión desde los convertidores de paralelo a serie 1515-1 a 1515-U. Finalmente, usando la secuencia de señal que se ha convertido en el número U de series como señales de entrada, los circuitos desintercaladores 1516-1 a 1516-U emiten la secuencia de señal desintercalada. Esta secuencia de señal a continuación se decodifica por los decodificadores 1517-1 a 1517-U y se emiten los resultados de decodificación.

A continuación, la Figura 10 es un diagrama de bloques que muestra la estructura del dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 1514. En la Figura 10, 1601-1 a 1601-NR son primeros restadores de interferencia, 1602-1-1 a 1602-NT-NR son convertidores ortogonales, 1603-1 a 1603-NT son detectores de señal, 1604-1 a 1604-NT son convertidores ortogonales inversos, 1605-1 a 1605-NT son circuitos de filtro rectangular, 1606-1 a 1606-NT son secciones de determinación de señal, 1607-1 a 1607-NT son circuitos de retardo, 1608 es un circuito de generación de réplica, 1609-1-1 a 1609-(NT-1)-NR son segundos restadores de interferencia, y 1610-1 a 1610-(NT-1) son circuitos de generación de réplica.

Cuando se opera el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 1514, es esencial la asignación de secuencia. En este punto, se usan los valores de estimación para cada canal de antena para la asignación de secuencia, y pueden aplicarse todos los métodos de asignación normal que se usan en el dispositivo de cancelación de interferencias sucesivas, tal como potencia recibida instantánea (es decir, la relación de potencia de señal a ruido), o tal como la calidad de transmisión promedio (por ejemplo, la relación de potencia de señal a ruido más interferencia SINR, o el rendimiento de tasa de errores de bits o similares) para cada secuencia de señal transmitida, o tal como una secuencia de señal transmitida dispuesta en orden de prioridad más alta.

En la descripción proporcionada a continuación, en la señal recibida del bloque de orden m, se realiza demodulación en secuencia desde el primer flujo de la primera estación de transmisión, y cuando se está realizando la demodulación del flujo de orden i de la estación de transmisión de orden u, se usan los resultados de demodulación de orden i-1 para la estación de transmisión de orden u (cuando i = 1, entonces los resultados de demodulación de orden nt (u-1) para la estación de transmisión de orden u-1).

En el circuito de generación de réplica 1608, se crea una secuencia de señal recibida (es decir, series de tiempo) formada por la determinación posterior de NT series antes de que se use el bloque de orden m-1 como una señal de entrada, y usando la respuesta de impulso de canal estimado, una réplica del componente de interferencia (mostrada en la siguiente fórmula (38)) en la antena de receptor nr del bloque inmediatamente anterior al mismo, y se emite el resultado de esta (es decir, una señal de serie de tiempo).

[Fórmula 38]

$$\sum_{u=1}^U \sum_{i=1}^{nt(u)} \hat{X}_{nr,u,i}(m) \hat{u}_{u,i}(m) \quad (nr=1 \sim NR) \quad \dots\dots\dots (38)$$

En los primeros restadores de interferencia 1601-1 a 1601-NR, tomando un vector $r_{nr}(m)$ de una señal recibida (series de tiempo) y la réplica del componente de interferencia mostrada en la Fórmula (38) proporcionada anteriormente desde el bloque inmediatamente anterior al mismo que se creó por el circuito de generación de réplica 1608 como entradas, el componente de interferencia se resta de la señal recibida y se emite el resultado mostrado en la siguiente fórmula (39).

[Fórmula 39]

$$z(m) = r_{nr}(m) - \sum_{u=1}^U \sum_{i=1}^{nt(u)} \hat{X}_{nr,u,i}(m) \hat{u}_{u,i}(m) \quad \dots\dots\dots (39)$$

Tomando las señales recibidas a partir de las que se ha eliminado el componente de interferencias y que se forman en bloques que se forman respectivamente por un número N de señales de series de tiempo como entradas, los convertidores ortogonales 1602-1-1 a 1602-NT-NR realizan conversión ortogonal, y emiten un número N de componentes ortogonales. En este punto, el componente ortogonal de orden k elevado a (^) $r_{i-1}(m, k)$ de las señales emitidas desde los convertidores ortogonales 1602-i-1 a 1602-i-NR (en el que i se expresa por la Fórmula (17) anteriormente proporcionada) es el componente ortogonal de orden k después de que se haya realizado conversión ortogonal en las señales recibidas a partir de las cuales se han restado las señales de interferencia en lo que respecta al flujo i-1, y se expresa por la siguiente fórmula (40) y la fórmula (41).

[Fórmula 40]

$$\hat{\mathbf{r}}_{i-1}(m, k) = (\hat{r}_{i-1,1}(m, k), \dots, \hat{r}_{i-1,NR}(m, k))^T \quad \dots\dots\dots (40)$$

[Fórmula 41]

$$\begin{aligned} & \hat{\mathbf{r}}_{i-1,NR}(m, k) \\ &= f(k) \left\{ \mathbf{r}_{nr}(m) - \sum_{u'=1}^{N-1} \sum_{p=1}^{n(u')} \hat{\mathbf{H}}_{nr,u',p}(m) \hat{\mathbf{s}}_{u',p}(m) - \sum_{p=1}^{i-1} \hat{\mathbf{H}}_{nr,u,p}(m) \hat{\mathbf{s}}_{u,p}(m) - \sum_{u=1}^U \sum_{p=1}^{n(u)} \hat{\mathbf{X}}_{nr,u,p}(m) \hat{\mathbf{u}}_{u,p}(m) \right\} \\ & \dots\dots\dots (41) \end{aligned}$$

En este punto, elevado a $(\wedge)$ $\mathbf{H}_{nr,u,p}(m)$ es un valor estimado para la tilde ($\sim$) $\mathbf{H}_{nr,u,p}(m)$, y elevado a $(\wedge)$ $\mathbf{S}_{u,p}(m)$ es una réplica del vector $\mathbf{s}_{u,p}(m)$.

Tomando las señales de salida de los convertidores ortogonales 1602-1-1 a 1602-NT-NR, y también los pesos que se tienen en cuenta la interferencia inter bloque residual calculada por el calculador de peso para el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 1518 como valores de entrada, los detectores de señal 1603-1 a 1603-NT realizan detección de señal, y emiten el número N de resultados.

En este punto, el componente ortogonal de orden k ($= 1 \sim N$) de la salida desde el convertidor de señal 1603-i' se expresa por la siguiente fórmula (42).
[Fórmula 42]

$$\mathbf{b}_i(m, k) = \mathbf{w}_i^H(m, k) \hat{\mathbf{r}}_{i-1}(m, k) \quad \dots\dots\dots (42)$$

En este punto, el vector $\mathbf{w}_i^H(m, k)$ es un peso de detección de múltiples usuarios para el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva que se crea por el calculador de peso para el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 1518, y se establece a un valor que reduce a un mínimo cualquier discrepancia entre la señal recibida y la señal transmitida después de que se haya eliminado la interferencia, y se proporciona por la siguiente fórmula (43).

$$\mathbf{w}_i(m, k) = \arg \min_{\mathbf{w}_i(m, k)} E \left[\left\| f(k) \mathbf{s}_{u,i}(m) - \mathbf{b}_i(m, k) \right\|^2 \right] \quad \dots\dots\dots (43)$$

De la misma manera que se deriva el peso de MMSE de la detección de múltiples usuarios anteriormente descrita, el peso de la Fórmula (43) anterior puede experimentar el desarrollo de fórmula. $\mathbf{W}_i^H(m, k)$ puede usarse también para el bloque de orden n como $\mathbf{w}_i^H(n, k)$ (en el que $m \neq n$) cuando casi no hay variación de tiempo de canal.

Los convertidores ortogonales inversos 1604-1 a 1604-NT a continuación realizan conversión ortogonal inversa en el número N de señales después de la detección de señal, y emiten un número N de señales de series de tiempo. En los circuitos de filtro rectangulares 1605-1 a 1605-NT, un número M_h de señales en la porción mitad delantera y un número M_t de señales en la porción mitad trasera que se ven afectadas enormemente por interferencia inter bloque se eliminan del número N de señales de series después de la conversión ortogonal inversa, y únicamente se extraen y emiten $N_w (= N - M_h - M_t)$ número de señales que son las señales que permanecen en el centro que se ven mínimamente afectadas por interferencia. En las secciones de determinación de señal 1606-1 a 1606-NT, se realiza procesamiento de decisión flexible o decisión definitiva en cada una del número N_w de señales de series de tiempo, y se emiten un número N_w de resultados de determinación. En los circuitos de retardo 1607-1 a 1607-NT, se aplica un retardo de una porción de bloque al un número N_w de señales que han experimentado procesamiento de decisión flexible o decisión definitiva, y estas a continuación se emiten al circuito de generación de réplica 1608.

A continuación, tomando las señales recibidas (es decir, series de tiempo) $\mathbf{z}(m)$ formadas por NR series a partir de las que se ha eliminado la interferencia, y la réplica del componente de interferencia del bloque inmediatamente anterior que se creó por los circuitos de generación de réplica 1610-1 a 1610-(NT-1) como señales de entrada, los segundos restadores de interferencia 1609-1-1 a 1609-(NT-1)-NR restan componentes de interferencia nuevamente creados de las señales recibidas a partir de las que se ha eliminado la interferencia, y emiten los resultados.

En este punto, las señales de salida del restador de interferencia 1609-(i'-1)-nr se expresan por la siguiente fórmula

(44).

[Fórmula 44]

$$r_{nr}(m) - \sum_{u=1}^{U-1} \sum_{p=1}^{n(u)} \hat{H}_{nr,u,p}(m) \hat{s}_{u,p}(m) - \sum_{p=1}^{i-1} \hat{H}_{nr,u,p}(m) \hat{s}_{u,p}(m) - \sum_{u=1}^U \sum_{p=1}^{n(u)} \hat{X}_{nr,u,p}(m) \hat{u}_{u,p}(m) \dots\dots\dots (44)$$

Una réplica (es decir, series de tiempo formadas por NR) del componente de interferencia inter usuario en el bloque de orden m se emite desde los circuitos de generación de réplica 1610-1 a 1610-(NT-1) usando una respuesta de impulso de canal estimada para el un número Nw de señales determinadas en las secciones de determinación de señal 1606-1 a 1606-NT. En este punto, una réplica de la interferencia inter usuario emitida desde el circuito de generación de réplica 1610-(i-1) se expresa por la siguiente fórmula (45).

[Fórmula 45]

$$\hat{H}_{nr,u,i-1}(m) \hat{s}_{u,i-1}(m) \dots\dots\dots (45)$$

Los convertidores ortogonales 1602-1-1 a 1602-NT-NR pueden proporcionarse también en una etapa delante de primeros restadores de interferencia 1601-1 a 1601-NR. En este caso, aunque se requirieron previamente NR x número NT de convertidores ortogonales, el número de los mismos puede reducirse a NR. Además, en este caso, las réplicas de interferencia emitidas desde el circuito de generación de réplica 1608 y los circuitos de generación de réplica 1610-1 a 1610-(NT-1) deben convertirse en componentes ortogonales. Por consiguiente, los primeros restadores de interferencia 1601 -1 a 1601 -NR y los segundos restadores de interferencia 1609-1-1 a 1609-(NT-1)-NR eliminan la interferencia para cada componente ortogonal.

Las señales para cualesquiera valores de decisión flexible o valores de decisión definitiva se emiten desde las secciones de procesamiento de determinación de señal 1601-1 a 1601-NT. Además, también es posible introducirlas en primer lugar en un decodificador de corrección de error y a continuación realizar procesamiento de decisión flexible o procesamiento de decisión definitiva en los resultados de salida de las mismas. La filtración de límite de ancho de banda que se realiza en las señales en el lado de recepción, puede realizarse en cualquier lugar entre las secciones de radio 1511-1 a 1511-NR y el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 1514, o por los detectores de señal 1603-1 a NT.

El dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 1514 opera en una unidad de bloque único cerrado, sin embargo, también es posible realizar cancelación de interferencia sucesiva a través de una pluralidad de bloques. Como un ejemplo de lo mismo, se describe a continuación un caso en detalle en el que hay cuatro usuarios, y cada usuario tiene una antena de transmisor, y se realiza demodulación en la secuencia Usuario 1 → Usuario 2 → Usuario 3 → Usuario 4.

En este punto, la Figura 11 es una vista conceptual que muestra un ejemplo de un proceso de demodulación realizado por el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 1514. Demodulando cada bloque en la secuencia mostrada en la Figura 11, por ejemplo, cuando el bloque de orden (m+1) del usuario 3 se está demodulando, debido a que se ha realizado demodulación para el usuario 1 en lo que respecta al bloque de orden (m+3) y para el usuario 2 en lo que respecta al bloque de orden (m+2), es posible crear réplicas de todos los componentes de señal para el usuario 1 y el usuario 2 en el bloque de orden (m+1). Por consiguiente, si no tuvieron lugar errores de demodulación, puesto que es posible eliminar completamente las señales de interferencia del usuario 1 y el usuario 2 y demodular las señales del usuario 3, hay una mejora en rendimiento.

Para expresar esto de manera más sencilla, si se considera la demodulación del bloque de orden m de una señal transmitida desde la antena de orden i del usuario de orden u, entonces es posible que se demodule la señal transmitida, transmitida desde la antena de orden i-1 del usuario de orden u al menos en lo que respecta al bloque de orden (m+1). Como resultado de esto, la demodulación del bloque de orden m de una señal transmitida de la antena de orden i del usuario de orden u se realiza desde la señal recibida mostrada en la siguiente fórmula (46) a partir de la cual se ha eliminado interferencia en lo que respecta a la antena de orden i-1 del usuario de orden u. Esto significa que el componente de IBI mostrado por la siguiente fórmula (47) también se elimina del bloque de orden (m+1) en lo que respecta a la antena de orden i-1 del usuario de orden u.

[Fórmula 46]

$$\begin{aligned} \hat{r}_{i-1, nr}(m) = & r_{nr}(m) - \sum_{u'=1}^{u-1} \sum_{p=1}^{n(u')} \hat{H}_{nr, u', p}(m) \hat{s}_{u', p}(m) - \sum_{p=1}^{i-1} \hat{H}_{nr, u, p}(m) \hat{s}_{u, p}(m) \\ & - \sum_{u'=1}^{u-1} \sum_{p=1}^{n(u')} \hat{X}_{nr, u', p}(m) \hat{u}_{u', p}(m) - \sum_{u'=1}^{u-1} \sum_{p=1}^{n(u')} \hat{Y}_{nr, u', p}(m) \hat{v}_{u', p}(m) - \sum_{p=1}^{i-1} \hat{Y}_{nr, u, p}(m) \hat{v}_{u, p}(m) \\ & \dots\dots\dots (46) \end{aligned}$$

5 [Fórmula 47]

$$\sum_{u'=1}^{u-1} \sum_{p=1}^{n(u')} Y_{nr, u', p}(m) v_{u', p}(m) + \sum_{p=1}^{i-1} Y_{nr, u, p}(m) v_{u, p}(m) \dots\dots\dots (47)$$

10 Debido a esto, aunque no es posible en el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 1514 anteriormente descrito eliminar interferencia del bloque de orden (m+1), operando a través de una pluralidad de bloques de esta manera, es posible reducir la interferencia incluso además, y es posible mejorar el rendimiento de decodificación para las señales transmitidas desde la antena de orden i del usuario u.

15 La operación anterior es una ilustración del dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 1514, sin embargo, de la misma manera que en la técnica relacionada, esta operación puede realizarse también por un dispositivo de eliminación de interferencia paralela. También es posible que se use una diversidad de opciones para el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 1514.

[Segunda realización: cuando se usa transmisión de multiportadoras]

20 <Estructura de la segunda realización>

A continuación, se describirá una realización de la presente invención en la que se usa transmisión de múltiples usuarios.

25 La Figura 12 es un diagrama de bloques que muestra la estructura de un sistema de transmisión en la estación de transmisión de orden u de acuerdo con la presente realización. En la Figura 12, 2101-u es un codificador de corrección de error de la estación de transmisión de orden u, 2102-u es un circuito intercalador de la estación de transmisión de orden u, 2103-u es un primer convertidor de serie a paralelo de la estación de transmisión de orden u, 2104-u-1 a 2104-u-nt (u) son segundos convertidores de serie a paralelo de la estación de transmisión de orden u, 2105-u-1-1 a 2105-u-nt (u)-Nc son moduladores de la estación de transmisión de orden u, 2106-u-1 a 2106-u-nt (u) son convertidores ortogonales inversos, 2107-u-1 a 2107-u-nt (u) son circuitos de conformación de forma de onda, 2108-u-1 a 2108-u-nt (u) son convertidores de D/A de la estación de transmisión de orden u, 2109-u-1 a 2109-u-nt (u) son secciones de radio de la estación de transmisión de orden u, y 2110-u-1 a 2110-u-nt (u) son antenas de transmisor. Obsérvese que el primer convertidor de serie a paralelo 2103-u y los segundos convertidores de serie a paralelo 2104-u-1 a 2104-u-nt (u) pueden también agruparse juntos en un único convertidor de serie a paralelo.

40 Además, la Figura 13 es un diagrama de bloques que muestra la estructura de un sistema de recepción de acuerdo con la presente realización. En la Figura 13, 2201-1 a 2201-NR son antenas de receptor, 2202-1 a 2202-NR son secciones de radio, 2203-1 a 2203-NR son convertidores de A/D, 2204-1 a 2204-NR son primeras memorias, 2205-1 a 2205-NR son primeros convertidores ortogonales, 2206-1 a 2206-N son detectores de múltiples usuarios, 2207-1 a 2207-NT son convertidores ortogonales inversos, 2208-1 a 2208-NT son circuitos de filtro rectangular, 2209-1 a 2209-NT son segundas memorias, 2210-1 a 2210-NT son segundos convertidores ortogonales, 2211-1-1 a 2211-NT-Nc son demoduladores, 2212-1 a 2212-NT son primeros convertidores de paralelo a serie, 2213-1 a 2213-U son segundos convertidores de paralelo a serie, 2214-1 a 2214-U son circuitos desintercaladores, y 2215-1 a 2215-U son decodificadores. Además, 2220 es un calculador de peso de detección de múltiples usuarios.

50 Obsérvese que los primeros convertidores de paralelo a serie 2212-1 a 2212-NT y los segundos convertidores de paralelo a serie 2213-1 a 2213-U pueden también agruparse juntos en el número U número de convertidores de paralelo a serie. Además, moviendo los primeros convertidores de paralelo a serie 2212-1 a 2212-NT y los segundos convertidores de paralelo a serie 2213-1 a 2213-U entre los circuitos de filtro rectangulares 2208-1 a 2208-NT y la memoria 2209-1 a 2209-NT, es posible reducir los siguientes segundos convertidores ortogonales 2210-1 a 2210-NT a un número U de los mismos, y reducir los demoduladores 2211-1-1 a 2211-NT-Nc a un número U x Nc de los mismos.

55

Además, en la presente invención se supone que se transmiten señales en todas del número N_c de subportadoras, sin embargo, como en una transmisión de multiportadoras de la técnica relacionada, no es necesario que se lleven las señales en todas las subportadoras, y también es posible que únicamente se lleven las señales en subportadoras deseadas.

Además, en la descripción proporcionada a continuación, no se ha supuesto sobremuestreo, sin embargo, también es posible realizar sobremuestreo en los convertidores de A/D 2203-1 a 2203-NR. En este caso, se realiza submuestreo en cualquier lugar entre la memoria 2204-1 a 2204-NR y los circuitos de filtro rectangulares 2208-1 a 2208-NT. Si se realiza submuestreo en algún lugar entre la primera memoria 2204-1 a 2204-NR y los primeros convertidores ortogonales 2205-1 a 2205-NR, entonces es posible reducir la escala de cálculo del procesamiento de señal en el lado de recepción. Además, si se realiza submuestreo en algún lugar entre los detectores de múltiples usuarios 2206-1 a 2206-N y los circuitos de filtro rectangulares 2208-1 a 2208-NT, entonces también es posible aumentar la potencia de señal deseada.

Adicionalmente, en la estación de recepción, se estiman las temporizaciones de llegada para cada estación de transmisión por medio de un método comúnmente usado. Por ejemplo, se insertan señales de entrenamiento de detección de temporización predeterminadas en las señales transmitidas desde cada estación de transmisión, mientras que en la estación de recepción, correlacionando las señales recibidas con las señales de entrenamiento, es posible estimar las temporizaciones de llegada de cada estación de transmisión.

También es posible asignar con antelación una señal de entrenamiento de detección de temporización diferente a cada estación de transmisión. Además de esto, para cada estación de transmisión es posible seleccionar aleatoriamente una señal de entrenamiento de detección de temporización de entre una pluralidad de señales de entrenamiento de detección de temporización predeterminadas, y a continuación transmitir esta a esa estación de transmisión.

En las estaciones de recepción, puede emplearse un método en el que se establece una correlación con señales de entrenamiento de detección de temporización únicamente para señales recibidas por antenas que tienen los niveles de señal más alto recibidos, o como alternativa, puede emplearse un método en el que se establece una correlación con las señales de entrenamiento de detección de temporización para cada señal recibida por las respectivas antenas, y estas se sintetizan a continuación. Empleando uno de estos métodos, es posible detectar temporizaciones de transmisión. Esta detección de temporización de transmisión puede conseguirse por medio de un método que se realiza para cada trama, un método que se realiza antes de que se inicie la comunicación, o un método que usa una temporización estimada en la trama anterior. En lo sucesivo, se proporciona una descripción detallada de las operaciones en cada trama de comunicación suponiéndose que se han estimado las temporizaciones de recepción desde cada estación de transmisión antes de que la trama de comunicación haga la transmisión de señal.

En primer lugar, se describirá el lado de transmisión. En este punto, se describirá el procesamiento de señal realizado por la estación de transmisión de orden u . Tomando una secuencia de datos binarios transmitida por la estación de transmisión de orden u como una señal de entrada, esta señal de entrada se suministra al codificador de corrección de error 2101- u . Una secuencia de datos binarios codificados se emite desde el codificador de corrección de error 2101- u . La salida desde el codificador de corrección de error 2101- u se introduce en el circuito intercalador 2102- u , y una secuencia de datos intercalados se emite a continuación. Posteriormente, el primer convertidor de serie a paralelo 2103- u realiza conversión de serie a paralelo en la secuencia de datos intercalados, para convertirlos en $n_t(u)$ número de series y estas a continuación se emiten.

Adicionalmente, las señales se dividen entre un número N_c de subportadoras por los segundos convertidores de serie a paralelo 2104- u -1 a 2104- u - $n_t(u)$. Tomando la secuencia de señales dividida como entrada, los moduladores 2105- u -1-1 a 2105- u - $n_t(u)$ - N_c realizan modulación de símbolo, y emiten el resultado como una secuencia de símbolos. El resultado de esto se introduce a continuación en los convertidores ortogonales inversos 2106- u -1 a 2106- u - $n_t(u)$, y se emiten a partir de los mismos señales de tiempo de multiportadoras. Estas señales de salida se transmiten a continuación como señales de RF a partir de las antenas 2110- u -1 a 2110- u - $n_t(u)$ mediante los circuitos de conformación de forma de onda 2107- u -1 a 2107- u - $n_t(u)$, los convertidores de D/A 2108- u -1 a 2108- u - $n_t(u)$, y las secciones de radio 2109- u -1 a 2109- u - $n_t(u)$ para cada antena. El procesamiento de señal anteriormente descrito se realiza de la misma manera que en todas las estaciones de transmisión.

A continuación, se describirá el procesamiento de señal en el lado de recepción. Las señales recibidas por las antenas de receptor 2201-1 a 2201-NR se suministran a las secciones de radio 2202-1 a 2202-NR para cada antena de receptor con la secuencia de señal de las mismas usada como las señales de entrada. Se realiza a continuación conversión de frecuencia en las secciones de radio 2202-1 a 2202-NR, y se emiten señales de banda base. Estas señales de banda base se introducen en los convertidores de A/D 2203-1 a 2203-NR. Se realiza conversión analógica/digital en los convertidores de A/D 2203-1 a 2203-NR y las señales digitales que se obtienen de esta manera se almacenan en la primera memoria 2204-1 a 2204-NR.

Posteriormente, como se muestra en la Figura 3, se leen y suministran un número N de señales de la secuencia de

señal que se almacena en la primera memoria 2204-1 a 2204-NR a los primeros convertidores ortogonales 2205-1 a 2205-NR con la posición de comienzo de las mismas desplazada cada vez por un número N_w de señales. En el primer convertidor ortogonal de orden n_r 2205- n_r (en el que $n_r = 1 \sim NR$), cuando las señales de entrada (es decir, series de tiempo) que se introducen en el primer convertidor ortogonal 2205- m de orden m (en el que m es el número de bloque) se toman como $r_{nr}((m-1)N_w + 1) \sim r_{nr}((m-1)N_w + N)$, los valores de salida (es decir, componentes ortogonales) se expresan por la Fórmula (29) descrita en la primera realización usando un número N de señales ortogonales $e(k, n)$ que tienen una longitud de N que se establece con antelación.

Los componentes ortogonales del número N de señales que se han obtenido de esta manera se introducen cada uno en los detectores de múltiples usuarios 2206-1 a 2206-N junto con pesos de detección de múltiples usuarios, que son valores de salida desde el calculador de peso de detección de múltiples usuarios 2220, con número NR de señales usadas como señales de entrada para cada componente. El número NT de señales de salida $b(m, k)$ se emiten respectivamente desde cada uno de los detectores de múltiples usuarios 2206-1 a 2206-N como se muestra por la Fórmula (30) de la primera realización.

En este punto, $r(m, k)$ es el vector de señal recibido y $W(m, k)$ es el peso de detección de múltiples usuarios, y estas se expresan respectivamente por las Fórmulas (31) y (32) de la primera realización.

En este punto, elevado a $(\wedge)$ $H(m, k)$ representa la matriz de canal estimada $NR \times NT$, y elevado a $(\wedge)$ $C(m, k)$ es una matriz que representa la contribución de componente de interferencia estimada $NR \times NR$. Además, $2(\wedge)\sigma_{nr}$ representa el valor estimado de la varianza de ruido en la antena de receptor n_r . El peso 1 es una solución derivada usando el criterio de mínimo error cuadrático medio (MMSE), mientras que el peso 2 es un peso cuando la estimación de varianza de ruido (potencia) no se requiere en el peso 1. $W(m, k)$ puede usarse también para la detección de múltiples usuarios del bloque de orden n como $W(n, k)$ (en el que $m \neq n$) cuando casi no hay variación de tiempo de canal. Obsérvese que el calculador de peso de detección de múltiples usuarios 2220 se describe a continuación en detalle.

A continuación, después de que se han obtenido número NT de señales de salida para cada componente ortogonal, el número NT de convertidores ortogonales inversos 2207-1 a 2207- NT realiza conversión ortogonal inversa en un número N de componentes ortogonales en cada de las series de transmisión de entrada, y a continuación emite número NT de secuencia de señal de tiempo como señales de salida. Los circuitos de filtro rectangulares 2208-1 a 2208- NT reciben la entrada de este número NT de secuencia de señal y, como se muestra en la Figura 3, un número M_h de señales en la porción mitad delantera y un número M_t de señales en la porción mitad trasera que se ven afectadas enormemente por interferencia interbloque se eliminan del número N de señales, y únicamente $N_w (= N - M_h - M_t)$ número de señales que son las señales que permanecen en el centro que se ven mínimamente afectadas por interferencia se extraen y se emiten como señales de salida. La segunda memoria 2209-1 a 2209- U recibe la entrada de estas señales de salida y almacena la secuencia de señal recibida.

Cada vez que se ha acumulado la secuencia de señal almacenada para una porción de símbolo de multiportadoras, se emite un símbolo de multiportadoras formado por un número N_c de símbolos de transmisión, y se suministran a los segundos convertidores ortogonales 2210-1 a 2210- NT donde se realiza demodulación de subportadora. La demodulación de datos se realiza a continuación para cada subportadora por los demoduladores 2211-1-1 a 2211- NT - N_c usándose las señales que han experimentado demodulación de subportadora como señales de entrada, y se emiten los resultados de las mismas. Después de que estas señales de salida han sido convertidos en secuencia de señal para cada flujo de antena por los primeros convertidores de paralelo a serie 2212-1 a 2212- NT , se convierten adicionalmente por los segundos convertidores de paralelo a serie 2213-1 a 2213- U en U número de secuencias de señal para cada estación de transmisión.

Finalmente, los circuitos desintercaladores 2214-1 a 2214- U desintercalan la secuencia de señal que se ha convertido en U series de número y suministran los resultados de esto a los decodificadores 2215-1 a 2215- U . Los decodificadores 2215-1 a 2215- U decodifican los resultados desintercalados y emiten los resultados de decodificación.

Empleando este tipo de estructura, incluso cuando se está transmitiendo una señal de banda ancha, realizando control direccional en cada uno de los componentes de señal ortogonales, es posible identificar las señales para cada estación de transmisión usando el desplazamiento de temporización entre estaciones de transmisión opcionales. Obsérvese que el procesamiento anteriormente descrito puede aplicarse también cuando están presentes intervalos de guarda (GI). Además, añadiendo una cierta cantidad de GI, es posible evitar cualquier distorsión en el espectro de las señales transmitidas cuando se ha realizado conformación de forma de onda en el lado de transmisión. Además, en el sistema de comunicación anteriormente descrito, se supone transmisión de enlace ascendente, sin embargo, este sistema de comunicación puede aplicarse también en un enlace descendente en el que el lado de transmisión es un punto de acceso y el lado de recepción es un terminal. Además, en el sistema de comunicación anteriormente descrito, se ha supuesto un sistema para múltiples usuarios, sin embargo, este sistema puede aplicarse también en el caso de una MIMO de único usuario ($U = 1$). Los efectos para un único usuario se diferencian de aquellos de la técnica relacionada en que no se requiere GI, posibilitando de esta manera que se mejore la eficacia de transmisión.

En el sistema de comunicación anteriormente descrito, provocando que se lleven a cabo las operaciones posteriores a los primeros convertidores ortogonales 2205-1 a 2205-NR de la manera anteriormente descrita, puede anticiparse una mejora en rendimiento.

Como se muestra en la Figura 14, se establece el número N de señales de entrada que se introducen en los primeros convertidores ortogonales 2205-1 a 2205-NR de manera que se forman los márgenes de Mh señales recibidas y las Mt señales recibidas en la parte delantera y trasera respectivamente para agrupar señales transmitidas de cada estación de transmisión y bloques transmitidos de multipotadoras que cada uno consiste en más de un bloque, y suprimir los efectos de IBI. Posteriormente, se realiza detección de múltiples usuarios y conversión ortogonal inversa que tienen el mismo contenido que el que se ha descrito anteriormente. Posteriormente, con un número Nw de señales que son extraídas por los circuitos de filtro rectangulares 2208-1 a 2208-NT tomados como Nc, únicamente se extraen bloques mostrados por las porciones sombreadas diagonalmente en la Figura 14 que se han detectado para cada estación de transmisión, y se introducen sin modificar en los segundos convertidores ortogonales 2210-1 a 2210-NT.

De esta manera, estableciendo las entradas en los primeros convertidores ortogonales 2205-1 a 2205-NR, mientras se suprime la IBI es posible realizar demodulación sin provocar que se vuelvan distorsionados los bloques de señal transmitidos de multipotadoras. Además, la segunda memoria 2209-1 a 2209-NT se vuelve innecesaria.

Además, aunque también es posible suprimir la IBI usando el método anteriormente descrito estableciendo N de manera que las señales transmitidas de uno o más bloques se agrupan juntas para una estación de transmisión particular, en este caso, es necesario que los detectores de múltiples usuarios 2206-1 a 2206-N se instalen para todo el número U de estaciones de transmisión. Además, también es necesario derivar pesos de detección de múltiples usuarios en cada estación de transmisión.

Las operaciones anteriormente descritas pueden aplicarse también cuando está presente un intervalo de guarda (GI) convencional. Añadiendo el GI hasta un cierto punto, entonces cuando se ha realizado conformación de forma de onda en el lado de transmisión, es posible evitar que se vuelva distorsionado el espectro de las señales transmitidas.

Además, haciendo $N = N_c$ en el sistema de comunicación anteriormente descrito, también es posible que los primeros convertidores ortogonales y los segundos convertidores ortogonales se unifiquen en un único convertidor ortogonal que hace posible que se reduzca la escala de la circuitería.

A continuación, la Figura 15 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo estructural del calculador de peso de detección de múltiples usuarios 2220. En la Figura 15, 2401-1-1-1 a 2401-NR-U-nt (U) son secciones de estimación de respuesta de impulso de canal, 2402-1-1-1 a 2402-NR-U-nt (U) son secciones de estimación de función de transferencia de canal, 2403-1-1-1 a 2403-NR-U-nt (U) son secciones de estimación de matriz de contribución de IBI, 2404-1 a 2404-NR son secciones de estimación de potencia de ruido, y 2405 es una sección de cálculo de peso de detección de múltiples usuarios.

Tomando una señal recibida piloto como una señal de entrada, se emite un valor estimado para la respuesta de impulso de trayectoria de propagación que se transmite desde la antena de orden i de la estación de transmisión de orden u y se recibe por la antena de receptor de orden nr de la estación de recepción como un valor de salida de la sección de estimación de respuesta de impulso de canal 2401-nr-u-i de entre las secciones de estimación de respuesta de impulso de canal 2401-1-1-1 a 2401-NR-U-n (U) como se muestra en la fórmula (33) anteriormente descrita, descrita en la primera realización.

La función de transferencia puede estimarse calculando una correlación deslizante entre la señal recibida y la señal piloto. También es posible estimar la función de transferencia por medio de estimación de probabilidad máxima a partir de la señal recibida y la señal piloto.

Posteriormente, usando valores de respuesta de impulso de canal estimados respectivamente por las secciones de estimación de respuesta de impulso de canal 2401-1-1-1 a 2401-NR-U-nt (U) como valores de entrada, se calculan valores de estimación para las funciones de transferencia de canal (o para cada componente después de conversión ortogonal) en las secciones de estimación de función de transferencia de canal 2402-1-1-1 a 2402-NR-U-nt (U), y se calculan los respectivos componentes después de la conversión ortogonal de los valores de estimación para los canales en los componentes de IBI en las secciones de estimación de matriz de contribución de IBI 2403-1-1-1 a 2403-NR-U-nt (U), y estos a continuación se emiten. El componente de orden k elevado a $(\wedge)H_{nr,u,i}(m, k)$ de los valores de estimación de la función de transferencia de canal y el componente de orden k elevado a $(\wedge)C_{nr,u,i}(m, k)$ de los valores de estimación para los canales en los componentes de IBI después de que se expresa conversión ortogonal respectivamente por la fórmula (34) y la fórmula (35) descritas en la primera realización.

En este punto, elevado a $(\wedge)X_{nr,u,i}(m)$ se expresa por la fórmula (36) descrita en la primera realización, y elevado a $(\wedge)Y_{nr,u,i}(m)$ se expresa por la fórmula (37) descrita en la primera realización. En contraste, tomando la señal recibida piloto como una señal de entrada, se estima la potencia de ruido en cada antena de receptor en las

secciones de estimación de potencia de ruido 2404-1 a 2404-NR, y a continuación se emite el valor estimado resultante. La potencia de ruido puede estimarse, por ejemplo, a partir de la diferencia entre la potencia de señal recibida y la suma de la potencia estimada de las funciones de transferencia. En este caso, las potencias de componentes de retardo cuyas funciones de transferencia no podrían estimarse se añaden a la potencia de ruido. Además de esto, también es posible detectar segmentos de tiempo donde las señales no se han recibido por las respectivas antenas de receptor, y para medir la potencia de ruido de la potencia recibida medida en estos segmentos.

La sección de cálculo de peso de detección de múltiples usuarios 2405 usa los valores estimados anteriormente descritos para las funciones de transferencia de canal (o para cada componente después de conversión ortogonal) emitidos desde las secciones de estimación de función de transferencia de canal 2402-1-1-1 a 2402-NR-U-nt (U), y también los valores estimados elevados a ($\wedge$) C (m, k) de los respectivos componentes ortogonales de la IBI emitida desde las secciones de estimación de matriz de contribución de IBI 2403-1-1-1 a 2403-NR-U-nt (U), y los valores estimados 2 elevados a ($\wedge$) $\sigma_{nr}(nr = 1 \sim NR)$ de la potencia de ruido emitida desde las secciones de estimación de potencia de ruido 2404-1 a 2404-NR como valores de entrada, calcula pesos de detección de múltiples usuarios, y emite el resultado de estos cálculos.

En este punto, en la sección de cálculo de peso de detección de múltiples usuarios 2405 anteriormente descrita, se usa un método en el que se transmiten señales piloto por el lado de transmisión y se realizan estimaciones basándose en estas, sin embargo, también es posible usar señales recibidas de la sección de datos como señales de entrada, y considerar señales obtenidas a través de la realimentación de decisión como las señales piloto transmitidas, y de esta manera estimar el peso de detección de múltiples usuarios. Además, se realiza la estimación de respuesta de señal de canal anteriormente descrita usando series de tiempo como señales de entrada, sin embargo, también es posible que se realice esta estimación usando señales recibidas de conversión ortogonal posterior como señales de entrada.

El sistema anteriormente descrito estima potencia de ruido usando las secciones de estimación de potencia de ruido 2404-1 a 2404-NR, sin embargo, si se usa el peso 2, esta sección no se requiere.

<Dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva>

En la estación de recepción, en lugar de realizar detección de múltiples usuarios, también es posible separar señales usando un dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva.

La Figura 16 es un diagrama de bloques que muestra la estructura de un receptor cuando se usa un dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva. En la Figura 16, 2510-1 a 2510-NR son antenas de receptor, 2511-1 a 2511-NR son secciones de radio, 2512-1 a 2512-NR son convertidores de A/D, 2513-1 a 2513-NR son memorias, 2514 es un dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva, 2515-1 a 2515-U son convertidores de paralelo a serie, 2516-1 a 2516-U son demoduladores, y 2517-1 a 2517-U son decodificadores. 2518 es un calculador de peso para el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva.

Las señales recibidas por las antenas de receptor 2510-1 a 2510-NR se suministran a las secciones de radio 2511-1 a 2511-NR para cada antena de receptor. Las secciones de radio 2511-1 a 2511-NR a continuación realizan conversión de frecuencia respectivamente para cada antena de receptor, y emiten señales de banda base. Usando estas señales de banda base como señales de entrada, los convertidores de A/D 2512-1 a 2512-NR convierten las señales analógicas en señales digitales. La secuencia de señal que se ha convertido en estas señales digitales se almacena a continuación en la memoria 2513-1 a 2513-NR. Posteriormente, se leen un número N de señales y se introducen en el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 2514 junto con pesos de ecualización que son valores de salida del calculador de peso 2518 para el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva, mientras que la secuencia de señal almacenada en la memoria 2513-1 a 2513-NR se está desplazando cada vez por un número Nw de señales. El dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 2514 se describe a continuación en detalle. El número NT de secuencia de señal que se emite desde el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 2514 se suministra a los convertidores de paralelo a serie 2515-1 a 2515-U. A continuación se emite la secuencia de señal para cada (es decir, para U número de) estación de transmisión de los convertidores de paralelo a serie 2515-1 a 2515-U. Finalmente, usando la secuencia de señal que se ha convertido en U número de series como señales de entrada, los demoduladores 2516-1 a 2516-U emiten la secuencia de señal demodulada. Esta secuencia de señal se decodifica a continuación por los decodificadores 2517-1 a 2517-U y se emiten los resultados de decodificación.

A continuación, la Figura 17 es un diagrama de bloques que muestra la estructura del dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 2514. En la Figura 17, 2601-1 a 2601-NR son primeros restadores de interferencia, 2602-1-1 a 2602-NT-NR son primeros convertidores ortogonales, 2603-1 a 2603-NR son detectores de señal, 2604-1 a 2604-NT son convertidores ortogonales inversos, 2605-1 a 2605-NT son circuitos de filtro rectangular, 2606-1 a 2606-NT son memorias, 2607-1 a 2607-NT son segundos convertidores ortogonales, 2608-1-1 a 2608-NT-Nc son secciones de determinación de señal, 2609-1 a 2609-NT son convertidores de paralelo a serie, 2610-1 a 2610-NT son circuitos de retardo, 2611 es un circuito de generación de réplica, 2612-1-1 a 2612-(NT-1)-NR son segundos restadores de

interferencia, y 2613-1 a 2613-(NT-1) son circuitos de generación de réplica.

Cuando se opera el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 2514, es esencial la asignación de secuencia. En este punto, se usan los valores de estimación para cada canal de antena para la asignación de secuencia, y pueden aplicarse todos los métodos de asignación normal que se usan en el dispositivo de cancelación de interferencias sucesivas, tal como potencia de recepción instantánea (es decir, la relación de potencia de señal a ruido-SNR), o tal como la calidad de transmisión promedio (por ejemplo, la relación de potencia de señal a ruido más interferencia SINR, o el rendimiento de tasa de errores de bits o similares) para cada secuencia de señal transmitida, o tal como una secuencia de señal transmitida dispuesta en orden de prioridad más alta.

En la descripción proporcionada a continuación, en la señal recibida del bloque de orden m , se realiza demodulación en secuencia desde el primer flujo de la primera estación de transmisión, y cuando se está realizando la demodulación del flujo de orden i de la estación de transmisión de orden u , se usan los resultados de demodulación de orden $i-1$ de la estación de transmisión de orden u (cuando $i = 1$, entonces los resultados de demodulación de orden nt ($u-1$) para la estación de transmisión de orden $u-1$).

En el circuito de generación de réplica 2611, se usa una secuencia de señal recibida (es decir, series de tiempo) formada por las NT series de determinación posterior antes de que se use el bloque de orden $m-1$ como una señal de entrada, y usando la respuesta de impulso de canal estimado, se crea una réplica del componente de interferencia del bloque inmediatamente anterior a la misma (es decir, series de tiempo formadas por NR), y se emite el resultado de esto (es decir, una señal de serie de tiempo).

En los primeros restadores de interferencia 2601-1 a 2601-NR, tomando una señal recibida compuesta de las series NR (series de tiempo) y la réplica del componente de interferencia del bloque inmediatamente anterior a las mismas que se ha creado por el circuito de generación de réplica 2611 como entradas, el componente de interferencia se resta de la señal recibida y el resultado se emite.

Tomando las señales recibidas a partir de las cuales se han eliminado los componentes de interferencia y que se han formado en los bloques, formándose cada bloque respectivamente por un número N de señales de series de tiempo, como entradas, los primeros convertidores ortogonales 2602-1-1 a 2602-NT-NR realizan conversión ortogonal, y emiten un número N de componentes ortogonales.

Tomando las señales recibidas a partir de las cuales el número N de componentes de interferencia se han eliminado después de la conversión ortogonal por los primeros convertidores ortogonales 2602-1-1 a 2602-NT-NR, y también los pesos que tienen en cuenta la interferencia inter bloque residual calculada por el calculador de peso para el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 2518 como valores de entrada, los detectores de señal 2603-1 a 2603-NT realizan detección de señal, y emiten el número N de resultados.

Los convertidores ortogonales inversos 2604-1 a 2604-NT a continuación realizan conversión ortogonal inversa en el número N de señales después de la detección de señal, y emiten un número N de señales de series de tiempo. En los circuitos de filtro rectangulares 2605-1 a 2605-NT, se elimina un número M_h de señales en la porción mitad delantera y un número M_t de señales en la porción mitad trasera que se ven afectadas enormemente por interferencia inter bloque del número N de señales de series después de la conversión ortogonal inversa, y únicamente se extraen y emiten $N_w (= N - M_h - M_t)$ número de señales que son las señales que permanecen en el centro que se ven mínimamente afectadas por interferencia. El respectivo un número N_w de señales de series de tiempo se almacenan en la memoria 2606-1 a 2606-NT, y cuando se obtienen las señales para el número N_c de bloques transmitidos de multipotadoras, estas se emiten. La conversión ortogonal de N_c puntos se realiza a continuación en el número N_c de bloques de multipotadoras que son los valores de salida de la memoria 2606-1 a 2606-NT en los segundos convertidores ortogonales 2607-1 a 2607-NT, y se emite el número N_c de componentes ortogonales que se obtienen de esta manera. En las secciones de determinación de señal 2608-1-1 a 2608-NT- N_c , se realiza procesamiento de decisión flexible o decisión definitiva, y se emiten un número N_w de resultados de determinación. En los circuitos de retardo 2610-1 a 2610-NT, se aplica un retardo de porción de un bloque al número N_c de señales que han experimentado procesamiento de decisión flexible o decisión definitiva, y estas a continuación se emiten al circuito de generación de réplica 2611.

A continuación, tomando las señales recibidas (es decir, series de tiempo) formadas por NR series a partir de las que se ha eliminado la interferencia, y la réplica del componente de interferencia del bloque inmediatamente anterior que se creó por los circuitos de generación de réplica 2613-1 a 2613-(NT-1) como señales de entrada, los segundos restadores de interferencia 2612-1-1 a 2612-(NT-1)-NR restan componentes de interferencia nuevamente creados a partir de las señales recibidas a partir de las que se ha eliminado la interferencia, y emiten los resultados.

Obsérvese que el peso que se requiere en la sección de ecualización del calculador de peso 2518 para el dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva es un peso que reduce a un mínimo cualquier discrepancia entre la señal recibida y la señal transmitida después de que se haya eliminado la interferencia, y esto puede derivarse de la misma manera que en el desarrollo de la fórmula proporcionada anteriormente.

Los primeros convertidores ortogonales 2602-1-1 a 2602-NT-NR pueden proporcionarse también en una etapa delante de los primeros restadores de interferencia 2601-1 a 2601-NR. En este caso, aunque se requiriera previamente el número NR x NT de primeros convertidores ortogonales, el número de los mismos puede reducirse a NR. Además, en este caso, las réplicas de interferencia emitidas desde el circuito de generación de réplica 2611 y los circuitos de generación de réplica 2613-1 a 2613-(NT-1) deben convertirse en componentes ortogonales. Por consiguiente, los segundos restadores de interferencia 2612-1-1 a 2612-(NT-1)-NR eliminan la interferencia de cada componente ortogonal.

Las señales para cualesquiera valores de decisión flexible o decisión definitiva se emiten desde las secciones de procesamiento de determinación de señal 2608-1 a 2608-NT. Además, también es posible introducirlas en primer lugar en un decodificador de corrección de error y a continuación realizar procesamiento de decisión flexible o procesamiento de decisión definitiva en los resultados de salida de las mismas.

Las operaciones anteriormente descritas son una ilustración del dispositivo de cancelación de interferencia sucesiva 2514, sin embargo, de la misma manera que en la técnica relacionada, esta operación puede realizarse también por un dispositivo de eliminación de interferencia de paralelo a serie.

[Ejemplos de variante de la primera y segunda realizaciones]

<Variar el tamaño de la ventana regular>

Debido a que la trayectoria de propagación (es decir, la respuesta de impulso de canal) varía para cada estación de canal, el número de señales en los extremos de los bloques que se ven afectadas enormemente por IBI en cada estación de terminal también varía. Por lo tanto, en el lado del receptor, basándose en los resultados de la estimación de canal, se elimina el número Mh de señales en la porción mitad delantera y un número Mt de señales en la porción mitad trasera que, y el número Nw de señales que se recortan (es decir, el tamaño del filtro de ventana rectangular) se cambia de manera adaptativa para corresponder a usuarios que tienen la mayoría de las señales afectadas por IBI. Como resultado, es posible mejorar la calidad de transmisión.

Específicamente, se determina un ensanchamiento de retardo o un tiempo de retardo máximo en un canal a partir de la respuesta de impulso del canal estimado, y basándose en el valor del mismo, se estima un Nw óptimo con antelación usando una función matemática o una tabla en el lado de recepción.

<Variar el tamaño de la FFT>

El número de señales que se ven afectadas enormemente por IBI en los extremos de un bloque es constante independientemente del tamaño N de los convertidores ortogonales 1113-1 a 1113-NR en la primera realización y del tamaño de los primeros convertidores ortogonales 2205-1 a 2205-NR en la segunda realización. Por lo tanto, cuando los convertidores ortogonales 1113-1 a 1113-NR y los primeros convertidores ortogonales 2205-1 a 2205-NR son de Transformada Rápida de Fourier (FFT), entonces si el número de señales de entrada/salida es $N = 2^n$, y el número de señales de recorte es Nw, el valor de n que requiere la cantidad de cálculo de FFT más pequeña por señal se proporciona por la siguiente fórmula (48).

[Fórmula 48]

$$N_w = \frac{2^n n \ln 2}{1 + n \ln 2} \dots\dots\dots (48)$$

En la que la cantidad de cálculo de FFT es $N \log_2 N = n 2^n$.

A partir del resultado de cálculo en la Fórmula (48), cuando se ha decidido el número Nw de señales de recorte, decidiendo el tamaño de bloque de FFT óptimo n de acuerdo con la fórmula anterior, en el lado de estación de recepción, es posible reducir a un mínimo la cantidad de cálculo necesaria para demodular todas las señales.

[Efectos]

De acuerdo con las realizaciones anteriormente descritas, cuando se realiza una comparación con una MIMO de múltiples usuarios de la técnica relacionada que utiliza GI, es posible reducir cualquier deterioro en la calidad de transmisión que se provoca por desplazamiento de temporización incluso cuando las temporizaciones de recepción a las que se reciben las señales de una pluralidad de estaciones de transmisión se supera cada una por la longitud de GI. Por consiguiente, puesto que el control de temporización o no es necesario para las estaciones de transmisión, o de lo contrario, es suficiente únicamente control rudimentario, es posible simplificar el sistema en el lado de transmisión.

Además, puesto que ya no es necesario usar GI que hasta ahora se había requerido en la técnica relacionada, es posible mejorar la eficacia de transmisión.

Adicionalmente, puesto que es posible que una pluralidad de estaciones de transmisión comuniquen simultáneamente, la eficacia de utilización de frecuencia puede mejorarse.

5 Además, en comparación con la técnica relacionada, puesto que el único cambio ha sido la adición de un ordenador que multiplica una ventana rectangular por un peso de detección de múltiples usuarios y una señal recibida de conversión ortogonal inversa posterior, no son necesarios cambios principales al hardware.

10 Además, puesto que la estructura del sistema tiene en cuenta MIMO de múltiples usuarios, es posible separar señales entre usuarios y antenas incluso cuando una señal transmitida no tiene GI.

REIVINDICACIONES

1. Un dispositivo de recepción que recibe una pluralidad de señales de radio transmitidas desde un dispositivo de transmisión que está provisto de uno cualquiera o de una pluralidad de elementos de antena por medio de una pluralidad de elementos de antena, que comprende:

una primera unidad de conversión ortogonal que realiza conversión ortogonal en un número N, en donde $N > 1$, de datos de series de tiempo extraídos de las señales de radio recibidas por los respectivos elementos de antena;

una unidad de detección que extrae señales transmitidas de los respectivos elementos de antena de los dispositivos de transmisión de un número N de señales que han sido convertidos ortogonalmente por la primera unidad de conversión ortogonal;

una unidad de conversión ortogonal inversa que realiza conversión ortogonal inversa en las señales transmitidas extraídas por la unidad de detección; y

una unidad de filtro rectangular que elimina un número Mh de datos de series de tiempo en la porción delantera y un número Mt de datos de series de tiempo en la porción trasera de las señales transmitidas que han sido sometidas a conversión ortogonal inversa por la unidad de conversión ortogonal inversa, para extraer un número Nw, en donde $Nw = N - Mh - Mt \geq 1$, de datos de series de tiempo, **caracterizado por que:**

después de que la primera unidad de conversión ortogonal ha extraído un número N de datos de series de tiempo empezando desde una señal de radio de orden A recibida por los respectivos elementos de antena, la primera unidad de conversión ortogonal extrae un número N de datos de series de tiempo empezando desde la señal de radio de orden (A + Nw); y

una pluralidad del número Nw de datos de series de tiempo emitidos desde la unidad de filtro rectangular están conectadas en la secuencia de series de tiempo para usarse como las señales transmitidas

2. El dispositivo de recepción de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende adicionalmente:

una segunda unidad de conversión ortogonal que realiza conversión ortogonal en un número Nc, en donde $Nc > 1$, de símbolos de multipotadoras desde los datos de series de tiempo extraídos por la unidad de filtro rectangular; y

una unidad de demodulación que realiza decodificación en cada componente ortogonal del número Nc de componentes ortogonales que han sido convertidos ortogonalmente por la segunda unidad de conversión ortogonal.

3. El dispositivo de recepción de acuerdo con las reivindicaciones 1 o 2, que comprende adicionalmente una unidad de cálculo de peso de detección de múltiples usuarios que, basándose en respuestas de impulso de los elementos de antena de los dispositivos de transmisión a cada uno de sus propios elementos de antena, calcula pesos de detección de múltiples usuarios que se usan como parámetros cuando las señales transmitidas desde cada dispositivo de transmisión son extraídas por la unidad de detección.

4. El dispositivo de recepción de acuerdo con las reivindicaciones 1 o 2, que comprende adicionalmente una unidad de ajuste que, basándose en señales de radio procedentes del dispositivo de transmisión que tiene la mayor interferencia, ajusta el valor de al menos uno o más del N, el Mh, el Mt o el Nw.

5. El dispositivo de recepción de acuerdo con las reivindicaciones 1 o 2, en el que el Nw y el N tienen una relación mutua mediante la cual $Nw = (2^n \cdot n \cdot \ln 2) / (1 + n \cdot \ln 2)$, en donde $N = 2^n$, y n es un número positivo opcional.

6. El dispositivo de recepción de acuerdo con la reivindicación 2, que comprende adicionalmente:

una unidad de determinación de señal que realiza decisión flexible o decisión definitiva en el número Nc de componentes ortogonales que han sido convertidos ortogonalmente por la segunda unidad de conversión ortogonal, y emite un número Nc de resultados de determinación; y

una unidad de cancelación de interferencia sucesiva que, basándose en datos de series de tiempo emitidos desde la unidad de filtro rectangular, elimina componentes de interferencia de las señales de radio recibidas por los respectivos elementos de antena usando el número Nc de señales de salida convertidas ortogonalmente por la segunda unidad de conversión ortogonal y las señales de determinación determinadas por la unidad de determinación de señal, y

señales que se emiten desde la unidad de cancelación de interferencia sucesiva son introducidas en la primera unidad de conversión ortogonal.

7. El dispositivo de recepción de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende adicionalmente una unidad de cancelación de interferencia sucesiva que, basándose en datos de series de tiempo emitidos desde la unidad de filtro rectangular, elimina componentes de interferencia de las señales de radio recibidas por los respectivos elementos de antena, y las señales que se emiten desde la unidad de cancelación de interferencia sucesiva son demoduladas.

8. El dispositivo de recepción de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende adicionalmente una unidad de desintercalador de símbolo que realiza desintercalación en bloques de símbolos formados por $Nw/2$ de manera vertical y Nx , en donde Nx es un número positivo opcional, de manera horizontal para la salida de la unidad de filtro rectangular.

9. Un sistema de transmisión y recepción de radio comprende uno cualquiera o una pluralidad de dispositivos de transmisión que comprenden uno cualquiera o una pluralidad de elementos de antena, y que transmiten señales de radio usando estos elementos de antena, y un dispositivo de recepción que comprende una pluralidad de elementos de antena, y que recibe una pluralidad de señales de radio transmitidas desde los dispositivos de transmisión, en donde el dispositivo de recepción comprende:

una primera unidad de conversión ortogonal que realiza conversión ortogonal en un número N , en donde $N > 1$, de datos de series de tiempo extraídos de las señales de radio recibidas por los respectivos elementos de antena;

una unidad de detección que extrae señales transmitidas de los respectivos elementos de antena de los dispositivos de transmisión a partir de un número N de señales que han sido convertidos ortogonalmente por la primera unidad de conversión ortogonal;

una unidad de conversión ortogonal inversa que realiza conversión ortogonal inversa en las señales transmitidas extraídas por la unidad de detección; y

una unidad de filtro rectangular que elimina un número Mh de datos de series de tiempo en la porción delantera y un número Mt de datos de series de tiempo en la porción trasera de las señales transmitidas que han sido sometidas a conversión ortogonal inversa por la unidad de conversión ortogonal inversa, para extraer un número Nw , en donde $Nw = N - Mh - Mt \geq 1$ de datos de series de tiempo, **caracterizado por que:**

después de que la primera unidad de conversión ortogonal ha extraído un número N de datos de series de tiempo empezando desde una señal de radio de orden A recibida por los respectivos elementos de antena, la primera unidad de conversión ortogonal extrae un número N de datos de series de tiempo empezando desde la señal de radio de orden $(A + Nw)$; y

una pluralidad del número Nw de datos de series de tiempo emitidos desde la unidad de filtro rectangular están conectados en la secuencia de series de tiempo para usarse como las señales transmitidas.

10. El sistema de transmisión y recepción de radio de acuerdo con la reivindicación 9, en el que los dispositivos de transmisión comprenden una unidad intercaladora de símbolo que realiza intercalación en bloques de símbolos formados por $Nw/2$ de manera vertical y Nx , en donde Nx es un número positivo opcional, de manera horizontal para la secuencia de señal que ha experimentado conversión de serie a paralelo, y el dispositivo de recepción comprende adicionalmente una unidad de desintercalador de símbolo que realiza desintercalación en bloques de símbolos formados por $Nw/2$ de manera vertical y Nx de manera horizontal para la salida de la unidad de filtro rectangular.

11. El sistema de transmisión y recepción de radio de acuerdo con la reivindicación 9, en el que el dispositivo de recepción comprende adicionalmente:

una segunda unidad de conversión ortogonal que realiza conversión ortogonal en un número Nc de símbolos de multipotadoras de los datos de series de tiempo extraídos por la unidad de filtro rectangular; y

una unidad de demodulación que realiza decodificación en cada componente ortogonal del número Nc , en donde $Nc > 1$, de componentes ortogonales que han sido convertidos ortogonalmente por la segunda unidad de conversión ortogonal.

12. Un método de recepción de radio en el que una pluralidad de señales de radio transmitidas desde un dispositivo de transmisión que comprende uno cualquiera o una pluralidad de elementos de antena son recibidas por un dispositivo de recepción que comprende una pluralidad de elementos de antena, que comprende:

primera conversión ortogonal en la que se realiza conversión ortogonal en un número N , en donde $N > 1$, de datos de series de tiempo extraídos de las señales de radio recibidas por los respectivos elementos de antena; detectar en qué señales transmitidas, transmitidas desde los respectivos elementos de antena de los dispositivos de transmisión, se extraen desde un número N de señales que se han convertido ortogonalmente en la primera conversión ortogonal;

conversión ortogonal inversa en la que se realiza conversión ortogonal inversa en las señales transmitidas extraídas en la detección; y

filtración rectangular en la que se eliminan un número Mh de datos de series de tiempo de la porción delantera y se eliminan un número Mt de datos de series de tiempo de la porción trasera de las señales transmitidas que se han extraído en la conversión ortogonal inversa, para extraer Nw , en donde $Nw = N - Mh - Mt \geq 1$, número de datos de series de tiempo, **caracterizado por** comprender adicionalmente:

5 en la primera etapa de conversión ortogonal, después de que se extraen un número N de datos de series de tiempo empezando desde una señal de radio de orden A recibida por los respectivos elementos de antena, extraer un número N de datos de series de tiempo empezando desde la señal de radio de orden $(A + N_w)$; y conectar una pluralidad del número N_w de datos de series de tiempo emitidos a partir de la etapa de filtración rectangular en la secuencia de series de tiempo para usarlos como las señales transmitidas.

13. El método de recepción de radio de acuerdo con la reivindicación 12, que comprende adicionalmente:

10 segunda conversión ortogonal en la que se realiza conversión ortogonal en un número N_c , en donde $N_c > 1$, de símbolos de multiportadoras a partir del número N_w de datos de series de tiempo; y demodulación en la que se realiza decodificación en cada componente ortogonal del número N_c de componentes ortogonales que se han convertido ortogonalmente.

FIG. 1

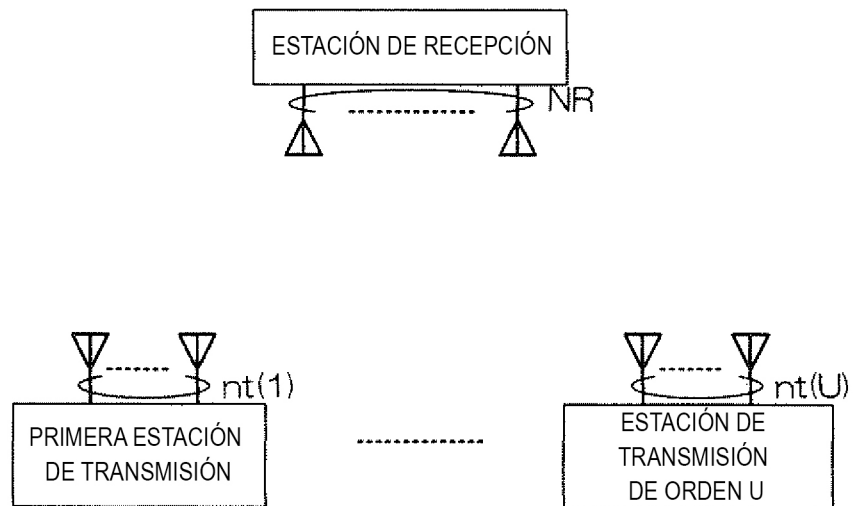


FIG. 2

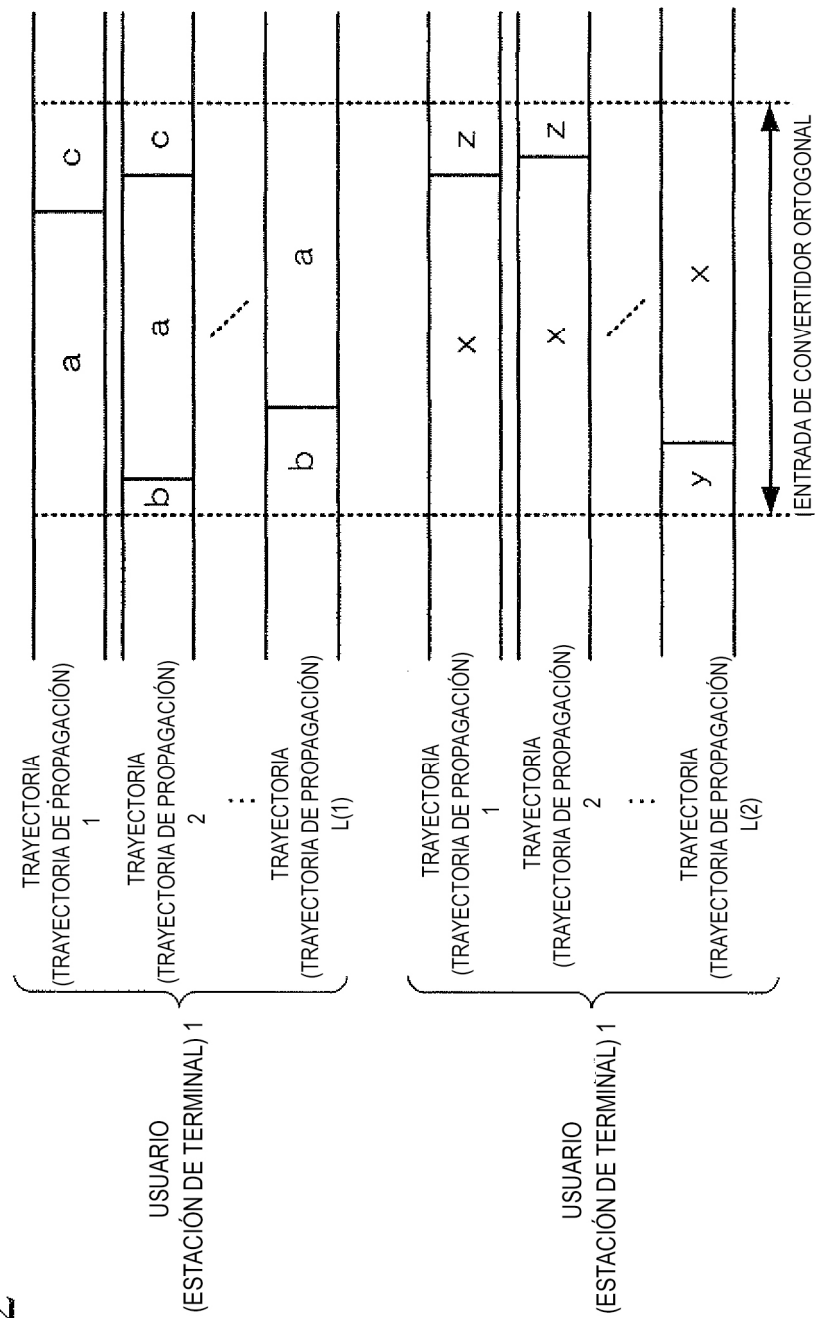


FIG. 3

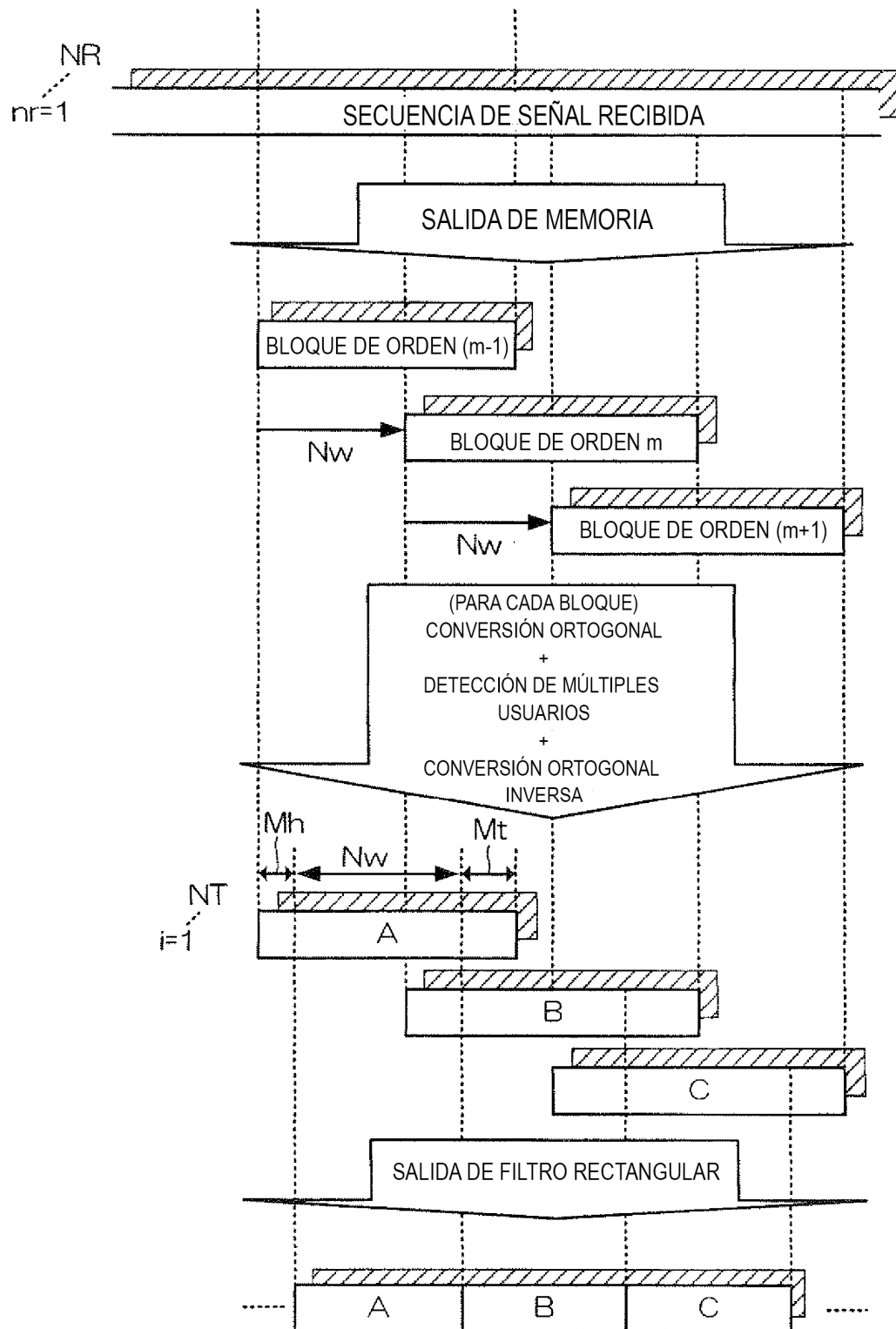


FIG. 4

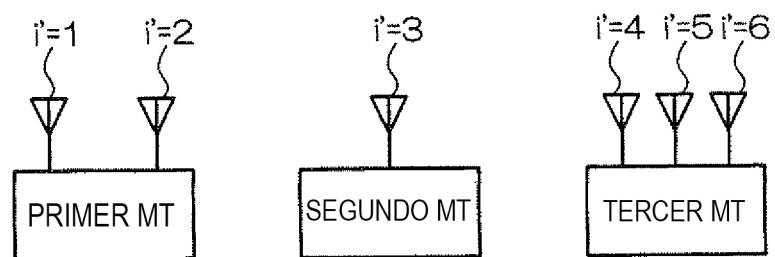


FIG. 5

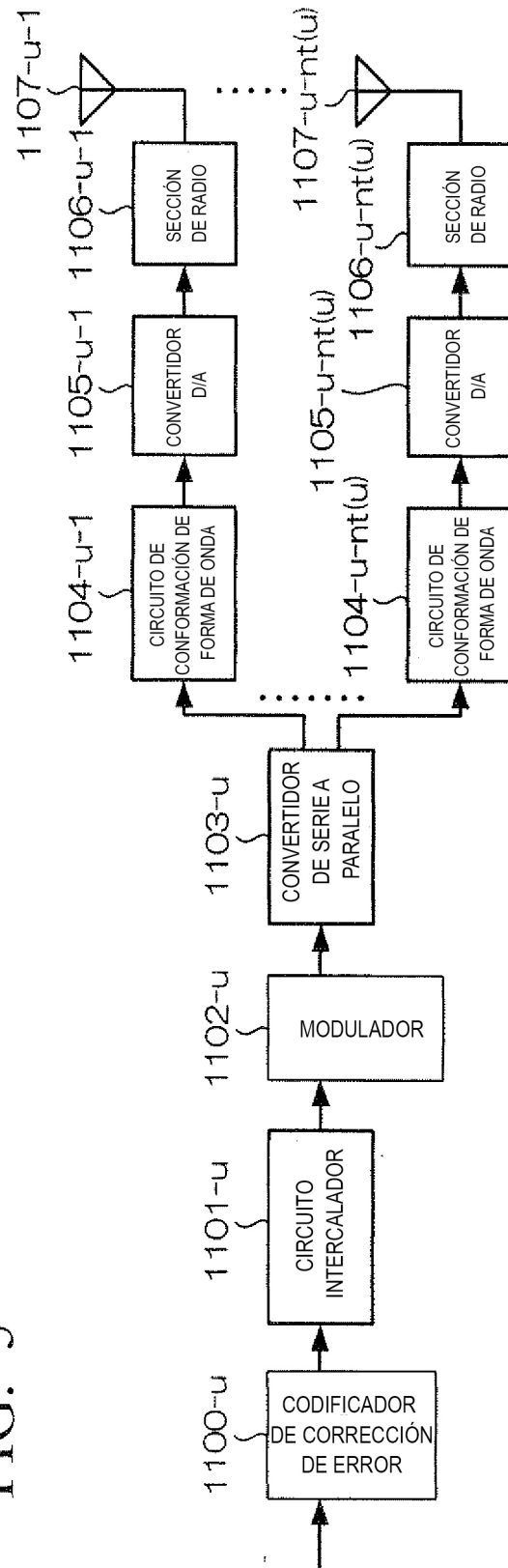


FIG. 6

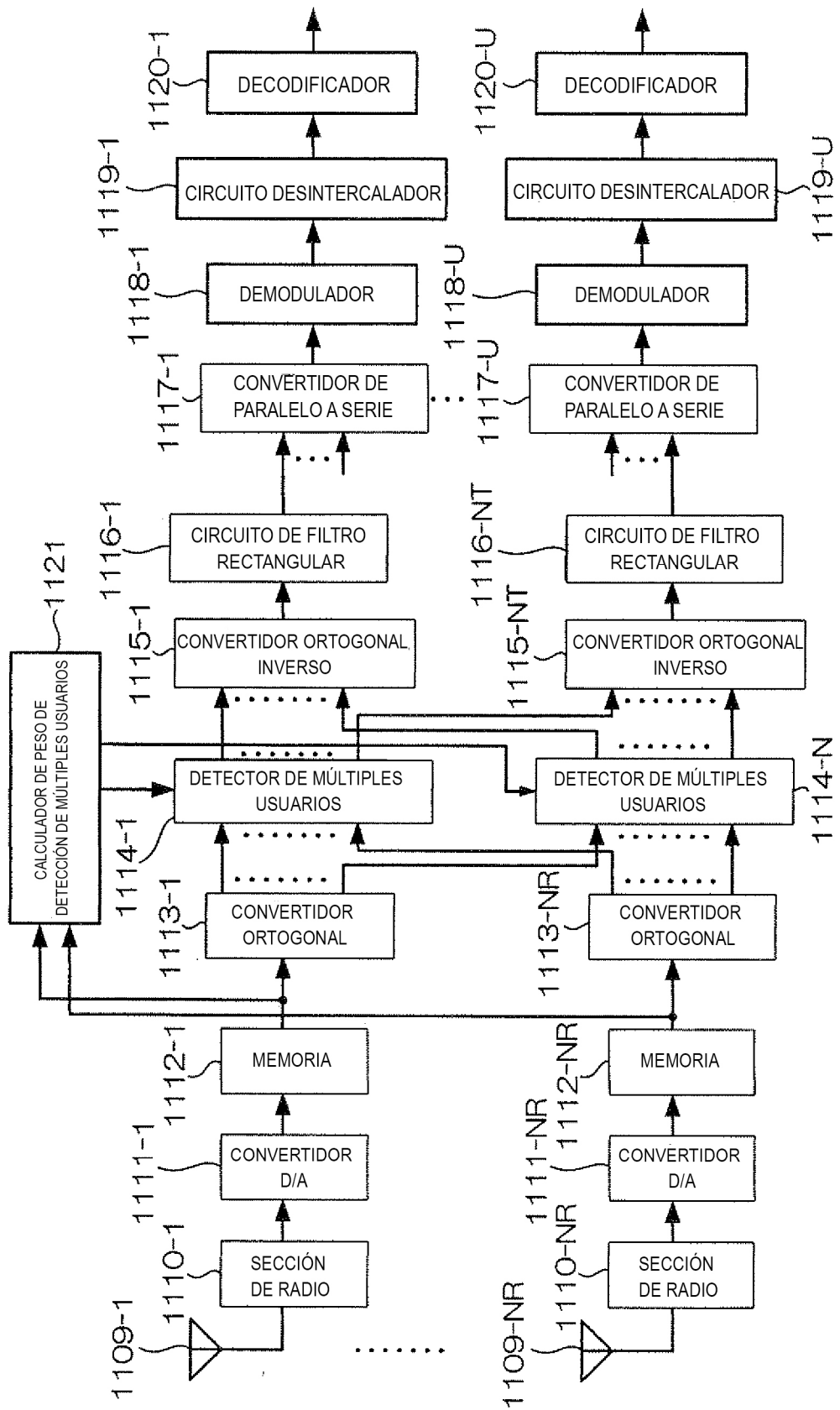


FIG. 7

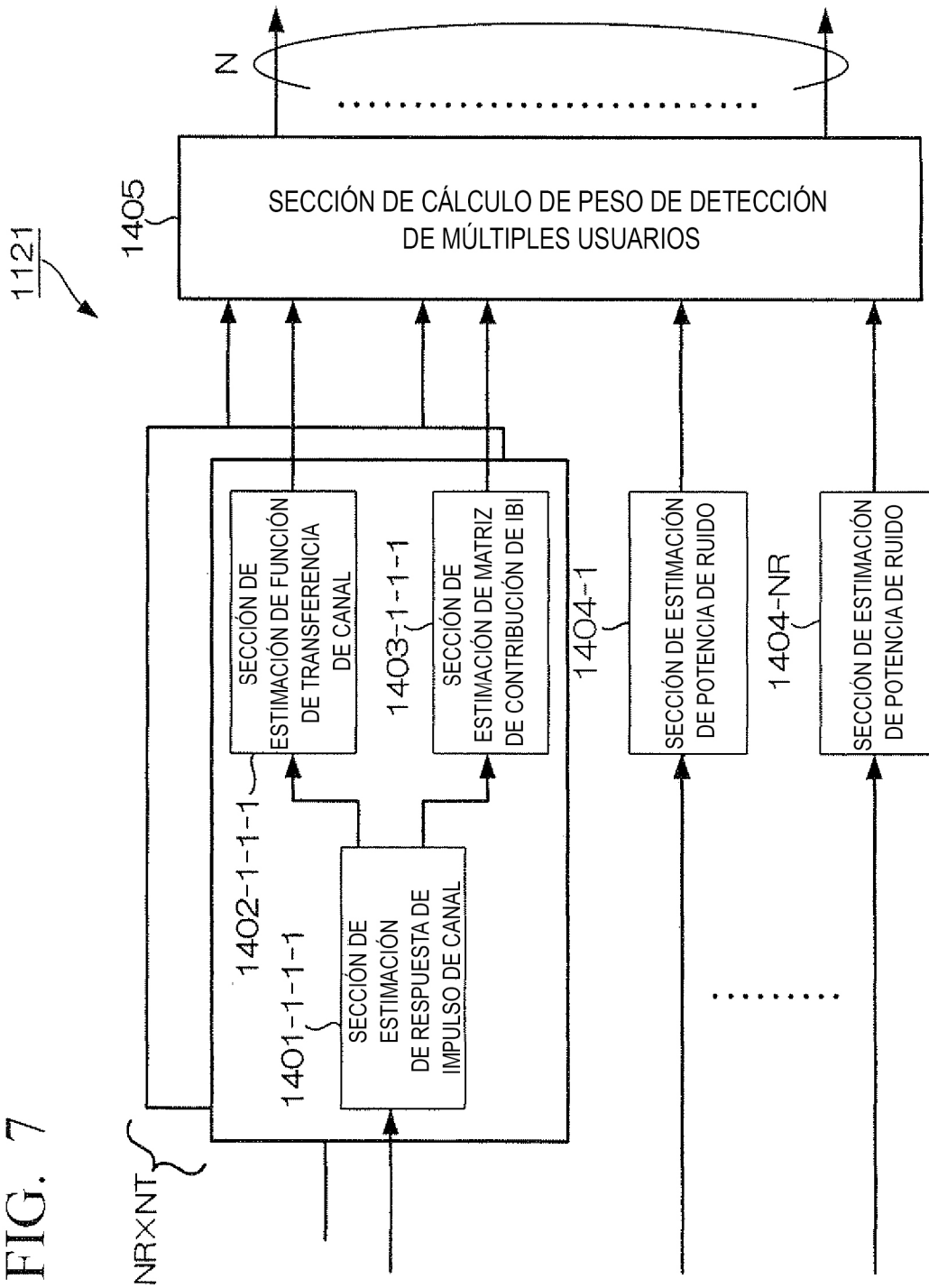


FIG. 8

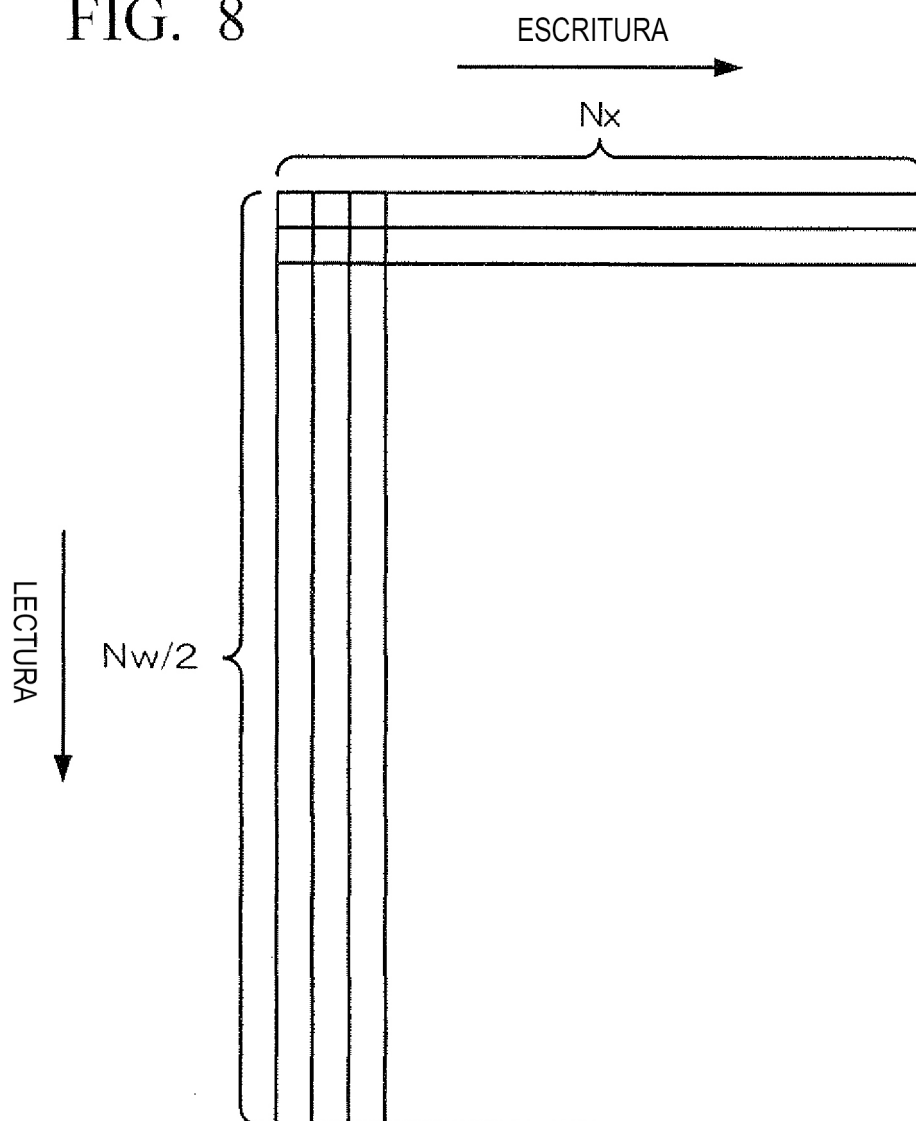


FIG. 9

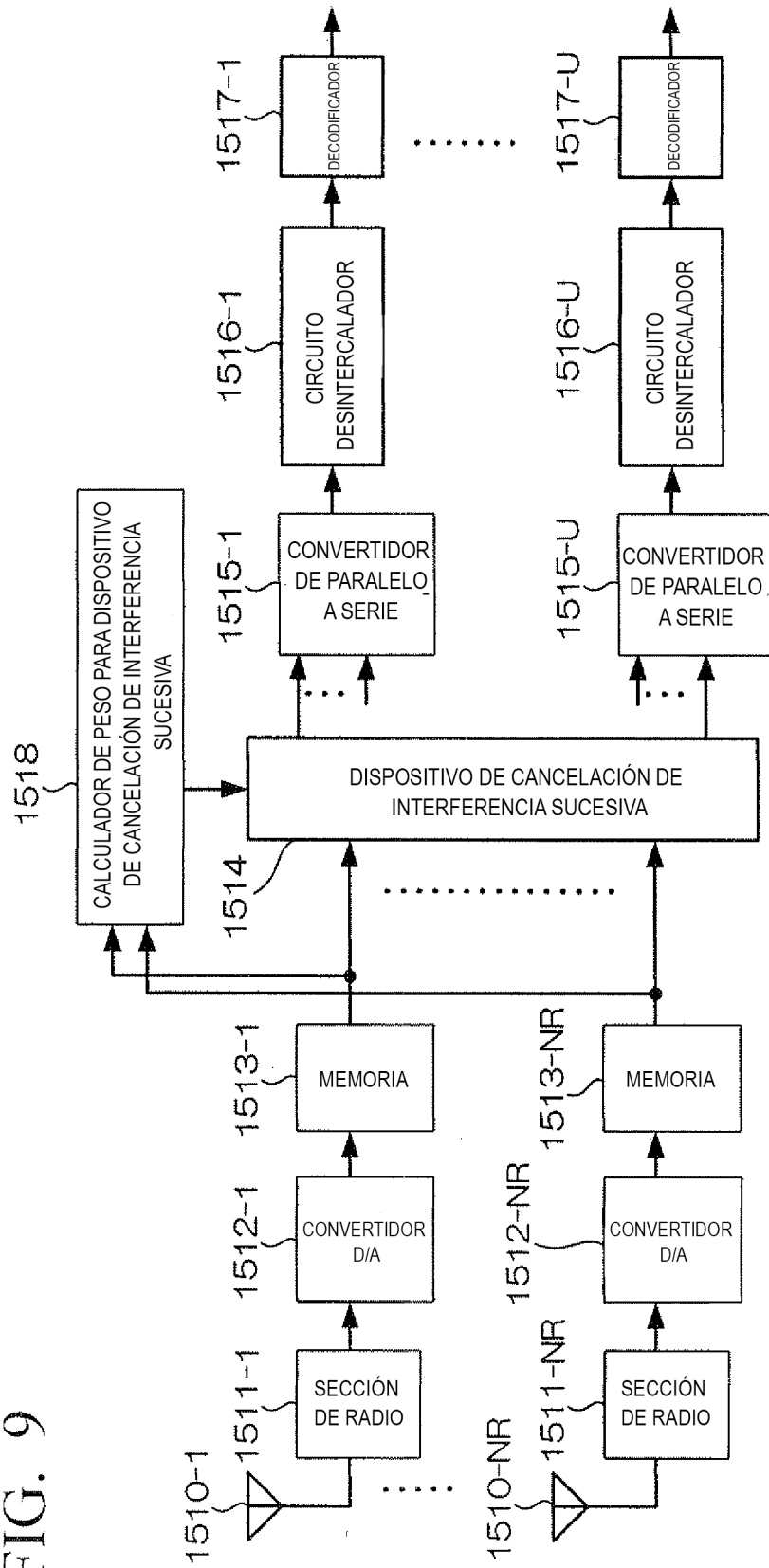


FIG. 10

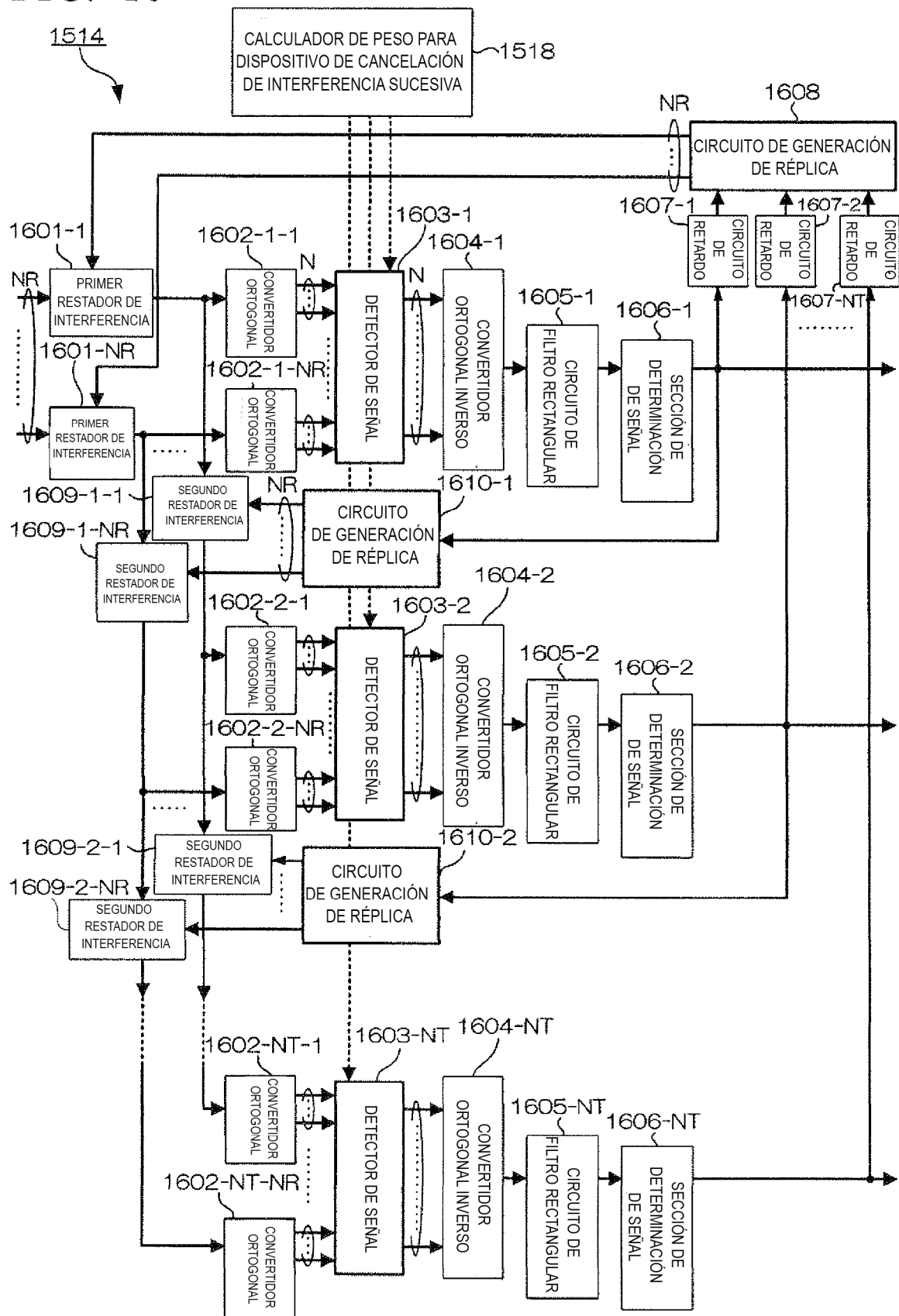


FIG. 11

	BLOQUE DE ORDEN m	BLOQUE DE ORDEN (m+1)	BLOQUE DE ORDEN (m+2)	BLOQUE DE ORDEN (m+3)
USUARIO 1	1	2	4	7
USUARIO 2	3	5	8	
USUARIO 3	6	⑨		
USUARIO 4	10			

FIG. 12

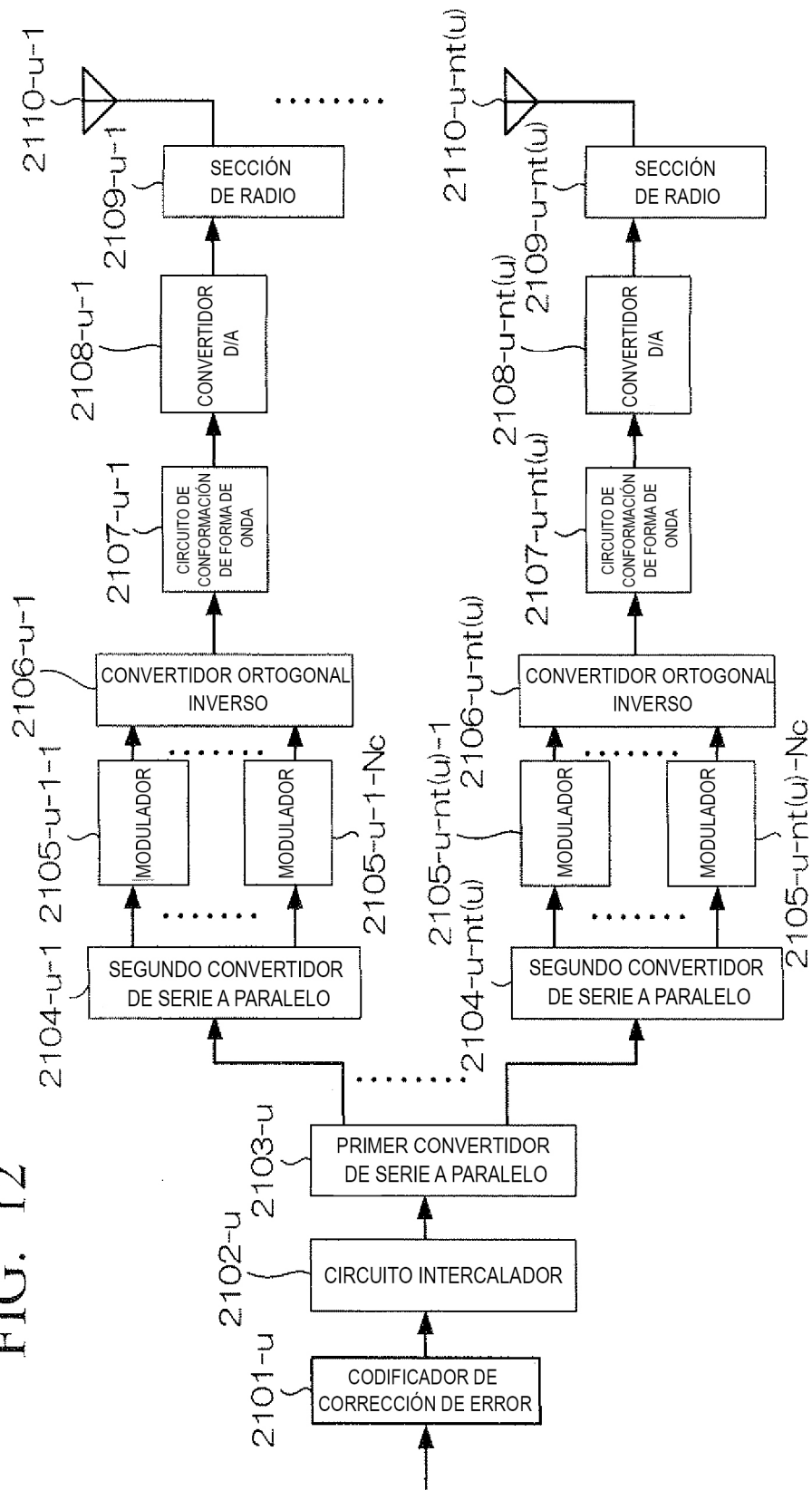


FIG. 13

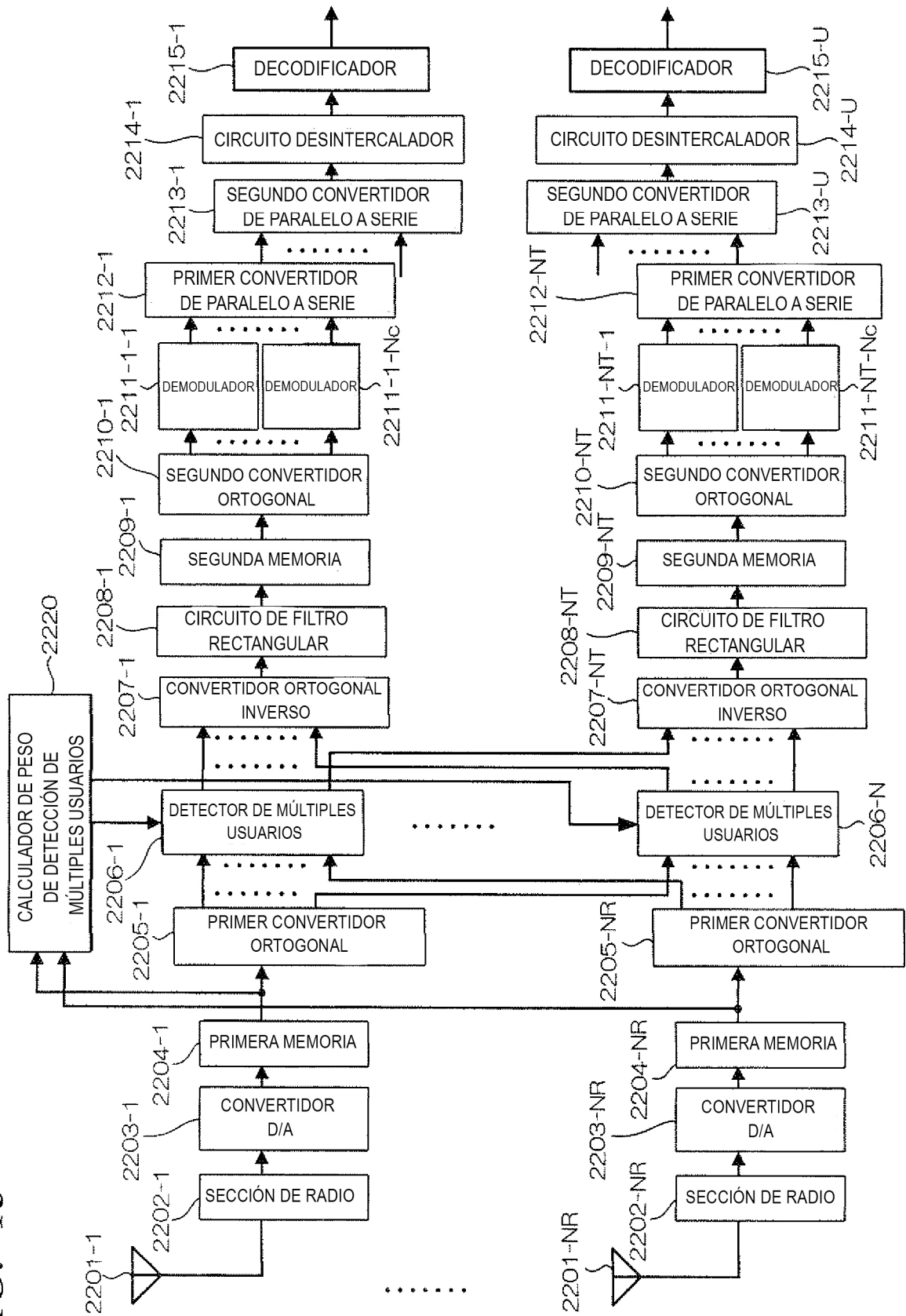


FIG. 14

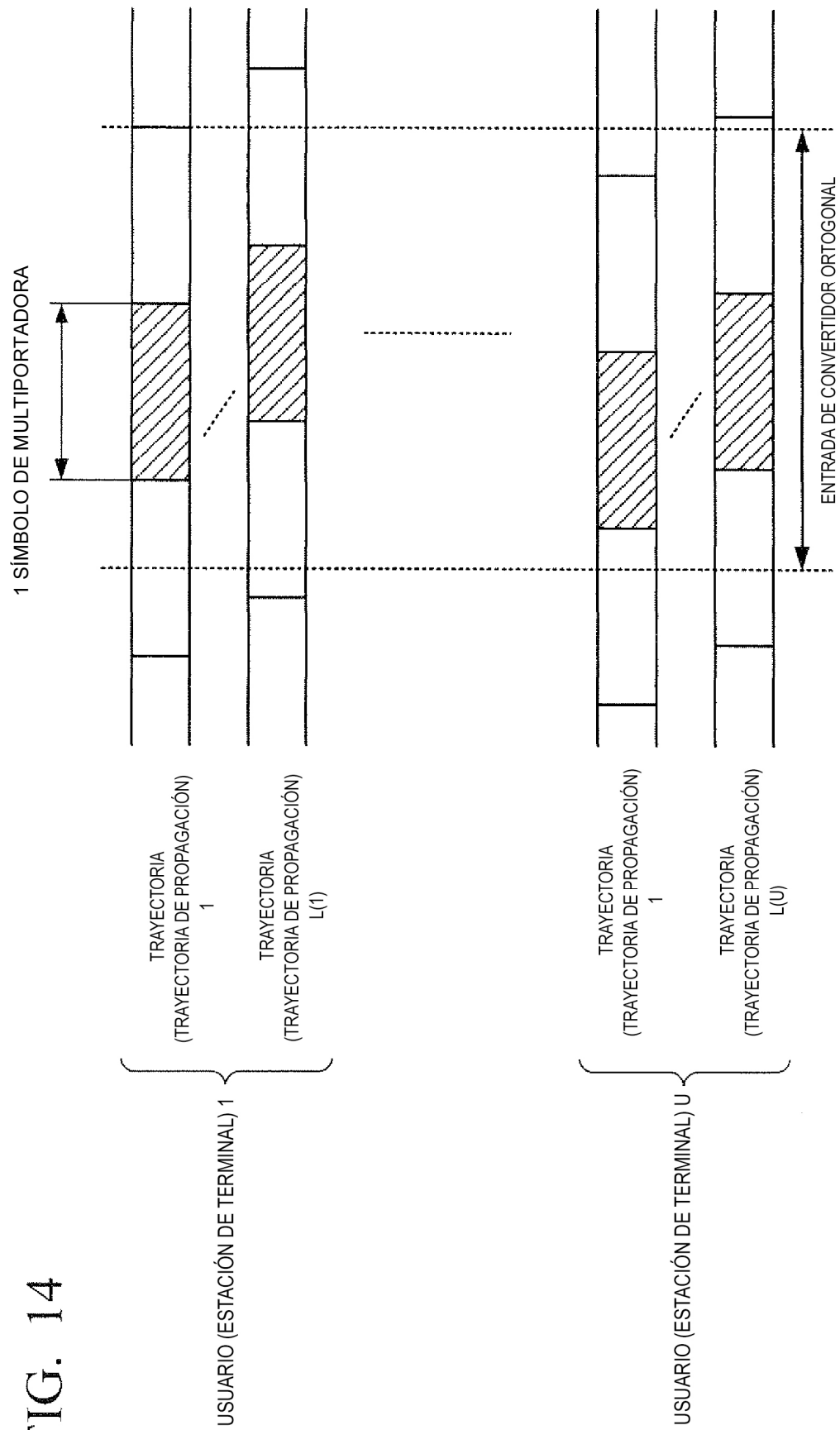


FIG. 15

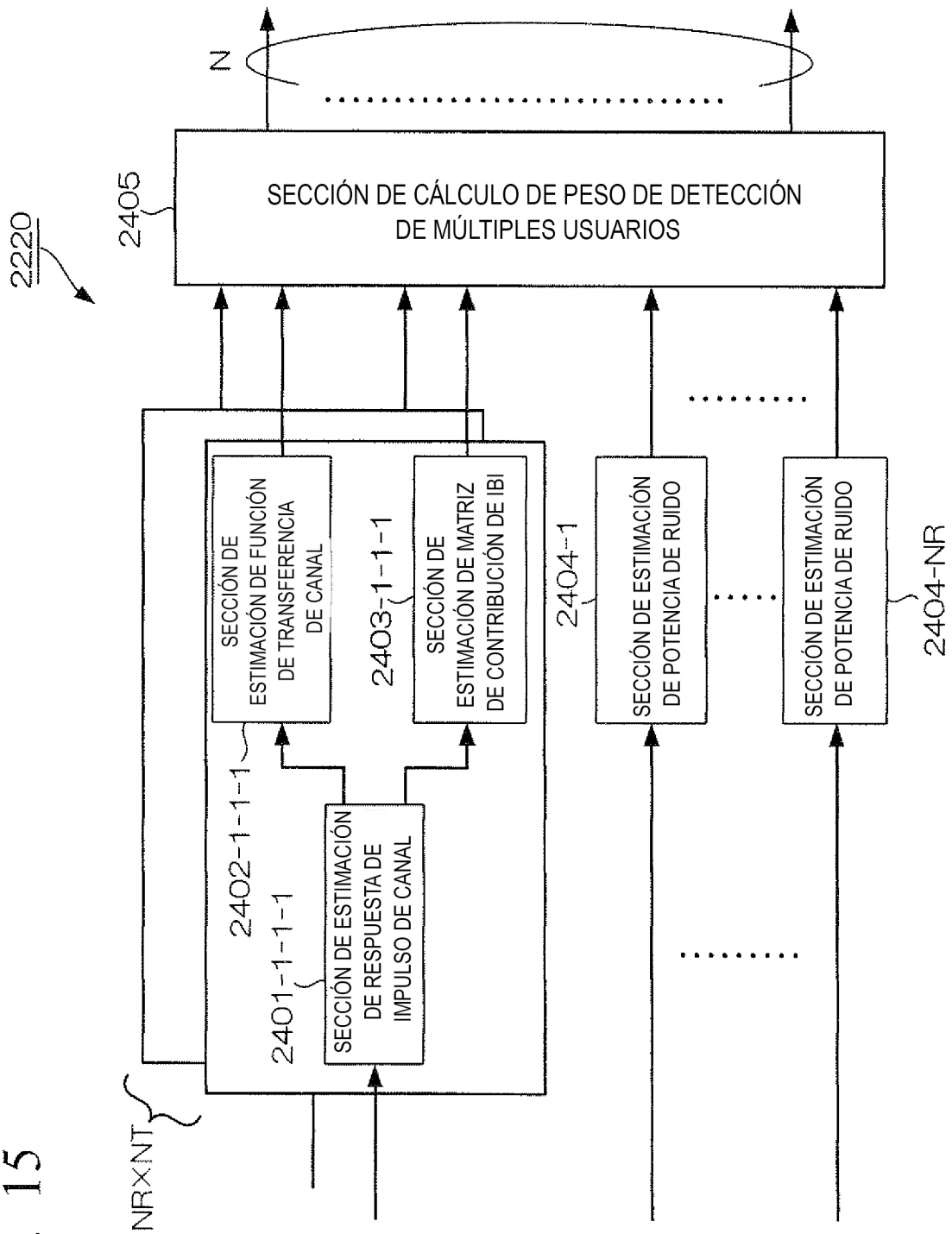
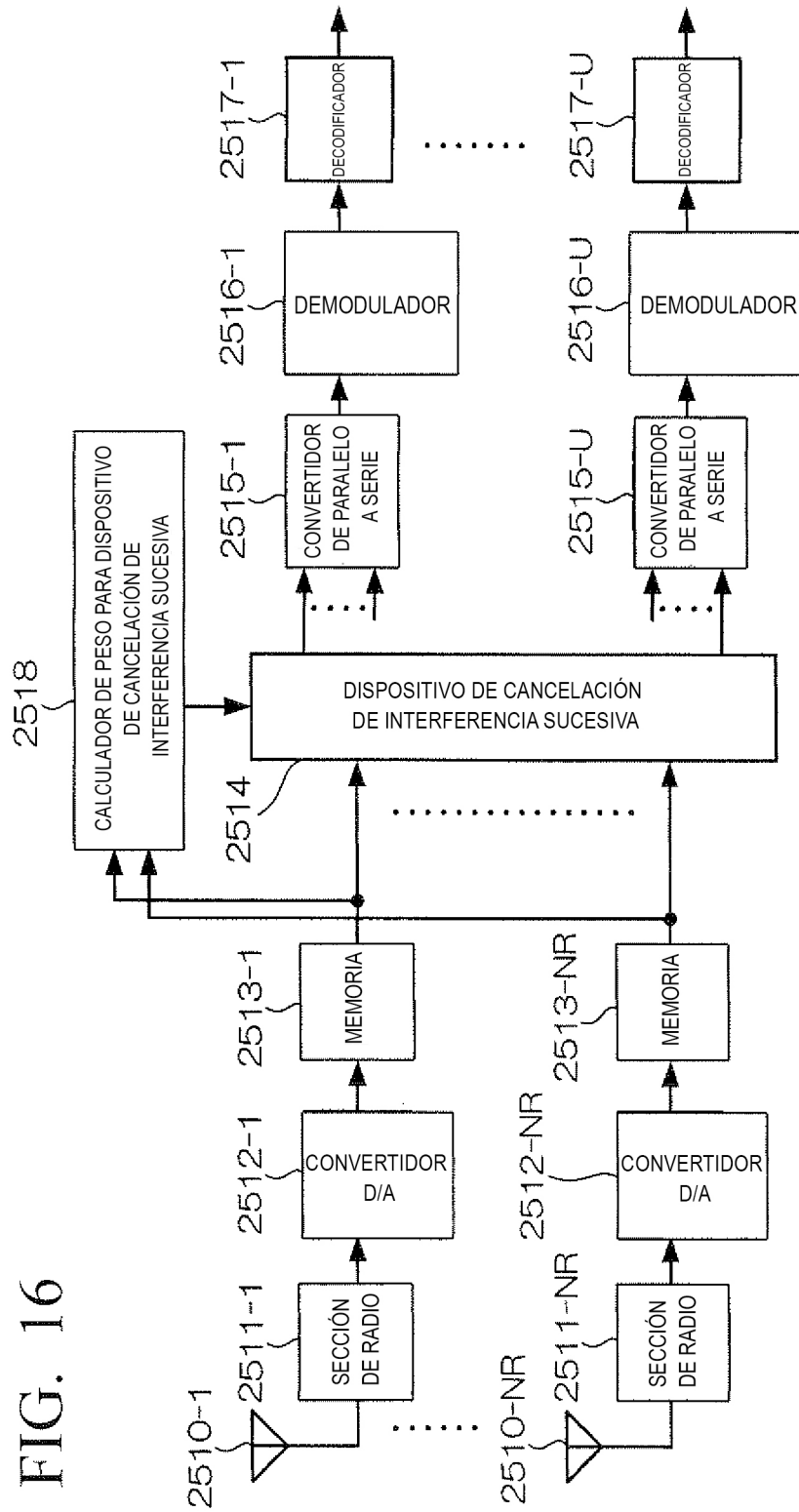
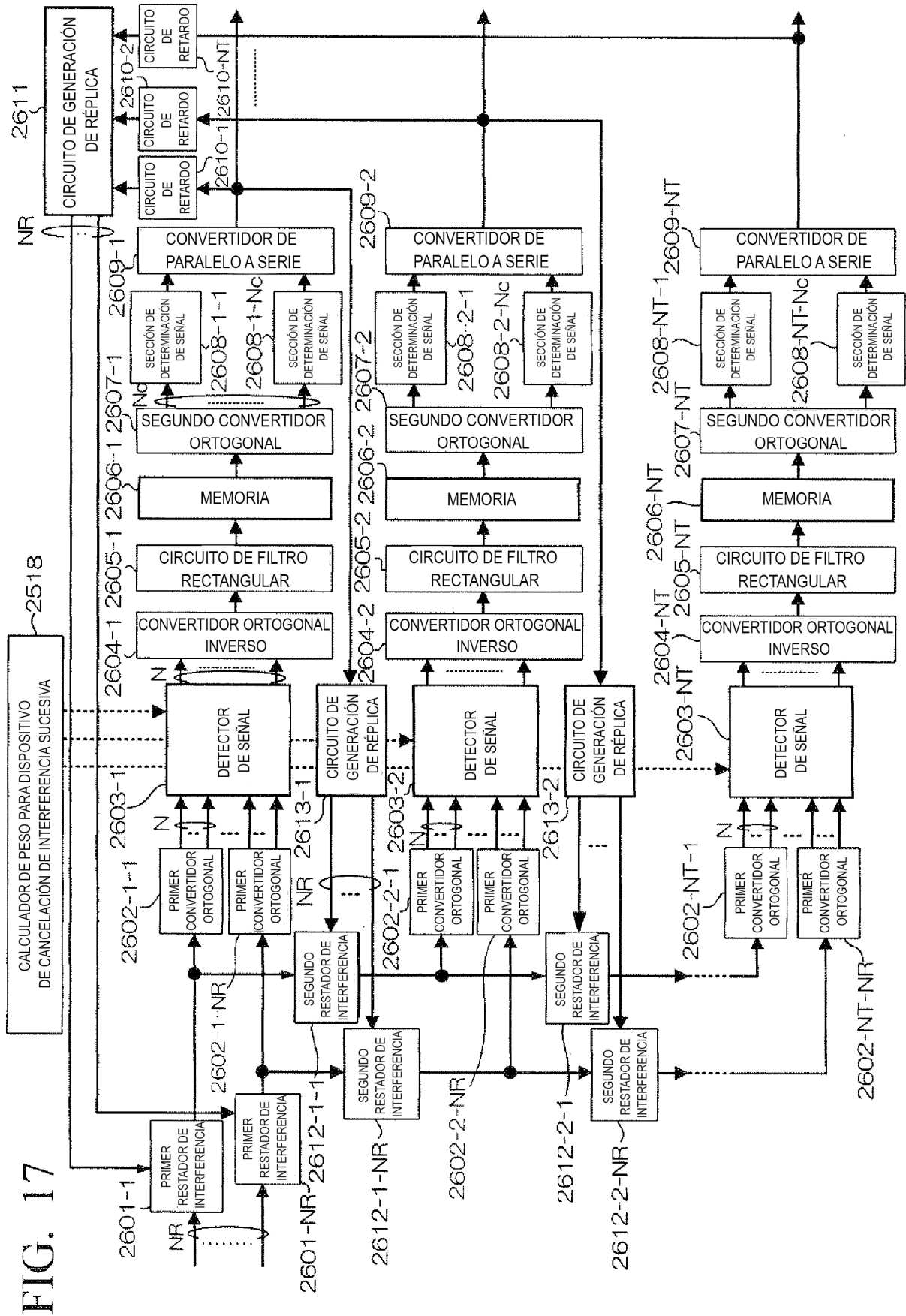


FIG. 16





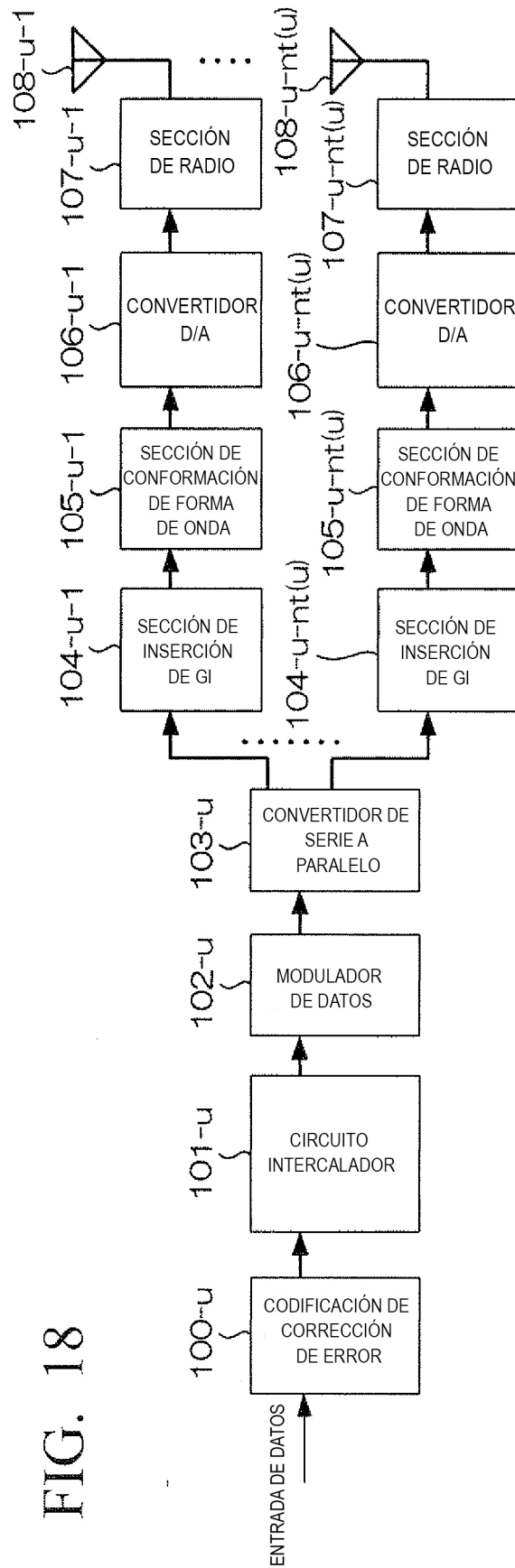
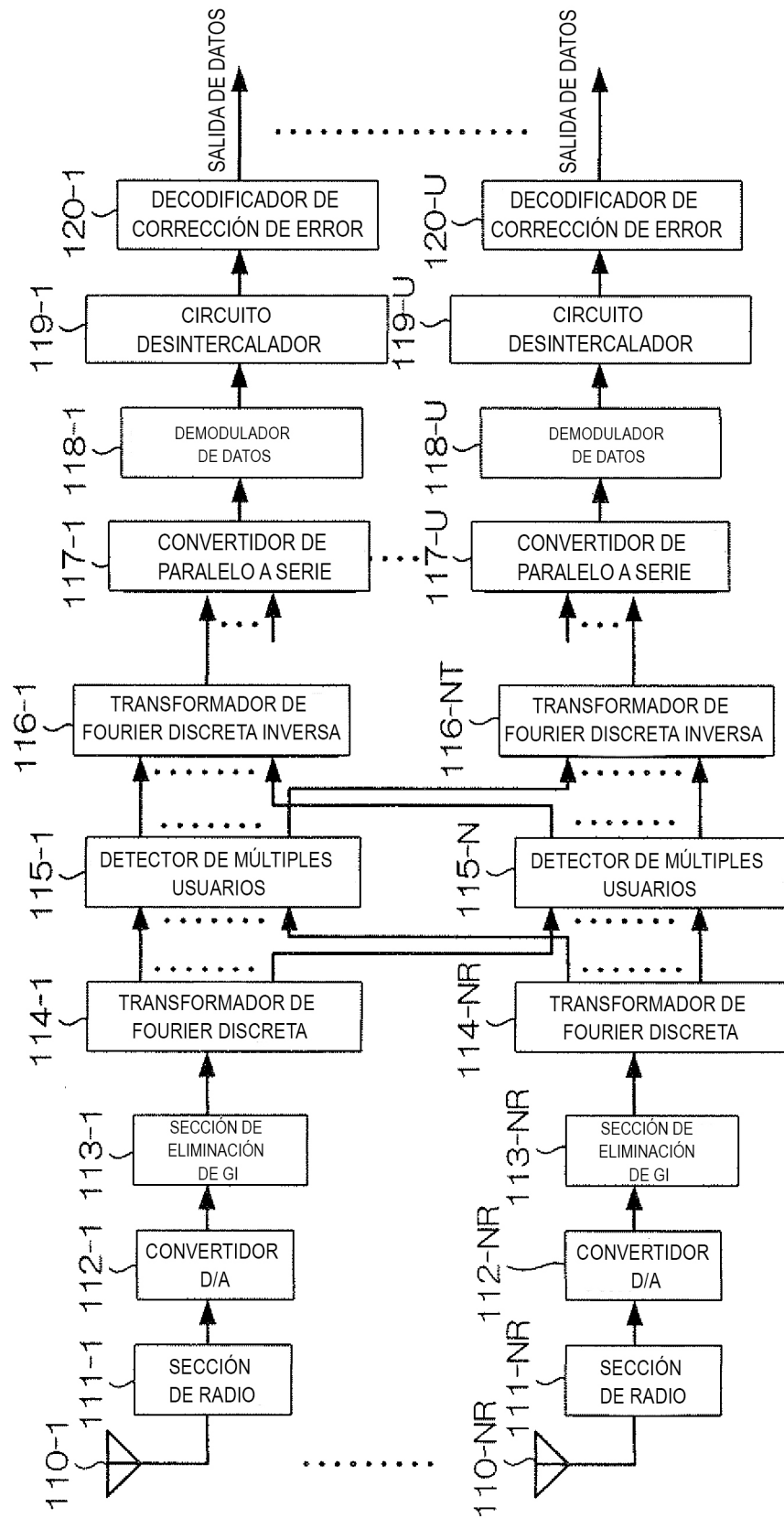


FIG. 19



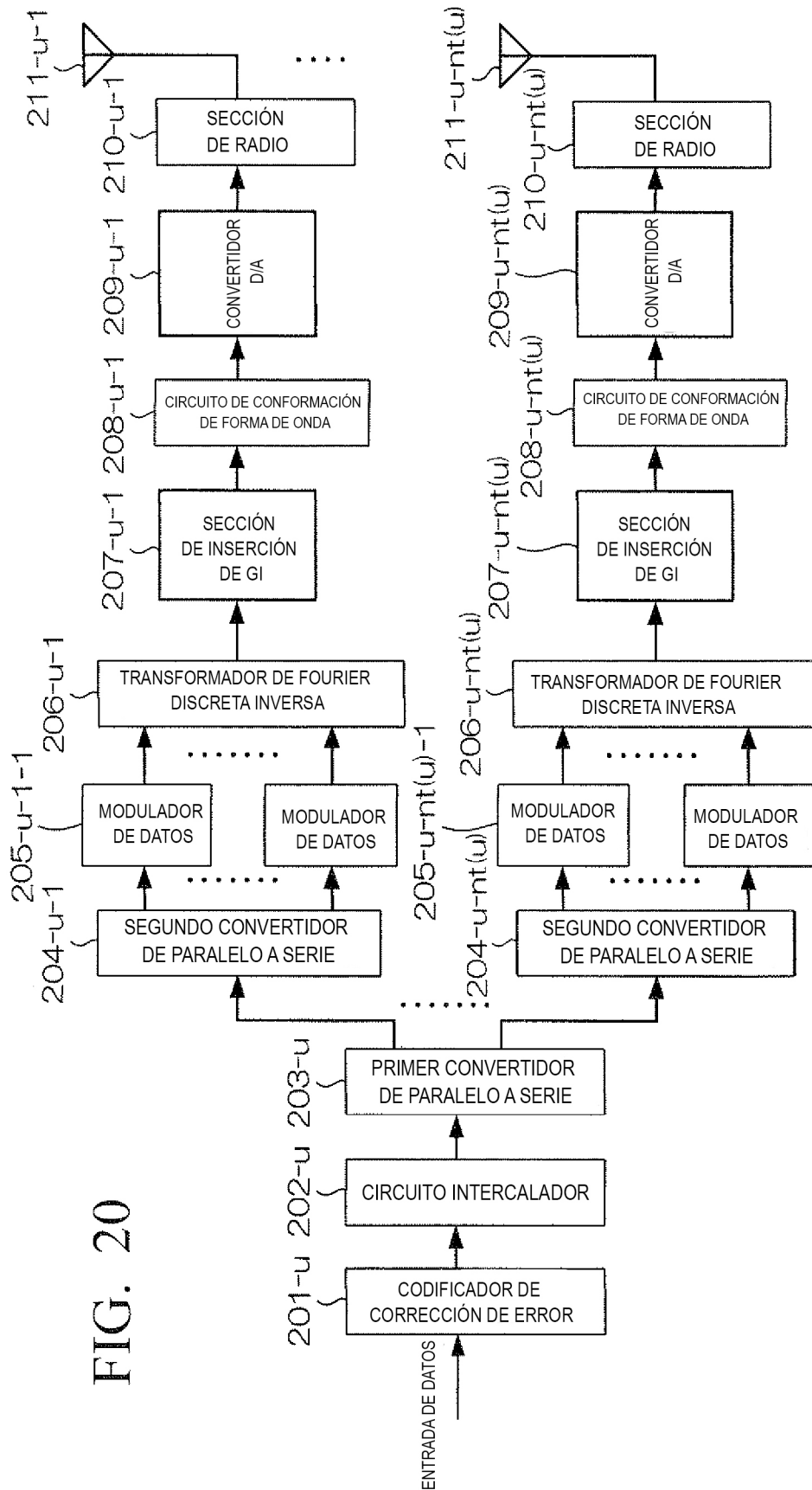


FIG. 20

FIG. 21

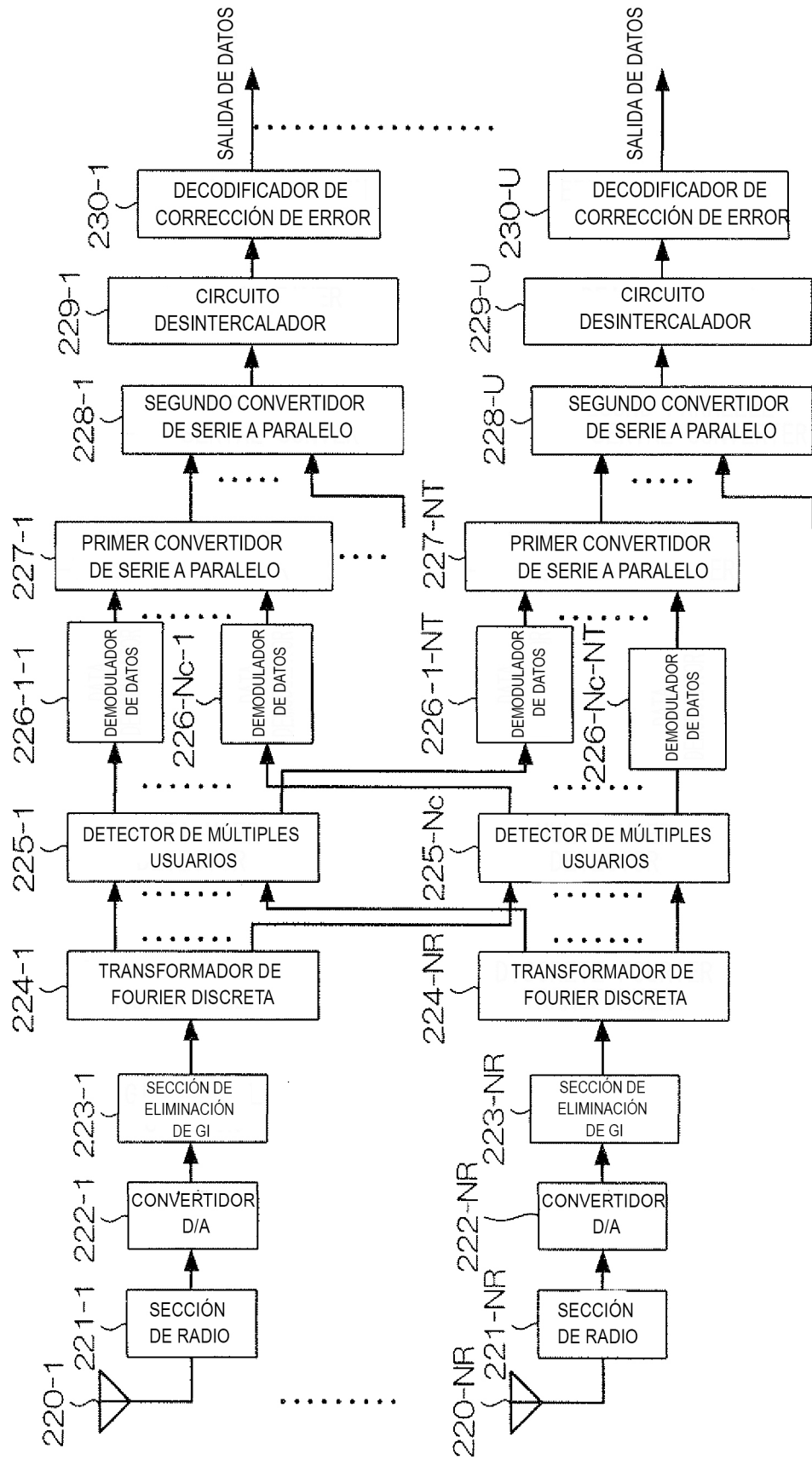


FIG. 22

