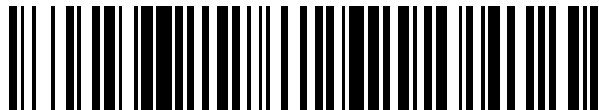


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 733 016**

51 Int. Cl.:

<b>H04B 7/08</b>	(2006.01) <b>H04L 25/03</b>	(2006.01)
<b>H04B 7/04</b>	(2007.01) <b>H04L 25/02</b>	(2006.01)
<b>H04B 7/06</b>	(2006.01)	
<b>H04B 7/10</b>	(2007.01)	
<b>H04J 99/00</b>	(2009.01)	
<b>H04J 11/00</b>	(2006.01)	
<b>H04W 16/28</b>	(2009.01)	
<b>H04B 7/0413</b>	(2007.01)	
<b>H04L 1/00</b>	(2006.01)	
<b>H04W 72/04</b>	(2009.01)	

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **21.06.2012 E 18161904 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **10.04.2019 EP 3352398**

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

30 Prioridad:

**24.06.2011 JP 2011140790**  
**24.06.2011 JP 2011140791**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**27.11.2019**

73 Titular/es:

**SUN PATENT TRUST (100.0%)**  
**450 Lexington Avenue, 38th Floor**  
**New York, NY 10017, US**

72 Inventor/es:

**OUCHI, MIKIHIRO;**  
**MURAKAMI, YUTAKA y**  
**KIMURA, TOMOHIRO**

74 Agente/Representante:

**MILTENYI , Peter**

**ES 2 733 016 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 transmisión, método de transmisión, dispositivo de recepción y método de recepción

**5 [Campo técnico]**

La presente invención se refiere a un dispositivo de transmisión y un dispositivo de recepción para comunicación usando múltiples antenas.

**10 [Antecedentes de la técnica]**

La tecnología convencional permite a un dispositivo de transmisión habilitar comunicaciones en sistemas SISO (Entrada Única, Salida Única) y MISO (Múltiples Entradas, Salida Única) (por ejemplo, la Literatura No de Patente 14).

15

**[Lista de referencias]**

[Literatura de Patente]

20 [Literatura de Patente 1]

Publicación de Solicitud de Patente Internacional N° WO2005/050885

[Literatura No de Patente]

25 [Literatura No de Patente 1]

"Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel" Actas del IEEE sobre comunicaciones, vol. 51, n° 3, páginas 389-399, marzo de 2003.

[Literatura No de Patente 2]

30 "Performance analysis and design optimization of LDPC-codec MIMO OFDM systems" Actas del IEEE. Procesamiento de Señal, vol. 52, n° 2, páginas 348-361, febrero de 2004.

[Literatura No de Patente 3]

35 "BER performance evaluation in 2x2 MIMO spatial multiplexing systems under Rician fading channels" Actas del IEICE. Fundamentales, vol. E91-A, n° 10, páginas 2.798-2.807, octubre de 2008.

[Literatura No de Patente 4]

"Turbo space-time codes with time varying linear transformations" Actas del IEEE. Comunicaciones inalámbricas, vol. 6, n° 2, páginas 486-493, febrero de 2007.

40

[Literatura No de Patente 5]

"Likelihood function for QR-MLD suitable for soft-decision turbo decoding and its performance" Actas del IEICE. Comun., vol. E88-B, n° 1, páginas 47-57, enero de 2004.

45 [Literatura No de Patente 6]

"A tutorial on 'Parallel concatenated (Turbo) coding', 'Turbo (iterative) decoding' and related topics" IEICE, Informe Técnico IT98-51.

[Literatura No de Patente 7]

50 "Advanced signal processing for PLCs: Wavelet-OFDM" Actas del Simposium Internacional del IEEE en ISPLC 2008, páginas 187-192, 2008.

[Literatura No de Patente 8]

55 D. J. Love and R. W. Heath Jr., "Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems" Actas del IEEE. Teoría de la Inf., vol. 51, n° 8, páginas 2.967-2.976, agosto de 2005.

[Literatura No de Patente 9]

Documento DVB A122, Estructura de tramas, codificación y modulación de canal para un sistema de difusión de televisión terrestre digital de segunda generación (DVB-T2), junio de 2008.

60

[Literatura No de Patente 10]

L. Vangelista, N. Benvenuto y S. Tomasin "Key technologies for next-generation terrestrial digital television standard DVB-T2", Revista IEEE Commun., vol. 47, n° 10, páginas 146-153, octubre de 2009.

[Literatura No de Patente 11]

T. Ohgane, T. Nishimura e Y. Ogawa, "Applications of space division multiplexing and those performance in a MIMO channel" Actas del IEICE. Comun., vol. E88-B, nº 5, páginas 1.843-1.851, mayo de 2005.

5

[Literatura No de Patente 12]

R. G. Gallager "Low-density parity-check codes", Actas de IRE. Teoría de Inform., IT-8, páginas 21-28, 1962.

[Literatura No de Patente 13]

10 D. J. C. Mackay, "Good error-correcting codes based on very sparse matrices", Actas del IEEE. Teoría de la Inform., vol. 45, nº 2, páginas 399-431, marzo de 1999.

[Literatura No de Patente 14]

15 ETSI EN 302 307, "Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications" v.1.1.2, junio de 2006.

[Literatura No de Patente 15]

Y.-L. Ueng and C.-C. Cheng "A fast-convergence decoding method and memory-efficient VLSI decoder architecture for irregular LDPC codes in the IEEE 802.16e standards" IEEE VTC-2007 Fall, páginas 1.255-1.259

20

[Literatura No de Patente 16]

S. M. Alamouti "A simple transmit diversity technique for wireless communications" IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, nº 8, páginas 1.451-1.458, octubre de 1998.

25 [Literatura No de Patente 17]

V. Tarokh, H. Jafarkhani y A. R. Calderbank "Space-time block coding for wireless communications: Performance results" IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 17, nº 3, nº 3, páginas 451-460, marzo de 1999.

### [Compendio de la invención]

30

La presente invención se define en las reivindicaciones independientes.

[Problema técnico]

35 La presente invención aspira a proporcionar una configuración de trama que permite, cuando se usa en señales de transmisión conmutando entre SISO y MISO/MIMO, fácil detección de las señales en el lado receptor.

[Solución al problema]

40 Según la presente invención, un dispositivo de transmisión es para Entrada Única, Salida Única (SISO), Múltiples Entradas, Salida Única (MISO), y Múltiples Entradas, Múltiples Salidas (MIMO) y el dispositivo de transmisión incluye: un configurador de tramas que configura una trama SISO recogiendo exclusivamente datos para SISO a partir de datos de destino para transmisión, y que configura una trama MISO/MIMO recogiendo exclusivamente cualquiera de los dos o tanto datos para MISO como datos para MIMO a partir de los datos de destino; y un transmisor que transmite la trama SISO y la trama MISO/MIMO.

45 [Efectos ventajosos de la invención]

Como anteriormente, la presente invención proporciona un método de transmisión, método de recepción, dispositivo de transmisión, y dispositivo de recepción cada uno que permite al lado receptor detectar señales fácilmente cuando las señales se transmiten usando SISO, MISO y MIMO.

50

### [Breve descripción de los dibujos]

La Fig. 1 ilustra un ejemplo de un dispositivo de transmisión y recepción en un sistema MIMO de multiplexación espacial.

55

La Fig. 2 ilustra una configuración de trama de muestra.

La Fig. 3 ilustra un ejemplo de un dispositivo de transmisión que aplica un método de cambio de fase.

60 La Fig. 4 ilustra otro ejemplo de un dispositivo de transmisión que aplica un método de cambio de fase.

La Fig. 5 ilustra otra configuración de trama de muestra.

- La Fig. 6 ilustra otro método de cambio de fase de muestra.
- La Fig. 7 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de recepción.
- 5 La Fig. 8 ilustra una configuración de muestra de un procesador de señal en el dispositivo de recepción.
- La Fig. 9 ilustra otra configuración de muestra de un procesador de señal en el dispositivo de recepción.
- La Fig. 10 ilustra un método de decodificación iterativa.
- 10 La Fig. 11 ilustra condiciones de recepción de muestra.
- La Fig. 12 ilustra un ejemplo adicional de un dispositivo de transmisión que aplica un método de cambio de fase.
- 15 La Fig. 13 ilustra aún un ejemplo adicional de un dispositivo de transmisión que aplica un método de cambio de fase.
- La Fig. 14 ilustra otra configuración de trama de muestra.
- Las Fig. 15A y 15B ilustran otra configuración de trama de muestra.
- 20 Las Fig. 16A y 16B ilustran otra configuración de trama de muestra.
- Las Fig. 17A y 17B ilustran otra configuración de trama de muestra.
- 25 Las Fig. 18A y 18B ilustran otra configuración de trama de muestra.
- Las Fig. 19A y 19B ilustran ejemplos de un método de mapeado.
- Las Fig. 20A y 20B ilustran ejemplos adicionales de un método de mapeado.
- 30 La Fig. 21 ilustra una configuración de muestra de una unidad de ponderación.
- La Fig. 22 ilustra un método de reordenación de símbolos de muestra.
- 35 La Fig. 23 ilustra otro ejemplo de un dispositivo de transmisión y recepción en un sistema MIMO de multiplexación espacial.
- Las Fig. 24A y 24B ilustran características BER de muestra.
- 40 La Fig. 25 ilustra otro método de cambio de fase de muestra.
- La Fig. 26 ilustra otro método de cambio de fase de muestra.
- La Fig. 27 ilustra otro método de cambio de fase de muestra.
- 45 La Fig. 28 ilustra otro método de cambio de fase de muestra. La
- Fig. 29 ilustra otro método de cambio de fase de muestra.
- 50 La Fig. 30 ilustra una disposición de símbolos de muestra para una señal modulada que proporciona una calidad de señal recibida alta.
- La Fig. 31 ilustra una configuración de tramas de muestra para una señal modulada que proporciona una calidad de señal recibida alta.
- 55 La Fig. 32 ilustra una disposición de símbolos de muestra para una señal modulada que proporciona una calidad de señal recibida alta.
- La Fig. 33 ilustra una disposición de símbolos de muestra para una señal modulada que proporciona una calidad de
- 60 señal recibida alta.
- La Fig. 34 ilustra una variación de números de símbolos y ranuras necesarios por par de bloques codificados cuando se usan códigos de bloques.

La Fig. 35 ilustra otra variante de números de símbolos y ranuras necesarios por par de bloques codificados cuando se usan códigos de bloques.

5 La Fig. 36 ilustra una configuración global de un sistema de difusión digital.

La Fig. 37 es un diagrama de bloques que ilustra un receptor de muestra.

La Fig. 38 ilustra una configuración de datos multiplexados.

10

La Fig. 39 es un diagrama esquemático que ilustra multiplexación de datos codificados en flujos.

La Fig. 40 es un diagrama detallado que ilustra un flujo de vídeo como contenido en una secuencia de paquetes PES.

15

La Fig. 41 es un diagrama estructural de paquetes TS y paquetes de origen en los datos multiplexados.

La Fig. 42 ilustra una configuración de datos PMT.

20 La Fig. 43 ilustra información como configurada en los datos multiplexados.

La Fig. 44 ilustra la configuración de información de atributo de flujo.

La Fig. 45 ilustra la configuración de un visualizador de vídeo y dispositivo de salida de audio.

25

La Fig. 46 ilustra una configuración de muestra de un sistema de comunicaciones.

Las Fig. 47A y 47B ilustran disposiciones de símbolos de muestra para una señal modulada que proporcionan una calidad de señal recibida alta.

30

Las Fig. 48A y 48B ilustran disposiciones de símbolos de muestra para una señal modulada que proporcionan una calidad de señal recibida alta.

Las Fig. 49A y 49B ilustran disposiciones de símbolos de muestra para una señal modulada que proporcionan una calidad de señal recibida alta.

35

Las Fig. 50A y 50B ilustran disposiciones de símbolos de muestra para una señal modulada que proporcionan una calidad de señal recibida alta.

40 La Fig. 51 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de transmisión.

La Fig. 52 ilustra otra configuración de muestra de un dispositivo de transmisión.

La Fig. 53 ilustra una configuración de muestra adicional de un dispositivo de transmisión.

45

La Fig. 54 ilustra aún una configuración de muestra adicional de un dispositivo de transmisión.

La Fig. 55 ilustra un conmutador de señal en banda base.

50 La Fig. 56 ilustra aún todavía una configuración de muestra adicional de un dispositivo de transmisión.

La Fig. 57 ilustra operaciones de muestra de un distribuidor.

La Fig. 58 ilustra operaciones de muestra adicionales de un distribuidor.

55

La Fig. 59 ilustra un sistema de comunicaciones de muestra que indica la relación entre estaciones base y terminales.

La Fig. 60 ilustra un ejemplo de asignación de frecuencia de señal de transmisión.

60 La Fig. 61 ilustra otro ejemplo de asignación de frecuencia de señal de transmisión.

La Fig. 62 ilustra un sistema de comunicaciones de muestra que indica la relación entre una estación base, repetidores y terminales.

- La Fig. 63 ilustra un ejemplo de asignación de frecuencia de señal de transmisión con respecto a la estación base.
- La Fig. 64 ilustra un ejemplo de asignación de frecuencia de señal de transmisión con respecto a los repetidores.
- 5 La Fig. 65 ilustra una configuración de muestra de un receptor y transmisor en el repetidor.
- La Fig. 66 ilustra un formato de datos de señal usado para transmisión por la estación base.
- 10 La Fig. 67 ilustra aún todavía otra configuración de muestra de un dispositivo de transmisión.
- La Fig. 68 ilustra otro conmutador de señal en banda base.
- La Fig. 69 ilustra un método de ponderación, conmutación de señal en banda base y cambio de fase de muestra.
- 15 La Fig. 70 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de transmisión que usa un método OFDM.
- Las Fig. 71A y 71B ilustran otra configuración de trama de muestra.
- 20 La Fig. 72 ilustra además los números de ranuras y valores de cambio de fase que corresponden a un método de modulación.
- La Fig. 73 ilustra además los números de ranuras y valores de cambio de fase que corresponden a un método de modulación.
- 25 La Fig. 74 ilustra la configuración de tramas global de una señal transmitida por un radiodifusor usando DVB-T2.
- La Fig. 75 ilustra dos o más tipos de señales en el mismo sello de tiempo.
- 30 La Fig. 76 ilustra aún una configuración de muestra adicional de un dispositivo de transmisión.
- La Fig. 77 ilustra una configuración de trama de muestra alternativa.
- La Fig. 78 ilustra otra configuración de trama de muestra alternativa.
- 35 La Fig. 79 ilustra una configuración de trama de muestra alternativa adicional.
- La Fig. 80 ilustra aún una configuración de trama de muestra alternativa adicional.
- 40 La Fig. 81 ilustra aún otra configuración de trama de muestra alternativa.
- La Fig. 82 ilustra todavía otra configuración de trama de muestra alternativa.
- La Fig. 83 ilustra todavía una configuración de trama de muestra alternativa adicional.
- 45 La Fig. 84 ilustra además dos o más tipos de señales en el mismo sello de tiempo.
- La Fig. 85 ilustra una configuración de muestra alternativa de un dispositivo de transmisión.
- 50 La Fig. 86 ilustra una configuración de muestra alternativa de un dispositivo de recepción.
- La Fig. 87 ilustra otra configuración de muestra alternativa de un dispositivo de recepción.
- La Fig. 88 ilustra aún otra configuración de muestra alternativa de un dispositivo de recepción.
- 55 Las Fig. 89A y 89B ilustran configuraciones de tramas de muestra alternativas.
- Las Fig. 90A y 90B ilustran aún configuraciones de tramas de muestra alternativas adicionales.
- 60 Las Fig. 91A y 91B ilustran más configuraciones de tramas de muestra alternativas.
- Las Fig. 92A y 92B ilustran aún más configuraciones de tramas de muestra alternativas.

Las Fig. 93A y 93B ilustran todavía configuraciones de tramas de muestra alternativas adicionales.

La Fig. 94 ilustra una configuración de trama de muestra usada cuando se emplean códigos de bloques de espacio-tiempo.

5

La Fig. 95 ilustra un ejemplo de distribución de punto de señal para 16-QAM en el plano I-Q.

La Fig. 96 indica una configuración de muestra para un generador de señal cuando se aplica un retardo Q cíclico.

10 La Fig. 97 ilustra un primer ejemplo de un método de generación para  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  cuando se usa un retardo Q cíclico.

La Fig. 98 indica una configuración de muestra para un generador de señal cuando se aplica un retardo Q cíclico.

15 La Fig. 99 indica una configuración de muestra para un generador de señal cuando se aplica un retardo Q cíclico.

La Fig. 100 ilustra un segundo ejemplo de un método de generación para  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  cuando se usa un retardo Q cíclico.

20 La Fig. 101 indica una configuración de muestra para un generador de señal cuando se aplica un retardo Q cíclico.

La Fig. 102 indica una configuración de muestra para un generador de señal cuando se aplica un retardo Q cíclico.

25 La Fig. 103A indica restricciones que se relacionan con una transmisión de antena única y transmisión de múltiples antenas en el estándar DVB-T2, mientras que la Fig. 103B indica un estándar de futuro deseable.

La Fig. 104 indica una configuración de subtrama de muestra basada en la configuración de la antena de transmisión.

30 La Fig. 105 indica una configuración de subtrama de muestra basada en la configuración de la antena de transmisión.

30

La Fig. 106 indica la configuración de trama de transmisión.

La Fig. 107 ilustra un ejemplo de piloto SP para un símbolo de inicio de subtrama y símbolo de cierre de subtrama.

35 La Fig. 108A ilustra una red de servicio DVB-T2 (SISO) real.

La Fig. 108B ilustra un sistema MISO distribuido que emplea una antena de transmisión existente.

La Fig. 108C ilustra una configuración de MIMO co-ubicado.

40

La Fig. 108D ilustra una configuración en la que se combinan MISO distribuido y MIMO co-ubicado.

La Fig. 109 indica un ejemplo de configuración de subtrama basado en la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la polarización).

45

La Fig. 110 indica la configuración de trama de transmisión.

La Fig. 111 indica un ejemplo de configuración de subtrama basado en la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la potencia de transmisión).

50

La Fig. 112 indica la configuración de trama de transmisión.

La Fig. 113 indica un ejemplo de configuración de subtrama basado en la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la polarización y la potencia de transmisión).

55

La Fig. 114 indica la configuración de trama de transmisión.

#### [Descripción de las realizaciones]

60

(Descubrimientos del inventor)

MIMO (Múltiples Entradas, Múltiples Salidas) es un ejemplo de un sistema de comunicación convencional que usa múltiples antenas. En comunicación de múltiples antenas, de la cual MIMO es típica, múltiples antenas se modulan

cada una, y cada señal modulada se transmite simultáneamente desde una antena diferente con el fin de aumentar la velocidad de transmisión de los datos.

La Fig. 23 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de transmisión y recepción que tiene dos antenas de transmisión y dos antenas de recepción, y que usa dos señales moduladas de transmisión (flujos de transmisión). En el dispositivo de transmisión, se intercalan datos codificados, los datos intercalados se modulan, y la conversión de frecuencia y similares se realizan para generar señales de transmisión, que entonces se transmiten desde las antenas. En este caso, el esquema para transmitir simultáneamente diferentes señales moduladas desde diferentes antenas de transmisión en el mismo sello de tiempo y en una frecuencia común es MIMO de multiplexación espacial.

En este contexto, la Literatura de Patente 1 sugiere usar un dispositivo de transmisión dotado con un patrón de intercalado diferente para cada antena de transmisión. Es decir, el dispositivo de transmisión de la Fig. 23 debería usar dos patrones de intercalado distintos realizados por dos intercaladores ( $\pi\alpha$  y  $\pi\beta$ ), Como para el dispositivo de recepción, la Literatura No de Patente 1 y la Literatura No de Patente 2 describen una mejora de calidad de recepción usando iterativamente valores suaves para el método de detección (por el detector MIMO de la Fig. 23).

Como sucede, modelos de entornos de propagación real en comunicaciones inalámbricas incluyen NLOS (No Línea De Vista), tipificados por un entorno de desvanecimiento de Rayleigh, y LOS (Línea De Vista), tipificado por un entorno de desvanecimiento de Rician. Cuando el dispositivo de transmisión transmite una única señal modulada, y el dispositivo de recepción realiza una combinación de relación máxima sobre las señales recibidas por una pluralidad de antenas y entonces demodula y decodifica las señales resultantes, se puede lograr una calidad de recepción excelente en un entorno LOS, en particular en un entorno en el que el factor de Rician es grande. El factor de Rician representa la potencia recibida de ondas directas respecto a la potencia recibida de ondas dispersas. No obstante, dependiendo del sistema de transmisión (por ejemplo, un sistema MIMO de multiplexación espacial), ocurre un problema en que la calidad de recepción se deteriora a medida que aumenta el factor de Rician (véase la Literatura No de Patente 3).

Las Fig. 24A y 24B ilustran un ejemplo de resultados de simulación de las características de BER (Tasa de Error de Bit) (eje vertical: BER, eje horizontal: SNR (relación señal a ruido) para datos codificados con códigos LDPC (comprobación de paridad de baja densidad) y transmitidos sobre un sistema MIMO de multiplexación espacial 2 x 2 (dos antenas de transmisión, dos antenas de recepción) en un entorno de desvanecimiento de Rayleigh y en un entorno de desvanecimiento de Rician con factores de Rician de  $K = 3, 10$  y  $16$  dB. La Fig. 24A da las características de BER de relación de Verosimilitud Logarítmica basada en aproximación Max-Log (es decir, APP Max-log, donde APP es la probabilidad *a posteriori*) sin detección de fase iterativa (véase la Literatura No de Patente 1 y la Literatura No de Patente 2), mientras que la Fig. 24B da la característica de BER de APP Max-log con detección de fase iterativa (véase la Literatura No de Patente 1 y la Literatura No de Patente 2) (número de iteraciones: cinco). Las Fig. 24A y 24B indican claramente que, con independencia de si se realiza o no una detección de fase iterativa, la calidad de recepción se degrada en el sistema MIMO de multiplexación espacial a medida que aumenta el factor de Rician. De esta manera, el problema de degradación de calidad de recepción en la estabilización del entorno de propagación en el sistema MIMO de multiplexación espacial, que no ocurre en un sistema de señal de modulación única convencional, es único para el sistema MIMO de multiplexación espacial.

La comunicación de difusión o multidifusión es un servicio que se debe aplicar a diversos entornos de propagación. El entorno de propagación de onda de radio entre el radiodifusor y los receptores que pertenece a los usuarios es a menudo un entorno LOS. Cuando se usa un sistema MIMO de multiplexación espacial que tiene el problema anterior para comunicación de difusión y multidifusión, puede ocurrir una situación en la que la intensidad de campo eléctrico recibida sea alta en el dispositivo de recepción, pero en la que la degradación en la calidad de recepción hace imposible la recepción del servicio. En otras palabras, con el fin de usar un sistema MIMO de multiplexación espacial en comunicación de difusión y multidifusión tanto en el entorno NLOS como en el entorno LOS, es deseable un sistema MIMO que ofrece un cierto grado de calidad de recepción.

La Literatura No de Patente 8 describe un método de selección de un libro de códigos usado en precodificación (es decir, una matriz de precodificación, también conocida como una matriz de ponderación de precodificación) en base a información de realimentación de una parte de comunicación. No obstante, la Literatura No de Patente 8 no describe en absoluto el método para precodificación en un entorno en el que la información de realimentación no se puede adquirir de la otra parte, tal como en la comunicación de difusión y multidifusión anterior.

Por otra parte, la Literatura No de Patente 4 describe un método para conmutar la matriz de precodificación con el tiempo. Este método es aplicable cuando no está disponible información de realimentación. La Literatura No de Patente 4 describe el uso de una matriz unitaria como la matriz de precodificación, y conmutar la matriz unitaria al azar, pero no describe en absoluto un método aplicable a la degradación de calidad de recepción en el entorno LOS descrito anteriormente. La Literatura No de Patente 4 simplemente recita el salto entre matrices de precodificación al azar. Obviamente, la Literatura No de Patente 4 no hace mención en absoluto a un método de precodificación, o una



estructura de una matriz de precodificación, para remediar la degradación de la calidad de recepción en un entorno LOS.

Un objeto de la presente invención es proporcionar un sistema MIMO que mejora la calidad de recepción en un entorno LOS.

Las realizaciones de la presente invención se describen a continuación con referencia a los dibujos anexos.

[Realización 1]

10 Lo siguiente describe, en detalle, un método de transmisión, un dispositivo de transmisión, un método de recepción y un dispositivo de recepción que se relacionan con la presente Realización.

Antes de comenzar la descripción adecuada, se proporciona un esbozo de esquemas de transmisión y esquemas de decodificación en un sistema MIMO de multiplexación espacial convencional.

15 La Fig. 1 ilustra la estructura de un sistema MIMO de multiplexación espacial  $N_t \times N_r$ . Un vector de información  $z$  se codifica e intercala. El vector de bit codificado  $u = (u_1, \dots, u_{N_t})$  se obtiene como la salida de intercalado. Aquí,  $u_i = (u_{i1}, \dots, u_{iM})$  (donde  $M$  es el número de bits transmitidos por símbolo). Para un vector de transmisión  $s = (s_1, \dots, s_{N_t})$ , una señal recibida  $s_i = \text{mapeo}(u_i)$  se encuentra para la antena de transmisión  $\#i$ . Normalizando la energía de transmisión, esto se puede expresar como  $E\{|s_i|^2\} = E_s/N_t$  (donde  $E_s$  es la energía total por canal). El vector de recepción  $y = (y_1, \dots, y_{N_r})^T$  se expresa en la Expresión Matemática 1 (fórmula 1), a continuación.

[Expresión Matemática 1]

$$y = (y_1, \dots, y_{N_r})^T \quad (\text{fórmula 1})$$

$$= \mathbf{H}_{N_t \times N_r} \mathbf{s} + \mathbf{n}$$

25

Aquí,  $\mathbf{H}_{N_t \times N_r}$  es la matriz de canal,  $\mathbf{n} = (n_1, \dots, n_{N_r})$  es el vector de ruido, y el valor medio de  $n_i$  es cero para ruido gaussiano complejo distribuido independiente y idénticamente (i.i.d) de varianza  $\sigma^2$ . En base a la relación entre símbolos transmitidos introducidos en un receptor y los símbolos recibidos, la distribución de probabilidad de los vectores recibidos se puede expresar como la Expresión Matemática 2 (fórmula 2), a continuación, para una distribución gaussiana multidimensional.

30

[Expresión Matemática 2]

$$p(\mathbf{y} | \mathbf{u}) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{N_r}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2\right) \quad (\text{fórmula 2})$$

35

Aquí, se considera un receptor que realiza decodificación iterativa. Tal receptor se ilustra en la Fig. 1 como que está compuesto de un decodificador de entrada suave /salida suave exterior y un detector MIMO. El vector de relación de verosimilitud logarítmica (valor  $L$ ) para la Fig. 1 se da por la Expresión Matemática 3 (fórmula 3) hasta la Expresión Matemática 5 (fórmula 5), como sigue.

40

[Expresión Matemática 3]

$$L(\mathbf{u}) = (L(u_1), \dots, L(u_{N_t}))^T \quad (\text{fórmula 3})$$

45 [Expresión Matemática 4]

$$L(u_i) = (L(u_{i1}), \dots, L(u_{iM})) \quad (\text{fórmula 4})$$

[Expresión Matemática 5]

50

$$L(u_{ij}) = \ln \frac{P(u_{ij} = +1)}{P(u_{ij} = -1)} \quad (\text{fórmula 5})$$

(Método de detección iterativa)

- 5 Lo siguiente describe la detección iterativa de señal MIMO realizada por el sistema MIMO de multiplexación espacial  $N_t \times N_r$ . La relación de verosimilitud logarítmica de  $u_{mn}$  se define por la Expresión Matemática 6 (fórmula 6).

[Expresión Matemática 6]

$$L(\mathbf{u}_{mn} | \mathbf{y}) = \ln \frac{P(\mathbf{u}_{mn} = +1 | \mathbf{y})}{P(\mathbf{u}_{mn} = -1 | \mathbf{y})} \quad (\text{fórmula 6})$$

10

A través de la aplicación del teorema de Bayes, la Expresión Matemática 6 (fórmula 6) se puede expresar como la Expresión Matemática 7 (fórmula 7).

- 15 [Expresión Matemática 7]

$$\begin{aligned} L(\mathbf{u}_{mn} | \mathbf{y}) &= \ln \frac{p(\mathbf{y} | \mathbf{u}_{mn} = +1)P(\mathbf{u}_{mn} = +1)/p(\mathbf{y})}{p(\mathbf{y} | \mathbf{u}_{mn} = -1)P(\mathbf{u}_{mn} = -1)/p(\mathbf{y})} \\ &= \ln \frac{P(\mathbf{u}_{mn} = +1)}{P(\mathbf{u}_{mn} = -1)} + \ln \frac{p(\mathbf{y} | \mathbf{u}_{mn} = +1)}{p(\mathbf{y} | \mathbf{u}_{mn} = -1)} \quad (\text{fórmula 7}) \\ &= \ln \frac{P(\mathbf{u}_{mn} = +1)}{P(\mathbf{u}_{mn} = -1)} + \ln \frac{\sum_{U_{mn,+1}} p(\mathbf{y} | \mathbf{u})p(\mathbf{u} | \mathbf{u}_{mn})}{\sum_{U_{mn,-1}} p(\mathbf{y} | \mathbf{u})p(\mathbf{u} | \mathbf{u}_{mn})} \end{aligned}$$

- 20 Obsérvese que  $U_{mn, \pm 1} = \{\mathbf{u} | u_{mn} = \pm 1\}$ . A través de la aproximación  $\ln \sum a_j \sim \max \ln a_j$ , la Expresión Matemática 7 (fórmula 7) se puede aproximar como la Expresión Matemática 8 (fórmula 8). El símbolo  $\sim$  se usa en la presente memoria para indicar aproximación.

[Expresión Matemática 8]

$$\begin{aligned} L(\mathbf{u}_{mn} | \mathbf{y}) &\approx \ln \frac{P(u_{mn} = +1)}{P(u_{mn} = -1)} + \max_{U_{mn,+1}} \{ \ln p(\mathbf{y} | \mathbf{u}) + P(\mathbf{u} | u_{mn}) \} \\ &\quad - \max_{U_{mn,-1}} \{ \ln p(\mathbf{y} | \mathbf{u}) + P(\mathbf{u} | u_{mn}) \} \quad (\text{fórmula 8}) \end{aligned}$$

25

En la Expresión Matemática 8 (fórmula 8),  $P(u_{mn})$  y  $\ln P(u_{mn})$  se pueden expresar como sigue.

[Expresión Matemática 9]

$$\begin{aligned}
 P(\mathbf{u} | \mathbf{u}_{mn}) &= \prod_{(ij) \neq (mn)} P(u_{ij}) \\
 &= \prod_{(ij) \neq (mn)} \frac{\exp\left(\frac{u_{ij} L(u_{ij})}{2}\right)}{\exp\left(\frac{L(u_{ij})}{2}\right) + \exp\left(-\frac{L(u_{ij})}{2}\right)} \quad (\text{fórmula 9})
 \end{aligned}$$

[Expresión Matemática 10]

$$\ln P(\mathbf{u} | \mathbf{u}_{mn}) = \left( \sum_{ij} \ln P(u_{ij}) \right) - \ln P(\mathbf{u}_{mn}) \quad (\text{fórmula 10})$$

5

[Expresión Matemática 11]

$$\begin{aligned}
 \ln P(u_{ij}) &= \frac{1}{2} u_{ij} P(u_{ij}) - \ln \left( \exp\left(\frac{L(u_{ij})}{2}\right) + \exp\left(-\frac{L(u_{ij})}{2}\right) \right) \\
 &\approx \frac{1}{2} u_{ij} L(u_{ij}) - \frac{1}{2} |L(u_{ij})| \quad \text{para } |L(u_{ij})| > 2 \quad (\text{fórmula 11}) \\
 &= \left| \frac{L(u_{ij})}{2} \right| (u_{ij} \operatorname{sign}(L(u_{ij})) - 1)
 \end{aligned}$$

10 Obsérvese que la probabilidad logarítmica de la ecuación dada en la Expresión Matemática 2 (fórmula 2) se puede expresar como la Expresión Matemática 12 (fórmula 12).

[Expresión Matemática 12]

$$\ln P(\mathbf{y} | \mathbf{u}) = -\frac{N_r}{2} \ln(2\pi \sigma^2) - \frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 \quad (\text{fórmula 12})$$

15

Por consiguiente, dada la Expresión Matemática 7 (fórmula 7) y la Expresión Matemática 13 (fórmula 13), el valor L posterior para el MAP o APP (probabilidad *a posteriori*) se pueden expresar como sigue.

[Expresión Matemática 13]

20

$$L(\mathbf{u}_{mn} | \mathbf{y}) = \ln \frac{\sum_{\mathbf{u}_{m,n}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(u_{ij})\right\}}{\sum_{\mathbf{u}_{m,n}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(u_{ij})\right\}} \quad (\text{fórmula 13})$$

Esto se denomina de aquí en adelante decodificación APP iterativa. También, dada la Expresión Matemática 8 (fórmula 8) y la Expresión Matemática 12 (fórmula 12), el valor L posterior para la APP Max-log se puede expresar como sigue.

25

[Expresión Matemática 14]

$$L(\mathbf{u}_{mn} | \mathbf{y}) \approx \max_{U_{mn,+1}} \{\Psi(\mathbf{u}, \mathbf{y}, L(\mathbf{u}))\} - \max_{U_{mn,-1}} \{\Psi(\mathbf{u}, \mathbf{y}, L(\mathbf{u}))\} \quad (\text{fórmula 14})$$

[Expresión Matemática 15]

$$\Psi(\mathbf{u}, \mathbf{y}, L(\mathbf{u})) = -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(u_{ij}) \quad (\text{fórmula 15})$$

5 Esto se conoce de aquí en adelante como decodificación APP Max-log iterativa. Por tanto, la información externa requerida por el sistema de decodificación interactiva se puede obtener sustrayendo la entrada anterior de la Expresión Matemática 13 (fórmula 13) o de la Expresión Matemática 14 (fórmula 14).

(Modelo de sistema)

10

La Fig. 23 ilustra la configuración básica de un sistema relacionado con las siguientes explicaciones. El sistema ilustrado es un sistema MIMO de multiplexación espacial 2x2 que tiene un decodificador exterior para cada uno de los dos flujos A y B. Los dos decodificadores externos realizan una codificación LDPC idéntica. (Aunque el presente ejemplo considera una configuración en la que los codificadores exteriores usan códigos LDPC, los codificadores exteriores no están restringidos al uso de LDPC como los códigos de corrección de errores. El ejemplo también se puede realizar usando otros códigos de corrección de errores, tales como turbo códigos, códigos convolucionales, o códigos convolucionales LDPC. Además, mientras que los codificadores exteriores se describen ahora como configurados individualmente para cada antena de transmisión, no se pretende ninguna limitación a este respecto. Un único codificador exterior se puede usar para una pluralidad de antenas de transmisión, o el número de codificadores exteriores puede ser mayor que el número de antenas de transmisión). El sistema también tiene intercaladores ( $\pi_a$ ,  $\pi_b$ ) para cada uno de los flujos A y B. Aquí, el método de modulación es  $2^h$ -QAM (es decir, h bits transmitidos por símbolo).

El receptor realiza detección interactiva (decodificación APP iterativa (o APP Max-log)) de señales MIMO, como se describió anteriormente. Los códigos LDPC se decodifican usando, por ejemplo, decodificación suma-producto.

La Fig. 2 ilustra la configuración de trama y describe el orden de símbolos después del intercalado. Aquí,  $(i_a, j_a)$  e  $(i_b, j_b)$  se puede expresar como sigue.

30 [Expresión Matemática 16]

$$(i_a, j_a) = \pi_a(\Omega_{i_a, j_a}^a) \quad (\text{fórmula 16})$$

[Expresión Matemática 17]

35

$$(i_b, j_b) = \pi_b(\Omega_{i_b, j_b}^a) \quad (\text{fórmula 17})$$

Aquí,  $i_a$  e  $i_b$  representan el orden de símbolos después de intercalar,  $j_a$  y  $j_b$  representan la posición de bit en el método de modulación (donde  $j_a, j_b = 1, \dots, h$ ),  $\pi_a$  y  $\pi_b$  representan los intercaladores de los flujos A y B, y  $\Omega_{i_a, j_a}^a$  y  $\Omega_{i_b, j_b}^b$  representan el orden de datos de los flujos A y B antes de intercalar. Obsérvese que la Fig. 2 ilustra una situación donde  $i_a = i_b$ .

(Decodificación iterativa)

45 Lo siguiente describe, en detalle, la decodificación suma-producto usada en la decodificación de los códigos LDPC y el algoritmo de detección iterativa de señal MIMO, ambos usados por el receptor.

Decodificación suma-producto

50 Una matriz MxN bidimensional  $H = \{H_{mn}\}$  se usa como la matriz de comprobación para códigos LDPC sometidos a decodificación. Para el conjunto  $[1, N] = \{1, 2, \dots, N\}$ , los conjuntos parciales A(m) y B(n) se definen como sigue.

[Expresión Matemática 18]

$$A(m) \equiv \{n : H_{mn} = 1\} \quad (\text{fórmula 18})$$

5

[Expresión Matemática 19]

$$B(n) \equiv \{m : H_{mn} = 1\} \quad (\text{fórmula 19})$$

10 Aquí,  $A(m)$  significa que el conjunto de índices de columna es igual a 1 para la fila  $m$  de la matriz de comprobación  $H$ , mientras que  $B(n)$  significa que el conjunto de índices de fila es igual a 1 para la fila  $n$  de la matriz de comprobación  $H$ . El algoritmo de decodificación suma-producto es como sigue.

Paso A-1 (Inicialización): Para todos los pares  $(m,n)$  que satisfacen  $H_{mn} = 1$ , fijar la relación logarítmica anterior  $\beta_{mn} = 0$ . Fijar la variable de bucle (número de iteraciones)  $l_{sum} = 1$ , y fijar el número máximo de bucles  $l_{sum,max}$ .

Paso A-2 (Procesamiento): Para todos los pares  $(m,n)$  que satisfacen  $H_{mn} = 1$  en el orden  $m = 1, 2, \dots, M$ , actualizar la relación logarítmica de valor extrínseco  $\alpha_{mn}$  usando la siguiente fórmula de actualización.

20 [Expresión Matemática 20]

$$\alpha_{mn} = \left( \prod_{n' \in A(m) \setminus n} \text{sign}(\lambda_{n'} + \beta_{mn'}) \right) \times f \left( \sum_{n' \in A(m) \setminus n} f(\lambda_{n'} + \beta_{mn'}) \right) \quad (\text{fórmula 20})$$

[Expresión Matemática 21]

$$\text{sign}(x) \equiv \begin{cases} 1 & x \geq 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \quad (\text{fórmula 21})$$

25

[Expresión Matemática 22]

$$f(x) \equiv \ln \frac{\exp(x) + 1}{\exp(x) - 1} \quad (\text{fórmula 22})$$

30 donde  $f$  es la función de Gallager.  $\lambda_n$  se puede calcular entonces como sigue.

Paso A-3 (Operaciones de columna): Para todos los pares  $(m,n)$  que satisfacen  $H_{mn} = 1$  en el orden  $n = 1, 2, \dots, N$ , actualizar la relación logarítmica de valor extrínseco  $\beta_{mn}$  usando la siguiente fórmula de actualización.

35 [Expresión Matemática 23]

$$\beta_{mn} = \sum_{m' \in B(n) \setminus m} \alpha_{m'n} \quad (\text{fórmula 23})$$

Paso A-4 (Cálculo de relación de verosimilitud logarítmica): Para  $n \in [1, N]$ , la relación de verosimilitud logarítmica  $L_n$  se calcula como sigue.

[Expresión Matemática 24]

$$L_n = \sum_{m' \in B(n) \setminus m} \alpha_{m'n} + \lambda_n \quad (\text{fórmula 24})$$

Paso A-5 (Cuenta de iteración): Si  $I_{\text{sum}} < I_{\text{sum,max}}$  entonces  $I_{\text{sum}}$  se aumenta y el proceso vuelve al paso A-2. La decodificación suma-producto finaliza cuando  $I_{\text{sum}} = I_{\text{sum,max}}$ .

5

Lo anterior describe una iteración de operaciones de decodificación suma-producto. Después, se realiza la detección iterativa de señal MIMO. Las variables  $m$ ,  $n$ ,  $\sigma_{mn}$ ,  $\beta_{mn}$ ,  $\lambda_n$  y  $L_n$  usadas en la explicación anterior de operaciones de decodificación suma-producto se expresan como  $m_a$ ,  $n_a$ ,  $\alpha^a_{mana}$ ,  $\beta^a_{mana}$ ,  $\lambda_{na}$  y  $L_{na}$  para el flujo A y como  $m_b$ ,  $n_b$ ,  $\alpha^b_{mbnb}$ ,  $\beta^b_{mbnb}$ ,  $\lambda_{nb}$  y  $L_{nb}$  para el flujo B.

10

(Detección iterativa de señal MIMO)

Lo siguiente describe el cálculo de  $\lambda_n$  para detección iterativa de señal MIMO.

15 La siguiente fórmula es derivable de la Expresión Matemática 1 (fórmula 1).

[Expresión Matemática 25]

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= (\mathbf{y}_1(t), \mathbf{y}_2(t))^T \\ &= \mathbf{H}_{22}(t)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad (\text{fórmula 25})$$

20 Dada la configuración de trama ilustrada en la Fig. 2, las siguientes funciones son derivables a partir de la Expresión Matemática 16 (fórmula 16) y la Expresión Matemática 17 (fórmula 17).

[Expresión Matemática 26]

$$n_a = \Omega_{ia,ja}^a \quad (\text{fórmula 26})$$

25

[Expresión Matemática 27]

$$n_b = \Omega_{ib,jb}^b \quad (\text{fórmula 27})$$

30 donde  $n_a, n_b \in [1, N]$ . Para la iteración  $k$  de detección iterativa de señal MIMO, las variables  $\lambda_{na}$ ,  $L_{na}$ ,  $\lambda_{nb}$  y  $L_{nb}$  se expresan como  $\lambda_{k,na}$ ,  $L_{k,na}$ ,  $\lambda_{k,nb}$  y  $L_{k,nb}$ .

Paso B-1 (Detección inicial;  $k = 0$ ) Para detección de onda inicial,  $\lambda_{0,na}$  y  $\lambda_{0,nb}$  se calculan como sigue.

Para decodificación APP iterativa:

35

[Expresión Matemática 28]

$$\lambda_{0,n_x} = \ln \frac{\sum_{U_{0,x,x+1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2\right\}}{\sum_{U_{0,x,x-1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2\right\}} \quad (\text{fórmula 28})$$

Para decodificación APP max-log iterativa:

40

[Expresión Matemática 29]

$$\lambda_{0,n_X} = \max_{U_{0,n_X,+1}} \{\Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X))\} - \max_{U_{0,n_X,-1}} \{\Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X))\} \quad (\text{fórmula 29})$$

[Expresión Matemática 30]

$$\Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X)) = -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 \quad (\text{fórmula 30})$$

5

donde X = a, b. A continuación, la cuenta de iteración para la detección iterativa de señal MIMO se fija a  $l_{\text{mimo}} = 0$ , con la cuenta de iteración máxima que es  $l_{\text{mimo,max}}$

10 Paso B-2 (Detección iterativa; iteración k): Cuando la cuenta de iteración es k, la Expresión Matemática 11 (fórmula 11), la Expresión Matemática 13 (fórmula 13) hasta la Expresión Matemática 15 (fórmula 15), la Expresión Matemática 16 (fórmula 16) y la Expresión Matemática 17 (fórmula 17) se pueden expresar como la Expresión Matemática 31 (fórmula 31) hasta la Expresión Matemática 34 (fórmula 34), a continuación. Obsérvese que (X,Y) = (a,b)(b,a).

Para decodificación APP iterativa:

15

[Expresión Matemática 31]

$$\lambda_{k,n_X} = L_{k-1,\Omega_{i_X,j_X}^x}(\mathbf{u}_{\Omega_{i_X,j_X}^x}) + \ln \frac{\sum_{U_{k,n_X,+1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 + \rho(\mathbf{u}_{\Omega_{i_X,j_X}^x})\right\}}{\sum_{U_{k,n_X,-1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 + \rho(\mathbf{u}_{\Omega_{i_X,j_X}^x})\right\}} \quad (\text{fórmula 31})$$

[Expresión Matemática 32]

20

$$\rho(\mathbf{u}_{\Omega_{i_X,j_X}^x}) = \sum_{\substack{\gamma=1 \\ \gamma \neq j_X}}^h \left| \frac{L_{k-1,\Omega_{i_X,\gamma}^x}(\mathbf{u}_{\Omega_{i_X,\gamma}^x})}{2} \left( \mathbf{u}_{\Omega_{i_X,\gamma}^x} \text{sign}(L_{k-1,\Omega_{i_X,\gamma}^x}(\mathbf{u}_{\Omega_{i_X,\gamma}^x})) - 1 \right) \right. \\ \left. + \sum_{\gamma=1}^h \left| \frac{L_{k-1,\Omega_{i_X,\gamma}^y}(\mathbf{u}_{\Omega_{i_X,\gamma}^y})}{2} \left( \mathbf{u}_{\Omega_{i_X,\gamma}^y} \text{sign}(L_{k-1,\Omega_{i_X,\gamma}^y}(\mathbf{u}_{\Omega_{i_X,\gamma}^y})) - 1 \right) \right| \right. \quad (\text{fórmula 32})$$

Para decodificación APP Max-log iterativa:

[Expresión Matemática 33]

25

$$\lambda_{k,n_X} = L_{k-1,\Omega_{i_X,j_X}^x}(\mathbf{u}_{\Omega_{i_X,j_X}^x}) + \max_{U_{k,n_X,+1}} \left\{ \Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X), \rho(\mathbf{u}_{\Omega_{i_X,j_X}^x})) \right\} - \max_{U_{k,n_X,-1}} \left\{ \Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X), \rho(\mathbf{u}_{\Omega_{i_X,j_X}^x})) \right\} \quad (\text{fórmula 33})$$

[Expresión Matemática 34]

$$\Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X), \rho(\mathbf{u}_{\Omega_{i_X,j_X}^x})) = -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 + \rho(\mathbf{u}_{\Omega_{i_X,j_X}^x}) \quad (\text{fórmula 34})$$

30

Paso B-3 (Cuenta de iteración y estimación de palabra de código): Si  $l_{\text{mimo}} < l_{\text{mimo,max}}$ , entonces  $l_{\text{mimo}}$  se aumenta y el proceso vuelve al paso B-2. Cuando  $l_{\text{mimo}} = l_{\text{mimo,max}}$ , se encuentra una palabra de código estimada, como sigue.

[Expresión Matemática 35]

35

$$\hat{u}_{n_x} = \begin{cases} 1 & L_{l_{\text{mimo}} \cdot n_x} \geq 0 \\ -1 & L_{l_{\text{mimo}} \cdot n_x} < 0 \end{cases} \quad (\text{f\u00f3rmula 35})$$

donde X = a,b.

La Fig. 3 muestra una configuraci\u00f3n de muestra de un dispositivo de transmisi\u00f3n 300 que se relacionan con la presente Realizaci\u00f3n. Un codificador 302A toma como entrada la informaci\u00f3n (datos) 301A y una se\u00f1al de configuraci\u00f3n de trama 313 (que incluye el m\u00e9todo de correcci\u00f3n de errores, la tasa de codificaci\u00f3n, la longitud de bloque, y otra informaci\u00f3n usada por el codificador 302A en la codificaci\u00f3n de correcci\u00f3n de errores de los datos, de manera que se usa el m\u00e9todo designado por la se\u00f1al de configuraci\u00f3n de trama 313. El m\u00e9todo de correcci\u00f3n de errores se puede conmutar). Seg\u00fan la se\u00f1al de configuraci\u00f3n de trama 313, el codificador 302A realiza codificaci\u00f3n de correcci\u00f3n de errores, tal como una codificaci\u00f3n convolucional, codificaci\u00f3n LDPC, turbo codificaci\u00f3n o similar, y saca (outputs) los datos codificados 303A.

Un intercalador 304A toma de entrada los datos codificados 303A y la se\u00f1al de configuraci\u00f3n de trama 313, realiza intercalado, es decir, reordena el orden de los mismos y luego saca los datos intercalados 305A. (Dependiendo de la se\u00f1al de configuraci\u00f3n de trama 313, se puede conmutar el m\u00e9todo de intercalado).

Un mapeador 306A toma de entrada los datos intercalados 305A y la se\u00f1al de configuraci\u00f3n de trama 313 y realiza una modulaci\u00f3n, tal como (Codificaci\u00f3n por Desplazamiento de Fase en Cuadratura), 16-QAM (Modulaci\u00f3n de Amplitud en Cuadratura 16) o 64-QAM (Modulaci\u00f3n de Amplitud en Cuadratura 64) sobre los mismos, entonces saca una se\u00f1al en banda base 307A. (Dependiendo de la se\u00f1al de configuraci\u00f3n de trama 313, se puede conmutar el m\u00e9todo de modulaci\u00f3n).

Las Fig. 19A y 19B ilustran un ejemplo de un m\u00e9todo de mapeo de modulaci\u00f3n QPSK para una se\u00f1al en banda base compuesta de una componente en fase I y una componente en cuadratura Q en el plano IQ. Por ejemplo, como se muestra en la Fig. 19A, cuando los datos de entrada son 00, entonces la salida es I = 1,0, Q = 1,0. De manera similar, cuando los datos de entrada son 01, la salida es I = -1,0, Q = 1,0, y as\u00ed sucesivamente. La Fig. 19B ilustra un ejemplo de un m\u00e9todo de mapeo de modulaci\u00f3n QPSK en el plano IQ que difiere de la Fig. 19A en que los puntos de se\u00f1al de la Fig. 19A se han girado alrededor del origen para obtener los puntos de se\u00f1al de la Fig. 19B. La Literatura No de Patente 9 y Literatura No de Patente 10 describen tal m\u00e9todo de rotaci\u00f3n de constelaci\u00f3n. Alternativamente, tambi\u00e9n se puede adoptar el Retardo Q C\u00edclico descrito en la Literatura No de Patente 9 y la Literatura No de Patente 10. Un ejemplo alternativo, distinto de las Fig. 19A y 19B, se muestra en las Fig. 20A y 20B, que ilustran una disposici\u00f3n de punto de se\u00f1al para 16-QAM en el plano IQ. El ejemplo de la Fig. 20A corresponde a la Fig. 19A, mientras que el de la Fig. 20B corresponde a la Fig. 19B.

Un codificador 302B toma como entrada la informaci\u00f3n (datos) 301B y la se\u00f1al de configuraci\u00f3n de trama 313 (la cual incluye el m\u00e9todo de correcci\u00f3n de errores, la tasa de codificaci\u00f3n, la longitud del bloque, y otra informaci\u00f3n usada por el codificador 302B en la codificaci\u00f3n de correcci\u00f3n de errores de los datos, de manera que se usa el m\u00e9todo designado por la se\u00f1al de configuraci\u00f3n de trama 313. El m\u00e9todo de correcci\u00f3n de errores se puede conmutar). Seg\u00fan la se\u00f1al de configuraci\u00f3n de trama 313, el codificador 302B realiza codificaci\u00f3n de correcci\u00f3n de errores, tal como codificaci\u00f3n convolucional, codificaci\u00f3n LDPC, turbo codificaci\u00f3n o similares, y saca los datos codificados 303B.

Un intercalador 304B toma como entrada los datos codificados 303B y la se\u00f1al de configuraci\u00f3n de trama 313, realiza intercalado, es decir, reordena el orden de los mismos, y saca los datos intercalados 305B. (Dependiendo de la se\u00f1al de configuraci\u00f3n de trama 313, se puede conmutar el m\u00e9todo de intercalado).

Un mapeador 306B toma como entrada los datos intercalados 305B y la se\u00f1al de configuraci\u00f3n de trama 313 y realiza una modulaci\u00f3n, tal como QPSK, 16-QAM o 64-QAM sobre los mismos, entonces saca una se\u00f1al en banda base 307B. (Dependiendo de la se\u00f1al de configuraci\u00f3n de trama 313, se puede conmutar el m\u00e9todo de modulaci\u00f3n).

Un generador de informaci\u00f3n del m\u00e9todo de procesamiento de se\u00f1al 314 toma como entrada la se\u00f1al de configuraci\u00f3n de trama 313 y, por consiguiente, saca la informaci\u00f3n del m\u00e9todo de procesamiento de se\u00f1al 315. La informaci\u00f3n del m\u00e9todo de procesamiento de se\u00f1al 315 designa la matriz de precodificaci\u00f3n fija a ser usada, e incluye informaci\u00f3n sobre el patr\u00f3n de cambios de fase usado para cambiar la fase.

Una unidad de ponderaci\u00f3n 308A toma como entrada la se\u00f1al en banda base 307A, la se\u00f1al en banda base 307B, y la informaci\u00f3n del m\u00e9todo de procesamiento de se\u00f1al 315 y, seg\u00fan la informaci\u00f3n del m\u00e9todo de procesamiento de se\u00f1al 315, realiza una ponderaci\u00f3n sobre las se\u00f1ales en banda base 307A y 307B, y luego saca una se\u00f1al ponderada 309A. El m\u00e9todo de ponderaci\u00f3n se describe en detalle m\u00e1s tarde.



Una unidad inalámbrica 310A toma como entrada la señal ponderada 309A y realiza un procesamiento tal como modulación en cuadratura, limitación de banda, conversión de frecuencia, amplificación, etc., entonces saca la señal de transmisión 311A. La señal de transmisión 311A se saca entonces como ondas de radio por una antena 312A.

5 Una unidad de ponderación 308B toma como entrada la señal en banda base 307A, la señal en banda base 307B, y la información del método de procesamiento de señal 315 y, según la información del método de procesamiento de señal 315, realiza una ponderación sobre las señales en banda base 307A y 307B, entonces saca la señal ponderada 316B.

10 La Fig. 21 ilustra la configuración de las unidades de ponderación 308A y 308B. El área de la Fig. 21 encerrada en la línea discontinua representa una de las unidades de ponderación. La señal en banda base 307A se multiplica por  $w_{11}$  para obtener  $w_{11} \cdot s_1(t)$ , y se multiplica por  $w_{21}$  para obtener  $w_{21} \cdot s_1(t)$ . De manera similar, la señal en banda base 307B se multiplica por  $w_{12}$  para obtener  $w_{12} \cdot s_2(t)$ , y se multiplica por  $w_{22}$  para obtener  $w_{22} \cdot s_2(t)$ . A  
15 continuación, se obtienen  $z_1(t) = w_{11} \cdot s_1(t) + w_{12} \cdot s_2(t)$  y  $z_2(t) = w_{21} \cdot s_1(t) + w_{22} \cdot s_2(t)$ . Aquí, como se explica en la Realización 1,  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  son señales en banda base moduladas según un método de modulación tal como BPSK (Codificación por Desplazamiento de Fase Binaria), QPSK, 8-PSK (Codificación por Desplazamiento de Fase 8), 16-QAM, 32-QAM (Modulación de Amplitud en Cuadratura 32), 64-QAM, 256-QAM 16-APSK (Codificación por Desplazamiento de Fase Amplitud 16) y así sucesivamente.

20 Ambas unidades de ponderación realizan ponderación usando una matriz de precodificación fija. La matriz de precodificación usa, por ejemplo, el método de la Expresión Matemática 36 (fórmula 36), y satisface las condiciones de la Expresión Matemática 37 (fórmula 37) o la Expresión Matemática 38 (fórmula 38), todas que se encuentran a continuación. No obstante, éste es solamente un ejemplo. El valor de  $\alpha$  no se limita a la Expresión Matemática 37  
25 (fórmula 37) y a la Expresión Matemática 38 (fórmula 38), y puede tomar otros valores, por ejemplo,  $\alpha = 1$ .

Aquí, la matriz de precodificación es

[Expresión Matemática 36]

30

$$\begin{pmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (\text{fórmula 36})$$

En la Expresión Matemática 36 (fórmula 36), anterior,  $\alpha$  se da por:

[Expresión Matemática 37]

35

$$\alpha = \frac{\sqrt{2} + 4}{\sqrt{2} + 2} \quad (\text{fórmula 37})$$

Alternativamente, en la Expresión Matemática 36 (fórmula 36), anterior,  $\alpha$  se puede dar por:

[Expresión Matemática 38]

40

$$\alpha = \frac{\sqrt{2} + 3 + \sqrt{5}}{\sqrt{2} + 3 - \sqrt{5}} \quad (\text{fórmula 38})$$

La matriz de precodificación no se limita a la de la Expresión Matemática 36 (fórmula 36), sino que también puede ser como se indica en la Expresión Matemática 39 (fórmula 39).

45 [Expresión Matemática 39]

$$\begin{pmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \quad (\text{fórmula 39})$$

En la Expresión Matemática 39 (fórmula 39), permitamos que  $a = Ae^{j\delta_{11}}$ ,  $b = Be^{j\delta_{12}}$ ,  $c = Ce^{j\delta_{21}}$  y  $d = De^{j\delta_{22}}$ . Además, uno de  $a$ ,  $b$ ,  $c$  y  $d$  puede ser igual a cero. Por ejemplo, son posibles las siguientes configuraciones: (1)  $a$  puede ser cero mientras que  $b$ ,  $c$  y  $d$  no son cero, (2)  $b$  puede ser cero mientras que  $a$ ,  $c$  y  $d$  no son cero, (3)  $c$  puede ser cero mientras que  $a$ ,  $b$  y  $d$  no son cero, o (4)  $d$  puede ser cero mientras que  $a$ ,  $b$ , y  $c$  no son cero.

5

Cuando se cambia cualquiera del método de modulación, códigos de corrección de errores y tasa de codificación de los mismos, la matriz de precodificación también se puede establecer, cambiar y fijar para su uso.

10 Un cambiador de fase 317B toma como entrada la señal ponderada 316B y la información del método de procesamiento de señal 315, entonces cambia la fase de la señal 316B regularmente para su salida. Este cambio regular es un cambio de fase realizado según un patrón de cambio de fase predeterminado que tiene un periodo (ciclo) predeterminado (por ejemplo, cada  $n$  símbolos ( $n$  que es un número entero,  $n \geq 1$ ) o en un intervalo predeterminado). Los detalles del patrón de cambio de fase se explican a continuación, en la Realización 4.

15 La unidad inalámbrica 310B toma como entrada la señal de cambio de fase posterior 309B y realiza un procesamiento tal como modulación en cuadratura, limitación de banda, conversión de frecuencia, amplificación, etc., entonces saca la señal de transmisión 311B. La señal de transmisión 311B se saca entonces como ondas de radio por una antena 312B.

20 La Fig. 4 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de transmisión 400 que difiere del de la Fig. 3. Los puntos de diferencia de la Fig. 4 de la Fig. 3 se describen a continuación.

Un codificador 402 toma como entrada la información (datos) 401 y la señal de configuración de trama 313, y, según la señal de configuración de trama 313, realiza codificación de corrección de errores y saca los datos codificados 25 402.

Un distribuidor 404 toma como entrada los datos codificados 403, realiza la distribución de los mismos, y saca los datos 405A y los datos 405B. Aunque la Fig. 4 ilustra solamente un codificador, el número de codificadores no está limitado por tanto. La presente invención también se puede realizar usando  $m$  codificadores ( $m$  que es un número 30 entero,  $m \geq 1$ ) de manera que el distribuidor divide los datos codificados creados por cada codificador en dos grupos para su distribución.

La Fig. 5 ilustra un ejemplo de una configuración de trama en el dominio de tiempo para un dispositivo de transmisión según la presente Realización. El símbolo 500\_1 es un símbolo para informar al dispositivo de recepción del esquema 35 de transmisión. Por ejemplo, el símbolo 500\_1 transporta información tal como el método de corrección de errores usado para transmitir símbolos de datos, la tasa de codificación de los mismos, y el método de modulación usado para transmitir símbolos de datos.

El símbolo 501\_1 es para estimar las fluctuaciones de canal para la señal modulada  $z_1(t)$  (donde  $t$  es el tiempo) 40 transmitidas por el dispositivo de transmisión. El símbolo 502\_1 es un símbolo de datos transmitido por la señal modulada  $z_1(t)$  como el número de símbolo  $u$  (en el dominio de tiempo). El símbolo 503\_1 es un símbolo de datos transmitido por la señal modulada  $z_1(t)$  como el número de símbolo  $u+1$ .

El símbolo 501\_2 es para estimar las fluctuaciones de canal para la señal modulada  $z_2(t)$  (donde  $t$  es el tiempo) 45 transmitidas por el dispositivo de transmisión. El símbolo 502\_2 es un símbolo de datos transmitido por la señal modulada  $z_2(t)$  como el número de símbolo  $u$ . El símbolo 503\_2 es un símbolo de datos transmitido por la señal modulada  $z_2(t)$  como número de símbolo  $u+1$ .

Aquí, los símbolos de  $z_1(t)$  y de  $z_2(t)$  que tienen el mismo sello de tiempo (temporización idéntica) se transmiten 50 desde la antena de transmisión usando la misma frecuencia (compartida/común).

Lo siguiente describe las relaciones entre las señales moduladas  $z_1(t)$  y  $z_2(t)$  transmitidas por el dispositivo de transmisión y las señales recibidas  $r_1(t)$  y  $r_2(t)$  recibidas por el dispositivo de recepción.

55 En la Fig. 5, 504#1 y 504#2 indican antenas de transmisión del dispositivo de transmisión, mientras que 505#1 y 505#2 indican antenas de recepción del dispositivo de recepción. El dispositivo de transmisión transmite la señal modulada  $z_1(t)$  desde la antena de transmisión 504#1 y transmite la señal modulada  $z_2(t)$  desde la antena de transmisión 504#2. Aquí, se supone que las señales moduladas  $z_1(t)$  y  $z_2(t)$  ocupan la misma frecuencia (ancho de banda) (compartida/común). Las fluctuaciones de canal en las antenas de transmisión del dispositivo de transmisión 60 y las antenas del dispositivo de recepción son  $h_{11}(t)$ ,  $h_{12}(t)$ ,  $h_{21}(t)$  y  $h_{22}(t)$ , respectivamente. Suponiendo que la antena de recepción 505#1 del dispositivo de recepción recibe la señal recibida  $r_1(t)$  y que la antena de recepción 505#2 del dispositivo de recepción recibe la señal recibida  $r_2(t)$ , se mantiene la siguiente relación.

[Expresión Matemática 40]

$$\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \quad (\text{fórmula 40})$$

5 La Fig. 6 se relaciona con el método de ponderación (método de precodificación) y el método de cambio de fase de la presente Realización. Una unidad de ponderación 600 es una versión combinada de las unidades de ponderación 308A y 308B de la Fig. 3. Como se muestra, el flujo s1(t) y el flujo s2(t) corresponden a las señales en banda base 307A y 307B de la Fig. 3. Es decir, los flujos s1(t) y s2(t) son señales en banda base compuestas de una componente en fase I y una componente en cuadratura Q conforme al mapeo mediante un método de modulación tal como QPSK, 16-QAM y 64-QAM. Como se indica por la configuración de trama de la Fig. 6, el flujo s1(t) se representa como s1(u) en el número de símbolo u, como s1(u+1) en el número de símbolo u+1, y así sucesivamente. De manera similar, el flujo s2(t) se representa como s2(u) en el número de símbolo u, como s2(u+1) en el número de símbolo u+1, y así sucesivamente. La unidad de ponderación 600 toma como entrada las señales en banda base 307A (s1(t)) y 307B (s2(t)) así como la información del método de procesamiento de señal 315 de la Fig. 3, realiza la ponderación según la información del método de procesamiento de señal 315, y saca las señales ponderadas 309A (z1(t)) y 316B (z2'(t)) de la Fig. 3. El cambiador de fase 317B cambia la fase de la señal ponderada 316B (z2'(t)) y saca la señal de cambio de fase posterior 309B (z2(t)).

Aquí, dado el vector W1 = (w11, w12) de la primera fila de la matriz de precodificación fija F, z1(t) es expresable como la Expresión Matemática 41 (fórmula 41), a continuación.

[Expresión Matemática 41]

$$z1(t) = W1 \times (s1(t), s2(t))^T \quad (\text{fórmula 41})$$

25 De manera similar, dado el vector W2 = (w21, w22) de la segunda fila de la matriz de precodificación fija F, y dejando que la fórmula de cambio de fase aplicada por el cambiador de fase por y(t), entonces z2(t) es expresable como la Expresión Matemática 42 (fórmula 42), a continuación.

[Expresión Matemática 42]

30

$$z2(t) = y(t) \times W2 \times (s1(t), s2(t))^T \quad (\text{fórmula 42})$$

Aquí, y(t) es una fórmula de cambio de fase que obedece a un método predeterminado. Por ejemplo, dado un período (ciclo) de cuatro y un sello de tiempo u, la fórmula de cambio de fase se puede expresar como la Expresión Matemática 43 (fórmula 43), a continuación.

35 [Expresión Matemática 43]

$$y(u) = e^{j0} \quad (\text{fórmula 43})$$

40 De manera similar, la fórmula de cambio de fase para el sello de tiempo u+1 puede ser, por ejemplo, como se da por la Expresión Matemática 44 (fórmula 44).

[Expresión Matemática 44]

$$y(u+1) = e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (\text{fórmula 44})$$

45 Es decir, la fórmula de cambio de fase para el sello de tiempo u+k se generaliza a la Expresión Matemática 45 (fórmula 45).

[Expresión Matemática 45]

$$y(u+k) = e^{j\frac{k\pi}{2}} \quad (\text{fórmula 45})$$

Obsérvese que la Expresión Matemática 43 (fórmula 43) hasta la Expresión Matemática 45 (fórmula 45) se dan solamente como ejemplo de un cambio de fase regular.

5

El cambio de fase regular no se limita a un período (ciclo) de cuatro. Las capacidades de recepción mejoradas (las capacidades de corrección de errores, para ser exactos) se pueden fomentar potencialmente en el dispositivo de recepción aumentando el número del período (ciclo) (esto no significa que un período (ciclo) mayor sea mejor, aunque evitar números pequeños tales como dos es probablemente ideal).

10

Además, aunque la Expresión Matemática 43 (fórmula 43) hasta la Expresión Matemática 45 (fórmula 45), anteriores, representan una configuración en la que un cambio de fase se lleva a cabo a través de rotación por fases predeterminadas consecutivas (en la fórmula anterior, cada  $\pi/2$ ), el cambio de fase no necesita estar en rotación en una cantidad constante, sino que también puede ser aleatorio. Por ejemplo, según el periodo (ciclo) predeterminado de  $y(t)$ , la fase se puede cambiar a través de una multiplicación secuencial como se muestra en la Expresión Matemática 46 (fórmula 46) y la Expresión Matemática 47 (fórmula 47). El punto clave del cambio de fase regular es que la fase de la señal modulada se cambia regularmente. La tasa de la varianza del grado de cambio de fase es preferiblemente tan uniforme como sea posible, tal como desde  $-\pi$  radianes a  $\pi$  radianes. No obstante, dado que esto concierne a una distribución, también es posible una varianza aleatoria.

15

[Expresión Matemática 46]

$$\begin{aligned} e^{j0} &\rightarrow e^{j\frac{\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{2\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{3\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{4\pi}{5}} \\ &\rightarrow e^{j\pi} \rightarrow e^{j\frac{6\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{7\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{8\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{9\pi}{5}} \end{aligned} \quad (\text{fórmula 46})$$

25 [Expresión Matemática 47]

$$\begin{aligned} e^{j\frac{\pi}{2}} &\rightarrow e^{j\pi} \rightarrow e^{j\frac{3\pi}{2}} \rightarrow e^{j2\pi} \rightarrow e^{j\frac{\pi}{4}} \\ &\rightarrow e^{j\frac{3}{4}\pi} \rightarrow e^{j\frac{5\pi}{4}} \rightarrow e^{j\frac{7\pi}{4}} \end{aligned} \quad (\text{fórmula 47})$$

Por tanto, la unidad de ponderación 600 de la Fig. 6 realiza la precodificación usando ponderaciones de precodificación fijas, predeterminadas, y el cambiador de fase 317B cambia la fase de la señal introducida a la misma mientras que varía regularmente el grado de cambio de fase.

35 Cuando se usa una matriz de precodificación especializada en el entorno LOS, es probable que la calidad de recepción mejore tremendamente. No obstante, dependiendo de las condiciones de onda directa, los componentes de fase y amplitud de la onda directa pueden diferir enormemente de la matriz de precodificación especializada, en la recepción. El entorno LOS tiene ciertas reglas. De esta manera, la calidad de recepción de datos se mejora tremendamente a través de un cambio regular de la fase de señal de transmisión que obedece a esas reglas. La presente invención ofrece un método de procesamiento de señal para mejorar el entorno LOS.

40 La Fig. 7 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de recepción 700 que se relaciona con la presente realización. La unidad inalámbrica 703\_X recibe, como entrada, la señal recibida 702\_X recibida por la antena 701\_X, realiza un procesamiento tal como conversión de frecuencia, demodulación en cuadratura y similares, y saca la señal en banda base 704\_X.

45 El estimador de fluctuación de canal 705\_1 para la señal modulada  $z_1$  transmitida por el dispositivo de transmisión toma como entrada la señal en banda base 704\_X, extrae el símbolo de referencia 501\_1 para la estimación de canal de la Fig. 5, estima el valor de  $h_{11}$  de la Expresión Matemática 40 (fórmula 40), y saca la señal de estimación de canal 706\_1.

El estimador de fluctuación de canal 705\_2 para la señal modulada z2 transmitida por el dispositivo de transmisión toma como entrada la señal en banda base 704\_X, extrae el símbolo de referencia 502\_2 para la estimación de canal de la Fig. 5, estima el valor de h<sub>12</sub> de la Expresión Matemática 40 (fórmula 40), y saca la señal de estimación de canal 706\_1.

La unidad inalámbrica 703\_Y recibe, como entrada, la señal recibida 702\_Y recibida por la antena 701\_Y, realiza un procesamiento tal como conversión de frecuencia, demodulación en cuadratura y similares, y saca la señal en banda base 704\_Y.

El estimador de fluctuación de canal 707\_1 para la señal modulada z1 transmitida por el dispositivo de transmisión toma como entrada la señal en banda base 704\_Y, extrae el símbolo de referencia 501\_1 para la estimación de canal de la Fig. 5, estima el valor de h<sub>11</sub> de la Expresión Matemática 40 (fórmula 40), y saca la señal de estimación de canal 708\_1.

El estimador de fluctuación de canal 707\_2 para la señal modulada z2 transmitida por el dispositivo de transmisión toma como entrada la señal en banda base 704\_Y, extrae el símbolo de referencia 502\_2 para la estimación de canal de la Fig. 5, estima el valor de h<sub>11</sub> de la Expresión Matemática 40 (fórmula 40), y saca la señal de estimación de canal 708\_2.

Un decodificador de información de control 709 recibe como entrada la señal en banda base 704\_X y la señal en banda base 704\_Y, detecta el símbolo 500\_1 que indica el esquema de transmisión de la Fig. 5, y saca una señal de información del método de transmisión 710 para el dispositivo de transmisión.

Un procesador de señal 711 toma como entrada las señales en banda base 704\_X y 704\_Y, las señales de estimación de canal 706\_1, 706\_2, 708\_1 y 708\_2, y la señal de información del método de transmisión 710, realiza la detección y decodificación, y luego saca los datos recibidos 712\_1 y 712\_2.

A continuación, las operaciones del procesador de señal 711 de la Fig. 7 se describen en detalle. La Fig. 8 ilustra una configuración de muestra del procesador de señal 711 que se relaciona con la presente realización. Como se muestra, el procesador de señal 711 se compone principalmente de un detector MIMO interior, un decodificador de entrada suave/salida suave, y un generador de coeficientes. La Literatura No de Patente 2 y Literatura No de Patente 3 describen el método de decodificación iterativa con esta estructura. El sistema MIMO descrito en la Literatura No de Patente 2 y Literatura No de Patente 3 es un sistema MIMO de multiplexación espacial, mientras que la presente Realización difiere de la Literatura No de Patente 2 y Literatura No de Patente 3 en la descripción de un sistema MIMO que cambia regularmente la fase con el tiempo, mientras que se usa la matriz de precodificación. Tomando la matriz (canal) H(t) de la Expresión Matemática 36 (fórmula 36), luego dejando que la matriz de ponderación de precodificación de la Fig. 6 sea F (aquí, una matriz de precodificación fija que permanece sin cambios para una señal recibida dada) y dejando que la fórmula de cambio de fase usada por el cambiador de fase de la Fig. 6 sea Y(t) (aquí, Y(t) cambia con el tiempo t), entonces el vector de recepción R(t) = (r1(t), r2(t))<sup>T</sup> y el vector de flujo S(t) = (s1(t), s2(t))<sup>T</sup> se deriva la siguiente función:

[Expresión Matemática 48]

$$R(t) = H(t) \times Y(t) \times F \times S(t)$$

donde

$$Y(t) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} \quad (\text{fórmula 48})$$

Aquí, el dispositivo de recepción puede usar los métodos de decodificación de la Literatura No de Patente 2 y 3 en R(t) calculando H(t) x Y(t) x F.

Por consiguiente, el generador de coeficientes 819 de la Fig. 8 toma una señal de información del método de transmisión 818 (que corresponde a 710 de la Fig. 7) indicada por el dispositivo de transmisión (información para especificar la matriz de precodificación fija en uso y el patrón de cambio de fase usado cuando se cambia la fase) y saca una señal de información del método de procesamiento de señal 820.

El detector MIMO interior 803 toma como entrada la señal de información del método de procesamiento de señal 820 y realiza una detección y decodificación iterativa usando la señal y la relación de la misma con la Expresión Matemática 48 (fórmula 48). Las operaciones de la misma se describen a continuación.

5 La unidad de procesamiento ilustrada en la Fig. 8 debe usar un método de procesamiento, como se ilustra en la Fig. 10, para realizar decodificación iterativa (detección iterativa). En primer lugar, se realizan una detección de una palabra de código (o una trama) de la señal modulada (flujo) s1 y de una palabra de código (o una trama) de la señal modulada (flujo) s2. Como resultado, el decodificador de entrada suave/salida suave obtiene la relación de verosimilitud logarítmica de cada bit de la palabra de código (o trama) de la señal modulada (flujo) s1 y de la palabra de código (o trama) de la señal modulada (flujo) s2. A continuación, la relación de verosimilitud logarítmica se usa para realizar una segunda ronda de detección y decodificación. Estas operaciones (conocidas como decodificación iterativa (detección iterativa)) se realizan múltiples veces. Las siguientes explicaciones se centran en el método de creación de la relación de verosimilitud logarítmica de un símbolo en un tiempo específico dentro de una trama.

15 En la Fig. 8, una memoria 815 toma como entrada la señal en banda base 801X (que corresponde a la señal en banda base 704\_X de la Fig. 7), el grupo de señales de estimación de canal 802X (que corresponde a las señales de estimación de canal 706\_1 y 706\_2 de la Fig. 7), la señal en banda base 801Y (que corresponde a la señal en banda base 704\_Y de la Fig. 7), y el grupo de señales de estimación de canal 802Y (que corresponde a las señales de estimación de canal 708\_1 y 708\_2 de la Fig. 7), ejecuta (calcula)  $H(t) \times Y(t) \times F$  de la Expresión Matemática 48 (fórmula 48) con el fin de realizar decodificación iterativa (detección iterativa), y almacena la matriz resultante como un grupo de señales de canal transformadas. La memoria 815 entonces saca las señales descritas anteriormente según sea necesario, específicamente como la señal en la banda base 816X, el grupo de señales de estimación de canal transformadas 817X, la señal en banda base 816Y, y el grupo de señales de estimación de canal transformadas 817Y.

25 Las operaciones posteriores se describen por separado para la detección inicial y para la decodificación iterativa (detección iterativa).

(Detección inicial)

30 El detector MIMO interior 803 toma como entrada la señal en banda base 801X, el grupo de señales de estimación de canal 802X, la señal en banda base 801Y, y el grupo de señales de estimación de canal 802Y. Aquí, el método de modulación para la señal modulada (flujo) s1 y la señal modulada (flujo) s2 se describe como 16-QAM.

35 El detector MIMO interior 803 calcula primero  $H(t) \times Y(t) \times F$  a partir de los grupos de señales de estimación de canal 802X y 802Y, calculando de esta manera un punto de señal candidato que corresponde a la señal en banda base 801X. La Fig. 11 representa tal cálculo. En la Fig. 11, cada punto negro es un punto de señal candidato en el plano IQ. Dado que el método de modulación es 16-QAM, existen 256 puntos de señal candidatos. (No obstante, la Fig. 11 es solamente una representación y no indica todos los 256 puntos de señal candidatos). Dejando que los cuatro bits transmitidos en la señal modulada s1 sean b0, b1, b2 y b3 y los cuatro bits transmitidos en la señal modulada s2 sean b4, b5, b6 y b7, los puntos de señal candidatos que corresponden a (b0, b1, b2, b3, b4, b5, b6, b7) se encuentran en la Fig. 11. La distancia euclidiana al cuadrado entre cada punto de señal candidato y cada punto de señal recibido 1101 (que corresponde a la señal en banda base 801X) se calcula entonces. La distancia euclidiana al cuadrado entre cada punto se divide por la varianza de ruido  $\sigma^2$ . Por consiguiente, se calcula  $E_x(b0, b1, b2, b3, b4, b5, b6, b7)$ . Es decir, la distancia euclidiana al cuadrado entre un punto de señal candidato que corresponde a (b0, b1, b2, b3, b4, b5, b6, b7) y un punto de señal recibido se divide por la varianza de ruido. Aquí, cada una de las señales en banda base y las señales moduladas s1 y s2 es una señal compleja.

De manera similar, el detector MIMO interior 803 calcula  $H(t) \times Y(t) \times F$  de los grupos de señales de estimación de canal 802X y 802Y, calcula los puntos de señal candidatos que corresponden a la señal en banda base 801Y, calcula la distancia euclidiana al cuadrado entre cada uno de los puntos de señal candidatos y los puntos de señal recibidos (que corresponden a la señal en banda base 801Y), y divide la distancia euclidiana al cuadrado por la varianza de ruido  $\sigma^2$ . Por consiguiente, se calcula  $E_y(b0, b1, b2, b3, b4, b5, b6, b7)$ . Es decir,  $E_y$  es la distancia euclidiana al cuadrado entre un punto de señal candidato que corresponde a (b0, b1, b2, b3, b4, b5, b6, b7) y un punto de señal recibido, dividido por la varianza de ruido.

A continuación, se calcula  $E_x(b0, b1, b2, b3, b4, b5, b6, b7) + E_y(b0, b1, b2, b3, b4, b5, b6, b7) = E(b0, b1, b2, b3, b4, b5, b6, b7)$ .

60 El detector MIMO interior 803 saca  $E(b0, b1, b2, b3, b4, b5, b6, b7)$  como la señal 804.

El calculador de verosimilitud logarítmica 805A toma como entrada la señal 804, calcula la verosimilitud logarítmica de los bits b0, b1, b2 y b3, y saca la señal de verosimilitud logarítmica 806A. Obsérvese que este cálculo de verosimilitud

logarítmica produce que la verosimilitud logarítmica de un bit sea 1 y la verosimilitud logarítmica de un bit sea 0. El método de cálculo es como se muestra en la Expresión Matemática 28 (fórmula 28), la Expresión Matemática 29 (fórmula 29) y la Expresión Matemática 30 (fórmula 30), y los detalles del mismo se dan en la Literatura No de Patente 2 y 3.

5

De manera similar, el calculador de verosimilitud logarítmica 805B toma como entrada la señal 804, calcula la verosimilitud logarítmica de los bits  $b_4$ ,  $b_5$ ,  $b_6$  y  $b_7$ , y saca la señal de verosimilitud logarítmica 806B.

Un desintercalador (807A) toma como entrada la señal de verosimilitud logarítmica 806A, realiza el desintercalado que corresponde al del intercalador (el intercalador (304A) de la Fig. 3) y saca la señal de verosimilitud logarítmica 808A desintercalada.

De manera similar, un desintercalador (807B) toma como entrada la señal de verosimilitud logarítmica 806B, realiza el desintercalado que corresponde al del intercalador (el intercalador (304B) de la Fig. 3) y saca una señal de verosimilitud logarítmica 808B desintercalada.

El calculador de relación de verosimilitud logarítmica 809A toma como entrada la señal de verosimilitud logarítmica 808A desintercalada, calcula la relación de verosimilitud logarítmica de los bits codificados por el codificador 302A de la Fig. 3, y saca la señal de relación de verosimilitud logarítmica 810A.

20

De manera similar, el calculador de relación de verosimilitud logarítmica 809B toma como entrada la señal de verosimilitud logarítmica 808B desintercalada, calcula la relación de verosimilitud logarítmica de los bits codificados por el codificador 302B de la Fig. 3, y saca una señal de relación de verosimilitud logarítmica 810B.

El decodificador de entrada suave/salida suave 811A toma como entrada la señal de relación de verosimilitud logarítmica 810A, realiza la decodificación, y saca una relación de verosimilitud logarítmica 812A decodificada.

De manera similar, el decodificador de entrada suave/salida suave 811B toma como entrada la señal de relación de verosimilitud logarítmica 810B, realiza la decodificación, y saca la relación de verosimilitud logarítmica 812B decodificada.

30

(Decodificación iterativa (Detección iterativa),  $k$  iteraciones)

El intercalador (813A) toma como entrada la relación de verosimilitud logarítmica 812A decodificada de orden  $k-1$  decodificada por el decodificador de entrada suave/salida suave, realiza el intercalado, y saca una relación de verosimilitud logarítmica 814A intercalada. Aquí, el patrón de intercalado usado por el intercalador (813A) es idéntico al del intercalador (304A) de la Fig. 3.

Otro intercalador (813B) toma como entrada la relación de verosimilitud logarítmica 812B decodificada de orden  $k-1$  decodificada por el decodificador de entrada suave/salida suave, realiza el intercalado, y saca una relación de verosimilitud logarítmica 814B intercalada. Aquí, el patrón de intercalado usado por el intercalador (813B) es idéntico al del otro intercalador (304B) de la Fig. 3.

40

El detector MIMO interior 803 toma como entrada la señal en banda base 816X, el grupo de señales de estimación de canal transformadas 817X, la señal en banda base 816Y, el grupo de señales de estimación de canal transformadas 817Y, la relación de verosimilitud logarítmica 814A intercalada, y la relación de verosimilitud logarítmica 814B intercalada. Aquí, la señal en banda base 816X, el grupo de señales de estimación de canal transformadas 817X, la señal en banda base 816Y, y el grupo de señales de estimación de canal transformadas 817Y se usan en lugar de la señal en banda base 801X, el grupo de señales de estimación de canal 802X, la señal en banda base 801Y, y el grupo de señales de estimación de canal 802Y debido a que estos últimos causan retardos debidos a la decodificación iterativa.

45

Las operaciones de decodificación iterativa del detector MIMO interior 803 difieren de las operaciones de detección iniciales de las mismas en que las relaciones de verosimilitud logarítmica 814A y 814B intercaladas se usan en el procesamiento de señales para el primero. El detector MIMO interior 803 calcula primero  $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$  de la misma manera que para la detección inicial. Además, los coeficientes que corresponden a la Expresión Matemática 11 (fórmula 11) y la Expresión Matemática 32 (fórmula 32) se calculan a partir de las relaciones de verosimilitud logarítmica 814A y 814B intercaladas. El valor de  $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$  se corrige usando los coeficientes calculados para obtener  $E'(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ , el cual se saca como la señal 804.

55

60

El calculador de verosimilitud logarítmica 805A toma como entrada la señal 804, calcula la verosimilitud logarítmica de los bits  $b_0$ ,  $b_1$ ,  $b_2$  y  $b_3$ , y saca la señal de verosimilitud logarítmica 806A. Obsérvese que este cálculo de verosimilitud logarítmica produce que la verosimilitud logarítmica de un bit sea 1 y que la verosimilitud logarítmica de

un bit sea 0. El método de cálculo es como se muestra en la Expresión Matemática 31 (fórmula 31) hasta la Expresión Matemática 35 (fórmula 35), y los detalles se dan por la Literatura No de Patente 2 y 3.

De manera similar, el calculador de verosimilitud logarítmica 805B toma como entrada la señal 804, calcula la verosimilitud logarítmica de los bits b4, b5, b6 y b7, y saca la señal de verosimilitud logarítmica 806B. Las operaciones realizadas por el desintercalador en adelante son similares a las realizadas para la detección inicial.

Mientras que la Fig. 8 ilustra la configuración del procesador de señal cuando se realiza una detección iterativa, esta estructura no es absolutamente necesaria ya que las mejoras de buena recepción son obtenibles mediante la detección iterativa sola. Siempre que estén presentes los componentes necesarios para la detección iterativa, la configuración no necesita incluir los intercaladores 813A y 813B. En tal caso, el detector MIMO interior 803 no realiza detección iterativa.

El punto clave para la presente Realización es el cálculo de  $H(t) \times Y(t) \times F$ . Como se muestra en la Literatura No de Patentes 5 y similares, también se puede usar la descomposición QR para realizar la detección inicial y la detección iterativa.

También, como se indica por la Literatura No de Patente 11, se pueden realizar operaciones lineales MMSE (Error Cuadrático Medio Mínimo) y ZF (Forzando Cero) en base a  $H(t) \times Y(t) \times F$  cuando se realiza la detección inicial.

La Fig. 9 ilustra la configuración de un procesador de señal, a diferencia de la de la Fig. 8, que sirve como el procesador de señal para señales moduladas transmitidas por el dispositivo de transmisión de la Fig. 4. El punto de diferencia de la Fig. 8 es el número de decodificadores de entrada suave/salida suave. Un decodificador de entrada suave/salida suave 901 toma como entrada las señales de relación de verosimilitud logarítmica 810A y 810B, realiza la decodificación, y saca una relación de verosimilitud logarítmica 902 decodificada. Un distribuidor 903 toma como entrada la relación de verosimilitud logarítmica 902 decodificada para su distribución. De otro modo, las operaciones son idénticas a las explicadas para la Fig. 8.

Como se describió anteriormente, cuando un dispositivo de transmisión según la presente Realización que usa un sistema MIMO transmite una pluralidad de señales moduladas desde una pluralidad de antenas, cambiando la fase con el tiempo mientras que se multiplica por la matriz de precodificación para cambiar la fase regularmente provoca mejoras a la calidad de recepción de datos para un dispositivo de recepción en un entorno LOS, donde las ondas directas son dominantes, comparado con un sistema MIMO de multiplexación espacial convencional.

En la presente Realización, y particularmente en la configuración del dispositivo de recepción, el número de antenas es limitado y se dan explicaciones en consecuencia. No obstante, la Realización también se puede aplicar a un mayor número de antenas. En otras palabras, el número de antenas en el dispositivo de recepción no afecta a las operaciones o efectos ventajosos de la presente Realización.

También, aunque los códigos LDPC se describen como un ejemplo particular, la presente Realización no está limitada de esta manera. Además, el método de decodificación no está limitado al ejemplo de decodificación suma-producto dado para el decodificador de entrada suave/salida suave. También se pueden usar otros métodos de decodificación de entrada suave/salida suave, tales como el algoritmo BCJR, SOVA y el algoritmo de Mapeo Logarítmico Máximo. Los detalles se proporcionan en la Literatura No de Patente 6.

Además, aunque la presente Realización se describe usando un método de portadora única, no se pretende ninguna limitación a este respecto. La presente Realización también es aplicable a transmisión de múltiples portadoras. Por consiguiente, la presente Realización también se puede realizar usando, por ejemplo, comunicaciones de espectro ensanchado, OFDM, SC-FDMA (Acceso Múltiple por División de Frecuencia de Portadora Única), SC-OFDM, OFDM de onda pequeña como se describe en la Literatura No de Patente 7, etc. Además, en la presente Realización, símbolos distintos de símbolos de datos, tales como símbolos piloto (preámbulo, palabra única, etc.) o símbolos que transmiten información de control, se pueden disponer dentro de la trama de cualquier manera.

Lo siguiente describe un ejemplo en el que se usa OFDM como método de múltiples portadoras.

La Fig. 12 ilustra la configuración de un dispositivo de transmisión que usa OFDM. En la Fig. 12, componentes que operan de la manera descrita para la Fig. 3 usan números de referencia idénticos.

Un procesador relacionado con OFDM 1201A toma como entrada la señal ponderada 309A, realiza un procesamiento relacionado con OFDM sobre la misma y saca una señal de transmisión 1202A. De manera similar, el procesador relacionado con OFDM 1201B toma como entrada la señal de cambio fase posterior 309B, realiza procesamiento relacionado con OFDM sobre la misma, y saca la señal de transmisión 1202B.



La Fig. 13 ilustra una configuración de muestra de los procesadores relacionados con OFDM 1201A y 1201B y en adelante a partir de la Fig. 12. Los componentes 1301A hasta 1310A pertenecen entre 1201A y 312A de la Fig. 12, mientras que los componentes 1301B hasta 1310B pertenecen entre 1201B y 312B.

5 El convertidor serie a paralelo 1302A realiza una conversión serie a paralelo sobre la señal ponderada 1301A (que corresponde a la señal ponderada 309A de la Fig. 12) y saca la señal paralela 1303A.

El reordenador 1304A toma como entrada la señal paralela 1303A, realiza la reordenación de la misma, y saca la señal reordenada 1305A. La reordenación se describe en detalle más tarde.

10

La unidad de IFFT (Transformada Rápida de Fourier Inversa) 1306A toma como entrada la señal reordenada 1305A, aplica una IFFT a la misma, y saca la señal IFFT posterior 1307A.

15 La unidad inalámbrica 1308A toma como entrada la señal IFFT posterior 1307A, realiza procesamientos tal como conversión de frecuencia y amplificación, sobre la misma, y saca la señal modulada 1309A. La señal modulada 1309A se saca entonces como ondas de radio por la antena 1310A.

20 El convertidor serie a paralelo 1302B realiza una conversión serie a paralelo sobre la señal ponderada 1301B (que corresponde al cambio de fase posterior 309B de la Fig. 12) y saca la señal paralela 1303B.

20

El reordenador 1304B toma como entrada la señal paralela 1303B, realiza reordenación sobre la misma, y saca la señal 1305B reordenada. La reordenación se describe en detalle más tarde.

25 La unidad IFFT 1306B toma como entrada la señal reordenada 1305B, aplica una IFFT a la misma, y saca una señal IFFT posterior 1307B.

La unidad inalámbrica 1308B toma como entrada la señal IFFT posterior 1307B, realiza procesamientos tal como conversión de frecuencia y amplificación sobre la misma, y saca la señal modulada 1309B. La señal modulada 1309B se saca entonces como ondas de radio por la antena 1310A.

30

El dispositivo de transmisión de la Fig. 3 no usa un método de transmisión de múltiples portadoras. De esta manera, como se muestra en la Fig. 6, se realiza un cambio de fase para lograr un periodo (ciclo) de cuatro y los símbolos de cambio de fase posterior se disponen en el dominio de tiempo. Como se muestra en la Fig. 12, cuando se usa una transmisión de múltiples portadoras, tal como OFDM, entonces, naturalmente, los símbolos de cambio de fase posterior precodificados se pueden disponer con respecto al dominio de tiempo como en la Fig. 3, y esto se aplica a cada (sub)portadora. No obstante, para transmisión de múltiples portadoras, la disposición también puede ser en el dominio de frecuencia, o tanto en el dominio de frecuencia como en el dominio de tiempo. Lo siguiente describe estas disposiciones.

40 Las Fig. 14A y 14B indican frecuencia en los ejes horizontales y tiempo en los ejes verticales de los mismos, e ilustran un ejemplo de un método de reordenación de símbolos usado por los reordenadores 1301A y 1301B de la Fig. 13. Los ejes de frecuencia se componen de las (sub)portadoras 0 hasta 9. Las señales moduladas  $z_1$  y  $z_2$  comparten los sellos de tiempo (temporización) comunes y usan una banda de frecuencia común. La Fig. 14A ilustra un método de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_1$ , mientras que la Fig. 14B ilustra un método de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_2$ . Con respecto a los símbolos de la señal ponderada 1301A introducidos al convertidor serie a paralelo 1302A, la ordenación asignada es #0, #1, #2, #3, y así sucesivamente. Aquí, dado que el ejemplo trata de un periodo (ciclo) de cuatro, #0, #1, #2 y #3 son equivalentes a un periodo (ciclo). De manera similar, #4n, #4n+1, #4n+2 y #4n+3 (n que es un número entero positivo no cero) son también equivalentes a un periodo (ciclo).

50

Como se muestra en la Fig. 14A, los símbolos #0, #1, #2 y #3, y así sucesivamente están dispuestos en orden, comenzando en la portadora 0. A los símbolos #0 hasta #9 se les da un sello de tiempo #1, seguido por los símbolos #10 hasta #19 a los que se da el sello de tiempo #2, y así sucesivamente en una disposición regular. Aquí, las señales moduladas  $z_1$  y  $z_2$  son señales complejas.

55

De manera similar, con respecto a los símbolos de la señal ponderada 1301B introducidos al convertidor serie a paralelo 1302B, la ordenación asignada es #0, #1, #2 y #3, y así sucesivamente. Aquí, dado que el ejemplo trata de un periodo (ciclo) de cuatro, se aplica un cambio de fase diferente a cada uno de #0, #1, #2 y #3, que son equivalentes a un periodo (ciclo). De manera similar, se aplica un cambio de fase diferente a cada uno de #4n, #4n+1, #4n+2 y #4n+3 (n que es un número entero positivo no cero), que son también equivalentes a un periodo (ciclo).

60

Como se muestra en la Fig. 14B, los símbolos #0, #1, #2 y #3, y así sucesivamente se disponen en orden, comenzando en la portadora 0. A los símbolos #0 hasta #9 se les da el sello de tiempo \$1, seguido por los símbolos #10 hasta #19 a los que se da el sello de tiempo \$2, y así sucesivamente en una disposición regular.

5 El grupo de símbolos 1402 mostrado en la Fig. 14B corresponde a un periodo (ciclo) de símbolos cuando se usa el método de cambio de fase de la Fig. 6. El símbolo #0 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u$  en la Fig. 6, el símbolo #1 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+1$  en la Fig. 6, el símbolo #2 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+2$  en la Fig. 6, y el símbolo #3 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+3$  en la Fig. 6. Por consiguiente, para cualquier símbolo # $x$ , el símbolo # $x$  es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u$  en la Fig. 6 cuando  $x \bmod 4$  es igual a 0 (es decir, cuando el resto de  $x$  dividido por 4 es 0, siendo mod el operador módulo), el símbolo # $x$  es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+1$  en la Fig. 6 cuando  $x \bmod 4$  es igual a 1, el símbolo # $x$  es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+2$  en la Fig. 6 cuando  $x \bmod 4$  es igual a 2, y el símbolo # $x$  es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+3$  en la Fig. 6 cuando  $x \bmod 4$  es igual a 3.

15

En la presente Realización, la señal modulada  $z_1$  mostrada en la Fig. 14A no se ha sometido a un cambio de fase.

Por tanto, cuando se usa un método de transmisión de múltiples portadoras tal como OFDM, y a diferencia de la transmisión de portadora única, los símbolos se pueden disponer en el dominio de frecuencia. Por supuesto, el método de disposición de símbolos no se limita a los ilustrados en las Fig. 14A y 14B. Se muestran ejemplos adicionales en las Fig. 15A, 15B, 16A y 16B.

Las Fig. 15A y 15B indican frecuencia en los ejes horizontales y tiempo en los ejes verticales de las mismas, e ilustran un ejemplo de un método de reordenación de símbolos usado por los reordenadores 1301A y 1301B de la Fig. 13 que difiere del de las Fig. 14A y 14B. La Fig. 15A ilustra un método de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_1$ , mientras que la Fig. 15B ilustra un método de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_2$ . Las Fig. 15A y 15B difieren de las Fig. 14A y 14B en el método de reordenación aplicado a los símbolos de la señal modulada  $z_1$  y los símbolos de la señal modulada  $z_2$ . En la Fig. 15B, los símbolos #0 hasta #5 están dispuestos en las portadoras 4 hasta 9, los símbolos #6 hasta #9 están dispuestos en las portadoras 0 hasta 3, y esta disposición se repite para los símbolos #10 hasta #19. Aquí, como en la Fig. 14B, el grupo de símbolos 1502 mostrado en la Fig. 15B corresponde a un periodo (ciclo) de símbolos cuando se usa el método de cambio de fase de la Fig. 6.

Las Fig. 16A y 16B indican frecuencia en los ejes horizontales y tiempo en los ejes verticales de las mismas, e ilustran un ejemplo de un método de reordenación de símbolos usado por los reordenadores 1301A y 1301B de la Fig. 13 que difiere del de las Fig. 14A y 14B. La Fig. 16A ilustra un método de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_1$ , mientras que la Fig. 16B ilustra un método de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_2$ . Las Fig. 16A y 16B difieren de las Fig. 14A y 14B en que, mientras que las Fig. 14A y 14B muestran símbolos dispuestos en portadoras secuenciales, las Fig. 16A y 16B no disponen los símbolos en portadoras secuenciales. Obviamente, para las Fig. 16A y 16B, se pueden aplicar diferentes métodos de reordenación a los símbolos de la señal modulada  $z_1$  y a los símbolos de la señal modulada  $z_2$  como en las Fig. 15A y 15B.

Las Fig. 17A y 17B indican frecuencia en los ejes horizontales y tiempo en los ejes verticales de las mismas, e ilustran un ejemplo de un método de reordenación de símbolos usado por los reordenadores 1301A y 1301B de la Fig. 13 que difiere de los de las Fig. 14A hasta 16B. La Fig. 17A ilustra un método de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_1$  mientras que la Fig. 17B ilustra un método de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_2$ . Mientras que las Fig. 14A hasta 16B muestran símbolos dispuestos con respecto al eje de frecuencia, las Fig. 17A y 17B usan los ejes de frecuencia y de tiempo juntos en una única disposición.

Mientras que la Fig. 6 describe un ejemplo en el que el cambio de fase se realiza en un periodo (ciclo) de cuatro ranuras, el siguiente ejemplo describe un período (ciclo) de ocho ranuras. En las Fig. 17A y 17B, el grupo de símbolos 1702 es equivalente a un periodo (ciclo) de símbolos cuando se usa el esquema de cambio de fase (es decir, a ocho símbolos) de manera que el símbolo #0 sea el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u$ , el símbolo #1 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+1$ , el símbolo #2 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+2$ , el símbolo #3 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+3$ , y el símbolo #4 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+4$ , el símbolo #5 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+5$ , el símbolo #6 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+6$ , y el símbolo #7 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+7$ . Por consiguiente, para cualquier símbolo # $x$ , el símbolo # $x$  es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u$  cuando  $x \bmod 8$  es igual a 0, el símbolo # $x$  es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+1$  cuando  $x \bmod 8$  es igual a 1, el símbolo # $x$  es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+2$  cuando  $x \bmod 8$  es igual a 2, el símbolo # $x$  es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+3$  cuando  $x \bmod 8$  es igual a 3, el símbolo # $x$  es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+4$  cuando  $x \bmod 8$  es igual a 4, el símbolo # $x$  es el símbolo

obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+5$  cuando  $x \bmod 8$  es igual a 5, el símbolo #x es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+6$  cuando  $x \bmod 8$  es igual a 6, y el símbolo #x es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+7$  cuando  $x \bmod 8$  es igual a 7. En las Fig. 17A y 17B se usan cuatro ranuras a lo largo del eje de tiempo y dos ranuras a lo largo del eje de frecuencia para un total de  $4 \times 2 = 8$  ranuras, en las que se dispone un período (ciclo) de símbolos. Aquí, dado  $m \times n$  símbolos por período (ciclo) (es decir,  $m \times n$  fases diferentes están disponibles para multiplicación), entonces  $n$  ranuras (portadoras) en el dominio de frecuencia y  $m$  ranuras en el dominio del tiempo se deberían usar para disponer los símbolos de cada período (ciclo), de manera que  $m > n$ . Esto es debido a que la fase de las ondas directas fluctúa lentamente en el dominio de tiempo con respecto al dominio de frecuencia. Por consiguiente, la presente Realización realiza un cambio de fase regular que reduce el efecto de ondas directas estables. De esta manera, el periodo de cambio de fase (ciclo) debería reducir preferiblemente las fluctuaciones de ondas directas. Por consiguiente,  $m$  debería ser mayor que  $n$ . Tomando en consideración lo anterior, usando los dominios de tiempo y frecuencia juntos para su reordenación, como se muestra en las Fig. 17A y 17B, es preferible usar cualquiera del dominio de frecuencia o del dominio de tiempo solo debido a la fuerte probabilidad de que las ondas directas lleguen a ser regulares. Como resultado, se obtienen más fácilmente los efectos de la presente invención. No obstante, la reordenación en el dominio de frecuencia puede conducir a una ganancia de diversidad debido al hecho de que las fluctuaciones del dominio de frecuencia son abruptas. Por tanto, usar los dominios de frecuencia y tiempo juntos para reordenar no siempre es ideal.

Las Fig. 18A y 18B indican frecuencia en los ejes horizontales y tiempo en los ejes verticales de las mismas, e ilustran un ejemplo de un método de reordenación de símbolos usado por los reordenadores 1301A y 1301B de la Fig. 13 que difiere del de las Fig. 17A y 17B. La Fig. 18A ilustra un método de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_1$ , mientras que la Fig. 18B ilustra un método de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_2$ . Muy parecido a las Fig. 17A y 17B, las Fig. 18A y 18B ilustran el uso de los ejes de tiempo y frecuencia, juntos. No obstante, a diferencia de las Fig. 17A y 17B, donde se prioriza el eje de frecuencia y se usa el eje de tiempo para la disposición de símbolos secundarios, las Fig. 18A y 18B priorizan el eje de tiempo y usan el eje de frecuencia para la disposición de símbolos secundaria. En la Fig. 18B, el grupo de símbolos 1802 corresponde a un periodo (ciclo) de símbolos cuando se usa el método de cambio de fase.

En las Fig. 17A, 17B, 18A y 18B, el método de reordenación aplicado a los símbolos de la señal modulada  $z_1$  y los símbolos de la señal modulada  $z_2$  puede ser idéntico o puede diferir al igual que en las Fig. 15A y 15B. Cualquiera de los dos planteamientos permite que sea obtenida una buena calidad de recepción. También, en las Fig. 17A, 17B, 18A y 18B, los símbolos se pueden disponer de forma no secuencial como en las Fig. 16A y 16B. Cualquiera de los dos planteamientos permite que sea obtenida una buena calidad de recepción.

La Fig. 22 indica frecuencia en el eje horizontal y tiempo en el eje vertical de la misma, e ilustra un ejemplo de un método de reordenación de símbolos usado por los reordenadores 1301A y 1301B de la Fig. 13 que difiere de lo anterior. La Fig. 22 ilustra un método de cambio de fase regular que usa cuatro ranuras, similar a los sellos de tiempo  $u$  hasta  $u+3$  de la Fig. 6. El rasgo característico de la Fig. 22 es que, aunque los símbolos se reordenan con respecto al dominio de frecuencia, cuando se lee a lo largo del eje de tiempo, es evidente un cambio periódico de  $n$  ( $n = 1$  en el ejemplo de la Fig. 22) símbolos. El grupo de símbolos del dominio de frecuencia 2210 en la Fig. 22 indica cuatro símbolos a los que se aplica el cambio de fase en los sellos de tiempo  $u$  hasta  $u+3$  de la Fig. 6.

Aquí, el símbolo #0 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u$ , el símbolo #1 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+1$ , el símbolo #2 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+2$ , y el símbolo #3 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+3$ .

De manera similar, para el grupo de símbolos del dominio de frecuencia 2220, el símbolo #4 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u$ , el símbolo #5 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+1$ , el símbolo #6 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+2$ , y el símbolo #7 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+3$ .

El cambio de fase anteriormente descrito se aplica al símbolo en el sello de tiempo \$1. No obstante, con el fin de aplicar desplazamiento periódico con respecto al dominio de tiempo, se aplican el siguiente cambio de fases a los grupos de símbolos 2201, 2202, 2203 y 2204.

Para el grupo de símbolos del dominio de tiempo 2201, el símbolo #0 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u$ , el símbolo #9 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+1$ , el símbolo #18 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+2$ , y el símbolo #27 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+3$ .

Para el grupo de símbolos del dominio de tiempo 2202, el símbolo #28 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u$ , el símbolo #1 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+1$ , el símbolo

#10 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+2$ , y el símbolo #19 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+3$ .

5 Para el grupo de símbolos del dominio de tiempo 2203, el símbolo # 20 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u$ , el símbolo #29 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+1$ , el símbolo #2 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+2$ , y el símbolo #11 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+3$ .

10 Para el grupo de símbolos del dominio de tiempo 2204, el símbolo #12 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u$ , el símbolo #21 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+1$ , el símbolo #30 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+2$ , y el símbolo #3 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+3$ .

15 El rasgo característico de la Fig. 22 se ve en que, tomando el símbolo #11 como ejemplo, los dos símbolos vecinos de los mismos que tienen el mismo sello de tiempo en el dominio de frecuencia (#10 y #12) ambos son símbolos cambiados usando una fase diferente que el símbolo #11, y los dos símbolos vecinos de los mismos que tienen la misma portadora en el dominio de tiempo (#2 y #20) ambos son símbolos cambiados usando una fase diferente que el símbolo #11. Esto se mantiene no solamente para el símbolo #11, sino también para cualquier símbolo que tenga dos símbolos vecinos en el dominio de frecuencia y el dominio de tiempo. Por consiguiente, el cambio de fase se  
20 lleva a cabo eficazmente. Esto es altamente probable que mejore la calidad de recepción de datos, ya que la influencia de regularizar las ondas directas es menos propensa a la recepción.

Aunque la Fig. 22 ilustra un ejemplo en el que  $n = 1$ , la invención no está limitada de esta manera. Lo mismo se puede aplicar a un caso en el que  $n = 3$ . Además, aunque la Fig. 22 ilustra la realización de los efectos descritos  
25 anteriormente disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia y avanzando en el dominio de tiempo para lograr el efecto característico de impartir un desplazamiento periódico al orden de disposición de símbolos, los símbolos también se pueden disponer aleatoriamente (o regularmente) para el mismo efecto.

[Realización 2]

30 En la Realización 1, descrita anteriormente, el cambio de fase se aplica a una señal ponderada (precodificada con una matriz de precodificación fija)  $z(t)$ . Las siguientes Realizaciones describen diversos métodos de cambio de fase mediante los cuales se pueden obtener los efectos de la Realización 1.

35 En la Realización descrita anteriormente, como se muestra en las Fig. 3 y 6, el cambiador de fase 317B está configurado para realizar un cambio de fase solamente en una de las señales sacadas por la unidad de ponderación 600.

40 No obstante, también se puede aplicar el cambio de fase antes de que se realice la precodificación por la unidad de ponderación 600. Además de los componentes ilustrados en la Fig. 6, el dispositivo de transmisión puede presentar también la unidad de ponderación 600 antes del cambiador de fase 317B, como se muestra en la Fig. 25.

45 En tales circunstancias, es posible la siguiente configuración. El cambiador de fase 317B realiza un cambio de fase regular con respecto a la señal en banda de base  $s_2(t)$ , sobre la que se ha realizado un mapeo según un método de modulación seleccionado, y saca  $s_2'(t) = s_2(t)y(t)$  (donde  $y(t)$  varía con el tiempo  $t$ ). La unidad de ponderación 600 ejecuta la precodificación sobre  $s_2't$ , saca  $z_2(t) = W_2s_2'(t)$  (véase la Expresión Matemática 42 (fórmula 42)) y entonces se transmite el resultado.

50 Alternativamente, el cambio de fase se puede realizar sobre ambas señales moduladas  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$ . Por tanto, el dispositivo de transmisión se configura para que incluya un cambiador de fase tomando ambas señales sacadas por la unidad de ponderación 600, como se muestra en la Fig. 26.

55 Como el cambiador de fase 317B, el cambiador de fase 317A realiza regularmente un cambio de fase regular sobre la señal introducida al mismo y, por tanto, cambia la fase de señal  $z_1'(t)$  precodificada por la unidad de ponderación. La señal de cambio de fase posterior  $z_1(t)$  entonces se saca a un transmisor.

No obstante, la tasa de cambio de fase aplicada por los cambiadores de fase 317A y 317B varía simultáneamente con el fin de realizar el cambio de fase mostrado en la Fig. 26. (Lo siguiente describe un ejemplo no limitativo del método de cambio de fase). Para el sello de tiempo  $u$ , el cambiador de fase 317A de la Fig. 26 realiza el cambio de fase de  
60 manera que  $z_1(t) = y_1(t) z_1'(t)$ , mientras que el cambiador de fase 317B realiza el cambio de fase de manera que  $z_2(t) = y_2(t) z_2'(t)$ . Por ejemplo, como se muestra en la Fig. 26, para el sello de tiempo  $u$ ,  $y_1(u) = e^{j0}$  e  $y_2(u) = e^{j\pi/2}$ , para el sello de tiempo  $u+1$ ,  $y_1(u+1) = e^{j\pi/4}$  e  $y_2(u+1) = e^{-j3\pi/4}$ , y para el sello de tiempo  $u+k$ ,  $y_1(u+k) = e^{jk\pi/4}$  e  $y_2(u+k) = e^{j(k3\pi/2)}$

$-\pi/2$ ). Aquí, el periodo (ciclo) de cambio de fase regular puede ser el mismo para ambos cambiadores de fase 317A y 317B, o puede variar para cada uno.

También, como se describió anteriormente, se puede realizar un cambio de fase antes de que se realice la precodificación por la unidad de ponderación. En tal caso, el dispositivo de transmisión se debería configurar como se ilustra en la Fig. 27 en lugar de como se ilustra en la Fig. 26.

Cuando se lleva a cabo un cambio de fase sobre ambas señales moduladas, cada una de las señales de transmisión es, por ejemplo, información de control que incluye información acerca del patrón de cambio de fase. Obteniendo la información de control, el dispositivo de recepción conoce el método de cambio de fase mediante el cual el dispositivo de transmisión varía regularmente el cambio, es decir, el patrón de cambio de fase, y de esta manera es capaz de demodular (decodificar) las señales correctamente.

A continuación, las variantes de las configuraciones de muestra mostradas en las Fig. 6 y 25 se describen con referencia a las Fig. 28 y 29. La Fig. 28 difiere de la Fig. 6 en la inclusión de información de ENCENDIDO/APAGADO de cambio de fase 2800 y en que el cambio de fase se realiza solamente sobre una de  $z_1'(t)$  y  $z_2'(t)$  (es decir, realizado sobre una de  $z_1'(t)$  y  $z_2'(t)$ , que tienen sellos de tiempo idénticos o una frecuencia común). Por consiguiente, con el fin de realizar el cambio de fase sobre una de  $z_1'(t)$  y  $z_2'(t)$ , los cambiadores de fase 317A y 317B mostrados en la Fig. 28 pueden estar cada uno ENCENDIDO, y realizar el cambio de fase, o APAGADO, y no realizar el cambio de fase. La información de ENCENDIDO/APAGADO de cambio de fase 2800 es la información de control para el mismo. La información de ENCENDIDO/APAGADO de cambio de fase 2800 se saca por el generador de información del método de procesamiento de señal 314 mostrado en la Fig. 3.

El cambiador de fase 317A de la Fig. 28 cambia la fase para producir  $z_1(t) = y_1(t)z_1'(t)$ , mientras que el cambiador de fase 317B cambia la fase para producir  $z_2(t) = y_2(t)z_2'(t)$ .

Aquí, un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de cuatro se aplica, por ejemplo, a  $z_1'(t)$ . (Mientras tanto, la fase de  $z_2'(t)$  no se cambia). Por consiguiente, para el sello de tiempo  $u$ ,  $y_1(u) = e^{j0}$  e  $y_2(u) = 1$ , para el sello de tiempo  $u+1$ ,  $y_1(u+1) = e^{j\pi/2}$  e  $y_2(u+1) = 1$ , para el sello de tiempo  $u+2$ ,  $y_1(u+2) = e^{j\pi}$  e  $y_2(u+2) = 1$ , y para el sello de tiempo  $u+3$ ,  $y_1(u+3) = e^{j3\pi/2}$  e  $y_2(u+3) = 1$ .

A continuación, un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de cuatro se aplica, por ejemplo, a  $z_2'(t)$ . (Mientras tanto, la fase de  $z_1'(t)$  no se cambia). Por consiguiente, para el sello de tiempo  $u+4$ ,  $y_1(u+4) = 1$  e  $y_2(u+4) = e^{j0}$ , para el sello de tiempo  $u+5$ ,  $y_1(u+5) = 1$  e  $y_2(u+5) = e^{j\pi/2}$ , para el sello de tiempo  $u+6$ ,  $y_1(u+6) = 1$  e  $y_2(u+6) = e^{j\pi}$ , y para el sello de tiempo  $u+7$ ,  $y_1(u+7) = 1$  e  $y_2(u+7) = e^{j3\pi/2}$ .

Por consiguiente, dados los ejemplos anteriores,

para cualquier sello de tiempo  $8k$ ,  $y_1(8k) = e^{j0}$  e  $y_2(8k) = 1$ ,  
 para cualquier sello de tiempo  $8k+1$ ,  $y_1(8k+1) = e^{j\pi/2}$  e  $y_2(8k+1) = 1$ ,  
 para cualquier sello de tiempo  $8k+2$ ,  $y_1(8k+2) = e^{j\pi}$  e  $y_2(8k+2) = 1$ ,  
 para cualquier sello de tiempo  $8k+3$ ,  $y_1(8k+3) = e^{j3\pi/2}$  e  $y_2(8k+3) = 1$ ,  
 para cualquier sello de tiempo  $8k+4$ ,  $y_1(8k+4) = 1$  e  $y_2(8k+4) = e^{j0}$ ,  
 para cualquier sello de tiempo  $8k+5$ ,  $y_1(8k+5) = 1$  e  $y_2(8k+5) = e^{j\pi/2}$ ,  
 para cualquier sello de tiempo  $8k+6$ ,  $y_1(8k+6) = 1$  e  $y_2(8k+6) = e^{j\pi}$ , y  
 para cualquier sello de tiempo  $8k+7$ ,  $y_1(8k+7) = 1$  e  $y_2(8k+7) = e^{j3\pi/2}$ .

Como se describió anteriormente, hay dos intervalos, uno en el que el cambio de fase se realiza sobre  $z_1'(t)$  solamente, y uno en el que el cambio de fase se realiza sobre  $z_2'(t)$  solamente. Además, los dos intervalos forman un período (ciclo) de cambio de fase. Mientras que la explicación anterior describe el intervalo en el que el cambio de fase se realiza sobre  $z_1'(t)$  solamente y el intervalo en el que el cambio de fase se realiza sobre  $z_2'(t)$  solamente como que es igual, no se pretende ninguna limitación de esta manera. Los dos intervalos también pueden diferir. Además, mientras que la explicación anterior describe la realización de un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de cuatro sobre  $z_1'(t)$  solamente y luego la realización de un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de cuatro sobre  $z_2'(t)$  solamente, no se pretende ninguna limitación de esta manera. Los cambios de fase se pueden realizar sobre  $z_1'(t)$  y sobre  $z_2'(t)$  en cualquier orden (por ejemplo, el cambio de fase puede alternarse entre ser realizado sobre  $z_1'(t)$  y sobre  $z_2'(t)$  o se puede realizar en un orden al azar).

El cambiador de fase 317A de la Fig. 29 cambia la fase para producir  $s_1'(t) = y_1(t)s_1(t)$ , mientras que el cambiador de fase 317B cambia la fase para producir  $s_2'(t) = y_2(t)s_2(t)$ .

Aquí, un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de cuatro se aplica, por ejemplo, a  $s_1(t)$ . (Mientras tanto,  $s_2(t)$  permanece sin cambios). Por consiguiente, para el sello de tiempo  $u$ ,  $y_1(u) = e^{i0}$  e  $y_2(u) = 1$ , para el sello de tiempo  $u+1$ ,  $y_1(u+1) = e^{i\pi/2}$  e  $y_2(u+1) = 1$ , para el sello de tiempo  $u+2$ ,  $y_1(u+2) = e^{i\pi}$  e  $y_2(u+2) = 1$ , y para el sello de tiempo  $u+3$ ,  $y_1(u+3) = e^{i3\pi/2}$  e  $y_2(u+3) = 1$ .

5

A continuación, un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de cuatro se aplica, por ejemplo, a  $s_2(t)$ . (Mientras tanto,  $s_1(t)$  permanece sin cambios). Por consiguiente, para el sello de tiempo  $u+4$ ,  $y_1(u+4) = 1$  e  $y_2(u+4) = e^{i0}$ , para el sello de tiempo  $u+5$ ,  $y_1(u+5) = 1$  e  $y_2(u+5) = e^{i\pi/2}$ , para el sello de tiempo  $u+6$ ,  $y_1(u+6) = 1$  e  $y_2(u+6) = e^{i\pi}$ , y para el sello de tiempo  $u+7$ ,  $y_1(u+7) = 1$  e  $y_2(u+7) = e^{i3\pi/2}$ .

10

Por consiguiente, dados los ejemplos anteriores,

para cualquier sello de tiempo  $8k$ ,  $y_1(8k) = e^{i0}$  e  $y_2(8k) = 1$ ,

para cualquier sello de tiempo  $8k+1$ ,  $y_1(8k+1) = e^{i\pi/2}$  e  $y_2(8k+1) = 1$ ,

para cualquier sello de tiempo  $8k+2$ ,  $y_1(8k+2) = e^{i\pi}$  e  $y_2(8k+2) = 1$ ,

15 para cualquier sello de tiempo  $8k+3$ ,  $y_1(8k+3) = e^{i3\pi/2}$  e  $y_2(8k+3) = 1$ ,

para cualquier sello de tiempo  $8k+4$ ,  $y_1(8k+4) = 1$  e  $y_2(8k+4) = e^{i0}$ ,

para cualquier sello de tiempo  $8k+5$ ,  $y_1(8k+5) = 1$  e  $y_2(8k+5) = e^{i\pi/2}$ ,

para cualquier sello de tiempo  $8k+6$ ,  $y_1(8k+6) = 1$  e  $y_2(8k+6) = e^{i\pi}$ , y

para cualquier sello de tiempo  $8k+7$ ,  $y_1(8k+7) = 1$  e  $y_2(8k+7) = e^{i3\pi/2}$ .

20

Como se describió anteriormente, hay dos intervalos, uno en el que el cambio de fase se realiza sobre  $s_1(t)$  solamente, y uno en el que el cambio de fase se realiza sobre  $s_2(t)$  solamente. Además, los dos intervalos forman un período (ciclo) de cambio de fase. Aunque la explicación anterior describe el intervalo en el que el cambio de fase se realiza solamente sobre  $s_1(t)$  y el intervalo en el que el cambio de fase se realiza sobre  $s_2(t)$  solamente como que es igual, no se pretende ninguna limitación de esta manera. Los dos intervalos también pueden diferir. Además, mientras que la explicación anterior describe la realización del cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de cuatro sobre  $s_1(t)$  solamente y entonces la realización del cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de cuatro sobre  $s_2(t)$  solamente, no se pretende ninguna limitación de esta manera. Los cambios de fase se pueden realizar sobre  $s_1(t)$  y sobre  $s_2(t)$  en cualquier orden (por ejemplo, puede alternarse entre ser realizado sobre  $s_1(t)$  y sobre  $s_2(t)$ , o se puede realizar en un orden al azar).

30

Por consiguiente, las condiciones de recepción bajo las cuales el dispositivo de recepción recibe cada señal de transmisión  $z_1(t)$  y  $z_2(t)$  están ecuilibradas. Conmutando periódicamente la fase de los símbolos en las señales recibidas  $z_1(t)$  y  $z_2(t)$ , se puede mejorar la capacidad de los códigos corregidos de errores para corregir errores, mejorando de esta manera la calidad de señal recibida en el entorno LOS.

35

Por consiguiente, la Realización 2 como se describió anteriormente es capaz de producir los mismos resultados que la Realización 1 descrita anteriormente.

40 Aunque la presente Realización usaba un método de una portadora única, es decir, cambio de fase en el dominio de tiempo, como ejemplo, no se pretende ninguna limitación a este respecto. Los mismos efectos son también alcanzables usando transmisión de múltiples portadoras. Por consiguiente, la presente Realización también se puede realizar usando, por ejemplo, comunicaciones de espectro ensanchado, OFDM, SC-FDMA (Acceso Múltiple por División de Frecuencia de Portadora Única), SC-OFDM, OFDM de onda pequeña como se describe en la Literatura No de

45 Patente 7, y así sucesivamente. Como se describió previamente, mientras que la presente Realización explica el cambio de fase como que cambia la fase con respecto al dominio del tiempo  $t$ , la fase se puede cambiar alternativamente con respecto al dominio de frecuencia como se describió en la Realización 1. Es decir, considerando el método de cambio de fase en el dominio de tiempo  $t$  descrito en la presente Realización y sustituir  $t$  con  $f$  ( $f$  que es la frecuencia ((sub)portadora)) conduce a un cambio de fase aplicable al dominio de frecuencia.

50 También, como se explicó anteriormente para la Realización 1, el método de cambio de fase de la presente Realización también es aplicable a un cambio de fase con respecto tanto al dominio de tiempo como al dominio de frecuencia.

Por consiguiente, aunque las Fig. 6, 25, 26 y 27 ilustran cambios de fase en el dominio de tiempo, sustituir el tiempo  $t$  con la portadora  $f$  en cada una de las Fig. 6, 25, 26 y 27 corresponde a un cambio de fase en el dominio de frecuencia. En otras palabras, sustituir  $(t)$  con  $(f)$  donde  $t$  es tiempo y  $f$  es frecuencia corresponde a realizar el cambio de fase en bloques de tiempo-frecuencia.

Además, en la presente Realización, símbolos distintos de los símbolos de datos, tales como símbolos piloto (preámbulo, palabra única, etc.) o símbolos que transmiten información de control, se pueden disponer dentro de la trama de cualquier manera.

60

[Realización 3]

Las Realizaciones 1 y 2, descritas anteriormente, tratan cambios de fase regulares. La Realización 3 describe un método que permite al dispositivo de recepción obtener una buena calidad de señal recibida para datos, con independencia de la disposición del dispositivo de recepción, considerando la ubicación del dispositivo de recepción con respecto al dispositivo de transmisión.

La Realización 3 se refiere a la disposición de símbolos dentro de las señales obtenidas a través de un cambio de fase.

10

La Fig. 31, ilustra un ejemplo de configuración de trama para una parte de los símbolos dentro de una señal en los dominios tiempo-frecuencia, dado un método de transmisión en el que se realiza un cambio de fase regular para un método de múltiples portadoras tal como OFDM.

15 En primer lugar, se explica un ejemplo en el que se realiza el cambio de fase en una de dos señales en banda base, precodificadas como se explicó en la Realización 1 (véase la Fig. 6).

(Aunque la Fig. 6 ilustra un cambio de fase en el dominio de tiempo, el tiempo de conmutación  $t$  con la portadora  $f$  en la Fig. 6 corresponde a un cambio de fase en el dominio de frecuencia. En otras palabras, sustituir  $(t)$  con  $(t, f)$  donde  $t$  es tiempo y  $f$  es frecuencia corresponde a realizar cambios de fase en bloques de tiempo-frecuencia).

20

La Fig. 31 ilustra la configuración de trama de la señal modulada  $z2'$ , que se introduce al cambiador de fase 317B de la Fig. 12. Cada cuadrado representa un símbolo (aunque ambas señales  $s1$  y  $s2$  se incluyen para propósitos de precodificación, dependiendo de la matriz de precodificación, solamente se puede usar una de las señales  $s1$  y  $s2$ ).

25

Consideremos el símbolo 3100 en la portadora 2 y el sello de tiempo \$2 de la Fig. 31. La portadora aquí descrita se puede denominar alternativamente subportadora.

Dentro de la portadora 2, hay una correlación muy fuerte entre las condiciones de canal para el símbolo 3100A en la portadora 2, el sello de tiempo \$2 y las condiciones de canal para los símbolos vecinos más cercano del dominio de tiempo para el sello de tiempo \$2, es decir, el símbolo 3013 en el sello de tiempo \$1 y el símbolo 3101 en el sello de tiempo \$3 dentro de la portadora 2.

30

De manera similar, para el sello de tiempo \$2, hay una correlación muy fuerte entre las condiciones de canal para el símbolo 3100 en la portadora 2, el sello de tiempo \$2 y las condiciones de canal para los símbolos vecinos más cercanos del dominio de frecuencia para la portadora 2, es decir, el símbolo 3104 en la portadora 1, el sello de tiempo \$2 y el símbolo 3104 en el sello de tiempo \$2, portadora 3.

35

Como se describió anteriormente, hay una correlación muy fuerte entre las condiciones de canal para el símbolo 3100 y las condiciones de canal para cada símbolo 3101, 3102, 3103 y 3104.

40

La presente descripción considera  $N$  fases diferentes ( $N$  que es un número entero,  $N \geq 2$ ) para la multiplicación en un método de transmisión en el que la fase se cambia regularmente. Los símbolos ilustrados en la Fig. 31 se indican como  $e^{j\theta}$ , por ejemplo. Esto significa que este símbolo es la señal  $z2'$  de la Fig. 6 que se ha sometido a un cambio de fase a través de la multiplicación por  $e^{j\theta}$ . Es decir, los valores indicados en la Fig. 31 para cada uno de los símbolos son los valores de  $y(t)$  de la Expresión Matemática 42 (fórmula 42), que son también los valores de  $z2(t) = y2(t)z2'(t)$  descritos en la Realización 2.

45

La presente Realización se aprovecha de la alta correlación en las condiciones de canal existentes entre símbolos vecinos en el dominio de frecuencia y/o símbolos vecinos en el dominio de tiempo en una disposición de símbolos que permite que una calidad de recepción de datos alta sea obtenida por el dispositivo de recepción que recibe los símbolos de cambio de fase.

50

Con el fin de lograr esta calidad de recepción de datos alta, son necesarias las condiciones #1 y #2.

55

(Condición #1)

Como se muestra en la Fig. 6, para un método de transmisión que implica un cambio de fase regular realizado sobre la señal en banda base precodificada  $z2'$  usando transmisión múltiples portadoras tal como OFDM, el tiempo  $X$ , la portadora  $Y$  deben ser un símbolo para transmitir datos (de aquí en adelante, símbolo de datos), símbolos vecinos en el dominio de tiempo, es decir, en el tiempo  $X-1$ , la portadora  $Y$  y en el tiempo  $X+1$ , la portadora  $Y$  también deben ser símbolos de datos, y un cambio de fase diferente se debe realizar sobre la señal en banda base precodificada

60

$z2'$  que corresponde a cada uno de estos tres símbolos de datos, es decir, sobre la señal en banda base precodificada  $z2'$  en el tiempo  $X$ , la portadora  $Y$ , en el tiempo  $X-1$ , la portadora  $Y$ , y en el tiempo  $X+1$ , la portadora  $Y$ .

(Condición #2)

5

Como se muestra en la Fig. 6, para un método de transmisión que implica un cambio de fase regular realizado sobre la señal en banda base precodificada  $z2'$  usando transmisión de múltiples portadoras tal como OFDM, el tiempo  $X$ , la portadora  $Y$  deben ser un símbolo de datos, símbolos vecinos en el dominio de frecuencia, es decir, en el tiempo  $X$ , la portadora  $Y-1$ , y en el tiempo  $X$ , la portadora  $Y+1$  también deben ser símbolos de datos, y un cambio de fase diferente se debe realizar sobre la señal en banda base precodificada  $z2'$  que corresponde a cada uno de estos tres símbolos de datos, es decir, sobre la señal en banda base precodificada  $z2'$  en el tiempo  $X$ , la portadora  $Y$ , en el tiempo  $X$ , la portadora  $Y-1$  y en el tiempo  $X$ , la portadora  $Y+1$ .

10

Idealmente, deberían estar presentes símbolos de datos que satisfagan la Condición #1. De manera similar, deberían estar presentes símbolos de datos que satisfagan la Condición #2.

15

Las razones que soportan las Condiciones #1 y #2 son como siguen.

Existe una correlación muy fuerte entre las condiciones de canal de un símbolo dado de una señal de transmisión (de aquí en adelante, símbolo  $A$ ) y las condiciones de canal de los símbolos vecinos del símbolo  $A$  en el dominio de tiempo, como se describió anteriormente.

20

Por consiguiente, cuando tres símbolos vecinos en el dominio de tiempo tienen cada uno diferentes fases, entonces a pesar de la degradación de la calidad de recepción en el entorno LOS (calidad de señal escasa causada por la degradación en las condiciones debido a relaciones de fase a pesar de una calidad de señal alta en términos de SNR) para el símbolo  $A$ , es altamente probable que los dos símbolos restantes vecinos del símbolo  $A$  proporcionen una calidad de recepción buena. Como resultado, es alcanzable una calidad de señal recibida buena después de la corrección de errores y la decodificación.

25

De manera similar, existe una correlación muy fuerte entre las condiciones de canal de un símbolo dado de una señal de transmisión (de aquí en adelante, símbolo  $A$ ) y las condiciones de canal de los símbolos vecinos del símbolo  $A$  en el dominio de frecuencia, como se describió anteriormente.

30

Por consiguiente, cuando tres símbolos vecinos en el dominio de frecuencia tienen cada uno diferentes fases, entonces a pesar de la degradación de la calidad de recepción en el entorno LOS (calidad de señal escasa causada por la degradación en las condiciones debido a relaciones de fase de onda directa a pesar de una calidad de señal alta en términos de SNR) para el símbolo  $A$ , es altamente probable que los dos símbolos restantes vecinos del símbolo  $A$  proporcionen una calidad de recepción buena. Como resultado, es alcanzable una calidad de señal recibida buena después de la corrección de errores y la decodificación.

35

Combinando las Condiciones #1 y #2, es probablemente alcanzable una calidad de recepción de datos cada vez mayor para el dispositivo de recepción. Por consiguiente, se puede derivar la siguiente Condición #3.

40

(Condición #3)

45

Como se muestra en la Fig. 6, para un método de transmisión que implica un cambio de fase regular realizado sobre la señal en banda base precodificada  $z2'$  usando transmisión de múltiples portadoras tal como OFDM, el tiempo  $X$ , la portadora  $Y$  deben ser un símbolo de datos, símbolos vecinos en el dominio de tiempo, es decir, en el tiempo  $X-1$ , la portadora  $Y$  y en el tiempo  $X+1$ , la portadora  $Y$  también deben ser símbolos de datos, y símbolos vecinos en el dominio de frecuencia, es decir, en el tiempo  $X$ , la portadora  $Y-1$  y en el tiempo  $X$ , la portadora  $Y+1$  también deben ser símbolos de datos, y un cambio de fase diferente se debe realizar sobre la señal en banda base precodificada  $z2'$  que corresponde a cada uno de estos cinco símbolos de datos, es decir, sobre la señal en banda base  $z2'$  en el tiempo  $X$ , la portadora  $Y$ , en el tiempo  $X$ , la portadora  $Y-1$ , en el tiempo  $X$ , la portadora  $Y+1$ , en un tiempo  $X-1$ , la portadora  $Y$ , y en el tiempo  $X+1$ , la portadora  $Y$ .

50

Aquí, los diferentes cambios de fase son como siguen. Los cambios de fase se definen de 0 radianes a  $2\pi$  radianes. Por ejemplo, para el tiempo  $X$ , la portadora  $Y$ , un cambio de fase de  $e^{j\theta_{X,Y}}$  se aplica a la señal en banda base precodificada  $z2'$  de la Fig. 6, para el tiempo  $X-1$ , la portadora  $Y$ , un cambio de fase de  $e^{j\theta_{X-1,Y}}$  se aplica a la señal en banda base precodificada  $z2'$  de la Fig. 6, para el tiempo  $X+1$ , la portadora  $Y$ , se aplica un cambio de fase de  $e^{j\theta_{X+1,Y}}$  a la señal en banda base precodificada  $z2'$  de la Fig. 6, de manera que  $0 \leq \theta_{X,Y} < 2\pi$ ,  $0 \leq \theta_{X-1,Y} < 2\pi$ , y  $0 \leq \theta_{X+1,Y} < 2\pi$ , todas las unidades que están en radianes. Por consiguiente, para la Condición #1, sigue que  $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X-1,Y}$ ,  $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X+1,Y}$ , y que  $\theta_{X-1,Y} \neq \theta_{X+1,Y}$ . De manera similar, para la Condición #2, sigue que la  $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y-1}$ ,  $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y+1}$ , y que  $\theta_{X,Y-1} \neq \theta_{X,Y+1}$ .

55

60



Y, para la Condición #3, sigue que la  $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X-1,Y}$ ,  $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X+1,Y}$ ,  $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y-1}$ ,  $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y+1}$ ,  $\theta_{X-1,Y} \neq \theta_{X+1,Y}$ ,  $\theta_{X-1,Y} \neq \theta_{X-1,Y-1}$ ,  $\theta_{X-1,Y} \neq \theta_{X-1,Y+1}$ ,  $\theta_{X+1,Y} \neq \theta_{X+1,Y-1}$ ,  $\theta_{X+1,Y} \neq \theta_{X+1,Y+1}$ , y que  $\theta_{X,Y-1} \neq \theta_{X,Y+1}$ .

Idealmente, deberían estar presentes símbolos de datos que satisfagan la Condición #3.

5

La Fig. 31 ilustra un ejemplo de la Condición #3 en el que el símbolo A corresponde al símbolo 3100. Los símbolos se disponen de manera que la fase por la que se multiplica la señal en banda base precodificada  $z2'$  de la Fig. 6 difiere para el símbolo 3100, para ambos símbolos vecinos de los mismos en el dominio de tiempo 3101 y 3102, y para ambos símbolos vecinos de los mismos en el dominio de frecuencia 3102 y 3104. Por consiguiente, a pesar de la degradación de calidad de señal recibida del símbolo 3100 para el receptor, es altamente probable una calidad de señal buena para las señales vecinas, garantizando de esta manera una calidad de señal buena después de la corrección de errores.

10

La Fig. 32 ilustra una disposición de símbolos obtenida a través de cambios de fase bajo estas condiciones.

15

Como es evidente a partir de la Fig. 32, con respecto a cualquier símbolo de datos, se aplica un cambio de fase diferente a cada símbolo vecino en el dominio de tiempo y en el dominio de frecuencia. Por tanto, se puede mejorar la capacidad del dispositivo de recepción para corregir errores.

20

En otras palabras, en la Fig. 32, cuando todos los símbolos vecinos en el dominio de tiempo son símbolos de datos, la Condición #1 se satisface para todos los X y todas las Y.

De manera similar, en la Fig. 32, cuando todos los símbolos vecinos en el dominio de frecuencia son símbolos de datos, la Condición #2 se satisface para todos los X y todas las Y.

25

De manera similar, en la Fig. 32, cuando todos los símbolos vecinos en el dominio de frecuencia son símbolos de datos y todos los símbolos vecinos en el dominio de tiempo son símbolos de datos, la Condición #3 se satisface para todos los X y todas las Y.

30

Lo siguiente describe un ejemplo en el que se realiza un cambio de fase sobre dos señales en banda base precodificadas, como se explica en la Realización 2 (véase la Fig. 26).

Cuando se realiza un cambio de fase sobre la señal en banda base precodificada  $z1'$  y la señal en banda base precodificada  $z2'$  como se muestra en la Fig. 26, son posibles varios métodos de cambio de fase. Los detalles de los mismos se explican a continuación.

35

El esquema 1 implica un cambio de fase de la señal en banda base precodificada  $z2'$  como se describió anteriormente, para lograr el cambio de fase ilustrado por la Fig. 32. En la Fig. 32, se aplica un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de diez a la señal en banda base precodificada  $z2'$ . No obstante, como se describió anteriormente, con el fin de satisfacer las Condiciones #1, #2 y #3, el cambio de fase aplicado a la señal en banda base precodificada  $z2'$  en cada (sub)portadora varía con el tiempo. (Aunque tales cambios se aplican en la Fig. 32 con un periodo (ciclo) de diez, también son posibles otros métodos de cambio de fase). Entonces, como se muestra en la Fig.33, el cambio de fase realizado sobre la señal en banda base precodificada  $z1'$  produce un valor constante que es una décima parte del cambio de fase realizado sobre la señal en banda base precodificada  $z2'$ . En la Fig. 33, para un periodo (ciclo) (de cambio de fase realizado sobre la señal en banda base precodificada  $z2'$ ) que incluye el sello de tiempo \$1, el valor del cambio de fase realizado sobre la señal en banda base precodificada  $z1'$  es  $e^{j0}$ . Entonces, para el siguiente período (ciclo) (de cambio de fase realizado sobre la señal en banda base precodificada  $z2'$ ) que incluye el sello de tiempo \$2, el valor del cambio en fase realizado sobre la señal en banda base precodificada  $z1'$  es  $e^{j\pi/9}$ , y así sucesivamente.

50

Los símbolos ilustrados en la Fig. 33 se indican como  $e^{j0}$ , por ejemplo. Esto significa que este símbolo es la señal  $z1'$  de la Fig. 26 al que se ha aplicado un cambio de fase a través de la multiplicación por  $e^{j0}$ . Es decir, los valores indicados en la Fig. 33 para cada uno de los símbolos son los valores de  $z1(t)=y_1(t)z1'(t)$  descritos en la Realización 2 para  $y_1(t)$ .

55

Como se muestra en la Fig. 33, el cambio de fase realizado sobre la señal en banda base precodificada  $z1'$  produce un valor constante que es una décima parte del cambio de fase realizado sobre la señal en banda base precodificada  $z2'$  de manera que el valor de cambio de fase posterior varía con el número de cada periodo (ciclo). (Como se describió anteriormente, en la Fig. 33, el valor es  $e^{j0}$  para el primer período (ciclo),  $e^{j\pi/9}$  para el segundo período (ciclo), y así sucesivamente).

60

Como se describió anteriormente, el cambio de fase realizado sobre la señal en banda base precodificada  $z2'$  tiene un período (ciclo) de diez, pero el período (ciclo) se puede hacer eficazmente mayor que diez tomando en consideración el cambio de fase aplicado a la señal en banda base precodificada  $z1'$  y a la señal en banda base

precodificada  $z2'$ . Por consiguiente, se puede mejorar la calidad de recepción de datos para el dispositivo de recepción.

El esquema 2 implica un cambio de fase de la señal en banda base precodificada  $z2'$  como se describió anteriormente, para lograr el cambio de fase ilustrado en la Fig. 32. En la Fig. 32, se aplica un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de diez a la señal en banda base precodificada  $z2'$ . No obstante, como se describió anteriormente, con el fin de satisfacer las Condiciones #1, #2 y #3, el cambio de fase aplicado a la señal en banda base precodificada  $z2'$  a cada (sub)portadora varía con el tiempo. (Aunque tales cambios se aplican en la Fig. 32 con un periodo (ciclo) de diez, también son posibles otros métodos de cambio de fase). Entonces, como se muestra en la Fig. 30, el cambio de fase realizado sobre la señal en banda base precodificada  $z1'$  difiere del realizado sobre la señal en banda base precodificada  $z2'$  en que tiene un periodo (ciclo) de tres en lugar de diez.

Los símbolos ilustrados en la Fig. 30 se indican como  $e^j0$ , por ejemplo. Esto significa que este símbolo es la señal  $z1'$  de la Fig. 26 a la cual se ha aplicado un cambio de fase a través de la multiplicación por  $e^j0$ . Es decir, los valores indicados en la Fig. 30 para cada uno de los símbolos son los valores de  $z1(t) = y_1(t)z1'(t)$  descritos en la Realización 2 para  $y_1(t)$ .

Como se describió anteriormente, el cambio de fase realizado sobre la señal en banda base precodificada  $z2'$  tiene un periodo (ciclo) de diez, pero tomando en consideración los cambios de fase aplicados a la señal en banda base precodificada  $z1'$  y la señal en banda base precodificada  $z2'$ , el periodo (ciclo) se puede hacer eficazmente equivalente a 30 para ambas señales en banda base precodificadas  $z1'$  y  $z2'$ . Por consiguiente, se puede mejorar la calidad de recepción de datos para el dispositivo de recepción. Una forma eficaz de aplicar el método 2 es realizar un cambio en la fase sobre la señal en banda base precodificada  $z1'$  con un periodo (ciclo) de  $N$  y realizar un cambio en la fase sobre la señal en banda base precodificada  $z2'$  con un periodo (ciclo) de  $M$  de manera que  $N$  y  $M$  sean coprimos. Por tanto, tomando en consideración ambas señales en banda base precodificadas  $z1'$  y  $z2'$ , es fácilmente alcanzable un periodo (ciclo) de  $NxM$ , haciendo eficazmente el periodo (ciclo) mayor cuando  $N$  y  $M$  sean coprimos.

Lo anterior describe un ejemplo del método de cambio de fase que se relaciona con la Realización 3. La presente invención no está limitada de esta manera. Como se explica por las Realizaciones 1 y 2, se puede realizar un cambio de fase con respecto al dominio de la frecuencia o al dominio del tiempo, o en los bloques de tiempo-frecuencia. Se puede obtener una mejora similar a la calidad de recepción de datos para el dispositivo de recepción en todos los casos.

Lo mismo se aplica también a las tramas que tienen una configuración distinta a la descrita anteriormente, en la que se insertan símbolos piloto (símbolos SP) y símbolos que transmiten información de control entre los símbolos de datos. Los detalles del cambio de fase en tales circunstancias son como sigue.

Las Fig. 47A y 47B ilustran la configuración de trama de las señales moduladas (señales en banda base precodificadas)  $z1$  o  $z1'$  y  $z2'$  en el dominio de tiempo-frecuencia. La Fig. 47A ilustra la configuración de trama de la señal modulada (señal en banda base precodificada)  $z1$  o  $z1'$  mientras que la Fig. 47B ilustra la configuración de trama de la señal modulada (señal en banda base precodificada)  $z2'$ . En las Fig. 47A y 47B, 4701 marca los símbolos piloto mientras que 4702 marca los símbolos de datos. Los símbolos de datos 4702 son símbolos en los que se ha realizado precodificación o precodificación y un cambio de fase.

Las Fig. 47A y 47B, como la Fig. 6, indican la disposición de símbolos cuando se aplica un cambio de fase a la señal en banda base precodificada  $z2'$  (mientras que no se realiza ningún cambio de fase sobre la señal en banda base precodificada  $z1$ ). (Aunque la Fig. 6 ilustra un cambio de fase con respecto al dominio de tiempo, el tiempo de conmutación  $t$  con la portadora  $f$  en la Fig. 6 corresponde a un cambio de fase con respecto al dominio de frecuencia. En otras palabras, sustituyendo  $(t)$  con  $(t, f)$  donde  $t$  es tiempo y  $f$  es frecuencia corresponde a realizar un cambio de fase sobre bloques de tiempo-frecuencia. Por consiguiente, los valores numéricos indicados en las Fig. 47A y 47B para cada uno de los símbolos son los valores de la señal en banda base precodificada  $z2'$  después de que se realice un cambio de fase. No se dan valores para los símbolos de la señal en banda base precodificada  $z1'$  ( $z1$ ) ya que no se realiza ningún cambio de fase sobre los mismos.

El punto clave de las Fig. 47A y 47B es que se realiza un cambio de fase sobre los símbolos de datos de la señal en banda base precodificada  $z2'$ , es decir, sobre los símbolos precodificados. (Los símbolos bajo discusión, que están precodificados, incluyen realmente tanto los símbolos  $s1$  como  $s2$ ). Por consiguiente, no se realiza ningún cambio de fase sobre los símbolos piloto insertados en  $z2'$ .

Las Fig. 48A y 48B ilustran la configuración de trama de las señales moduladas (señales en banda base precodificadas)  $z1$  o  $z1'$  y  $z2'$  en el dominio de tiempo-frecuencia. La Fig. 48A ilustra la configuración de trama de la señal modulada (señal en banda base precodificada)  $z1$  o  $z1'$  mientras que la Fig. 48B ilustra la configuración de trama de la señal modulada (señal en banda base precodificada)  $z2'$ . En las Fig. 48A y 48B, 4701 marca los

símbolos piloto mientras que 4702 marca los símbolos de datos. Los símbolos de datos 4702 son símbolos en los que se han realizado precodificación o precodificación y un cambio de fase.

Las Fig. 48A y 48B, como la Fig. 26, indican la disposición de símbolos cuando se aplica un cambio de fase a la señal en banda base precodificada  $z1'$  y a la señal en banda base precodificada  $z2'$ . (Aunque la Fig. 26 ilustra un cambio de fase con respecto al dominio de tiempo, conmutar el tiempo  $t$  con la portadora  $f$  en la Fig. 26 corresponde a un cambio de fase con respecto al dominio de la frecuencia. En otras palabras, sustituir  $(t)$  por  $(t, f)$  donde  $t$  es tiempo y  $f$  es frecuencia corresponde a realizar un cambio de fase sobre bloques de tiempo-frecuencia). Por consiguiente, los valores numéricos indicados en las Fig. 48A y 48B para cada uno de los símbolos son los valores de la señal en banda base precodificada  $z1'$  y  $z2'$  después de un cambio de fase.

El punto clave de las Fig. 48A y 48B es que se realiza un cambio de fase sobre los símbolos de datos de la señal en banda base precodificada  $z1'$ , es decir, sobre los símbolos precodificados de la misma, y sobre los símbolos de datos de la señal en banda base precodificada  $z2'$ , es decir, sobre los símbolos precodificados de la misma. (Los símbolos bajo discusión, que están precodificados, incluyen realmente tanto símbolos  $s1$  como  $s2$ ). Por consiguiente, no se realiza ningún cambio de fase sobre los símbolos pilotos insertados en  $z1'$ , ni sobre los símbolos piloto insertados en  $z2'$ .

Las Fig. 49A y 49B ilustran la configuración de trama de señales moduladas (señales en banda base precodificadas)  $z1$  o  $z1'$  y  $z2'$  en el dominio de tiempo-frecuencia. La Fig. 49A ilustra la configuración de trama de la señal modulada (señal en banda base precodificada)  $z1$  o  $z1'$  mientras que la Fig. 49B ilustra la configuración de trama de la señal modulada (señal en banda base precodificada)  $z2'$ . En las Fig. 49A y 49B, 4701 marca los símbolos piloto, 4702 marca los símbolos de datos, y 4901 marca los símbolos nulos para los cuales la componente en fase de la señal en banda base  $I = 0$  y la componente en cuadratura  $Q = 0$ . Por tanto, los símbolos de datos 4702 son símbolos en los cuales se han realizado precodificación o precodificación y un cambio de fase. Las Fig. 49A y 49B difieren de las Fig. 47A y 47B en el método de configuración para símbolos distintos de los símbolos de datos. Los tiempos y portadoras en los que se insertan símbolos piloto en la señal modulada  $z1'$  son símbolos nulos en la señal modulada  $z2'$ . Por el contrario, los tiempos y las portadoras en las que se insertan símbolos piloto en la señal modulada  $z2'$  son símbolos nulos en la señal modulada  $z1'$ .

Las Fig. 49A y 49B, como la Fig. 6, indican la disposición de símbolos cuando se aplica un cambio en la fase a la señal en banda base precodificada  $z2'$  (mientras que no se realiza ningún cambio de fase sobre la señal en banda base precodificada  $z1$ ). (Aunque la Fig. 6 ilustra un cambio de fase con respecto al dominio de tiempo, conmutar el tiempo  $t$  con la portadora  $f$  en la Fig. 6 corresponde a un cambio de fase con respecto al dominio de frecuencia. En otras palabras, sustituir  $(t)$  por  $(t, f)$  donde  $t$  es tiempo y  $f$  es la frecuencia corresponde a realizar un cambio de fase sobre bloques de tiempo-frecuencia). Por consiguiente, los valores numéricos indicados en las Fig. 49A y 49B para cada uno de los símbolos son los valores de la señal en banda base precodificada  $z2'$  después de que se realiza un cambio de fase. No se dan valores para los símbolos de la señal en banda base precodificada  $z1'$  ( $z1$ ) ya que no se realiza ningún cambio de fase sobre los mismos.

El punto clave de las Fig. 49A y 49B es que se realiza un cambio de fase sobre los símbolos de datos de la señal en banda base precodificada  $z2'$ , es decir, sobre los símbolos precodificados. (Los símbolos bajo discusión, que están precodificados, incluyen realmente tanto los símbolos  $s1$  como  $s2$ ). Por consiguiente, no se realiza ningún cambio de fase sobre los símbolos piloto insertados en  $z2'$ .

Las Fig. 50A y 50B ilustran la configuración de trama de las señales moduladas (señales en banda base precodificadas)  $z1$  o  $z1'$  y  $z2'$  en el dominio de tiempo-frecuencia. La Fig. 50A ilustra la configuración de trama de la señal modulada (señal en banda base precodificada)  $z1$  o  $z1'$  mientras que la Fig. 50B ilustra la configuración de trama de la señal modulada (señal en banda base precodificada)  $z2'$ . En las Fig. 50A y 50B, 4701 marca los símbolos piloto, 4702 marca los símbolos de datos, y 4901 marca los símbolos nulos para los cuales la componente en fase de la señal en banda base  $I = 0$  y la componente en cuadratura  $Q = 0$ . Por tanto, los símbolos de datos 4702 son símbolos sobre los cuales se han realizado precodificación o precodificación y un cambio de fase. Las Fig. 50A y 50B difieren de las Fig. 48A y 48B en el método de configuración para símbolos distintos de los símbolos de datos. Los tiempos y las portadoras en los que se insertan símbolos piloto en la señal modulada  $z1'$  son símbolos nulos en la señal modulada  $z2'$ . Por el contrario, los tiempos y las portadoras en los que se insertan símbolos piloto en la señal modulada  $z2'$  son símbolos nulos en la señal modulada  $z1'$ .

Las Fig. 50A y 50B, como la Fig. 26, indican la disposición de símbolos cuando se aplica un cambio de fase a la señal en banda base precodificada  $z1'$  y a la señal en banda base precodificada  $z2'$ . (Aunque la Fig. 26 ilustra un cambio de fase con respecto al dominio de tiempo, conmutar el tiempo  $t$  con la portadora  $f$  en la Fig. 26 corresponde a un cambio de fase con respecto al dominio de frecuencia. En otras palabras, sustituir  $(t)$  con  $(t, f)$  donde  $t$  es tiempo y  $f$  es frecuencia corresponde a realizar un cambio de fase sobre bloques de tiempo-frecuencia). Por consiguiente,

los valores numéricos indicados en las Fig. 50A y 50B para cada uno de los símbolos son los valores de la señal en banda base precodificada  $z1'$  y  $z2'$  después del cambio de fase.

El punto clave de las Fig. 50A y 50B es que se realiza un cambio de fase sobre los símbolos de datos de la señal en banda base precodificada  $z1'$ , es decir, sobre los símbolos precodificados de la misma, y sobre los símbolos de datos de la señal en banda base precodificada  $z2'$ , es decir, sobre los símbolos precodificados de la misma. (Los símbolos bajo discusión, que están precodificados, incluyen realmente tanto símbolos  $s1$  como  $s2$ ). Por consiguiente, no se realiza ningún cambio de fase sobre los símbolos piloto insertados en  $z1'$ , ni sobre los símbolos piloto insertados en  $z2'$ .

10

La Fig. 51 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de transmisión que genera y que transmite una señal modulada que tiene la configuración de trama de las Fig. 47A, 47B, 49A y 49B. Los componentes de la misma que realizan las mismas operaciones que las de la Fig. 4 usan los mismos símbolos de referencia en su lugar.

15 En la Fig. 51, las unidades de ponderación 308A y 308B y el cambiador de fase 317B operan solamente en los tiempos indicados por la señal de configuración de trama 313 como correspondientes a símbolos de datos.

En la Fig. 51, un generador de símbolos piloto 5101 (que también genera símbolos nulos) saca las señales en banda base 5102A y 5102B para un símbolo piloto siempre que la señal de configuración de trama 313 indique un símbolo piloto (y un símbolo nulo).

20

Aunque no se indica en las configuraciones de tramas de las Fig. 47A hasta 50B, cuando no se realiza precodificación (o rotación de fase), tal como cuando se transmite una señal modulada usando solamente una antena (de manera que la otra antena no transmite ninguna señal) o cuando se usa un método de transmisión de codificación de espacio-tiempo (particularmente, codificación de bloques de espacio-tiempo) para transmitir símbolos de información de control, entonces la señal de configuración de trama 313 toma como entrada los símbolos de información de control 5104 y la información de control 5103. Cuando la señal de configuración de trama 313 indica un símbolo de información de control, se sacan las señales en banda base 5102A y 5102B del mismo.

25

30 Las unidades inalámbricas 310A y 310B de la Fig. 51 toman como entrada una pluralidad de señales en banda base y seleccionan una señal en banda base deseada según la señal de configuración de trama 313. Las unidades inalámbricas 310A y 310B aplican entonces procesamiento de señal OFDM y sacan las señales moduladas 311A y 311B conforme a la configuración de trama.

35 La Fig. 52 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de transmisión que genera y que transmite una señal modulada que tiene la configuración de trama de las Fig. 48A, 48B, 50A y 50B. Los componentes de la misma que realizan las mismas operaciones que las de las Fig. 4 y 51 usan los mismos símbolos de referencia en su lugar. La Fig. 51 presenta un cambiador de fase adicional 317A que solamente opera cuando la señal de configuración de trama 313 indica un símbolo de datos. En todos los otros tiempos, las operaciones son idénticas a las explicadas para la Fig. 51.

40

La Fig. 53 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de transmisión que difiere de la de la Fig. 51. Lo siguiente describe los puntos de diferencia. Como se muestra en la Fig. 53, el cambiador de fase 317B toma como entrada una pluralidad de señales en banda base. Entonces, cuando la señal de configuración de trama 313 indica un símbolo de datos, el cambiador de fase 317B realiza el cambio en fase sobre la señal en banda base precodificada 316B. Cuando la señal de configuración de trama 313 indica un símbolo piloto (o símbolo nulo) o un símbolo de información de control, el cambiador de fase 317B hace una pausa de las operaciones de cambio de fase de manera que los símbolos de la señal en banda base se sacan como están. (Esto se puede interpretar como que realiza una rotación forzada que corresponde a  $e^{j0}$ ).

45

Un selector 5301 toma como entrada la pluralidad de señales en banda base y selecciona una señal en banda base que tiene un símbolo indicado por la señal de configuración de trama 313 para su salida.

50

La Fig. 54 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de transmisión que difiere de la de la Fig. 52. Lo siguiente describe los puntos de diferencia. Como se muestra en la Fig. 54, el cambiador de fase 317B toma como entrada una pluralidad de señales en banda base. Entonces, cuando la señal de configuración de trama 313 indica un símbolo de datos, el cambiador de fase 317B realiza el cambio en fase sobre la señal en banda base precodificada 316B. Cuando la señal de configuración de trama 313 indica un símbolo piloto (o símbolo nulo) o un símbolo de información de control, el cambiador de fase 317B hace una pausa de las operaciones de cambio de fase de manera que los símbolos de la señal en banda base se sacan como están. (Esto se puede interpretar como que realiza una rotación forzada que corresponde a  $e^{j0}$ ).

55

60

De manera similar, como se muestra en la Fig. 54, el cambiador de fase 5201 toma como entrada una pluralidad de señales en banda base. Entonces, cuando la señal de configuración de trama 313 indica un símbolo de datos, el cambiador de fase 5201 realiza el cambio de fase sobre la señal en banda base precodificada 309A. Cuando la señal de configuración de trama 313 indica un símbolo piloto (o símbolo nulo) o un símbolo de información de control, el cambiador de fase 5201 hace una pausa de las operaciones de cambio de fase de manera que los símbolos de la señal en banda base se sacan como están. (Esto se puede interpretar como que realiza una rotación forzada que corresponde a  $e^{j0}$ ).

Las explicaciones anteriores se dan usando símbolos piloto, símbolos de control y símbolos de datos como ejemplos.

10 No obstante, la presente invención no está limitada de esta manera. Cuando los símbolos se transmiten usando métodos distintos de precodificación, tales como transmisión de antena única o transmisión usando codificación de bloques de espacio-tiempo, es importante no realizar un cambio de fase. Por el contrario, realizar un cambio de fase sobre los símbolos que se han precodificado es el punto clave de la presente invención.

15 Por consiguiente, un rasgo característico de la presente invención es que el cambio de fase no se realiza sobre todos los símbolos dentro de la configuración de trama en el dominio de tiempo-frecuencia, sino que se realiza solamente sobre las señales que se han precodificado.

[Realización 4]

20 Las Realizaciones 1 y 2, descritas anteriormente, tratan un cambio de fase regular. La Realización 3, no obstante, describe realizar un cambio de fase diferente sobre símbolos vecinos.

La presente Realización describe un método de cambio de fase que varía según el método de modulación y la tasa de codificación de los códigos de corrección de errores usados por el dispositivo de transmisión.

25 La Tabla 1, a continuación, es una lista de ajustes del método de cambio de fase que corresponde a los ajustes y los parámetros del dispositivo de transmisión.

30

Tabla 1

Nº de Señales de Transmisión Moduladas	Esquema de Modulación	Tasa de Codificación	Patrón de Cambio de Fase
2	#1: QPSK, #2: QPSK	#1: 1/2, #2 2/3	#1: -, #2: A
2	#1: QPSK, #2: QPSK	#1: 1/2, #2: 3/4	#1: A, #2: B
2	#1: QPSK, #2: QPSK	#1: 2/3, #2: 3/5	#1: A, #2: C
2	#1: QPSK, #2: QPSK	#1: 2/3, #2: 2/3	#1: C, #2: -
2	#1: QPSK, #2: QPSK	#1: 3/3, #2: 5/6	#1: D, #2: E
2	#1: QPSK, #2: 16-QAM	#1: 1/2, #2: 2/3	#1: B, #2: A
2	#1: QPSK, #2: 16-QAM	#1: 1/2, #2: 3/4	#1: A, #2: C
2	#1: QPSK, #2: 16-QAM	#1: 1/2, #2: 3/5	#1: -, #2: E
2	#1: QPSK, #2: 16-QAM	#1: 2/3, #2: 3/4	#1: D, #2: -
2	#1: QPSK, #2: 16-QAM	#1: 2/3, #2: 5/6	#1: D, #2: B
2	#1: 16-QAM, #2: 16-QAM	#1: 1/2, #2: 2/3	#1: -, #2: E
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.

35 En la Tabla 1, #1 indica la señal modulada s1 de la Realización 1 descrita anteriormente (la señal en banda base s1 modulada con el método de modulación establecido por el dispositivo de transmisión) y #2 indica la señal modulada s2 (la señal en banda base s2 modulada con el método de modulación establecido por el dispositivo de transmisión). La columna de tasa de codificación de la Tabla 1 indica la tasa de codificación de los códigos de corrección de errores para los métodos de modulación #1 y #2. La columna de patrón de cambio de fase de la Tabla 1 indica el método de cambio de fase aplicado a las señales en banda base precodificadas z1 (z1') y z2 (z2'), como se explica en las Realizaciones 1 hasta 3. Aunque los patrones de cambio de fase están etiquetados A, B, C, D, E, y así

sucesivamente, esto se refiere al grado de cambio de fase aplicado, por ejemplo, en un patrón de cambio de fase dado por la Expresión Matemática 46 (fórmula 46) y la Expresión Matemática 47 (fórmula 47), anteriormente. En la columna de patrón de cambio de fase de la Tabla 1, el guion significa que no se aplica ningún cambio de fase.

5 Las combinaciones del método de modulación y de la tasa de codificación enumerados en la Tabla 1 son ejemplos. También se pueden incluir otros métodos de modulación (tales como 128-QAM y 256-QAM) y tasas de codificación (tales como 7/8) no enumerados en la Tabla 1. También, como se describe en la Realización 1, los códigos de corrección de errores usados para  $s_1$  y  $s_2$  pueden diferir (La Tabla 1 se da para casos en los que se usa un único tipo de códigos de corrección de errores, como en la Fig. 4). Además, se puede usar el mismo método de modulación  
10 y tasa de codificación con diferentes patrones de cambio de fase. El dispositivo de transmisión transmite información que indica los patrones de cambio de fase al dispositivo de recepción. El dispositivo de recepción especifica el patrón de cambio de fase haciendo referencia cruzada a la información y la Tabla 1, y luego realiza demodulación y decodificación. Cuando el método de modulación y el método de corrección de errores determinan un patrón de cambio de fase único, entonces siempre que el dispositivo de transmisión transmita el método de modulación e información con respecto al método de corrección de errores, el dispositivo de recepción conoce el patrón de cambio de fase obteniendo esa información. Por tanto, la información que se relaciona con el patrón de cambio de fase no es estrictamente necesaria.

En las Realizaciones 1 hasta 3, el cambio de fase se aplica a señales en banda base precodificadas. No obstante, la  
20 amplitud también se puede modificar junto con la fase con el fin de aplicar cambios periódicos, regulares. Por consiguiente, un patrón de modificación de amplificación que modifica regularmente la amplitud de las señales moduladas también se puede hacer conforme a la Tabla 1. En tales circunstancias, el dispositivo de transmisión debería incluir un modificador de amplificación que modifique la amplificación después de la unidad de ponderación 308A o de la unidad de ponderación 308B de la Fig. 3 o 4. Además, la modificación de amplificación se puede  
25 realizar solamente sobre una de o sobre ambas de las señales en banda base precodificadas  $z_1(t)$  y  $z_2(t)$  (en el primer caso, el modificador de amplificación solamente se necesita después de la unidad de ponderación 308A y 308B).

Además, aunque no se indica en la Tabla 1 anterior, el esquema de mapeo también se puede modificar regularmente  
30 por el mapeador, sin un cambio de fase regular.

Es decir, cuando el método de mapeo para la señal modulada  $s_1(t)$  es 16-QAM y el método de mapeo para la señal modulada  $s_2(t)$  también es 16-QAM, el método de mapeo aplicado a la señal modulada  $s_2(t)$  se puede cambiar regularmente como sigue: de 16-QAM a 16-APSK, a 16-QAM en el plano IQ, a un primer método de mapeo que  
35 produce una disposición de puntos de señal diferente a 16-APSK, a 16-QAM en el plano IQ, a un segundo método de mapeo que produce una disposición de puntos de señal diferente a 16-APSK, y así sucesivamente. Por tanto, la calidad de recepción de datos se puede mejorar para el dispositivo de recepción, muy parecido a los resultados obtenidos mediante un cambio de fase regular descrito anteriormente.

40 Además, la presente invención puede usar cualquier combinación de métodos para un cambio de fase regular, método de mapeo, y amplitud, y la señal de transmisión puede transmitirse con todos estos tomados en consideración.

La presente Realización se puede realizar usando métodos de portadora única, así como métodos de múltiples portadoras. Por consiguiente, la presente Realización también se puede realizar usando, por ejemplo, comunicaciones  
45 de espectro ensanchado, OFDM, SC-FDM, SC-OFDM, OFDM de onda pequeña como se describe en la Literatura No de Patente 7, etc. Como se describió anteriormente, la presente Realización describe un cambio de fase, amplitud y métodos de mapeo realizando modificaciones de fase, amplitud y método de mapeo con respecto al dominio de tiempo  $t$ . No obstante, muy parecido a la Realización 1, los mismos cambios se pueden llevar a cabo con respecto al dominio de frecuencia. Es decir, considerando la modificación de fase, amplitud y método de mapeo en el dominio  
50 de tiempo  $t$  descrito en la presente Realización y sustituyendo  $t$  con  $f$  ( $f$  que es la (sub) portadora) conduce a una modificación de fase, amplitud y método de mapeo aplicable al dominio de frecuencia.

También, la modificación de fase, amplitud y método de mapeo de la presente Realización también es aplicable a la  
55 modificación de fase, amplitud y método de mapeo tanto en el dominio de tiempo como en el dominio de frecuencia.

Además, en la presente Realización, símbolos distintos de los símbolos de datos, tales como símbolos piloto (preámbulo, palabra única, etc.) o símbolos que transmiten información de control, se pueden disponer dentro de la trama de cualquier manera.

60 [Realización A1]

La presente Realización describe un método de cambio de fase regularmente cuando la codificación se realiza usando códigos de bloques como se describe en la Literatura No de Patente 12 hasta 15, tales como Códigos LDPC

QC (Quasi-Cíclicos) (se pueden usar no solamente códigos QC-LDPC sino también LDPC), códigos LDPC y BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem) concatenados, Turbo códigos o Turbo Códigos Duo-Binarios que usan mordedura de cola, etc. El siguiente ejemplo considera un caso en el que se transmiten dos flujos  $s_1$  y  $s_2$ . Cuando la codificación se ha realizado usando códigos de bloques y no es necesaria información de control y similar, el número de bits que componen cada bloque codificado coincide con el número de bits que componen cada código de bloque (se puede incluir aún información de control, etc. descrita a continuación). Cuando se ha realizado la codificación usando códigos de bloques o similares y se requiere información de control o similar (por ejemplo, parámetros de transmisión CRC), entonces el número de bits que componen cada bloque codificado es la suma del número de bits que componen los códigos de bloques y el número de bits que componen la información.

10

La Fig. 34 ilustra los números variables de símbolos y ranuras necesarios en cada bloque codificado cuando se usan códigos de bloques. La Fig. 34 ilustra los números variables de símbolos y ranuras necesarios en cada bloque codificado cuando se usan códigos de bloques cuando, por ejemplo, se transmiten dos flujos  $s_1$  y  $s_2$  como se indica por el dispositivo de transmisión de la Fig. 4, y el dispositivo de transmisión tiene solamente un codificador. (Aquí, el método de transmisión puede ser cualquier método de portadora única o método de múltiples portadoras tal como OFDM).

15

Como se muestra en la Fig. 34, cuando se usan códigos de bloques, hay 6.000 bits que componen un único bloque codificado. Con el fin de transmitir estos 6.000 bits, el número de símbolos requeridos depende del método de modulación, siendo 3.000 para QPSK, 1.500 para 16-QAM y 1.000 para 64-QAM.

20

Entonces, dado que el dispositivo de transmisión de la Fig. 4 transmite dos flujos simultáneamente, se asignan a  $s_1$  1.500 de los 3.000 símbolos antes mencionados necesarios cuando el método de modulación es QPSK y se asignan a  $s_2$  los otros 1.500 símbolos. Por tanto, se requieren 1.500 ranuras para transmitir los 1.500 símbolos (de aquí en adelante, ranuras) para cada uno de  $s_1$  y  $s_2$ .

25

Por el mismo razonamiento, cuando el método de modulación es 16-QAM, se necesitan 750 ranuras para transmitir todos los bits que componen cada bloque codificado, y cuando el método de modulación es 64-QAM, se necesitan 500 ranuras para transmitir todos los bits que componen cada bloque codificado.

30

Lo siguiente describe la relación entre las ranuras definidas anteriormente y la fase de multiplicación, que se relaciona con métodos para un cambio de fase regular.

Aquí, se suponen cinco valores diferentes de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) como que han sido preparados para su uso en el método para un cambio de fase regular. Es decir, se han preparado cinco valores diferentes de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) para el cambiador de fase del dispositivo de transmisión de La Fig. 4 (equivalente al periodo (ciclo) de las Realizaciones 1 hasta 4) (Como en la Fig. 6, se necesitan cinco valores de cambio de fase con el fin de realizar un cambio de fase con un periodo (ciclo) de cinco sobre la señal en banda base precodificada  $z_2'$  solamente. También, como en la Fig. 26, se necesitan dos valores de cambio de fase para cada ranura con el fin de realizar el cambio de fase sobre ambas señales en banda base precodificadas  $z_1'$  y  $z_2'$ . Estos dos valores de cambio de fase se denominan conjunto de cambio de fase. Por consiguiente, se deberían preparar idealmente cinco conjuntos de cambio de fase con el fin de realizar un cambio de fase que tenga un periodo (ciclo) de cinco en tales circunstancias). Estos cinco valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) se expresan como FASE[0], FASE[1], FASE[2], FASE[3] y FASE[4].

40

45

Para las 1.500 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000 bits que componen un único bloque codificado cuando el método de modulación es QPSK, la FASE[0] se usa en 300 ranuras, la FASE[1] se usa en 300 ranuras, la FASE[2] se usa en 300 ranuras, la FASE[3] se usa en 300 ranuras, y la FASE[4] se usa en 300 ranuras. Esto es debido al hecho de que cualquier desviación en el uso de la fase hace que una gran influencia sea ejercida por la fase usada más frecuentemente, y que el dispositivo de recepción sea dependiente de tal influencia para la calidad de recepción de datos.

50

Más aún, para las 500 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000 bits que componen un único bloque codificado cuando el método de modulación es 64-QAM, la FASE[0] se usa en 150 ranuras, la FASE[1] se usa en 150 ranuras, la FASE[2] se usa en 150 ranuras, la FASE[3] se usa en 150 ranuras, y la FASE[4] se usa en 150 ranuras.

55

Más aún, para las 500 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000 bits que componen un único bloque codificado cuando el método de modulación es 64-QAM, la FASE[0] se usa en 100 ranuras, la FASE[1] se usa en 100 ranuras, la FASE[2] se usa en 100 ranuras, la FASE[3] se usa en 100 ranuras, y la FASE[4] se usa en 100 ranuras.

60

Como se describió anteriormente, un método para un cambio de fase regular requiere la preparación de N valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) (donde las N fases diferentes se expresan como FASE[0], FASE[1], FASE[2]... FASE[N-2], FASE[N-1]). Por tanto, con el fin de transmitir todos los bits que componen un único bloque codificado, la FASE[0] se usa en  $K_0$  ranuras, la FASE[1] se usa en  $K_1$  ranuras, la FASE[i] se usa en  $K_i$  ranuras  
 5 (donde  $i = 0, 1, 2... N-1$ ), y la FASE[N-1] se usa en  $K_{N-1}$  ranuras, de manera que se cumple la Condición #A01.

(Condición #A01)

$K_0 = K_1... = K_i =... K_{N-1}$ . Es decir,  $K_a = K_b$  ( $\forall a$  y  $\forall b$  donde  $a, b, = 0, 1, 2... N-1$ ; (a siendo un número entero no menor  
 10 que cero y no mayor que N-1)  $a \neq b$ ).

Entonces, cuando un sistema de comunicación que soporta múltiples métodos de modulación selecciona un método de modulación soportado tal para su uso, la Condición #A01 se debe cumplir para el método de modulación soportado.

15 No obstante, cuando se soportan múltiples métodos de modulación, cada método de modulación tal usa típicamente símbolos que transmiten un número diferente de bits por símbolo (aunque puede ocurrir que algunos usen el mismo número), la Condición #A01 puede no ser satisfecha para algunos esquemas de modulación. En tal caso, la siguiente condición aplica en lugar de la condición #A01.

20 (Condición #A02)

La diferencia entre  $K_a$  y  $K_b$  debe ser 0 o 1. Es decir,  $|K_a - K_b|$  debe ser 0 o 1 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 0, 1, 2... N-1, a \neq b$ )

25 La Fig. 35 ilustra los números variables de símbolos y ranuras necesarios en cada bloque codificado cuando se usan códigos de bloques. La Fig. 35 ilustra los números variables de símbolos y ranuras necesarios en cada bloque codificado cuando se usan códigos de bloques cuando, por ejemplo, se transmiten dos flujos s1 y s2 como se indica por el dispositivo de transmisión de la Fig. 3 y la Fig. 12, y el dispositivo de transmisión tiene dos codificadores. (Aquí, el método de transmisión puede ser cualquier método de portadora única o método de múltiples portadoras tal  
 30 como OFDM).

Como se muestra en la Fig. 35, cuando se usan códigos de bloques, hay 6.000 bits que componen un único bloque codificado. Con el fin de transmitir estos 6.000 bits, el número de símbolos requeridos depende del método de modulación, siendo 3.000 para QPSK, 1.500 para 16-QAM y 1.000 para 64-QAM.

35 El dispositivo de transmisión de la Fig. 3 y el dispositivo de transmisión de la Fig. 12 cada uno transmite dos flujos a la vez, y tiene dos codificadores. Por tanto, los dos flujos transmiten cada uno diferentes bloques de código. Por consiguiente, cuando el método de modulación es QPSK, dos bloques codificados extraídos de s1 y s2 se transmiten dentro del mismo intervalo, por ejemplo, se transmite un primer bloque codificado extraído de s1, entonces se transmite  
 40 un segundo bloque codificado extraído de s2. Por tanto, se necesitan 3.000 ranuras con el fin de transmitir el primer y segundo bloques codificados.

Por el mismo razonamiento, cuando el esquema de modulación es 16-QAM, se necesitan 1.500 ranuras para transmitir todos los bits que componen los dos bloques codificados, y cuando el esquema de modulación es 64-  
 45 QAM, se necesitan 1.000 ranuras para transmitir todos los bits que componen los dos bloques codificados.

Lo siguiente describe la relación entre las ranuras definidas anteriormente y la fase de multiplicación, que se relaciona con los métodos para un cambio de fase regular.

50 Aquí, se suponen cinco valores diferentes de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) como que se han preparado para su uso en el método para un cambio de fase regular. Es decir, se han preparado cinco valores diferentes de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) para el cambiador de fase del dispositivo de transmisión de las Fig. 3 y 12 (equivalentes al periodo (ciclo) de las Realizaciones 1 hasta 4) (Como en la Fig. 6, se necesitan cinco valores de cambio de fase con el fin de realizar un cambio de fase con un periodo (ciclo) de cinco  
 55 sobre la señal en banda base precodificada z2' solamente. También, como en la Fig. 26, se necesitan dos valores de cambio de fase para cada ranura con el fin de realizar el cambio de fase sobre ambas señales en banda base precodificadas z1' y z2'. Estos dos valores de cambio de fase se denominan conjunto de cambios de fase. Por consiguiente, se deberían preparar idealmente cinco conjuntos de cambios de fase con el fin de realizar un cambio de fase que tenga un periodo (ciclo) de cinco en tales circunstancias). Estos cinco valores de cambio de fase (o  
 60 conjuntos de cambio de fase) se expresan como FASE[0], FASE[1], FASE[2], FASE[3] y FASE[4].

Para las 3.000 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000x2 bits que componen los dos bloques codificados cuando el método de modulación es QPSK, la FASE[0] se usa en 600 ranuras, la FASE[1] se



usa en 600 ranuras, la FASE[2] se usa en 600 ranuras, la FASE[3] se usa en 600 ranuras, y la FASE[4] se usa en 600 ranuras. Esto es debido al hecho de que cualquier desviación en el uso de la fase hace que mayor influencia sea ejercida por la fase usada más frecuentemente, y que el dispositivo de recepción sea dependiente de tal influencia para la calidad de recepción de datos.

5

Además, con el fin de transmitir el primer bloque codificado, la FASE[0] se usa en las ranuras 600 veces, la FASE[1] se usa en las ranuras 600 veces, la FASE[2] se usa en las ranuras 600 veces, la FASE[3] se usa en las ranuras 600 veces, y la FASE[4] se usa en las ranuras 600 veces. Además, con el fin de transmitir el segundo bloque codificado, la FASE[0] se usa en las ranuras 600 veces, la FASE[1] se usa en las ranuras 600 veces, la FASE[2] se usa en las ranuras 600 veces, la FASE[3] se usa en las ranuras 600 veces, y la FASE[4] se usa en las ranuras 600 veces.

10

De manera similar, para las 1.500 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000x2 bits que componen los dos bloques codificados cuando el método de modulación es 16-QAM, la FASE[0] se usa en 300 ranuras, la FASE[1] se usa en 300 ranuras, la FASE[2] se usa en 300 ranuras, la FASE[3] se usa en 300 ranuras, y la FASE[4] se usa en 300 ranuras.

15

Además, con el fin de transmitir el primer bloque codificado, la FASE[0] se usa en las ranuras 300 veces, la FASE[1] se usa en las ranuras 300 veces, la FASE[2] se usa en las ranuras 300 veces, la FASE[3] se usa en las ranuras 300 veces, y la FASE[4] se usa en las ranuras 300 veces. Además, para transmitir el segundo bloque codificado, la FASE[0] se usa en las ranuras 300 veces, la FASE[1] se usa en las ranuras 300 veces, la FASE[2] se usa en las ranuras 300 veces, la FASE[3] se usa en las ranuras 300 veces, y la FASE[4] se usa en las ranuras 300 veces.

20

De manera similar, para las 1.000 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000x2 bits que componen los dos bloques codificados cuando el método de modulación es 64-QAM, la FASE[0] se usa en 200 ranuras, la FASE[1] se usa en 200 ranuras, la FASE[2] se usa en 200 ranuras, la FASE[3] se usa en 200 ranuras, y la FASE[4] se usa en 200 ranuras.

25

Además, con el fin de transmitir el primer bloque codificado, la FASE[0] se usa en las ranuras 200 veces, la FASE[1] se usa en las ranuras 200 veces, la FASE[2] se usa en las ranuras 200 veces, la FASE[3] se usa en las ranuras 200 veces, y la FASE[4] se usa en las ranuras 200 veces. Además, con el fin de transmitir el segundo bloque codificado, la FASE[0] se usa en las ranuras 200 veces, la FASE[1] se usa en las ranuras 200 veces, la FASE[2] se usa en las ranuras 200 veces, la FASE[3] se usa en las ranuras 200 veces, y la FASE[4] se usa en las ranuras 200 veces.

30

Como se describió anteriormente, un método para cambiar regularmente la fase requiere la preparación de valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) expresados como FASE[0], FASE[1], FASE[2]... FASE[N-2], FASE[N-1]. Por tanto, con el fin de transmitir todos los bits que componen dos bloques codificados, la FASE[0] se usa en  $K_0$  ranuras, la FASE[1] se usa en  $K_1$  ranuras, la FASE[i] se usa en  $K_i$  ranuras (donde  $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ), y la FASE[N-1] se usa en  $K_{N-1}$  ranuras, de manera que se cumple la Condición #A03.

35

40 (Condición #A03)

$K_0 = K_1 = \dots = K_i = \dots = K_{N-1}$ . Es decir,  $K_a = K_b$  ( $\forall a$  y  $\forall b$  donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots, N-1$ , (a siendo un número entero no menor que cero y no mayor que N-1)  $a \neq b$ ).

Además, con el fin de transmitir todos los bits que componen el primer bloque codificado, la FASE[0] se usa  $K_{0,1}$  veces, la FASE[1] se usa  $K_{1,1}$  veces, la FASE[i] se usa  $K_{i,1}$  veces (donde  $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ), y la FASE[N-1] se usa  $K_{N-1,1}$  veces, de manera que se cumple la Condición #A04.

(Condición #A04)

50

$K_{0,1} = K_{1,1} = \dots = K_{i,1} = \dots = K_{N-1,1}$ . Es decir,  $K_{a,1} = K_{b,1}$  ( $\forall a$  y  $\forall b$  donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ,  $a \neq b$ ).

Además, con el fin de transmitir todos los bits que componen el segundo bloque codificado, la FASE[0] se usa  $K_{0,2}$  veces, la FASE[1] se usa  $K_{1,2}$  veces, la FASE[i] se usa  $K_{i,2}$  veces (donde  $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ), y la FASE[N-1] se usa  $K_{N-1,2}$  veces, de manera que se cumple la Condición #A05.

55

(Condición #A05)

$K_{0,2} = K_{1,2} = \dots = K_{i,2} = \dots = K_{N-1,2}$ . Es decir,  $K_{a,2} = K_{b,2}$  ( $\forall a$  y  $\forall b$  donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ,  $a \neq b$ ).

60

Entonces, cuando un sistema de comunicación que soporta múltiples métodos de modulación selecciona un método de modulación soportado tal para su uso, la Condición #A03, #A04 y #A05 se deben cumplir para el método de modulación soportado.

5 No obstante, cuando se soportan múltiples métodos de modulación, cada método de modulación tal típicamente usa símbolos que transmiten un número diferente de bits por símbolo (aunque puede ocurrir que algunos usen el mismo número), las Condiciones #A03, #A04 y #A05 pueden no ser satisfechas para algunos métodos de modulación. En tal caso, las siguientes condiciones aplican en lugar de la Condición #A03, #A04 y #A05.

10 (Condición #A06)

La diferencia entre  $K_a$  y  $K_b$  satisface 0 o 1. Es decir,  $|K_a - K_b|$  satisface 0 o 1 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots, N-1, a \neq b$ )

15 (Condición #A07)

La diferencia entre  $K_{a,1}$  y  $K_{b,1}$  satisface 0 o 1. Es decir,  $|K_{a,1} - K_{b,1}|$  satisface 0 o 1 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots, N-1, a \neq b$ )

20 (Condición #A08)

La diferencia entre  $K_{a,2}$  y  $K_{b,2}$  satisface 0 o 1. Es decir,  $|K_{a,2} - K_{b,2}|$  satisface 0 o 1 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots, N-1, a \neq b$ )

25 Como se describió anteriormente, se elimina la desviación entre las fases que se usan para transmitir los bloques codificados creando una relación entre el bloque codificado y la fase de multiplicación. Por tanto, la calidad de recepción de datos se puede mejorar para el dispositivo de recepción.

En la presente Realización, se necesitan  $N$  valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) con el fin de realizar un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de  $N$  con el método para un cambio de fase regular. Por tanto, se preparan  $N$  valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) FASE[0], FASE[1], FASE[2]... FASE[ $N-2$ ] y FASE[ $N-1$ ]. No obstante, existen esquemas para reordenar las fases en el orden establecido con respecto al dominio de frecuencia. No se pretende ninguna limitación a este respecto. Los  $N$  valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) también pueden cambiar las fases de bloques en el dominio de tiempo o en el dominio de tiempo-frecuencia para obtener una disposición de símbolos como se describe en la Realización 1. Aunque los ejemplos anteriores tratan un método de cambio de fase con un periodo (ciclo) de  $N$ , los mismos efectos son obtenibles usando  $N$  valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) al azar. Es decir, los  $N$  valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) no siempre necesitan tener una periodicidad regular. Siempre que se satisfagan las condiciones descritas anteriormente, son realizables grandes mejoras de recepción de datos de calidad para el dispositivo de recepción.

Además, dada la existencia de modos para esquemas MIMO de multiplexación espacial, los esquemas MIMO que usan una matriz de precodificación fija, esquemas de codificación de bloques de espacio-tiempo, transmisión de flujo único, y esquemas que usan un cambio de fase regular (los esquemas de transmisión descritos en las Realizaciones 45 1 hasta 4), el dispositivo de transmisión (radiodifusor, estación base) puede seleccionar cualquiera de estos esquemas de transmisión.

Como se describe en Literatura No de Patente 3, los métodos MIMO de multiplexación espacial implican las señales de transmisión  $s_1$  y  $s_2$ , que se mapean usando un método de modulación seleccionado, en cada una de dos antenas diferentes. Como se describe en las Realizaciones 1 hasta 4, los métodos MIMO que usan una matriz de precodificación fija implican realizar solamente precodificación (sin cambio de fase). Además, los métodos de codificación de bloques de espacio-tiempo se describen en la Literatura No de Patente 9, 16 y 17. Los métodos de transmisión de flujo único implican transmitir la señal  $s_1$ , mapeada con el método de modulación seleccionado, desde una antena después de realizar un procesamiento predeterminado.

Los esquemas que usan transmisión de múltiples portadoras tales como OFDM implican un primer grupo de portadoras compuesto de una pluralidad de portadoras y un segundo grupo de portadoras compuesto de una pluralidad de portadoras diferentes del primer grupo de portadoras, y así sucesivamente, de manera que la transmisión de múltiples portadoras se realiza con una pluralidad de grupos de portadoras. Para cada grupo de portadoras, se pueden usar cualquiera de los esquemas MIMO de multiplexación espacial, esquemas MIMO que usan una matriz de precodificación fija, esquemas de codificación de bloques de espacio-tiempo, transmisión de flujo único, y esquemas que usan un cambio de fase regular. En particular, se usan preferiblemente esquemas que usan un cambio de fase regular sobre un grupo de (sub)portadoras seleccionadas para realizar la presente Realización.

5 Cuando se realiza un cambio de fase, entonces, por ejemplo, un valor de cambio de fase para la FASE[i] de X radianes se realiza solamente sobre una señal en banda base precodificada, los cambiadores de fase de las Fig. 3, 4, 5, 12, 25, 29, 51 y 53 multiplican la señal en banda base precodificada  $z_2'$  por  $e^{iX}$ . Entonces, cuando un cambio de fase para la FASE[i] de Y radianes se realiza sobre ambas señales en banda base precodificada, los cambiadores de fase de las Fig. 26, 27, 28, 52 y 54 multiplican la señal en banda base precodificada  $z_2'$  por  $e^{iX}$  y multiplican la señal en banda base precodificada  $z_1'$  por  $e^{iY}$ .

10 [Realización B1]

Lo siguiente describe una configuración de muestra de una aplicación de los métodos de transmisión y los métodos de recepción tratados en las realizaciones anteriores y un sistema que usa la aplicación.

15 La Fig. 36 ilustra la configuración de un sistema que incluye dispositivos que ejecutan métodos de transmisión y métodos de recepción descritos en las Realizaciones anteriores. Como se muestra en la Fig. 36, los dispositivos que ejecutan los métodos de transmisión y los métodos de recepción descritos en las Realizaciones anteriores incluyen diversos receptores tales como una radiodifusor, una televisión 3611, un grabador DVD 3612, un STB (receptor multimedia digital) 3613, un ordenador 3620, una televisión montada en un vehículo 3641, un teléfono móvil 3630 y así sucesivamente dentro de un sistema de difusión digital 3600. Específicamente, el radiodifusor 3601 usa un método de transmisión tratado en las Realizaciones descritas anteriormente para transmitir datos multiplexados, en los cuales se multiplexan vídeo, audio y otros datos, sobre una banda de transmisión predeterminada.

25 Las señales transmitidas por el radiodifusor 3601 se reciben por una antena (tal como la antena 3660 o 3640) incorporada dentro o conectada externamente a cada uno de los receptores. Cada receptor obtiene los datos multiplexados usando métodos de recepción tratados en las Realizaciones descritas anteriormente para demodular las señales recibidas por la antena. Por consiguiente, el sistema de difusión digital 3600 es capaz de realizar los efectos de la presente invención, como se trata en las Realizaciones descritas anteriormente.

30 Los datos de vídeo incluidos en los datos multiplexados se codifican con un método de codificación de vídeo compatible con un estándar tal como MPEG-2 (Grupo de Expertos de Imágenes en Movimiento), MPEG4-AVC (Codificación de Vídeo Avanzada), VC-1, o similares. Los datos de audio incluidos en los datos multiplexados se codifican con un método de codificación de audio compatible con un estándar tal como Dolby AC-3 (Codificación de Audio), Dolby Digital Plus, MLP (Empaquetamiento Meridiano Sin Pérdidas), DTS (Sistema de Teatro Digital), DTS-HD, PCM (Modulación de Código de Pulso) Lineal, o similares.

40 La Fig. 37 ilustra la configuración de un receptor 7900 que ejecuta un método de recepción descrito en las Realizaciones descritas anteriormente. El receptor 7900 corresponde a un receptor incluido en uno de la televisión 3611, el grabador DVD 3612, el STB 3613, el ordenador 3620, la televisión montada en un vehículo 3641, el teléfono móvil 3630 y así sucesivamente de la Fig. 36. El receptor 7900 incluye un sintonizador 7901 que convierte una señal de alta frecuencia recibida por una antena 7960 en una señal en banda base, y un demodulador 7902 que demodula la señal en banda base así convertida para obtener los datos multiplexados. El demodulador 7902 ejecuta un método de recepción tratado en las Realizaciones descritas anteriormente, y de esta manera logra los efectos de la presente invención como se explicó anteriormente.

45 El receptor 7900 además incluye una interfaz de flujo 7920 que demultiplexa los datos de audio y vídeo en los datos multiplexados obtenidos por el demodulador 7902, un procesador de señal 7904 que decodifica los datos de vídeo obtenidos a partir de los datos de vídeo demultiplexados en una señal de vídeo aplicando un método de decodificación de vídeo que corresponde a los mismos y decodifica los datos de audio obtenidos a partir de los datos de audio demultiplexados en una señal de audio aplicando un método de decodificación de audio que corresponde a los mismos, una unidad de salida de audio 7906 que saca la señal de audio decodificada a través de un altavoz o similar, y la unidad de visualización de vídeo 7907 que saca la señal de vídeo decodificada en un visualizador o similar.

50 Cuando, por ejemplo, un usuario usa un mando a distancia 7950, la información para un canal seleccionado (programa (de televisión) seleccionado o difusión de audio) se transmite a una unidad de entrada de operación 7910. Entonces, el receptor 7900 realiza un procesamiento sobre la señal recibida por la antena 7960 que incluye demodular la señal que corresponde al canal seleccionado, realizando decodificación de corrección de errores, etc., con el fin de obtener los datos recibidos. En este punto, el receptor 7900 obtiene información de símbolos de control que incluye información sobre el método de transmisión (el método de transmisión, método de modulación, método de corrección de errores, etc. de las Realizaciones descritas anteriormente) (como se describe usando las Fig. 5 y 41) de los símbolos de control incluida la señal que corresponde al canal seleccionado. Por tanto, el receptor 7900 es capaz de establecer correctamente las operaciones de recepción, el método de demodulación, método de corrección de errores, etc., permitiendo de esta manera que los datos incluidos en los símbolos de datos transmitidos por el radiodifusor

(estación base) sean obtenidos. Aunque la descripción anterior se da para un ejemplo del usuario que usa el mando a distancia 3750, las mismas operaciones aplican cuando el usuario presiona una tecla de selección incorporada en el receptor 3700 para seleccionar un canal.

5 Según esta configuración, el usuario es capaz de ver programas recibidos por el receptor 3700.

El receptor 3700 que se relaciona con la presente Realización incluye además una unidad 3708 que puede ser un disco magnético, un disco óptico, una memoria de semiconductores no volátil, o un medio de grabación similar. El receptor 3700 almacena datos incluidos en los datos demultiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y la decodificación de corrección de errores (en algunas circunstancias, los datos obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 pueden no estar sometidos a corrección de errores. También, el receptor 3700 puede realizar procesamiento adicional después de la corrección de errores. Lo mismo aplica de aquí en adelante a declaraciones similares que se refieren a otros componentes), datos que corresponden a tales datos (por ejemplo, datos obtenidos a través de la compresión de tales datos), datos obtenidos a través de procesamiento de audio y vídeo, etc., en la unidad 3708. Aquí, un disco óptico es un medio de grabación, tal como un DVD (Disco Digital Versátil) o BD (Disco Blu-ray), que es legible y escribible con el uso de un haz láser. Un disco magnético es un disco flexible, un disco duro, o un medio de grabación similar sobre el cual la información es almacenable a través del uso de un flujo magnético para magnetizar un cuerpo magnético. Una memoria no volátil de semiconductores es un medio de grabación, tal como una memoria rápida o una memoria de acceso aleatorio ferroléctrica, compuesta por elemento(s) semiconductor(es). Ejemplos específicos de una memoria no volátil de semiconductores incluyen una tarjeta SD que usa memoria rápida y una Flash SSD (Unidad de Estado Sólido). Naturalmente, los tipos específicos de medios de grabación mencionados en la presente memoria son meramente ejemplos. También se pueden usar otros tipos de medios de grabación.

25 Según esta estructura, el usuario es capaz de grabar y almacenar programas recibidos por el receptor 3700, y es capaz por ello de ver programas en cualquier momento dado después de la difusión leyendo los datos grabados del mismo.

Aunque las explicaciones anteriores describen el receptor 3700 almacenando datos multiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores en la unidad 3708, se puede extraer y grabar en su lugar una parte de los datos incluidos en los datos multiplexados. Por ejemplo, cuando los servicios de difusión de datos o contenido similar se incluyen junto con los datos de audio y vídeo en los datos multiplexados obtenidos a través de la demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores, los datos de audio y vídeo se pueden extraer de los datos multiplexados demodulados por el demodulador 3702 y almacenados como nuevos datos multiplexados. Además, la unidad 3708 puede almacenar o bien los datos de audio o bien datos de vídeo incluidos en los datos multiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores como nuevos datos multiplexados. El contenido de servicio de difusión de datos antes mencionado incluido en los datos multiplexados también se pueden almacenar en la unidad 3708.

40 Además, cuando una televisión, dispositivo de grabación (por ejemplo, un grabador DVD, un grabador BD, un grabador HDD, una tarjeta SD, o similares), o un teléfono móvil que incorpora el receptor 3700 de la presente invención recibe datos multiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores que incluye datos para corregir errores de programación en el software usado para operar la televisión o el dispositivo de grabación, para corregir errores de programación en el software para evitar que información personal y datos grabados se fuguen, etc., tales errores de programación del software se pueden corregir instalando los datos en la televisión o el dispositivo de grabación. Por tanto, los errores de programación en el receptor 3700 se corrigen a través de la inclusión de datos para corregir errores de programación en el software del receptor 3700. Por consiguiente, la televisión, el dispositivo de grabación o el teléfono móvil que incorporan el receptor 3700 se pueden hacer que operen de manera más fiable.

Aquí, el proceso de extracción de una parte de los datos incluidos en los datos multiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores se realiza mediante, por ejemplo, la interfaz de flujo 3703. Específicamente, la interfaz de flujo 3703 demultiplexa los diversos datos incluidos en los datos multiplexados demodulados por el demodulador 3702, tales como datos de audio, datos de vídeo, contenido de servicio de difusión de datos, etc., como se instruye por un controlador no trazado tal como una CPU. La interfaz de flujo 3703 entonces extrae y multiplexa solamente los datos demultiplexados indicados, generando de esta manera nuevos datos multiplexados. Los datos a ser extraídos de los datos demultiplexados se pueden determinar por el usuario o se pueden determinar por adelantado según el tipo de medio de grabación.

60 Según tal estructura, el receptor 3700 es capaz de extraer y grabar solamente los datos necesarios con el fin de ver un programa grabado. Por tanto, se puede reducir la cantidad de datos a ser grabados.

Aunque la explicación anterior describe la unidad 3708 como que almacena datos multiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores, los datos de vídeo incluidos en los datos multiplexados así obtenidos se pueden convertir usando un método de codificación de vídeo diferente del método de codificación de vídeo original aplicado a los mismos, para reducir la cantidad de datos o la tasa de bits del mismo. La unidad 3708 entonces puede almacenar los datos de vídeo convertidos como nuevos datos multiplexados. Aquí, el método de codificación de vídeo usado para generar los nuevos datos de vídeo puede ser conforme a un estándar diferente del usado para generar los datos de vídeo originales. Alternativamente, el mismo método de codificación de vídeo se puede usar con parámetros diferentes. De manera similar, los datos de audio incluidos en los datos multiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores se pueden convertir usando un método de codificación de audio diferente del método de codificación de audio original aplicado a los mismos, para reducir la cantidad de datos o la tasa de bits del mismo. La unidad 3708 entonces puede almacenar los datos de audio convertidos como nuevos datos multiplexados.

Aquí, el proceso por el cual los datos de audio o vídeo incluidos en los datos multiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores se convierte para reducir la cantidad de datos o la tasa de bits del mismo se realiza mediante, por ejemplo, la interfaz de flujo 3703 o el procesador de señal 3704. Específicamente, la interfaz de flujo 3703 demultiplexa los diversos datos incluidos en los datos multiplexados demodulados por el demodulador 3702, tales como datos de audio, datos de vídeo, contenido de servicio de difusión de datos, etc., como se indica por el controlador no trazado tal como una CPU. El procesador de señal 3704 entonces realiza un procesamiento para convertir los datos de vídeo así demultiplexados usando un método de codificación de vídeo diferente del método de codificación de vídeo original aplicado a los mismos, y realiza un procesamiento para convertir los datos de audio así demultiplexados usando un método de decodificación de vídeo diferente del método de codificación de audio original aplicado a los mismos. Como se indica por el controlador, la interfaz de flujo 3703 entonces multiplexa los datos de audio y de vídeo convertidos, generando de esta manera nuevos datos multiplexados. El procesador de señal 3704 puede, según las instrucciones del controlador, realizar procesamiento de conversión o bien sobre los datos de vídeo o bien sobre los datos de audio, solos, o puede realizar procesamiento de conversión sobre ambos tipos de datos. Además, las cantidades de datos de vídeo y datos de audio o la tasa de bits de los mismos a ser obtenida por conversión se puede especificar por el usuario o determinar por adelantado según el tipo de medio de grabación.

Según una estructura tal, el receptor 3700 es capaz de modificar la cantidad de datos o la tasa de bits de los datos de audio y vídeo para almacenamiento según la capacidad de almacenamiento de datos del medio de grabación, o según la velocidad de lectura o escritura de datos de la unidad 3708. Por lo tanto, los programas se pueden almacenar en la unidad a pesar de que la capacidad de almacenamiento del medio de grabación sea menor que la cantidad de datos multiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores, o que la velocidad de lectura o escritura de datos de la unidad sea menor que la tasa de bits de los datos demultiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702. Por tanto, el usuario es capaz de ver programas en cualquier momento después de la difusión leyendo los datos grabados.

El receptor 3700 además incluye una interfaz de salida de flujo 3709 que transmite los datos multiplexados demultiplexados por el demodulador 3702 a dispositivos externos a través de un medio de comunicación 3730. La interfaz de salida de flujo 3709 puede ser, por ejemplo, un dispositivo de comunicación inalámbrico que transmite datos multiplexados modulados a un dispositivo externo usando un método de transmisión inalámbrico conforme a un estándar de comunicación inalámbrica tal como Wi-Fi™ (IEEE 802.11a, IEEE 802.11b, IEEE 802.11g, IEEE 802.11n, etc.) WiGiG, WirelessHD, Bluetooth™, ZigBee™, y así sucesivamente a través de un medio inalámbrico (que corresponde al medio de comunicaciones 3730). La interfaz de salida de flujo 3709 también puede ser un dispositivo de comunicación cableado que transmite datos multiplexados modulados a un dispositivo externo usando un método de comunicación conforme a un estándar de comunicación cableado tal como Ethernet™, USB (Bus Serie Universal), PLC (Comunicación de Línea de Energía), HDMI (Interfaz Multimedia de Alta Definición) y así sucesivamente a través de un camino de transmisión cableado (que corresponde al medio de comunicaciones 3730) conectado a la interfaz de salida de flujo 3709.

Según esta configuración, el usuario es capaz de usar un dispositivo externo con los datos multiplexados recibidos por el receptor 3700 que usa el método de recepción descrito en las Realizaciones descritas anteriormente. El uso de datos multiplexados por el usuario aquí incluye el uso de los datos multiplexados para visualización en tiempo real en un dispositivo externo, grabación de los datos multiplexados por una unidad de grabación incluida en un dispositivo externo, y transmisión de los datos multiplexados desde un dispositivo externo a aún otro dispositivo externo.

Aunque las explicaciones anteriores describen el receptor 3700 que saca datos multiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores a través de la interfaz de salida de flujo 3709, una parte de los datos incluidos en los datos multiplexados se puede extraer y sacar en su lugar. Por ejemplo, cuando los servicios de difusión de datos o contenido similar se incluye junto con los datos de audio y vídeo

en los datos multiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores, los datos de audio y vídeo se pueden extraer a partir de los datos multiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores, multiplexados y sacados por la interfaz de salida de flujo 3709 como nuevos datos multiplexados. Además, la interfaz de salida de flujo 3709  
 5 puede almacenar o bien los datos de audio o bien los datos de vídeo incluidos en los datos multiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores como nuevos datos multiplexados.

Aquí, el proceso de extracción de una parte de los datos incluidos en los datos multiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores se realiza mediante, por ejemplo,  
 10 la interfaz de flujo 3703. Específicamente, la interfaz de flujo 3703 demultiplexa los diversos datos incluidos en los datos multiplexados demodulados por el demodulador 3702, tales como datos de audio, datos de vídeo, contenido de servicio de difusión de datos, y así sucesivamente, como se indica por un controlador no trazado tal como una CPU. La interfaz de flujo 3703 entonces extrae y multiplexa solamente los datos demultiplexados indicados, generando  
 15 de esta manera nuevos datos multiplexados. Los datos a ser extraídos a partir de los datos demultiplexados se pueden determinar por el usuario o se pueden determinar por adelantado según el tipo de interfaz de salida de flujo 3709.

Según esta estructura, el receptor 3700 es capaz de extraer y sacar solamente los datos requeridos a un dispositivo  
 20 externo. Por tanto, se sacan menos datos multiplexados usando menos ancho de banda de comunicación.

Aunque la explicación anterior describe la interfaz de salida del flujo 3709 como que saca datos multiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores, los datos de vídeo incluidos en los datos multiplexados así obtenidos se pueden convertir usando un método de codificación de  
 25 vídeo diferente del método de codificación de vídeo original aplicado a los mismos, para reducir la cantidad de datos o la tasa de bits de los mismos. La interfaz de salida de flujo 3709 entonces puede sacar los datos de vídeo convertidos como nuevos datos multiplexados. Aquí, el método de codificación de vídeo usado para generar los nuevos datos de vídeo puede ser conforme a un estándar diferente del usado para general los datos de vídeo originales. Alternativamente, el mismo método de codificación de vídeo se puede usar con diferentes parámetros. De  
 30 manera similar, los datos de audio incluidos en los datos multiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores se puede convertir usando un método de codificación de audio diferente que el método de codificación de audio original aplicado a los mismos, para reducir la cantidad de datos o la tasa de bits de los mismos. La interfaz de salida de flujo 3709 entonces puede sacar los datos de audio convertidos como nuevos datos multiplexados.

Aquí, el proceso por el cual los datos de audio o vídeo incluidos en los datos multiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores se convierte para reducir la cantidad de datos o la tasa de bits de los mismos se realiza mediante, por ejemplo, la interfaz de flujo 3703 o el procesador de señal 3704. Específicamente, la interfaz de flujo 3703 demultiplexa los diversos datos incluidos en los  
 40 datos multiplexados demodulados por el demodulador 3702, tales como datos de audio, datos de vídeo, contenido de servicio de difusión de datos, y así sucesivamente, como se indica por un controlador no trazado. El procesador de señal 3704 entonces realiza un procesamiento para convertir los datos de vídeo así demultiplexados usando un método de codificación de vídeo diferente del método de codificación de vídeo original aplicado a los mismos, y realiza un procesamiento para convertir los datos de audio así demultiplexados usando un método de codificación de vídeo diferente del método de codificación de audio original aplicado a los mismos. Como se indica por el controlador, la interfaz de flujo 3703 entonces multiplexa los datos de audio y vídeo convertidos, generando de esta manera nuevos datos multiplexados. El procesador de señal 3704 puede, según las instrucciones del controlador, realizar un procesamiento de conversión o bien sobre los datos de vídeo o bien sobre los datos de audio, solo, o puede realizar un procesamiento de conversión sobre ambos tipos de datos. Además, las cantidades de datos de vídeo  
 45 y datos de audio o la tasa de bits de los mismos a ser obtenidos mediante conversión se pueden especificar por el usuario o determinar por adelantado según el tipo de interfaz de salida de flujo 3709.

Según esta estructura, el receptor 3700 es capaz de modificar la tasa de bits de los datos de vídeo y audio para su salida según la velocidad de comunicación con el dispositivo externo. De esta manera, a pesar de que la velocidad  
 55 de comunicación con el dispositivo externo sea más lenta que la tasa de bits de los datos multiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores, sacando los nuevos datos multiplexados de la interfaz de salida de flujo al dispositivo externo, el usuario es capaz de usar los nuevos datos multiplexados con otros dispositivos de comunicación.

El receptor 3700 incluye además una interfaz de salida audiovisual 3711 que saca señales de audio y vídeo decodificadas por el procesador de señal 3704 al dispositivo externo a través de un medio de comunicaciones externo. La interfaz de salida audiovisual 3711 puede ser, por ejemplo, un dispositivo de comunicación inalámbrico que transmite datos audiovisuales modulados a un dispositivo externo que usa un método de transmisión inalámbrico

- conforme a un estándar de comunicación inalámbrica tal como Wi-Fi™ (IEEE 802.11a, IEEE 802.11b, IEEE 802.11g, IEEE 802.11n, y así sucesivamente) WiGig, WirelessHD, Bluetooth™, ZigBee™, y así sucesivamente a través de un medio inalámbrico. La interfaz de salida de flujo 3709 puede ser también un dispositivo de comunicación cableado que transmite datos audiovisuales modulados a un dispositivo externo usando un método de comunicación conforme a un estándar de comunicación cableado tal como Ethernet™, USB, PLC, HDMI, y así sucesivamente a través de un camino de transmisión cableado conectado a la interfaz de salida de flujo 3709. Además, la interfaz de salida de flujo 3709 puede ser un terminal para conectar un cable que saca señales de audio y señales de vídeo analógicas como están.
- 10 Según tal estructura, el usuario es capaz de usar las señales de audio y las señales de vídeo decodificadas por el procesador de señal 3704 con un dispositivo externo.
- Además, el receptor 3700 incluye una unidad de entrada de operación 3710 que recibe como entrada operaciones de usuario. El receptor 3700 se comporta según señales de control introducidas por la unidad de entrada de operación 3710 según las operaciones de usuario, tales como ENCENDER o APAGAR la fuente de alimentación, cambiar el canal que se recibe, ENCENDER o APAGAR la visualización de subtítulos, conmutar entre idiomas, cambiar el volumen sacado por la unidad de salida de audio 3706, y otras diversas operaciones, incluyendo modificar los ajustes para canales que se pueden recibir y similares.
- 20 El receptor 3700 puede incluir además la funcionalidad de mostrar un nivel de antena que representa la calidad de señal recibida mientras el receptor 3700 está recibiendo una señal. El nivel de antena puede ser, por ejemplo, un índice que muestra la calidad de señal recibida calculada según el RSSI (Indicador de Intensidad de Señal Recibida), la intensidad de campo magnético de la señal recibida, la relación C/N (portadora a ruido), la BER, la tasa de error de paquetes, la tasa de error de tramas, la información de estado de canal, etc., recibidos por el receptor 3700 y que indican el nivel y la calidad de una señal recibida. En tales circunstancias, el demodulador 3702 incluye un calibrador de calidad de señal que mide el RSSI, la intensidad de campo magnético de la señal recibida, la relación C/N, la BER, la tasa de error de paquetes, la tasa de error de tramas, la información de estado de canal, etc. En respuesta a las operaciones de usuario, el receptor 3700 muestra el nivel de antena (nivel de señal, calidad de señal) en un formato reconocible por el usuario en la unidad de visualización de vídeo 3707. El formato de visualización para el nivel de antena (nivel de señal, calidad de señal) puede ser un valor numérico mostrado según el RSSI, la intensidad de campo magnético de la señal recibida, la relación C/N, la BER, la tasa de error de paquetes, la tasa de error de tramas, la información de estado de canal, etc., o puede ser una visualización de una imagen que varía según el RSSI, la intensidad de campo magnético de la señal recibida, la relación C/N, la BER, la tasa de error de paquetes, la tasa de error de tramas, la información de estado de canal, etc. El receptor 3700 puede mostrar un nivel de múltiples antenas (nivel de señal, calidad de señal) calculado para cada flujo s1, s2, etc. demultiplexado usando el método de recepción tratado en las Realizaciones descritas anteriormente, o puede mostrar un nivel de una antena única (nivel de señal, calidad de señal) calculado para todos los flujos tales. Cuando los datos de vídeo y los datos de audio que componen un programa se transmiten jerárquicamente, el nivel de señal (calidad de señal) también se puede mostrar para cada nivel jerárquico.
- 40 Según la estructura anterior, se le da al usuario una compresión del nivel de antena (nivel de señal, calidad de señal) numérica o visualmente durante la recepción usando los métodos de recepción tratados en las Realizaciones descritas anteriormente.
- 45 Aunque el ejemplo anterior describe el receptor 3700 como que incluye la unidad de salida de audio 3706, la unidad de visualización de vídeo 3707, la unidad 3708, la interfaz de salida de flujo 3709, y la interfaz de salida audiovisual 3711, todos estos componentes no son estrictamente necesarios. Siempre que el receptor 3700 incluya al menos uno de los componentes descritos anteriormente, el usuario es capaz de usar los datos multiplexados obtenidos a través de demodulación por el demodulador 3702 y decodificación de corrección de errores. Cualquier receptor se puede combinar libremente con los componentes descritos anteriormente según el método de uso.

(Datos multiplexados)

- La siguiente es una descripción detallada de una configuración de muestra de datos multiplexados. La configuración de datos usada típicamente en difusión es un flujo de transporte (TS) MPEG-2. Por lo tanto, la siguiente descripción describe un ejemplo relacionado con MPEG2-TS. No obstante, la configuración de datos de los datos multiplexados transmitidos por los métodos de transmisión y recepción tratados en las Realizaciones descritas anteriormente no se limita a MPEG2-TS. Los efectos ventajosos de las Realizaciones descritas anteriormente también son alcanzables usando cualquier otra estructura de datos.
- 60 La Fig. 38 ilustra una configuración de muestra para datos multiplexados. Como se muestra, los datos multiplexados son elementos que componen programas (o eventos, que son una parte de los mismos) proporcionados actualmente por diversos servicios. Por ejemplo, uno o más flujos de vídeo, flujos de audio, flujos de gráficos de presentación

(PG), flujos de gráficos interactivos (IG), y otros flujos de elementos tales se multiplexan para obtener los datos multiplexados. Cuando un programa de difusión proporcionado por los datos multiplexados es una película, los flujos de vídeo representan el vídeo principal y el subvídeo de la película, los flujos de audio representan el audio principal de la película y el subaudio a ser mezclado con el audio principal, y los flujos de gráficos de presentación representan subtítulos para la película. El vídeo principal se refiere a imágenes de vídeo presentadas normalmente en una pantalla, mientras que el subvídeo se refiere a imágenes de vídeo (por ejemplo, imágenes de texto que explican el esbozo de la película) a ser presentadas en una pequeña ventana insertada dentro de las imágenes de vídeo. Los flujos de gráficos interactivos representan una visualización interactiva compuesta de componentes GUI (Interfaz Gráfica de Usuario) presentados en una pantalla.

10

Cada flujo incluido en los datos multiplexados se identifica por un identificador, llamado PID, asignado de forma única al flujo. Por ejemplo, el PID 0x1011 se asigna al flujo de vídeo usado para el vídeo principal de la película, los PID 0x1100 hasta 0x111F se asignan a los flujos de audio, los PID 0x1200 hasta 0x121F se asignan a los gráficos de presentación, los PID 0x1400 hasta 0x141F se asignan a los gráficos interactivos, los PID 0x1B00 hasta 0x1B1F se asignan a los flujos de vídeo usados para el subvídeo de la película, y los PID 0x1A00 hasta 0x1A1F se asignan a los flujos de audio usados como subaudio a ser mezclado con el audio principal de la película.

15

La Fig. 39 es un diagrama esquemático que ilustra un ejemplo de los datos multiplexados que se multiplexan. En primer lugar, un flujo de vídeo 3901, compuesto de una pluralidad de tramas, y un flujo de audio 3904, compuesto de una pluralidad de tramas de audio, se convierten respectivamente en una secuencia de paquetes PES 3902 y 3905, entonces se convertirán además en los paquetes TS 3903 y 3906. De manera similar, un flujo de gráficos de presentación 3911 y un flujo de gráficos interactivos 3914 se convierten respectivamente en una secuencia de paquetes PES 3912 y 3915, entonces se convierten además en paquetes TS 3913 y 3916. Los datos multiplexados 3917 se componen de los paquetes TS 3903, 3906, 3913 y 3916 multiplexados en un único flujo.

20

La Fig. 40 ilustra detalles adicionales de una secuencia de paquetes PES como contenida en el flujo de vídeo. El primer nivel de la Fig. 40 muestra una secuencia de tramas de vídeo en el flujo de vídeo. El segundo nivel muestra una secuencia de paquetes PES. Las flechas yy1, yy2, yy3 e yy4 indican la pluralidad de Unidades de Presentación de Vídeo, que son imágenes I, imágenes B e imágenes P, en el flujo de vídeo que se dividen y almacenan individualmente como la carga útil de un paquete PES. Cada paquete PES tiene una cabecera PES. Una cabecera PES contiene un PTS (Sello de Tiempo de Presentación) en el que va a ser visualizada la imagen, un DTS (Sello de Tiempo de Decodificación) en el que va a ser decodificada la imagen, etc.

25

La Fig. 41 ilustra la estructura de un paquete TS que se escribe en última instancia en los datos multiplexados. Un paquete TS es un paquete de longitud fija de 188 bytes compuesto de un PID de 4 bytes que identifica el flujo y de una carga útil de TS de 184 bytes que contiene los datos. Los paquetes PES descritos anteriormente se dividen y almacenan individualmente como la carga útil de TS. Para una BD-ROM, cada paquete TS tiene una Cabecera\_Extra\_TP de 4 bytes fijada al mismo para construir un paquete de origen de 192 bytes, que va a ser escrito como los datos multiplexados. La Cabecera\_Extra\_TP contiene información como un Sello\_de\_Tiempo\_de\_Llegada\_Tiempo (ATS). El ATS indica un tiempo para iniciar la transferencia del paquete TS al filtro PID de un decodificador. Los datos multiplexados se componen de paquetes de origen dispuestos como se indica en el nivel inferior de la Fig. 41. Un SPN (número de paquete de origen) se aumenta para cada paquete, comenzando en la cabecera de los datos multiplexados.

30

Además de los flujos de vídeo, flujos de audio, flujos de gráficos de presentación y similares, los paquetes TS incluidos en los datos multiplexados también incluyen una PAT (Tabla de Asociación de Programas), una PMT (Tabla de Mapa de Programas), una PCR (Referencia de Reloj de Programa), etc. La PAT indica el PID de una PMT usada en los datos multiplexados, y el PID de una PAT en sí mismo se registra como 0. La PMT incluye los PID que identifican los flujos respectivos, tales como vídeo, audio y subtítulos, contenidos en los datos multiplexados e información de atributo (tasa de trama, relación de aspecto, y similares) de los flujos identificados por los PID respectivos. Además, la PMT incluye diversos tipos de descriptores relacionados con los datos multiplexados. Un descriptor tal puede ser copiar información de control que indica si está permitida o no la copia de los datos multiplexados. La PCR incluye información para sincronizar el ATC (Reloj de Tiempo de Llegada) que sirve como el eje cronológico del ATS para el STC (Reloj de Tiempo de Sistema) que sirve como el eje cronológico del PTS y el DTS. Cada paquete PCR incluye un tiempo STC que corresponde al ATS en el que va a ser transferido el paquete al decodificador.

35

La Fig. 42 ilustra la configuración de datos detallada de una PMT. La PMT empieza con una cabecera PMT que indica la longitud de los datos contenidos en la PMT. Siguiendo a la cabecera PMT, se disponen los descriptores que se relacionan con los datos multiplexados. Un ejemplo de un descriptor incluido en la PMT es la copia de información de control descrita anteriormente. Siguiendo los descriptores, se dispone la información de flujo que se relaciona con los flujos respectivos incluidos en los datos multiplexados. Cada pieza de la información de flujo se compone de descriptores de flujo que indican un tipo de flujo que identifica un códec de compresión empleado para un flujo

40



correspondiente, un PID para el flujo, y la información de atributo (tasa de trama, relación de aspecto y similares) del flujo. La PMT incluye el mismo número de descriptores de flujo que el número de flujos incluidos en los datos multiplexados.

- 5 Cuando se graba sobre un medio de grabación o similar, los datos multiplexados se graban junto con un archivo de información de datos multiplexados.

La Fig. 43 ilustra una configuración de muestra para el archivo de información de datos multiplexados. Como se muestra, el archivo de información de datos multiplexados que es información de gestión para los datos multiplexados,  
 10 se proporciona en una correspondencia de uno a uno con los datos multiplexados, y se compone de información de datos multiplexados, información de atributo de flujos, y un mapa de entrada.

La información de datos multiplexados se compone de una tasa de sistema, un tiempo de inicio de reproducción, y un tiempo de fin de reproducción. La tasa de sistema indica la tasa máxima de transferencia de los datos multiplexados al filtro PID de un decodificador de destino de sistema descrito más tarde. Los datos multiplexados incluyen un ATS  
 15 en un intervalo establecido para no exceder la tasa de sistema. El tiempo de inicio de reproducción se establece al tiempo especificado por el PTS de la primera trama de vídeo en los datos multiplexados, mientras que el tiempo de fin de reproducción se establece al tiempo calculado añadiendo la duración de reproducción de una trama al PTS de la última trama de vídeo en los datos multiplexados.

La Fig. 44 ilustra una configuración de muestra para la información de atributo de flujo incluida en el archivo de información de datos multiplexados. Como se muestra, la información de atributo de flujo es información de atributo para cada flujo incluida en los datos multiplexados, registrados por cada PID. Es decir, se proporcionan diferentes piezas de información de atributo para diferentes flujos, esto es para los flujos de vídeo, los flujos de audio, los flujos  
 25 de gráficos de presentación, y los flujos de gráficos interactivos. La información de atributo de flujo de vídeo indica el códec de compresión empleado para comprimir el flujo de vídeo, la resolución de las imágenes individuales que constituyen el flujo de vídeo, la relación de aspecto, la tasa de trama, etc. La información de atributo de flujo de audio indica el códec de compresión empleado para comprimir el flujo de audio, el número de canales incluidos en el flujo de audio, el idioma del flujo de audio, la frecuencia de muestreo, etc. Esta información se usa para inicializar el  
 30 decodificador antes de la reproducción por un reproductor.

En la presente Realización, el tipo de flujo incluido en la PMT se usa entre la información incluida en los datos multiplexados. Cuando los datos multiplexados se graban en un medio de grabación, se usa la información de atributo de flujo de vídeo incluida en el archivo de información de datos multiplexados. Específicamente, el método y  
 35 el dispositivo de codificación de vídeo descritos en cualquiera de las Realizaciones anteriores se pueden modificar para incluir adicionalmente un paso o unidad de ajuste de una pieza específica de información en el tipo de flujo incluido en la PMT o en la información de atributo de flujo de vídeo. La pieza específica de información es para indicar que los datos de vídeo se generan por el método de codificación de vídeo y el dispositivo descrito en la Realización. Según tal estructura, los datos de vídeo generados por el método de codificación de vídeo y el  
 40 dispositivo descrito en cualquiera de las Realizaciones anteriores es distinguible de los datos de vídeo compatibles con otros estándares.

La Fig. 45 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de salida audiovisual 4500 que incluye un dispositivo de recepción 4504 que recibe una señal modulada que incluye datos de audio y vídeo transmitidos por un radiodifusor  
 45 (estación base) o datos destinados a su difusión. La configuración del dispositivo de recepción 4504 corresponde al dispositivo de recepción 3700 de la Fig. 37. El dispositivo de salida audiovisual 4500 incorpora, por ejemplo, un OS (Sistema Operativo), o incorpora un dispositivo de comunicación 4506 para conectarse a Internet (por ejemplo, un dispositivo de comunicación destinado a una LAN (Red de Área Local) inalámbrica o a Ethernet™). Por tanto, una unidad de visualización de vídeo 4501 es capaz de mostrar simultáneamente datos de audio y vídeo, o vídeo en  
 50 datos de vídeo para su difusión 4502, e hipertexto 4503 (de la World Wide Web) proporcionado sobre Internet. Operando un mando a distancia 4507 (alternativamente, un teléfono móvil o teclado), o bien el vídeo en datos de vídeo para su difusión 4502 o bien el hipertexto 4503 proporcionado sobre Internet se puede seleccionar para operaciones de cambio. Por ejemplo, cuando se selecciona el hipertexto 4503 proporcionado sobre Internet, el sitio web mostrado se puede cambiar mediante operaciones del mando a distancia. Cuando se seleccionan datos de audio  
 55 y vídeo, o vídeo en datos de vídeo para su difusión 4502, se puede transmitir información de un canal seleccionado (programa (de televisión) seleccionado o difusión de audio) mediante el mando a distancia 4507. Por tanto, una interfaz 4505 obtiene la información transmitida por el mando a distancia. El dispositivo de recepción 4504 realiza un procesamiento tal como demodulación y corrección de errores correspondiente para el canal seleccionado, obteniendo por ello los datos recibidos. En este punto, el dispositivo de recepción 4504 obtiene información de símbolos  
 60 de control que incluye información sobre el método de transmisión (como se describió usando la Fig. 5) de los símbolos de control incluida la señal correspondiente al canal seleccionado. Por tanto, el dispositivo de recepción 4504 es capaz de establecer correctamente las operaciones de recepción, el método de demodulación, el método de corrección de errores, etc., permitiendo de esta manera que los datos incluidos en los símbolos de datos transmitidos

por el radiodifusor (estación base) sean obtenidos. Aunque la descripción anterior se da como ejemplo del usuario que usa el mando a distancia 4507, las mismas operaciones aplican cuando el usuario presiona una tecla de selección incorporada en el dispositivo de salida audiovisual 4500 para seleccionar un canal.

- 5 Además, el dispositivo de salida audiovisual 4500 se puede operar usando Internet. Por ejemplo, el dispositivo de salida audiovisual 4500 se puede hacer que grabe (almacene) un programa a través de otro terminal conectado a Internet. (Por consiguiente, el dispositivo de salida audiovisual 4500 debería incluir la unidad 3708 de la Fig. 37). El canal se selecciona antes de que comience la grabación. Por tanto, el dispositivo de recepción 4504 realiza un procesamiento tal como demodulación y corrección de errores que corresponden al canal seleccionado, obteniendo  
 10 por ello los datos recibidos. En este punto, el dispositivo de recepción 4504 obtiene información de símbolos de control que incluye información sobre el método de transmisión (el método de transmisión, método de modulación, método de corrección de errores, etc. de las Realizaciones descritas anteriormente) (como se describe usando la Fig. 5) de los símbolos de control incluida la señal que corresponde al canal seleccionado. Por tanto, el dispositivo de recepción 4504 es capaz de establecer correctamente las operaciones de recepción, el método de modulación,  
 15 método de corrección de errores, etc., permitiendo de esta manera que los datos incluidos en los símbolos de datos transmitidos por el radiodifusor (estación base) sean obtenidos.

(Suplemento)

- 20 La presente descripción considera un dispositivo de comunicación/difusión tal como a un radiodifusor, una estación base, un punto de acceso, un terminal, un teléfono móvil, o similares dotado con el dispositivo de transmisión, y un dispositivo de comunicación tal como una televisión, radio, terminal, ordenador personal, teléfono móvil, punto de acceso, estación base o similares dotado con el dispositivo de recepción. El dispositivo de transmisión y el dispositivo de recepción que se relacionan con la presente invención son dispositivos de comunicación de una forma capaz de  
 25 ejecutar aplicaciones, tales como una televisión radio, ordenador personal, teléfono móvil o similares, a través de conexión con algún tipo de interfaz (por ejemplo, un USB).

- Además, en la presente Realización, símbolos distintos de los símbolos de datos, tales como símbolos piloto (esto es preámbulo, palabra única, epílogo, símbolos de referencia, símbolos piloto dispersos, etc.), símbolos destinados a  
 30 información de control, etc. se pueden disponer libremente dentro de la trama. Aunque los símbolos piloto y símbolos destinados a información de control se nombran actualmente, tales símbolos se pueden nombrar libremente de otro modo ya que la función de los mismos sigue siendo la consideración importante.

- A condición de que un símbolo piloto, por ejemplo, sea un símbolo conocido modulado con modulación PSK en el  
 35 transmisor y receptor (alternativamente, el receptor se puede sincronizar de manera que el receptor conozca los símbolos transmitidos por el transmisor), el receptor es capaz de usar este símbolo para sincronización de frecuencia, sincronización de tiempo, estimación de canal (CSI (Información de Estado de Canal) estimación para cada señal modulada), detección de señal y similares.

- 40 Los símbolos previstos para información de control son símbolos que transmiten información (tal como el método de modulación, el método de codificación de corrección de errores, la tasa de codificación de códigos de corrección de errores, y la información de ajuste para la capa superior usada en comunicaciones) que se debe transmitir a la parte de recepción con el fin de ejecutar la transmisión no de datos (es decir, aplicaciones).

- 45 La presente invención no se limita a las Realizaciones, sino que se puede realizar también de otras diversas formas. Por ejemplo, mientras que las Realizaciones anteriores describen dispositivos de comunicación, la presente invención no se limita a tales dispositivos y se puede implementar como software para el método de comunicaciones correspondiente.

- 50 Aunque las Realizaciones descritas anteriormente describen los métodos de cambio de fase para los métodos de transmisión de dos señales moduladas desde dos antenas, no se pretende ninguna limitación a este respecto. Se pueden realizar precodificación y un cambio de fase sobre cuatro señales que se han mapeado para generar cuatro señales moduladas transmitidas usando cuatro antenas. Esto es, la presente invención es aplicable a la realización de un cambio de fase sobre N señales que se han mapeado y precodificado para generar N señales moduladas  
 55 transmitidas usando N antenas.

- Aunque las Realizaciones descritas anteriormente describen ejemplos de sistemas en los que dos señales moduladas se transmiten desde dos antenas y se reciben por dos antenas respectivas en un sistema de comunicaciones MIMO, la presente invención no está limitada a este respecto y también es aplicable a sistemas de comunicaciones MISO  
 60 (Múltiples Entradas Salida Única). En un sistema MISO, el dispositivo de recepción no incluye la antena 701\_Y, la unidad inalámbrica 703\_Y, el estimador de fluctuación de canal 707\_1 para la señal modulada z1, y el estimador de fluctuación de canal 707\_2 para la señal modulada z2 de la Fig. 7. No obstante, el procesamiento descrito en la Realización 1 se puede ejecutar aún para estimar r1 y r2. La tecnología para recibir y decodificar una pluralidad de

señales transmitidas simultáneamente en una frecuencia común que se reciben por una única antena es ampliamente conocida. La presente invención es un procesamiento adicional que complementa la tecnología convencional para un procesador de señal que revierte una fase cambiada por el transmisor.

- 5 Aunque la presente invención describe ejemplos de sistemas en los que se transmiten dos señales moduladas desde dos antenas y se reciben por dos antenas respectivas en un sistema de comunicaciones MIMO, la presente invención no está limitada a este respecto y también es aplicable a sistemas MISO. En un sistema MISO, el dispositivo de transmisión realiza precodificación y cambio de fase de manera que son aplicables los puntos descritos hasta ahora. No obstante, el dispositivo de recepción no incluye la antena 701\_Y, la unidad inalámbrica 703\_Y, el
- 10 estimador de fluctuación de canal 707\_1 para la señal modulada  $z_1$ , y el estimador de fluctuación de canal 707\_2 para la señal modulada  $z_2$  de la Fig. 7. No obstante, el procesamiento descrito en la presente descripción se puede ejecutar aún para estimar los datos transmitidos por el dispositivo de transmisión. La tecnología para recibir y decodificar una pluralidad de señales transmitidas simultáneamente en una frecuencia común que se reciben por una única antena es ampliamente conocida (un receptor de una única antena puede aplicar operaciones ML (APP
- 15 Max-log o similar)). La presente invención puede tener el procesador de señal 711 de la Fig. 7 que realiza demodulación (detección) teniendo en consideración la precodificación y el cambio de fase aplicado por el transmisor.

La presente descripción usa términos tales como precodificación, ponderaciones de precodificación, matriz de precodificación, etc. La terminología en sí misma que puede ser de otro modo (por ejemplo, se puede denominar

20 alternativamente libro de códigos) como el punto clave de la presente invención es el procesamiento de señal en sí mismo.

Además, aunque la presente descripción trata ejemplos principalmente usando OFDM como el método de transmisión, la invención no está limitada de esta manera. Métodos de múltiples portadoras distintos de OFDM y métodos de

25 portadora única se pueden usar todos para lograr Realizaciones similares. Aquí, se pueden usar también comunicaciones de espectro ensanchado. Cuando se usan métodos de portadora única, el cambio de fase se realiza con respecto al dominio del tiempo.

Además, aunque la presente descripción trata el uso de operaciones ML, APP, APP Max-log, ZF, MMSE, etc. por el

30 dispositivo de recepción, estas operaciones se pueden generalizar todas como detección de onda, demodulación, detección, estimación y demultiplexación como los resultados suaves (verosimilitud logarítmica y relación de verosimilitud logarítmica) y los resultados toscos (ceros y unos) obtenidos por ello son los bits de datos individuales transmitidos por el dispositivo de transmisión.

35 Se pueden transmitir datos diferentes por cada flujo  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  ( $s_1(i)$ ,  $s_2(i)$ ), o se pueden transmitir por ello datos idénticos.

Las dos señales en banda base de flujo  $s_1(i)$  y  $s_2(i)$  (donde  $i$  indica una secuencia (con respecto al tiempo o a la frecuencia (portadora)) se someten a una precodificación y a un cambio de fase regular (el orden de las operaciones

40 se puede invertir libremente) para generar dos señales en banda base de procesamiento posterior  $z_1(i)$  y  $z_2(i)$ . Para la señal en banda base de procesamiento posterior  $z_1(i)$ , la componente en fase I es  $I_1(i)$  mientras que la componente en cuadratura es  $Q_1(i)$  y para la señal en banda base de procesamiento posterior  $z_2(i)$ , la componente en fase I es  $I_1(i)$  mientras que la componente en cuadratura es  $Q_2(i)$ . Las componentes en banda base se pueden conmutar, siempre que se mantenga lo siguiente.

45 Permitamos que la componente en fase y la componente en cuadratura de la señal en banda base conmutada  $r_1(i)$  sean  $I_1(i)$  y  $Q_2(i)$ , y la componente en fase y la componente en cuadratura de la señal en banda base conmutada  $r_2(i)$  sean  $I_2(i)$  y  $Q_1(i)$ .

50 La señal modulada que corresponde a la señal en banda base conmutada  $r_1(i)$  se transmite por la antena de transmisión 1 y la señal modulada que corresponde a la señal en banda base conmutada  $r_2(i)$  se transmite desde la antena de transmisión 2, simultáneamente en una frecuencia común. Por tanto, la señal modulada que corresponde a la señal en banda base conmutada  $r_1(i)$  y la señal modulada que corresponde a la señal en banda base conmutada  $r_2(i)$  se transmiten desde diferentes antenas, simultáneamente en una frecuencia común.

55 Alternativamente,

- Para la señal en banda base conmutada  $r_1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I_1(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I_2(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r_2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q_1(i)$

60 mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q_2(i)$ .

- Para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I1(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q1(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q2(i)$ .
- 5 • Para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I1(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I2(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q1(i)$ .
- Para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I1(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q2(i)$  mientras que en la componente en cuadratura puede ser  $Q1(i)$ .
- 10
- Para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I1(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q2(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q1(i)$  mientras que en la componente en cuadratura puede ser  $I2(i)$ .
- 15
- Para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I1(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $I2(i)$  mientras que en la componente en cuadratura puede ser  $Q1(i)$ .
- 20
- Para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I1(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q1(i)$  mientras que en la componente en cuadratura puede ser  $I2(i)$ .
- 25 • Para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $I1(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I2(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q1(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q2(i)$ .
- Para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $I2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I1(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q1(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q2(i)$ .
- 30
- Para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $I1(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I2(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q1(i)$ .
- 35
- Para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $I2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I1(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q1(i)$ .
- 40
- Para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $I1(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q2(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q1(i)$ .
- 45 • Para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $I1(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q2(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q1(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I2(i)$ .
- Para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I1(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q1(i)$ .
- 50
- Para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I1(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q1(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I2(i)$ .
- 55

Alternativamente, aunque la descripción anterior trata la realización de dos tipos de procesamiento de señal sobre ambas señales de flujo para conmutar la componente en fase y la componente en cuadratura de las dos señales, la

invención no está limitada de esta manera. Los dos tipos de procesamiento de señal se pueden realizar sobre más de dos flujos, para conmutar la componente en fase y la componente en cuadratura de los mismos.

En cambio, mientras que los ejemplos anteriores describen una conmutación realizada sobre señales en banda base que tienen un sello de tiempo común (frecuencia ((sub)portadora) común)), las señales en banda base que se conmutan no necesitan tener necesariamente un sello de tiempo común (frecuencia ((sub)portadora) común)). Por ejemplo, cualesquiera de los siguientes son posibles.

• Para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q2(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $I2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q1(i+v)$ .

• Para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q2(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q2(i+w)$ .

• Para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I2(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q1(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q2(i+w)$ .

• Para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q2(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q1(i+v)$ .

• Para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I2(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q1(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q1(i+v)$ .

• Para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q2(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I2(i+w)$ .

• Para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I1(i+v)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $I2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q1(i+v)$ .

• Para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I1(i+v)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I2(i+w)$ .

• Para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $I1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q2(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q2(i+w)$ .

• Para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $I2(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q1(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q2(i+w)$ .

• Para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $I1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q2(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q2(i+w)$  mientras que en la componente en cuadratura puede ser  $Q1(i+v)$ .

• Para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $I2(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q1(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q2(i+w)$  mientras que en la componente en cuadratura puede ser  $Q1(i+v)$ .

• Para la señal en banda base conmutada  $r2(i)$ , la componente en fase puede ser  $I1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q2(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q1(i+v)$ .

• Para la señal en banda base conmutada  $r_2(i)$ , la componente en fase puede ser  $I_1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q_2(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r_1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q_1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I_2(i+w)$ .

5

• Para la señal en banda base conmutada  $r_2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q_2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I_1(i+v)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r_1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I_2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q_1(i+v)$ .

10 • Para la señal en banda base conmutada  $r_2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q_2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I_1(i+v)$ , y para la señal en banda base conmutada  $r_1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q_1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I_2(i+w)$ .

La Fig. 55 ilustra un conmutador de señal en banda base 5502 que explica lo anterior. Como se muestra, de las dos  
 15 señales en banda base procesadas  $z_1(i)$  5501\_1 y  $z_2(i)$  5501\_2, la señal en banda base procesada  $z_1(i)$  5501\_1 tiene la componente en fase  $I_1(i)$  y la componente en cuadratura  $Q_1(i)$ , mientras que la señal en banda base procesada  $z_2(i)$  5501\_2 tiene la componente en fase  $I_2(i)$  y la componente en cuadratura  $Q_2(i)$ . Entonces, después de conmutar, la señal en banda base conmutada  $r_1(i)$  5503\_1 tiene la componente en fase  $I_{r1}(i)$  y la componente en cuadratura  $Q_{r1}(i)$ , mientras que la señal en banda base conmutada  $r_2(i)$  5503\_2 tiene la componente en fase  $I_{r2}(i)$  y  
 20 la componente en cuadratura  $Q_{r2}(i)$ . La componente en fase  $I_{r1}(i)$  y la componente en cuadratura  $Q_{r1}(i)$  de la señal en banda base conmutada  $r_1(i)$  5503\_1 y la componente en fase  $I_{r2}(i)$  y la componente en cuadratura  $Q_{r2}(i)$  de la señal en banda base conmutada  $r_2(i)$  5503\_2 se pueden expresar como cualquiera de los anteriores. Aunque este ejemplo describe la conmutación realizada sobre las señales en banda base que tienen un sello de tiempo común (frecuencia ((sub)portadora) común) y que se ha sometido a dos tipos de procesamiento de señal, lo mismo se puede  
 25 aplicar a señales en banda base que se hayan sometido a dos tipos de procesamiento de señal pero que tengan diferentes sellos de tiempo (diferentes frecuencias ((sub)portadora)).

Cada una de las antenas de transmisión del dispositivo de transmisión y cada una de las antenas de recepción del dispositivo de recepción mostradas en las figuras se pueden formar por una pluralidad de antenas.

30

La presente descripción usa el símbolo  $\forall$ , que es el cuantificador universal, y el símbolo  $\exists$ , que es el cuantificador existencial.

Además, la presente descripción usa el radian como la unidad de fase en el plano complejo, por ejemplo, para el  
 35 argumento del mismo.

Cuando se trata con el plano complejo, las coordenadas de los números complejos son expresables en forma de coordenadas polares. Para un número complejo  $z = a + jb$  (donde  $a$  y  $b$  son números reales y  $j$  es la unidad imaginaria), el punto correspondiente  $(a, b)$  en el plano complejo se expresa con las coordenadas polares  $[r, \theta]$ , convertido  
 40 como sigue:

$$a = r \times \cos \theta$$

$$b = r \times \sin \theta$$

45

[Expresión Matemática 49]

$$r = \sqrt{a^2 + b^2} \quad (\text{fórmula 49})$$

donde  $r$  es el valor absoluto de  $z$  ( $r = |z|$ ), y  $\theta$  es el argumento del mismo. Por tanto,  $z = a + jb$  es expresable como  $re^{j\theta}$ .

50

En la presente invención, las señales en banda base  $s_1$ ,  $s_2$ ,  $z_1$  y  $z_2$  se describen como que son señales complejas. Una señal compleja compuesta de la señal en fase  $I$  y la señal de cuadratura  $Q$  también es expresable como la señal compleja  $I + jQ$ . Aquí, cualquiera de  $I$  y  $Q$ , puede ser igual a cero.

55 La Fig. 46 ilustra un sistema de difusión de muestra que usa el método de cambio de fase descrito en la presente descripción. Como se muestra, un codificador de vídeo 4601 toma como entrada el vídeo, realiza la codificación de vídeo, y saca los datos de vídeo codificados 4602. Un codificador de audio 4603 toma como entrada el audio, realiza la codificación de audio, y saca los datos de audio codificados 4604. Un codificador de datos 4605 toma como

entrada los datos, realiza la codificación de datos (por ejemplo, compresión de datos), y saca los datos codificados 4606. Tomados como una totalidad, estos componentes forman un codificador de información de origen 4600.

Un transmisor 4607 toma como entrada los datos de vídeo codificados 4602, los datos de audio codificados 4604, y los datos codificados 4606, realiza codificación de corrección de errores, modulación, precodificación, y cambio de fase (por ejemplo, el procesamiento de señal por el dispositivo de transmisión de la Fig. 3) sobre un subconjunto de o sobre la totalidad de estos, y saca las señales de transmisión 4608\_1 hasta la 4608\_N. Las señales de transmisión 4608\_1 hasta 4608\_N se transmiten entonces por las antenas 4609\_1 hasta 4609\_N como ondas de radio.

10 Un receptor 4612 toma como entrada las señales recibidas 4611\_1 hasta 4611\_M recibidas por las antenas 4610\_1 hasta 4610\_M, realiza procesamiento tal como conversión de frecuencia, cambio de fase, decodificación de la precodificación, cálculo de la relación de verosimilitud logarítmica, y decodificación de corrección de errores (por ejemplo, el procesamiento por el dispositivo de recepción de la Fig. 7), y saca los datos recibidos 4613, 4615 y 4617. Un decodificador de información de origen 4619 toma como entrada los datos recibidos 4613, 4615 y 4617.

15 Un decodificador de vídeo 4614 toma como entrada los datos recibidos 4613, realiza decodificación de vídeo, y saca una señal de vídeo. El vídeo se muestra entonces en un visualizador de televisión. Un decodificador de audio 4616 toma como entrada los datos recibidos 4615. El decodificador de audio 4616 realiza la decodificación de audio y saca una señal de audio. El audio entonces se reproduce a través de altavoces. Un decodificador de datos 4618 toma como entrada los datos recibidos 4617, realiza decodificación de datos, y saca información.

20 En las Realizaciones descritas anteriormente que se relacionan con la presente invención, el número de codificadores en el dispositivo de transmisión que usa un método de transmisión de múltiples portadoras tal como OFDM puede ser cualquier número, como se describió anteriormente. Por lo tanto, como en la Fig. 4, por ejemplo, el dispositivo de transmisión puede tener solamente un codificador y aplicar un método de distribución de salida al método de

25 transmisión de múltiples portadoras tal como OFDM. En tales circunstancias, las unidades inalámbricas 310A y 310B de la Fig. 4 deberían sustituir los procesadores relacionados con OFDM 1301A y 1301B de la Fig. 12. La descripción de los procesadores relacionados con OFDM es como se da para la Realización 1.

Aunque la Realización 1 da la Expresión Matemática 36 (fórmula 36) como ejemplo de una matriz de precodificación,

30 también se puede usar otra matriz de precodificación, cuando se aplica el siguiente método.

[Expresión Matemática 50]

$$\begin{pmatrix} w11 & w12 \\ w21 & w22 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha x e^{j\pi} \\ \alpha x e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \quad (\text{fórmula 50})$$

35 En las matrices de precodificación de la Expresión Matemática 36 (fórmula 36) y la Expresión Matemática 50 (fórmula 50), el valor de  $\alpha$  se establece como dado por la Expresión Matemática 37 (fórmula 37) y la Expresión Matemática 38 (fórmula 38). No obstante, no se pretende ninguna limitación de esta manera. Una matriz de precodificación simple es obtenible fijando  $\alpha = 1$ , el cual también es un valor válido.

40 En la realización A1, los cambiadores de fase de las Fig. 3, 4, 6, 12, 25, 29, 51 y 53 se indican como que tienen un valor de cambio de fase de FASE[i] (donde  $i = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ) para lograr un periodo (ciclo) de N (valor alcanzado dado que las Fig. 3, 4, 6, 12, 25, 29, 51 y 53 realizan un cambio de fase solamente sobre una señal en banda base). La presente descripción trata la realización de un cambio de fase sobre una señal en banda base precodificada (es decir, en las Fig. 3, 4, 6, 12, 25, 29, 51 y 53) esto es sobre la señal en banda base precodificada

45 z2'. Aquí, FASE[k] se calcula como sigue.

[Expresión Matemática 51]

$$FASE [k] = \frac{2k\pi}{N} \text{ radianes} \quad (\text{fórmula 51})$$

50 donde  $k = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ . Cuando  $N = 5, 7, 9, 11$  o  $15$ , el dispositivo de recepción es capaz de obtener una calidad de recepción de datos buena.

Aunque la presente descripción trata los detalles de los métodos de cambio de fase que implican dos señales moduladas transmitidas por una pluralidad de antenas, no se pretende ninguna limitación a este respecto. Se

55 pueden realizar precodificación y un cambio de fase sobre tres o más señales en banda base sobre las que se ha realizado un mapeo según un método de modulación, seguido por un procesamiento predeterminado sobre las

señales en banda base de cambio de fase posterior y transmisión usando una pluralidad de antenas, para realizar los mismos resultados.

Programas para ejecutar el método de transmisión anterior se pueden almacenar, por ejemplo, por adelantado en ROM (Memoria de Sólo Lectura) y leer para operación por una CPU.

Además, los programas para ejecutar el método de transmisión anterior se pueden almacenar en un medio de grabación legible por ordenador, los programas almacenados en el medio de grabación se pueden cargar en la RAM (Memoria de Acceso Aleatorio) del ordenador, y el ordenador se puede operar según los programas.

10

Los componentes de las Realizaciones descritas anteriormente se pueden ensamblar típicamente como una LSI (Integración a Gran Escala), un tipo de circuito integrado. Los componentes individuales se pueden hacer respectivamente en chips discretos, o un subconjunto o la totalidad de los componentes se pueden hacer en un único chip. Aunque se mencionó anteriormente una LSI, también pueden aplicarse los términos IC (Circuito Integrado), LSI de sistema, súper LSI, o ultra LSI, dependiendo del grado de integración. Además, el método de ensamblaje de circuitos integrados no se limita al LSI. Se puede usar un circuito dedicado o un procesador de propósito general. Después del ensamblaje de la LSI, se puede usar una FPGA (Disposición de Puertas Programable en Campo) o procesador reconfigurable.

15

Además, el progreso en el campo de los semiconductores o las tecnologías emergentes debería conducir a la sustitución de LSI con otros métodos de circuitos integrados, luego tal tecnología se puede usar, por supuesto, para integrar los bloques funcionales. También son plausibles aplicaciones para biotecnología.

[Realización C1]

25

La Realización 1 explicaba que la matriz de precodificación en uso se puede conmutar cuando cambian los parámetros de transmisión. La presente Realización describe un ejemplo detallado de tal caso, en el que, como se describió anteriormente (en el suplemento), los parámetros de transmisión cambian de manera que los flujos  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  conmutan entre transmitir datos diferentes y transmitir datos idénticos, y la matriz de precodificación y el método de cambio de fase que se usan se conmutan en consecuencia.

30

El ejemplo de la presente Realización describe una situación en la que dos señales moduladas transmitidas desde dos antenas de transmisión diferentes alternan entre tener las señales moduladas que incluyen datos idénticos y tener las señales moduladas cada una que incluye datos diferentes.

35

La Fig. 56 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de transmisión que conmuta entre métodos de transmisión, como se describió anteriormente. En la Fig. 56, los componentes que operan de la manera descrita para la Fig. 54 usan números de referencia idénticos. Como se muestra, la Fig. 56 difiere de la Fig. 54 en que un distribuidor 404 toma como entrada la señal de configuración de trama 313. Las operaciones del distribuidor 404 se describen usando la Fig. 57.

40

La Fig. 57 ilustra las operaciones del distribuidor 404 cuando se transmiten datos idénticos y cuando se transmiten datos diferentes. Como se muestra, dados los datos codificados  $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$  y así sucesivamente, cuando se transmiten datos idénticos, los datos distribuidos 405 se dan como  $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$  y así sucesivamente, mientras que los datos distribuidos 405B se dan de manera similar como  $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$  y así sucesivamente.

45

Por otra parte, cuando se transmiten datos diferentes, los datos distribuidos 405A se dan como  $x_1, x_3, x_5, x_7, x_9$  y así sucesivamente, mientras que los datos distribuidos 405B se dan como  $x_2, x_4, x_6, x_8, x_{10}$  y así sucesivamente.

El distribuidor 404 determina, según la señal de configuración de trama 313 tomada como entrada, si el modo de transmisión es transmisión de datos idénticos o transmisión de datos diferentes.

50

Un método alternativo al anterior se muestra en la Fig. 58. Como se muestra, cuando se transmiten datos idénticos, el distribuidor 404 saca datos distribuidos 405A como  $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$  y así sucesivamente, mientras no se saca nada como datos distribuidos 405B. Por consiguiente, cuando la señal de configuración de trama 313 indica transmisión de datos idénticos, el distribuidor 404 opera como se describió anteriormente, mientras que el intercalador 304B y el mapeador 306B de la Fig. 56 no operan. De esta manera, solamente es válida la señal en banda base 307A sacada por el mapeador 306A de la Fig. 56, y se toma como entrada tanto por la unidad de ponderación 308A como 308B.

60

Un rasgo característico de la presente Realización es que, cuando el modo de transmisión conmuta de transmisión de datos idénticos a transmisión de datos diferentes, también se puede conmutar la matriz de precodificación. Como se indica por la Expresión Matemática 36 (fórmula 36) y la Expresión Matemática 39 (fórmula 39) en la Realización



1, dada una matriz compuesta por w11, w12, w21 y w22, la matriz de precodificación usada para transmitir datos idénticos puede ser como sigue.

[Expresión Matemática 52]

5

$$\begin{pmatrix} w11 & w12 \\ w21 & w22 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & 0 \\ 0 & a \end{pmatrix} \quad (\text{fórmula 52})$$

donde  $a$  es un número real ( $a$  puede ser también un número complejo, pero dado que la señal en banda base introducida como resultado de la precodificación se somete a un cambio de fase, es preferible un número real por consideraciones de tamaño de circuito y reducción de complejidad). También, cuando  $a$  es igual a uno, las unidades de ponderación 308A y 308B no realizan ponderación y sacan la señal de entrada como está.

10

Por consiguiente, cuando se transmiten datos idénticos, las señales en banda base ponderadas 309A y 316B son señales idénticas sacadas por las unidades de ponderación 308A y 308B.

15 Cuando la señal de configuración de trama 313 indica un modo de transmisión idéntico, un cambiador de fase 5201 realiza un cambio de fase sobre la señal en banda base ponderada 309A y saca una señal en banda base de cambio de fase posterior 5202. De manera similar, cuando la señal de configuración de trama indica un modo de transmisión idéntico, el cambiador de fase 317B realiza un cambio de fase sobre la señal en banda base ponderada 316B y saca una señal en banda base de cambio de fase posterior 309B. El cambio de fase realizado por el cambiador de fase 5201 es de  $e^{jA(t)}$  (alternativamente,  $e^{jA(f)}$  o  $e^{jA(t,f)}$ ) (donde  $t$  es tiempo y  $f$  es frecuencia) (por consiguiente,  $e^{jA(t)}$  (alternativamente,  $e^{jA(f)}$  o  $e^{jA(t,f)}$ ) es el valor por el cual se multiplica la señal en banda base de entrada), y el cambio de fase realizado por el cambiador de fase 317B es de  $e^{jB(t)}$  (alternativamente,  $e^{jB(f)}$  o  $e^{jB(t,f)}$ ) (donde  $t$  es tiempo y  $f$  es frecuencia) (por consiguiente,  $e^{jB(t)}$  (alternativamente,  $e^{jB(f)}$  o  $e^{jB(t,f)}$ ) es el valor por el cual se multiplica la señal en banda base de entrada). Por tanto, se satisface la siguiente condición.

25 [Expresión Matemática 53]

Algún tiempo  $t$  satisface

$$e^{jA(t)} \neq e^{jB(t)}$$

(o, alguna frecuencia (portadora)  $f$  satisface  $e^{jA(f)} \neq e^{jB(f)}$ )

30 (o, alguna frecuencia(portadora)  $f$  y tiempo  $t$  satisfacen  $e^{jA(t,f)} \neq e^{jB(t,f)}$ )

Por tanto, la señal de transmisión es capaz de reducir la influencia de trayectos múltiples y por ello mejorar la calidad de recepción de datos por el dispositivo de recepción. (No obstante, el cambio de fase también se puede realizar solamente por una de las señales en banda base ponderadas 309A y 316B).

35

En la Fig. 56, cuando se usa OFDM, se realiza un procesamiento tal como IFFT y conversión de frecuencia sobre la señal en banda base de cambio de fase posterior 5202, y el resultado se transmite por una antena de transmisión. (Véase la Fig. 13) (Por consiguiente, la señal en banda base de cambio de fase posterior 5202 se puede considerar la misma que la señal 1301A de la Fig. 13). De manera similar, cuando se usa OFDM, se realiza un procesamiento tal como IFFT y conversión de frecuencia sobre la señal en banda base de cambio de fase posterior 309B, y el resultado se transmite por una antena de transmisión. (Véase la Fig. 13) (Por consiguiente, la señal en banda base de cambio de fase posterior 309B se puede considerar la misma que la señal 1301B de la Fig. 13).

40

45 Cuando el modo de transmisión seleccionado indica transmisión de datos diferentes, entonces puede aplicarse cualquiera de la Expresión Matemática 36 (fórmula 36), la Expresión Matemática 39 (fórmula 39) y la Expresión Matemática 50 (fórmula 50) dadas en la Realización 1. Significativamente, los cambiadores de fase 5201 y 317B de la Fig. 56 usan un método de cambio de fase diferente de cuando se transmiten datos idénticos. Específicamente, como se describió en la Realización 1, por ejemplo, el cambiador de fase 5201 realiza el cambio de fase mientras que el cambiador de fase 317B no, o el cambiador de fase 317B realiza el cambio de fase mientras que el cambiador de fase 5201 no. Solamente uno de los dos cambiadores de fase realiza el cambio de fase. Por tanto, el dispositivo de recepción obtiene una calidad de recepción de datos buena en el entorno LOS, así como en el entorno NLOS.

50

55 Cuando el modo de transmisión seleccionado indica transmisión de datos diferentes, la matriz de precodificación puede ser como se da en la Expresión Matemática 52 (fórmula 52), o como se da en cualquiera de la Expresión Matemática 36 (fórmula 36), la Expresión Matemática 50 (fórmula 50) y la Expresión Matemática 39 (fórmula 39), o puede ser una matriz de precodificación a diferencia de la que se da en la Expresión Matemática 52 (fórmula 52). De

esta manera, el dispositivo de recepción es especialmente probable que experimente mejoras en la calidad de recepción de datos en el entorno LOS.

- Además, aunque la presente Realización trata ejemplos que usan OFDM como el método de transmisión, la invención no está limitada de esta manera. Métodos de múltiples portadoras distintos de OFDM y métodos de una única portadora se pueden usar todos para lograr Realizaciones similares. Aquí, también se pueden usar comunicaciones de espectro ensanchado. Cuando se usan métodos de portadora única, el cambio de fase se realiza con respecto al dominio del tiempo.
- 10 Como se explicó en la Realización 3, cuando el método de transmisión implica transmisión de datos diferentes, el cambio de fase se lleva a cabo sobre los símbolos de datos, solamente. No obstante, como se describe en la presente Realización, cuando el método de transmisión implica transmisión de datos idénticos, entonces el cambio de fase no necesita estar limitado a los símbolos de datos, sino que se puede realizar también sobre símbolos piloto, símbolos de control y otros símbolos tales insertados en la trama de transmisión de la señal de transmisión.
- 15 cambio de fase no siempre necesita ser realizado sobre símbolos tales como símbolos piloto y símbolos de control, aunque hacerlo así es preferible con el fin de lograr una ganancia de diversidad).

[Realización C2]

- 20 La presente Realización describe un método de configuración para una estación base que corresponde a la Realización C1.

La Fig. 59 ilustra la relación de unas estaciones bases (radiodifusores) con los terminales. Un terminal P (5907) recibe la señal de transmisión 5903A transmitida por la antena 5904A y la señal de transmisión 5905A transmitida por la antena 5906A del radiodifusor A (5902A), entonces realiza un procesamiento predeterminado sobre la misma para los datos recibidos obtenidos.

Un terminal Q (5908) recibe la señal de transmisión 5903A transmitida por la antena 5904A de la estación base A (5902A) y la señal de transmisión 593B transmitida por la antena 5904B de la estación base B (5902B), entonces realiza un procesamiento predeterminado sobre la misma para los datos recibidos obtenidos.

Las Fig. 60 y 61 ilustran la asignación de frecuencia de la estación base A (5902A) para las señales de transmisión 5903A y 5905A transmitidas por las antenas 5904A y 5906A, y la asignación de frecuencia de la estación base B (5902B) para las señales de transmisión 5903B y 5905B transmitidas por las antenas 5904B y 5906B. En las Fig. 60 y 61, la frecuencia está en el eje horizontal y la potencia de transmisión está en el eje vertical.

Como se muestra, las señales de transmisión 5903A y 5905A transmitidas por la estación base A (5902A) y las señales de transmisión 5903B y 5905B transmitidas por la estación base B (5902B) usan al menos la banda de frecuencia X y la banda de frecuencia Y. La banda de frecuencia X se usa para transmitir datos de un primer canal, y la banda de frecuencia Y se usa para transmitir datos de un segundo canal.

Por consiguiente, el terminal P (5907) recibe la señal de transmisión 5903A transmitida por la antena 5904A y la señal de transmisión 5905A transmitida por la antena 5906A de la estación base A (5902A), extrae de la misma la banda de frecuencia X, realiza un procesamiento predeterminado, y de esta manera obtiene los datos del primer canal. El terminal Q (5908) recibe la señal de transmisión 5903A transmitida por la antena 5904A de la estación base A (5902A) y la señal de transmisión 5903B transmitida por la antena 5904B de la estación base B (5902B), extrae de la misma la banda de frecuencia Y, realiza un procesamiento predeterminado, y de esta manera obtiene los datos del segundo canal.

- 50 Lo siguiente describe la configuración y las operaciones de la estación base A (5902A) y la estación base B (5902B).

Como se describe en la Realización C1, tanto la estación base A (5902A) como la estación base B (5902B) incorporan un dispositivo de transmisión configurado como se ilustra por las Fig. 56 y 13. Cuando se transmite como se ilustra por la Fig. 60, la estación base A (5902A) genera dos señales moduladas diferentes (sobre las cuales se realizan precodificación y un cambio de fase) con respecto a la banda de frecuencia X como se describe en la Realización C1. Las dos señales moduladas se transmiten respectivamente por las antenas 5904A y 5906A. Con respecto a la banda de frecuencia Y, la estación base A (5902A) opera el intercalador 304A, mapeador 306A, unidad de ponderación 308A, y el cambiador de fase de la Fig. 56 para generar la señal modulada 5202. Entonces, una señal de transmisión que corresponde a la señal modulada 5202 se transmite por la antena 1310A de la Fig. 13, es decir, por la antena 5904A de la Fig. 59. De manera similar, la estación base B (5902B) opera el intercalador 304A, mapeador 306A, unidad de ponderación 308A, y cambiador de fase 5201 de la Fig. 56 para generar la señal modulada 5202. Entonces, una señal de transmisión que corresponde a la señal modulada 5202 se transmite por la antena 1310A de la Fig. 13, es decir, por la antena 5904B de la Fig. 59.

La creación de datos codificados en la banda de frecuencia Y puede implicar, como se muestra en la Fig. 56, generar datos codificados en estaciones base individuales, o puede implicar tener una de las estaciones base que generan tales datos codificados para transmitirlos a otras estaciones base. Como método alternativo, una de las 5 estaciones base puede generar señales moduladas y estar configurada para pasar las señales moduladas así generadas a otras estaciones base.

También, en la Fig. 59, la señal 5901 incluye información que se relaciona con el modo de transmisión (transmisión de datos idénticos o transmisión de datos diferentes). Las estaciones base obtienen esta señal y por ello conmutan 10 entre métodos de generación para las señales moduladas en cada banda de frecuencia. Aquí, la señal 5901 se indica en la Fig. 59 como que se introduce desde otro dispositivo o desde una red. No obstante, también son posibles configuraciones donde, por ejemplo, la estación base A (5902) es una estación maestra que pasa una señal que corresponde a la señal 5901 a la estación base B (5902B).

15 Como se explicó anteriormente, cuando la estación base transmite datos diferentes, la matriz de precodificación y el método de cambio de fase se establecen según el método de transmisión para generar señales moduladas.

Por otra parte, para transmitir datos idénticos, dos estaciones base generan y transmiten respectivamente señales moduladas. En tales circunstancias, las estaciones base, cada una que genera señales moduladas para transmisión 20 desde una antena común se pueden considerar que son dos estaciones base combinadas que usan la matriz de precodificación dada por la Expresión Matemática 52 (formula 52). El método de cambio de fase es como se explica en la Realización C1, por ejemplo, y satisface las condiciones de la Expresión Matemática 53 (formula 53).

Además, el método de transmisión de la banda de frecuencia X y la banda de frecuencia Y puede variar con el 25 tiempo. Por consiguiente, como se ilustra en la Fig. 61, a medida que pasa el tiempo, la asignación de frecuencia cambia de la indicada en la Fig. 60 a la indicada en la Fig. 61

Según con la presente Realización, el dispositivo de recepción no solamente puede obtener una calidad de recepción 30 datos mejorada para transmisión de datos idénticos, así como para transmisión de datos diferentes, sino que los dispositivos de transmisión también pueden compartir un cambiador de fase.

Además, aunque la presente Realización trata ejemplos que usan OFDM como método de transmisión, la invención no está limitada de esta manera. Métodos de múltiples portadoras distintos de OFDM y métodos de portadora única se pueden usar todos para lograr Realizaciones similares. Aquí, también se pueden usar comunicaciones de espectro 35 ensanchado. Cuando se usan métodos de portadora única, el cambio de fase se realiza con respecto al dominio del tiempo.

Como se explicó en la Realización 3, cuando los métodos de transmisión implican transmisión de datos diferentes, el cambio de fase se lleva a cabo sobre los símbolos de datos, solamente. No obstante, como se describe en la 40 presente Realización, cuando el método de transmisión implica transmisión de datos idénticos, entonces el cambio de fase no necesita estar limitado a los símbolos de datos, sino que se puede realizar también sobre símbolos piloto, símbolos de control, y otros símbolos tales insertados en la trama de transmisión de la señal de transmisión. (El cambio de fase no siempre necesita ser realizado sobre símbolos tales como símbolos piloto y símbolos de control, aunque hacerlo así es preferible con el fin de lograr una ganancia de diversidad).

45 [Realización C3]

La presente Realización describe un método de configuración para un repetidor que corresponde a la Realización C1. El repetidor también se puede denominar estación de repetición.

50 La Fig. 62 ilustra la relación de unas estaciones base (radiodifusores) con repetidores y terminales. Como se muestra en la Fig. 63, la estación base 6201 al menos transmite señales moduladas sobre la banda de frecuencia X y la banda de frecuencia Y. La estación base 6201 transmite las señales moduladas respectivas en la antena 6202A y la antena 6202B. El método de transmisión usado aquí se describe más tarde, con referencia a la Fig. 63.

55 El repetidor A (6203A) realiza un procesamiento tal como demodulación sobre la señal recibida 6205A recibida por la antena de recepción 6204A y sobre la señal recibida 6207A recibida por la antena de recepción 6206A, obteniendo de esta manera los datos recibidos. Entonces, con el fin de transmitir los datos recibidos a un terminal, el repetidor A (6203A) realiza un procesamiento de transmisión para generar las señales moduladas 6209A y 6211A para la 60 transmisión en las antenas 6210A y 6212A respectivas.

De manera similar, el repetidor B (6203B) realiza un procesamiento tal como demodulación sobre la señal recibida 6205B recibida por la antena de recepción 6204B y sobre la señal recibida 6207B recibida por la antena de

recepción 6206B, obteniendo de esta manera los datos recibidos. Entonces, con el fin de transmitir los datos recibidos a un terminal, el repetidor B (6203B) realiza un procesamiento de transmisión para generar las señales moduladas 6209B y 6211B para la transmisión en las antenas 6210B y 6212B respectivas. Aquí, el repetidor B (6203B) es un repetidor maestro que saca una señal de control 6208. El repetidor A (6203A) toma como entrada la  
 5 señal de control. Un repetidor maestro no es estrictamente necesario. La estación base 6201 también puede transmitir señales de control individuales al repetidor A (6203A) y al repetidor B (6203B).

El terminal P (5907) recibe las señales moduladas transmitidas por el repetidor A (6203A), obteniendo por ello datos. El terminal Q (5908) recibe señales transmitidas por el repetidor A (6203A) y por el repetidor B (6203B), obteniendo  
 10 por ello datos. El terminal R (6213) recibe señales moduladas transmitidas por el repetidor B (6203B), obteniendo por ello datos.

La Fig. 63 ilustra la asignación de frecuencia para una señal modulada transmitida por la antena 6202A entre las señales de transmisión transmitidas por la estación base, y la asignación de frecuencia de las señales moduladas  
 15 transmitidas por la antena 6202B. En la Fig. 63, la frecuencia está en el eje horizontal y la potencia de transmisión está en el eje vertical.

Como se muestra, las señales moduladas transmitidas por la antena 6202A y por la antena 6202B usan al menos la banda de frecuencia X y la banda de frecuencia Y. La banda de frecuencia X se usa para transmitir datos de un  
 20 primer canal, y la banda de frecuencia Y se usa para transmitir datos a un segundo canal.

Como se describe en la Realización C1, los datos del primer canal se transmiten usando la banda de frecuencia X en un modo de transmisión de datos diferentes. Por consiguiente, como se muestra en la Fig. 63, las señales moduladas transmitidas por la antena 6202A y por la antena 6202B incluyen componentes de la banda de frecuencia  
 25 X. Estos componentes de la banda de frecuencia X se reciben por el repetidor A y por el repetidor B. Por consiguiente, como se describe en la Realización 1 y en la Realización C1, las señales moduladas en la banda de frecuencia X son señales sobre las cuales se ha realizado un mapeado, y a las cuales se aplican precodificación (ponderación) y el cambio de fase.

Como se muestra en la Fig. 62, los datos del segundo canal se transmiten por la antena 6202A de la Fig. 2 y transmite datos en componentes de la banda de frecuencia Y. Estos componentes de la banda de frecuencia Y se reciben por el repetidor A y por el repetidor B.

La Fig. 64 ilustra la asignación de frecuencia para las señales de transmisión transmitidas por el repetidor A y el  
 35 repetidor B, específicamente para la señal modulada 6209A transmitida por la antena 6210A y la señal modulada 6211A transmitida por la antena 6212A del repetidor 6210A, y para la señal modulada 6209B transmitida por la antena 6210B y la señal modulada 6211B transmitida por la antena 6212B del repetidor B. En la Fig. 64, la frecuencia está en el eje horizontal y la potencia de transmisión está en el eje vertical.

Como se muestra, la señal modulada 6209A transmitida por la antena 6210A y la señal modulada 6211A transmitida por la antena 6212A usan al menos la banda de frecuencia X y la banda de frecuencia Y. También, la señal modulada 6209B transmitida por la antena 6210B y la señal modulada 6211B transmitida por la antena 6212B usan de manera similar al menos una banda de frecuencia X y banda de frecuencia Y. La banda de frecuencia X se usa para transmitir datos de un primer canal, y la banda de frecuencia Y se usa para transmitir datos de un segundo  
 40 canal.  
 45 canal.

Como se describe en la Realización C1, los datos del primer canal se transmiten usando la banda de frecuencia X en un modo de transmisión de datos diferentes. Por consiguiente, como se muestra en la Fig. 64, la señal modulada 6209A transmitida por la antena 6210A y la señal modulada 6211A transmitida por la antena 6212B incluyen  
 50 componentes de la banda de frecuencia X. Estos componentes de la banda de frecuencia X se reciben por el terminal P. De manera similar, como se muestra en la Fig. 64, la señal modulada 6209B transmitida por la antena 6210B y la señal modulada 6211B transmitida por la antena 6212B incluyen componentes de la banda de frecuencia X. Estos componentes de la banda de frecuencia X se reciben por el terminal R. Por consiguiente, como se describe en la Realización 1 y en la Realización C1, las señales moduladas en la banda de frecuencia X son señales sobre  
 55 las que se ha realizado mapeado, y a las que se aplican precodificación (ponderación) y el cambio de fase.

Como se muestra en la Fig. 64, los datos del segundo canal se transportan por las señales moduladas transmitidas por la antena 6210A del repetidor A (6203A) y por la antena 6210B del repetidor B (6203) de la Fig. 62 y transmite datos en componentes de la banda de frecuencia Y. Aquí, los componentes de la banda de frecuencia Y en la señal modulada 6209A transmitidos por la antena 6210A del repetidor A (6203A) y los de la señal modulada 6209B transmitidos por la antena 6210B del repetidor B (6203B) se usan en un modo de transmisión que implica transmisión de datos idénticos, como se explica en la Realización C1. Estos componentes de la banda de frecuencia Y se reciben por el terminal Q.

Lo siguiente describe la configuración del repetidor A (6203A) y del repetidor B (6203B) de la Fig. 62, con referencia a la Fig. 65.

5 La Fig. 65 ilustra una configuración de muestra de un receptor y transmisor en un repetidor. Los componentes que operan idénticamente a los de la Fig. 56 usan los mismos números de referencia en su lugar. El receptor 6203X recibe como entrada la señal recibida 6502A recibida por la antena de recepción 6501A y la señal recibida 6502B recibida por la antena de recepción 6501B, realiza un procesamiento de señal (demultiplexación o composición de señal, decodificación de corrección de errores, etc.) sobre los componentes de la banda de frecuencia X de la misma para obtener los datos 6204X transmitidos por la estación base usando la banda de frecuencia X, saca los datos al distribuidor 404 y obtiene información del método de transmisión incluida en la información de control (y la información del método de transmisión cuando se transmite por un repetidor), y saca la señal de configuración de trama 313.

15 El receptor 6203X y en adelante constituyen un procesador para generar una señal modulada para transmitir la banda de frecuencia X. Además, el receptor aquí descrito no es solamente el receptor para la banda de frecuencia X como se muestra en la Fig. 65, sino que también incorpora receptores para otras bandas de frecuencia. Cada receptor forma un procesador para generar señales moduladas para transmitir una banda de frecuencia respectiva.

20 Las operaciones generales del distribuidor 404 son idénticas a las del distribuidor en la estación base descrita en la Realización C2.

25 Cuando se transmite como se indica en la Fig. 64, el repetidor A (6203A) y el repetidor B (6203B) generan dos señales moduladas diferentes (en las que se realizan precodificación y cambio de fase) en la banda de frecuencia X como se describe en la Realización C1. Las dos señales moduladas se transmiten respectivamente por las antenas 6210A y 6212A del repetidor A (6203) de la Fig. 62 y por las antenas 6210B y 6212B del repetidor B (6203B) de la Fig. 62.

30 En cuanto a la banda de frecuencia Y, el repetidor A (6203A) opera un procesador 6500 que se relaciona con la banda de frecuencia Y y que corresponde al procesador de señal 6500 que se relaciona con la banda de frecuencia X mostrada en la Fig. 65 (el procesador de señal 6500 es el procesador de señal que se relaciona con la banda de frecuencia X, pero dado que se incorpora un procesador de señal idéntico para la banda de frecuencia Y, esta descripción usa los mismos números de referencia), intercalador 304A, mapeador 306A, unidad de ponderación 308A, y cambiador de fase 5201 para generar la señal modulada 5202. Una señal de transmisión que corresponde a la señal modulada 5202 entonces se transmite por la antena 1301A de la Fig. 13, es decir, por la antena 6210A de la Fig. 62. De manera similar, el repetidor B (6203B) opera el intercalador 304A, el mapeador 306A, la unidad de ponderación 308A, y el cambiador de fase 5201 de la Fig. 62 que se relaciona con la banda de frecuencia Y para generar la señal modulada 5202. Entonces, una señal de transmisión que corresponde a la señal modulada 5202 se transmite por la antena 1310A de la Fig. 13, es decir, por la antena 6210B de la Fig. 62.

40 Como se muestra en la Fig. 66 (la Fig. 66 ilustra la configuración de trama de la señal modulada transmitida por la estación base, con el tiempo en el eje horizontal y la frecuencia en el eje vertical), la estación base transmite información del método de transmisión 6601, información del cambio de fase aplicada por el repetidor 6602 y símbolos de datos 6603. El repetidor obtiene y aplica la información del método de transmisión 6601, la información del cambio de fase aplicada por el repetidor 6602, y los símbolos de datos 6603 a la señal de transmisión, determinando de esta manera el método de cambio de fase. Cuando la información del cambio de fase aplicada por el repetidor 6602 de la Fig. 66 no se incluye en la señal transmitida por la estación base, entonces como se muestra en la Fig. 62, el repetidor B (6203B) es el maestro e indica el método de cambio de fase al repetidor A (6203A).

50 Como se explicó anteriormente, cuando el repetidor transmite datos diferentes, la matriz de precodificación y el método de cambio de fase se establecen según el método de transmisión para generar señales moduladas.

55 Por otra parte, para transmitir datos idénticos, dos repetidores generan y transmiten respectivamente señales moduladas. En tales circunstancias, los repetidores cada uno que genera señales moduladas para transmisión desde una antena común se pueden considerar que son dos repetidores combinados que usan la matriz de precodificación dada por la Expresión Matemática 52 (fórmula 52). El método de cambio de fase es como se explica en la Realización C1, por ejemplo, y satisface las condiciones de la Expresión Matemática 53 (fórmula 53).

60 También, tal como se explicó en la Realización C1 para la banda de frecuencia X, la estación base y el repetidor pueden tener cada uno dos antenas que transmiten las señales moduladas respectivas y dos antenas que reciben datos idénticos. Las operaciones de tal estación base o repetidor son como se describen para la Realización C1.

Según la presente Realización, no solamente el dispositivo de recepción puede obtener una calidad de recepción de datos mejorada para una transmisión de datos idénticos, así como para una transmisión de datos diferentes, sino que los dispositivos de transmisión también pueden compartir un cambiador de fase.

5 Además, aunque la presente Realización trata ejemplos que usan OFDM como el método de transmisión, la invención no está limitada de esta manera. Métodos de portadoras múltiples distintos de OFDM y métodos de una portadora única se pueden usar todos para lograr Realizaciones similares. Aquí, también se pueden usar comunicaciones de espectro ensanchado. Cuando se usan métodos de portadora única, el cambio de fase se realiza con respecto al dominio de tiempo.

10

Como se explica en la Realización 3, cuando el método de transmisión implica transmisión de datos diferentes, el cambio de fase se lleva a cabo sobre los símbolos de datos, solamente. No obstante, como se describe en la presente Realización, cuando el método de transmisión implica una transmisión de datos idénticos, entonces el cambio de fase no necesita estar limitado a los símbolos de datos, sino que también se puede realizar sobre

15 símbolos piloto, símbolos de control y otros símbolos tales insertados en la trama de transmisión de la señal de transmisión. (El cambio de fase no siempre necesita ser realizado sobre símbolos tales como símbolos piloto y símbolos de control, aunque hacerlo así es preferible con el fin de lograr ganancia de diversidad).

[Realización C4]

20

La presente Realización se refiere a un método de cambio de fase diferente de los métodos de cambio de fase descritos en la Realización 1 y en el Suplemento.

En la Realización 1, la Expresión Matemática 36 (fórmula 36) se da como ejemplo de una matriz de precodificación,

25 y en el Suplemento, la Expresión Matemática 50 (fórmula 50) se da de manera similar como otro ejemplo tal. En la Realización A1, los cambiadores de fase de las Fig. 3, 4, 6, 12, 25, 29, 51 y 53 se indican como que tienen un valor de cambio de fase de FASE[i] (donde  $i = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ) para lograr un periodo (ciclo) de N (valor alcanzado dado que las Fig. 3, 4, 6, 12, 25, 29, 51 y 53 realizan un cambio de fase sobre solamente una señal en banda base). La presente descripción trata la realización de un cambio de fase sobre una señal en banda base precodificada (es

30 decir, en las Fig. 3, 4, 6, 12, 25, 29, 51 y 53), esto es, sobre la señal en banda base precodificada z2'. Aquí, la FASE[k] se calcula como sigue.

[Expresión Matemática 54]

$$FASE[k] = \frac{k\pi}{N} \text{ radianes} \quad (\text{fórmula 54})$$

35

donde  $k = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ .

Por consiguiente, el dispositivo de recepción es capaz de lograr mejoras en la calidad de recepción de datos en el entorno LOS y especialmente en un entorno de propagación de ondas de radio. En el entorno LOS, cuando no se ha

40 realizado el cambio de fase, ocurre una relación de fase regular. No obstante, cuando se realiza el cambio de fase, se modifica la relación de fase, evitando a su vez las malas condiciones en un entorno de propagación de tipo ráfaga. Como una alternativa a la Expresión Matemática 54 (fórmula 54), la FASE[k] se puede calcular como sigue.

[Expresión Matemática 55]

45

$$FASE[k] = -\frac{k\pi}{N} \text{ radianes} \quad (\text{fórmula 55})$$

donde  $k = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ .

Como un método de cambio de fase alternativo adicional, la FASE[k] se puede calcular como sigue.

50

[Expresión Matemática 56]

$$FASE[k] = \frac{k\pi}{N} + Z \text{ radianes} \quad (\text{fórmula 56})$$

donde  $k = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ .

Como un método de cambio de fase alternativo adicional, la FASE[k] se puede calcular como sigue.

5

[Expresión Matemática 57]

$$FASE [k] = -\frac{k\pi}{N} + Z \quad \text{(fórmula 57)}$$

radianes

donde  $k = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ .

10

Por tanto, realizando el cambio de fase según la presente Realización, el dispositivo de recepción se hace más probable que obtenga una calidad de recepción buena.

El cambio de fase de la presente Realización es aplicable no solamente a métodos de una portadora única sino también a métodos de múltiples portadoras. Por consiguiente, la presente Realización también se puede realizar usando, por ejemplo, comunicaciones de espectro ensanchado, OFDM, SC-FDMA, SC-OFDM, OFDM de onda pequeña como se describe en la Literatura No de Patente 7, etc. Como se describió anteriormente, mientras que la presente Realización explica el cambio de fase como un cambio de fase con respecto al dominio de tiempo  $t$ , la fase se puede cambiar alternativamente con respecto al dominio de frecuencia como se describió en la Realización 1. Es decir, considerando el cambio de fase con respecto al dominio de tiempo  $t$  descrito en la presente Realización y sustituyendo  $t$  por  $f$  ( $f$  que es la frecuencia ((sub) portadora)) conduce a un cambio de fase aplicable al dominio de frecuencia. También, como se explicó anteriormente para la Realización 1, el método de cambio de fase de la presente Realización también es aplicable a un cambio de fase con respecto tanto al dominio de tiempo como al dominio de frecuencia. Además, cuando el método de cambio de fase descrito en la presente Realización satisface las condiciones indicadas en la Realización A1, es altamente probable que el dispositivo de recepción obtenga una calidad de datos buena.

20

25

[Realización C5]

30 La presente Realización se refiere a un método de cambio de fase diferente de los métodos de cambio de fase descritos en la Realización 1, en el Suplemento y en la Realización C4.

En la Realización 1, la Expresión Matemática 36 (fórmula 36) se da como ejemplo de una matriz de precodificación, y en el Suplemento, la Expresión Matemática 50 (fórmula 50) se da de manera similar como otro ejemplo tal. En la Realización A1, los cambiadores de fase de las Fig. 3, 4, 6, 12, 25, 29, 51 y 53 se indican como que tienen un valor de cambio de fase de FASE[i] (donde  $i = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ) para lograr un periodo (ciclo) de  $N$  (valor alcanzado dado que las Fig. 3, 4, 6, 12, 25, 29, 51 y 53 realizan un cambio de fase solamente sobre una señal en banda base). La presente descripción trata la realización de un cambio de fase sobre una señal en banda base precodificada (es decir, en las Fig. 3, 4, 6, 12, 25, 29, 51 y 53) esto es, sobre la señal en banda base precodificada  $z^2$ .

40

El rasgo característico del método de cambio de fase que se relaciona con la presente Realización es el periodo (ciclo) de  $N = 2n + 1$ . Para lograr el periodo (ciclo) de  $N = 2n + 1$ , se deben preparar  $n+1$  valores de cambio de fase diferentes. Entre estos  $n+1$  valores de cambio de fase diferentes,  $n$  valores de cambio de fase se usan dos veces por periodo (ciclo), y un valor de cambio de fase se usa solamente una vez por período (ciclo), logrando de esta manera el periodo (ciclo) de  $N = 2n + 1$ . Lo siguiente describe estos valores de cambio de fase en detalle.

45

Los  $n+1$  valores de cambio de fase diferentes requeridos para lograr un método de cambio de fase en el que el valor de cambio de fase se conmuta regularmente en un periodo (ciclo) de  $N = 2n + 1$  se expresan como FASE[0], FASE[1], FASE[i]... FASE[n-1], FASE[n] (donde  $i = 0, 1, 2, \dots, n-2, n-1, n$ ). Aquí, los  $n+1$  valores de cambio de fase diferentes de FASE[0], FASE[1], FASE[i]... FASE[n-1], FASE[n] se expresan como sigue.

50

[Expresión Matemática 58]

$$FASE [k] = \frac{2k\pi}{2n+1} \quad \text{(fórmula 58)}$$

radianes

55 donde  $k = 0, 1, 2, \dots, n-2, n-1, n$ . Los  $n+1$  valores de cambio de fase diferentes FASE[0], FASE[1]... FASE[i]... FASE[n-1], FASE[n] se dan por la Expresión Matemática 58 (fórmula 58). La FASE[0] se usa una vez, mientras que la FASE[1] hasta la FASE[n] se usan cada una dos veces (es decir, la FASE[1] se usa dos veces, la

FASE[2] se usa dos veces, y así sucesivamente, hasta la FASE[n-1] se usa dos veces y la FASE[n] se usa dos veces). Por tanto, a través de este método de cambio de fase en el que el valor de cambio de fase se conmuta regularmente en un periodo (ciclo) de  $N = 2n + 1$ , se realiza un método de cambio de fase en el que el valor de cambio de fase se conmuta regularmente entre menos valores de cambio de fase. De esta manera, el dispositivo de recepción es capaz de lograr una calidad de recepción de datos mejor. Como los valores de cambio de fase son menores, se puede reducir el efecto de los mismos sobre el dispositivo de transmisión y el dispositivo de recepción. Según lo anterior, el dispositivo de recepción es capaz de lograr mejoras en la calidad de recepción de datos en el entorno LOS, y especialmente en un entorno de propagación de ondas de radio. En el entorno LOS, cuando no se ha realizado el cambio de fase, ocurre una relación de fase regular. No obstante, cuando se realiza el cambio de fase, se modifica la relación de fase, evitando a su vez las malas condiciones en un entorno de propagación de tipo ráfagas. Como alternativa a la Expresión Matemática 58 (fórmula 58), la FASE[k] se puede calcular como sigue.

[Expresión Matemática 59]

15

$$FASE [k] = - \frac{2k\pi}{2n + 1} \text{ radianes} \quad (\text{fórmula 59})$$

donde  $k = 0, 1, 2, \dots, n-2, n-1, n$ .

Los  $n+1$  valores de cambio de fase diferentes FASE[0], FASE[1]... FASE[i]... FASE[n-1], FASE[n] se dan por la Expresión Matemática 59 (fórmula 59). La FASE[0] se usa una vez, mientras que la FASE[1] hasta la FASE[n] se usan cada una dos veces (es decir, la FASE[1] se usa dos veces, la FASE[2] se usa dos veces, y así sucesivamente, hasta la FASE[n-1] se usa dos veces y la FASE[n] se usa dos veces). Por tanto, a través de este método de cambio de fase en el que el valor de cambio de fase se conmuta regularmente en un periodo (ciclo) de  $N = 2n + 1$ , se realiza un método de cambio de fase en el que el valor de cambio de fase se conmuta regularmente entre menos valores de cambio de fase. De esta manera, el dispositivo de recepción es capaz de lograr una calidad de recepción de datos mejor. Como los valores de cambio de fase son menores, se puede reducir el efecto de los mismos sobre el dispositivo de transmisión y el dispositivo de recepción.

Como una alternativa adicional, la FASE[k] se puede calcular como sigue.

30

[Expresión Matemática 60]

$$FASE [k] = \frac{2k\pi}{2n + 1} + Z \text{ radianes} \quad (\text{fórmula 60})$$

donde  $k = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ .

35

Los  $n+1$  valores de cambio de fase diferentes FASE[0], FASE[1]... FASE[i]... FASE[n-1], FASE[n] se dan por la Expresión Matemática 60 (fórmula 60). La FASE[0] se usa una vez, mientras que la FASE[1] hasta la FASE[n] se usan cada una dos veces (es decir, la FASE[1] se usa dos veces, la FASE[2] se usa dos veces, y así sucesivamente, hasta la FASE[n-1] se usa dos veces y la FASE[n] se usa dos veces). Por tanto, a través de este método de cambio de fase en el que el valor de cambio de fase se conmuta regularmente en un periodo (ciclo) de  $N = 2n + 1$ , se realiza un método de cambio de fase en el que el valor de cambio de fase se conmuta regularmente entre menos valores de cambio de fase. De esta manera, el dispositivo de recepción es capaz de lograr una calidad de recepción de datos mejor. Como los valores de cambio de fase son menores, se puede reducir el efecto de los mismos sobre el dispositivo de transmisión y el dispositivo de recepción.

45

Como una alternativa adicional, la FASE[k] se puede calcular como sigue.

[Expresión Matemática 61]

$$FASE [k] = - \frac{2k\pi}{2n + 1} + Z \text{ radianes} \quad (\text{fórmula 61})$$

50

donde  $k = 0, 1, 2, \dots, n-2, n-1, n$ .

Los  $n+1$  valores de cambio de fase diferentes FASE[0], FASE[1]... FASE[i]... FASE[n-1], FASE[n] se dan por la Expresión Matemática 61 (fórmula 61). La FASE[0] se usa una vez, mientras que la FASE[1] hasta la FASE[n] se



usan cada una dos veces (es decir, la FASE[1] se usa dos veces, la FASE[2] se usa dos veces, y así sucesivamente, hasta la FASE[n-1] se usa dos veces y la FASE[n] se usa dos veces). Por tanto, a través de este método de cambio de fase en el que el valor de cambio de fase se conmuta regularmente en un periodo (ciclo) de  $N = 2n + 1$ , se realiza un método de cambio de fase en el que el valor de cambio de fase se conmuta regularmente entre menos valores de cambio de fase. De esta manera, el dispositivo de recepción es capaz de lograr una calidad de recepción de datos mejor. Como los valores de cambio de fase son menores, se puede reducir el efecto de los mismos sobre el dispositivo de transmisión y el dispositivo de recepción.

Por tanto, realizando el cambio de fase según la presente Realización, el dispositivo de recepción se hace más probable que obtenga una buena calidad de recepción.

El cambio de fase de la presente Realización es aplicable no solamente a métodos de una portadora única sino también a transmisión que usa métodos de múltiples portadoras. Por consiguiente, la presente Realización también se puede realizar usando, por ejemplo, comunicaciones de espectro ensanchado, OFDM, SC-FDMA, SC-OFDM, OFDM de onda pequeña como se describe en la Literatura No de Patente 7, y así sucesivamente. Como se describió anteriormente, mientras que la presente Realización explica el cambio de fase como un cambio de fase con respecto al dominio de tiempo  $t$ , la fase se puede cambiar alternativamente con respecto al dominio de frecuencia como se describió en la Realización 1. Es decir, considerando el cambio de fase con respecto al dominio de tiempo  $t$  descrito en la presente Realización y sustituyendo  $t$  por  $f$  ( $f$  que es la frecuencia ((sub)portadora)) conduce a un cambio de fase aplicable al dominio de frecuencia. También, como se explicó anteriormente para la Realización 1, el método de cambio de fase de la presente Realización también es aplicable a un cambio de fase con respecto tanto al dominio de tiempo como al dominio de frecuencia.

[Realización C6]

La presente Realización describe un método de cambio de fase regularmente, específicamente el de la Realización C5, cuando la codificación se realiza usando códigos de bloques como se describe en la Literatura No de Patente 12 hasta 15, tales como códigos QC LDPC (se pueden usar no solamente QC-LDPC sino también códigos LDPC) códigos de LDPC (bloques) y BCH concatenados, Turbo códigos o códigos Turbo Duo-Binario que usan mordedura de cola, etc. El siguiente ejemplo considera un caso en el que se transmiten dos flujos  $s_1$  y  $s_2$ . Cuando se ha realizado la codificación usando códigos de bloques y no es necesaria información de control y similares, el número de bits que componen cada bloque codificado coincide con el número de bits que componen cada código de bloque (se puede incluir aún información de control, etc. descrita a continuación). Cuando se ha realizado la codificación usando códigos de bloques o similares y se requiere información de control o similar (por ejemplo, parámetros de transmisión CRC), entonces el número de bits que componen cada bloque codificado es la suma del número de bits que componen los códigos de bloques y el número de bits que componen la información.

La Fig. 34 ilustra el número variable de símbolos y ranuras necesarios en cada bloque codificado cuando se usan códigos de bloques. La Fig. 34 ilustra el número variable de símbolos y ranuras necesarios en cada bloque codificado cuando se usan códigos de bloques cuando, por ejemplo, se transmiten dos flujos  $s_1$  y  $s_2$  como se indica por el dispositivo de transmisión de la Fig. 4, y el dispositivo de transmisión tiene solamente un codificador. (Aquí, el método de transmisión puede ser cualquier método de portadora única o método de múltiples portadoras tal como OFDM).

Como se muestra en la Fig. 34, cuando se usan códigos de bloques, hay 6.000 bits que componen un bloque codificado único. Con el fin de transmitir estos 6.000 bits, el número de símbolos requeridos depende del método de modulación, siendo 3.000 para QPSK, 1.500 para 16-QAM y 1.000 para 64-QAM.

Entonces, dado que el dispositivo de transmisión de la Fig. 4 transmite dos flujos simultáneamente, se asignan a  $s_1$  1.500 de los 3.000 símbolos antes mencionados necesarios cuando el método de modulación es QPSK y se asignan a  $s_2$  los otros 1.500 símbolos. Por tanto, se requieren 1.500 ranuras para transmitir los 1.500 símbolos (de aquí en adelante, ranuras) para cada uno de  $s_1$  y  $s_2$ .

Por el mismo razonamiento, cuando el método de modulación es 16-QAM, se necesitan 750 ranuras para transmitir todos los bits que componen cada bloque codificado, y cuando el método de modulación es 64-QAM, se necesitan 500 ranuras para transmitir todos los bits que componen cada bloque codificado.

Lo siguiente describe la relación entre las ranuras antes definidas y la fase, en cuanto a los métodos para un cambio de fase regular.

Aquí, se supone que se han preparado cinco valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) diferentes para su uso en el método para un cambio de fase regular, que tiene un periodo (ciclo) de cinco. Es decir, el cambiador de fase del dispositivo de transmisión de la Fig. 4 usa cinco valores de cambio de fase (o conjuntos de

cambio de fase) para lograr el periodo (ciclo) de cinco. No obstante, como se describe en la Realización C5, están presentes tres valores de cambio de fase diferentes. Por consiguiente, algunos de los cinco valores de cambio de fase necesarios para el periodo (ciclo) de cinco son idénticos. (Como en la Fig. 6, se necesitan cinco valores de cambio de fase con el fin de realizar un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de cinco sobre la señal en banda base precodificada  $z_2'$  solamente. También, como en la Fig. 26, se necesitan dos valores de cambio de fase para cada ranura con el fin de realizar el cambio de fase sobre ambas señales en banda base precodificadas  $z_1'$  y  $z_2'$ . Estos dos valores de cambio de fase se denominan conjunto de cambio de fase. Por consiguiente, cinco conjuntos de cambio de fase se deberían preparar idealmente con el fin de realizar el cambio de fase que tiene un período (ciclo) de cinco en tales circunstancias). Los cinco valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) necesarios para el periodo (ciclo) de cinco se expresan como  $P[0]$ ,  $P[1]$ ,  $P[2]$ ,  $P[3]$  y  $P[4]$ .

Lo siguiente describe la relación entre las ranuras definidas anteriormente y la fase, en cuanto a los métodos para un cambio de fase regular.

15 Para las 1.500 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000 bits que componen un único bloque codificado cuando el método de modulación es QPSK, se usa el valor de cambio de fase  $P[0]$  en 300 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[1]$  en 300 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[2]$  en 300 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[3]$  en 300 ranuras, y se usa el valor de cambio de fase  $P[4]$  en 300 ranuras. Esto es debido al hecho de que cualquier desviación en el uso del valor de cambio de fase hace que sea ejercida una gran influencia por el valor de cambio de fase usado más frecuentemente, y que el dispositivo de recepción sea dependiente de tal influencia para la calidad de recepción de datos.

De manera similar, para las 1.500 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000 bits que componen el par de bloques codificados cuando el método de modulación es 16-QAM, se usa el valor de cambio de fase  $P[0]$  en 150 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[1]$  en 150 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[2]$  en 150 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[3]$  en 150 ranuras, y se usa el valor de cambio de fase  $P[4]$  en 150 ranuras.

Además, para las 500 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000 bits que componen un bloque codificado único cuando el método de modulación es 64-QAM, se usa el valor de cambio de fase  $P[0]$  en 100 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[1]$  en 100 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[2]$  en 100 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[3]$  en 100 ranuras, y se usa el valor de cambio de fase  $P[4]$  en 100 ranuras.

35 Como se describió anteriormente, un método de cambio de fase para variar regularmente el valor de cambio de fase como se da en la Realización C5 requiere la preparación de  $N = 2n + 1$  valores de cambio de fase  $P[0]$ ,  $P[1]$ ...  $P[2n-1]$ ,  $P[2n]$  (donde  $P[0]$ ,  $P[1]$ ...  $P[2n-1]$ ,  $P[2n]$  se expresan como  $FASE[0]$ ,  $FASE[1]$ ,  $FASE[2]$ ...  $FASE[n-1]$ ,  $FASE[n]$  (véase la Realización C5)). Por tanto, con el fin de transmitir todos los bits que componen el bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase  $P[0]$  en  $K_0$  ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[1]$  en  $K_1$  ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[i]$  en  $K_i$  ranuras (donde  $i = 0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$ ), y se usa el valor de cambio de fase  $P[2n]$  en  $K_{2n}$  ranuras, de manera que se cumple la condición #C01.

(Condición #C01)

45  $K_0 = K_1 \dots = K_i = \dots K_{2n}$ . Es decir,  $K_a = K_b$  ( $\forall a$  y  $\forall b$  donde  $a, b, = 0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$  ( $a, b$  que son números enteros entre 0 y  $2n$ ,  $a \neq b$ )).

Un método de cambio de fase para un cambio regular del valor de cambio de fase como se da en la Realización C5 que tiene un periodo (ciclo) de  $N = 2n + 1$  requiere la preparación de los valores de cambio de fase  $FASE[0]$ ,  $FASE[1]$ ,  $FASE[2]$ ...  $FASE[n-1]$ ,  $FASE[n]$ . Por tanto, con el fin de transmitir todos los bits que componen un único bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase  $FASE[0]$  en  $G_0$  ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $FASE[1]$  en  $G_1$  ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $FASE[i]$  en  $G_i$  ranuras (donde  $i = 0, 1, 2, \dots, n-1, n$ ), y se usa el valor de cambio de fase  $FASE[n]$  en  $G_n$  ranuras, de manera que se cumple la Condición #C01. La Condición #C01 se puede modificar como sigue.

55 (Condición #C02)

$2 \times G_0 = G_1 \dots = G_i = \dots G_n$  Es decir,  $2 \times G_0 = G_a$  ( $\forall a$  donde  $a = 1, 2, \dots, n-1, n$  ( $a$  que es un número entero entre 1 y  $n$ )).

60

Entonces, cuando un sistema de comunicación que soporta múltiples métodos de modulación selecciona un método soportado tal para su uso, la Condición #C01 (o la Condición #C02) se debe cumplir para el método de modulación soportado.

5 No obstante, cuando se soportan múltiples métodos de modulación, cada método de modulación tal usa típicamente símbolos que transmiten un número diferente de bits por símbolo (aunque puede ocurrir que algunos usen el mismo número), la Condición #C01 (o la Condición #C02) puede no ser satisfecha para algunos métodos de modulación. En tal caso, la condición siguiente aplica en lugar de la Condición #C01.

10 (Condición #C03)

La diferencia entre  $K_a$  y  $K_b$  satisface 0 o 1. Es decir,  $|K_a - K_b|$  satisface 0 o 1 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$  (a y b que son números enteros entre 0 y  $2n$ )  $a \neq b$ ).

15 Alternativamente, la Condición #C03 se puede expresar como sigue.

(Condición #C04)

La diferencia entre  $G_a$  y  $G_b$  satisface 0, 1 o 2. Es decir,  $|G_a - G_b|$  satisface 0, 1 o 2 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 1, 2, \dots, n-1, n$  (a y b que son números enteros entre 1 y n)  $a \neq b$ )

y

La diferencia entre  $2xG_0$  y  $G_a$  satisface 0, 1 o 2. Es decir,  $|2xG_0 - G_a|$  satisface 0, 1 o 2 ( $\forall a$ , donde  $a = 1, 2, \dots, n-1, n$  (a que es un número entero entre 1 y n)).

La Fig. 35 ilustra los números variables de símbolos y ranuras necesarios en dos bloques codificados cuando se usan códigos de bloques. La Fig. 35 ilustra los números variables de símbolos y ranuras necesarios en cada bloque codificado cuando se usan códigos de bloques cuando, por ejemplo, se transmiten dos flujos  $s_1$  y  $s_2$  como se indica por el dispositivo de transmisión de la Fig. 3 y la Fig. 12, y el dispositivo de transmisión tiene dos codificadores. (Aquí, el método de transmisión puede ser cualquier método de portadora única o método de múltiples portadoras tal como OFDM).

Como se muestra en la Fig. 35, cuando se usan códigos de bloques, hay 6.000 bits que componen un único bloque codificado. Con el fin de transmitir estos 6.000 bits, el número de símbolos requeridos depende del método de modulación, que es 3.000 para QPSK, 1.500 para 16-QAM y 1.000 para 64-QAM.

El dispositivo de transmisión de la Fig. 3 y el dispositivo de transmisión de la Fig. 12 transmiten cada uno dos flujos a la vez, y tienen dos codificadores. Por tanto, los dos flujos transmiten cada uno diferentes bloques de código. Por consiguiente, cuando el método de modulación es QPSK, dos bloques codificados extraídos de  $s_1$  y  $s_2$  se transmiten dentro del mismo intervalo, por ejemplo, se transmite un primer bloque codificado extraído de  $s_1$ , luego se transmite un segundo bloque codificado extraído de  $s_2$ . Por tanto, se necesitan 3.000 ranuras con el fin de transmitir el primer y segundo bloques codificados.

Por el mismo razonamiento, cuando el método de modulación es 16-QAM, se necesitan 1.500 ranuras para transmitir todos los bits que componen dos bloques codificados, y cuando el método de modulación es 64-QAM, se necesitan 1.000 ranuras para transmitir todos los bits que componen los dos bloques codificados.

Lo siguiente describe la relación entre las ranuras definidas anteriormente y la fase, en cuanto a los métodos para un cambio de fase regular.

Aquí, se supone que han sido preparados cinco valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) diferentes para su uso en el método para un cambio de fase regular, que tiene un periodo (ciclo) de cinco. Es decir, el cambiador de fase del dispositivo de transmisión de la Fig. 4 usa cinco valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) para lograr el periodo (ciclo) de cinco. No obstante, como se describe en la Realización C5, están presentes tres valores de cambio de fase diferentes. Por consiguiente, algunos de los cinco valores de cambio de fase necesarios para el periodo (ciclo) de cinco son idénticos. (Como en la Fig. 6, se necesitan cinco valores de cambio de fase con el fin de realizar un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de cinco sobre la señal en banda base precodificada  $z_2'$ , solamente. También, como en la Fig. 26, se necesitan dos valores de cambio de fase para cada ranura con el fin de realizar el cambio de fase sobre ambas señales en banda base precodificadas  $z_1'$  y  $z_2'$ . Estos dos valores de cambio de fase se denominan conjunto de cambio de fase. Por consiguiente, se deberían preparar idealmente cinco conjuntos de cambio de fase con el fin de realizar un cambio de fase que tenga un

período (ciclo) de cinco en tales circunstancias). Los cinco valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) necesarios para el periodo (ciclo) de cinco se expresan como P[0], P[1], P[2], P[3] y P[4].

5 Para las 3.000 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000x2 bits que componen el par de bloques codificados cuando el método de modulación es QPSK, se usa el valor de cambio de fase P[0] en 600 ranuras, se usa el valor de cambio de fase P[1] en 600 ranuras, se usa el valor de cambio de fase P[2] en 600 ranuras, se usa el valor de cambio de fase P[3] en 600 ranuras, y se usa el valor de cambio de fase P[4] en 600 ranuras. Esto es debido al hecho de que cualquier desviación en el uso del valor de cambio de fase hace que sea ejercida una gran influencia por valor de cambio de fase usado más frecuentemente, y que el dispositivo de  
10 recepción sea dependiente de tal influencia para la calidad de recepción de datos.

Además, con el fin de transmitir el primer bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase P[0] en las ranuras 600 veces, se usa el valor de cambio de fase P[1] en las ranuras 600 veces, se usa el valor de cambio de fase P[2] en las ranuras 600 veces, se usa el valor de cambio de fase P[3] en las ranuras 600 veces, y se usa el valor de cambio de fase P[4] en las ranuras 600 veces. Además, con el fin de transmitir el segundo bloque codificado, se usa el  
15 valor de cambio de fase P[0] en las ranuras 600 veces, se usa el valor de cambio de fase P[1] en las ranuras 600 veces, se usa el valor de cambio de fase P[2] en las ranuras 600 veces, se usa el valor de cambio de fase P[3] en las ranuras 600 veces, y se usa el valor de cambio de fase P[4] en las ranuras 600 veces.

20 De manera similar, para las 1.500 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000x2 bits que componen el par de bloques codificados cuando el método de modulación es 16-QAM, se usa el valor de cambio de fase P[0] en 300 ranuras, se usa el valor de cambio de fase P[1] en 300 ranuras, se usa el valor de cambio de fase P[2] en 300 ranuras, se usa el valor de cambio de fase P[3] en 300 ranuras, y se usa el valor de cambio de fase P[4] en 300 ranuras.

25 Además, con el fin de transmitir el primer bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase P[0] en las ranuras 300 veces, se usa el valor de cambio de fase P[1] en las ranuras 300 veces, se usa el valor de cambio de fase P[2] en las ranuras 300 veces, se usa el valor de cambio de fase P[3] en las ranuras 300 veces, y se usa el valor de cambio de fase P[4] en las ranuras 300 veces. Además, con el fin de transmitir el segundo bloque codificado, se usa  
30 el valor de cambio de fase P[0] en las ranuras 300 veces, se usa el valor de cambio de fase P[1] en las ranuras 300 veces, se usa el valor de cambio de fase P[2] en las ranuras 300 veces, se usa el valor de cambio de fase P[3] en las ranuras 300 veces, y se usa el valor de cambio de fase P[4] en las ranuras 300 veces.

De manera similar, para las 1.000 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000x2 bits que componen el par de bloques codificados cuando el método de modulación es 64-QAM, se usa el valor de cambio de fase P[0] en 200 ranuras, se usa el valor de cambio de fase P[1] en 200 ranuras, se usa el valor de cambio de fase P[2] en 200 ranuras, se usa el valor de cambio de fase P[3] en 200 ranuras, y se usa el valor de cambio de fase P[4] en 200 ranuras.

40 Además, con el fin de transmitir el primer bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase P[0] en las ranuras 200 veces, se usa el valor de cambio de fase P[1] en las ranuras 200 veces, se usa el valor de cambio de fase P[2] en las ranuras 200 veces, se usa el valor de cambio de fase P[3] en las ranuras 200 veces, y se usa el valor de cambio de fase P[4] en las ranuras 200 veces. Además, con el fin de transmitir el segundo bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase P[0] en las ranuras 200 veces, se usa el valor de cambio de fase P[1] en las ranuras 200  
45 veces, se usa el valor de cambio de fase P[2] en las ranuras 200 veces, se usa el valor de cambio de fase P[3] en las ranuras 200 veces, y se usa el valor de cambio de fase P[4] en las ranuras 200 veces.

Como se describió anteriormente, un método de cambio de fase para variar regularmente el valor de cambio de fase como se da en la Realización C5 requiere la preparación de  $N = 2n + 1$  valores de cambio de fase P[0], P[1]... P[2n-1], P[2n] (donde P[0], P[1]... P[2n-1], P[2n] se expresan como FASE[0], FASE[1], FASE[2]... FASE[n-1], FASE[n] (véase la Realización C5)). Por tanto, con el fin de transmitir todos los bits que componen los dos bloques codificados, se usa el valor de cambio de fase P[0] en  $K_0$  ranuras, se usa el valor de cambio de fase P[1] en  $K_1$  ranuras, se usa el valor de cambio de fase P[i] en  $K_i$  ranuras (donde  $i = 0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$ ), y se usa el valor de cambio de fase P[2n] en  $K_{2n}$  ranuras.

55 (Condición #C05)

$K_0 = K_1 \dots = K_i = \dots K_{2n}$ . Es decir,  $K_a = K_b$  ( $\forall a$  y  $\forall b$  donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$  ( $a, b$  que son números enteros entre 0 y  $2n$ ,  $a \neq b$ )). Con el fin de transmitir todos los bits que componen el primer bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase P[0]  $K_{0,1}$  veces, se usa el valor de cambio de fase P[1]  $K_{1,1}$  veces, se usa el valor de cambio de fase P[i]  $K_{i,1}$  (donde  $i = 0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$ ), y se usa el valor de cambio de fase P[2n]  $K_{2n,1}$  veces.

(Condición #C06)

$K_{0,1} = K_{1,1} \dots = K_{i,1} = \dots = K_{2n-1,1}$ . Es decir,  $K_{a,1} = K_{b,1}$  ( $\forall a$  y  $\forall b$  donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$  ( $a, b$  que son números enteros entre 0 y  $2n$ ,  $a \neq b$ ).

- 5 Con el fin de transmitir todos los bits que componen el segundo bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase  $P[0]$   $K_{0,2}$  veces, se usa el valor de cambio de fase  $P[1]$   $K_{1,2}$  veces, se usa el valor de cambio de fase  $P[i]$   $K_{i,2}$  (donde  $i = 0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$ ), y se usa el valor de cambio de fase  $P[2n]$   $K_{2n,2}$  veces.

(Condición #C07)

10

$K_{0,2} = K_{1,2} \dots = K_{i,2} = \dots = K_{2n-1,2}$ . Es decir,  $K_{a,2} = K_{b,2}$  ( $\forall a$  y  $\forall b$  donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$  ( $a, b$  que son números enteros entre 0 y  $2n$ ,  $a \neq b$ ).

- 15 Un método de cambio de fase para variar regularmente el valor de cambio de fase como se da en la Realización C5 que tiene un periodo (ciclo) de  $N = 2n + 1$  requiere la preparación de valores de cambio de fase  $FASE[0]$ ,  $FASE[1]$ ,  $FASE[2]$ ...  $FASE[n-1]$ ,  $FASE[n]$ . Por tanto, con el fin de transmitir todos los bits que componen los dos bloques codificados, se usa el valor de cambio de fase  $FASE[0]$  en  $G_0$  ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $FASE[1]$  en  $G_1$  ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $FASE[i]$  en  $G_i$  ranuras (donde  $i = 0, 1, 2, \dots, n-1, n$ ), y se usa el valor de cambio de fase  $FASE[n]$  en  $G_n$  ranuras, de manera que se cumple la Condición #C05.

20

(Condición #C08)

$2xG_0 = G_1 \dots = G_i = \dots = G_n$ . Es decir,  $2xG_0 = G_a$  ( $\forall a$  donde  $a = 1, 2, \dots, n-1, n$  ( $a$  que es un número entero entre 1 y  $n$ )).

- 25 Con el fin de transmitir todos los bits que componen el primer bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase  $FASE[0]$   $G_{0,1}$  veces, se usa el valor de cambio de fase  $FASE[1]$   $G_{1,1}$  veces, se usa el valor de cambio de fase  $FASE[i]$   $G_{i,1}$  (donde  $i = 0, 1, 2, \dots, n-1, n$ ) y se usa el valor de cambio de fase  $FASE[n]$   $G_{n,1}$  veces.

(Condición #C09)

30

$2xG_{0,1} = G_{1,1} \dots = G_{i,1} = \dots = G_{n,1}$ . Es decir,  $2xG_{0,1} = G_{a,1}$  ( $\forall a$  donde  $a = 1, 2, \dots, n-1, n$  ( $a$  que es un número entero entre 1 y  $n$ )).

- 35 Con el fin de transmitir todos los bits que componen el segundo bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase  $FASE[0]$   $G_{0,2}$  veces, se usa el valor de cambio de fase  $FASE[1]$   $G_{1,2}$  veces, se usa el valor de cambio de fase  $FASE[i]$   $G_{i,2}$  (donde  $i = 0, 1, 2, \dots, n-1, n$ ), y se usa el valor de cambio de fase  $FASE[n]$   $G_{n,2}$  veces.

(Condición #C10)

- 40  $2xG_{0,2} = G_{1,2} \dots = G_{i,2} = \dots = G_{n,2}$ . Es decir,  $2xG_{0,2} = G_{a,2}$  ( $\forall a$  donde  $a = 1, 2, \dots, n-1, n$  ( $a$  que es un número entero entre 1 y  $n$ )).

- 45 Entonces, cuando un sistema de comunicación que soporta múltiples métodos de modulación selecciona un método soportado tal para su uso, la Condición #C05, la Condición #C06 y la Condición #C07 (o la Condición #C08, la Condición #C09 y la Condición #C10) se deben cumplir para el método de modulación soportado.

- 50 No obstante, cuando se soportan múltiples métodos de modulación, cada método de modulación tal usa típicamente símbolos que transmiten un número diferente de bits por símbolo (aunque puede ocurrir que algunos usen el mismo número), la Condición #C05, la Condición #C06 y la Condición #C07 (o la Condición #C08, la Condición #C09 y la Condición #C10) pueden no ser satisfechas para algunos métodos de modulación. En tal caso, las condiciones siguientes aplican en lugar de la Condición #C05, la Condición #C06 y la Condición #C07.

(Condición #C11)

- 55 La diferencia entre  $K_a$  y  $K_b$  satisface 0 o 1. Es decir,  $|K_a - K_b|$  satisface 0 o 1 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$  ( $a$  y  $b$  que son números enteros entre 0 y  $2n$ )  $a \neq b$ ).

(Condición #C12)

- 60 La diferencia entre  $K_{a,1}$  y  $K_{b,1}$  satisface 0 o 1. Es decir,  $|K_{a,1} - K_{b,1}|$  satisface 0 o 1 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$  ( $a$  y  $b$  que son números enteros entre 0 y  $2n$ )  $a \neq b$ ).

(Condición #C13)

La diferencia entre  $K_{a,2}$  y  $K_{b,2}$  satisface 0 o 1. Es decir,  $|K_{a,2} - K_{b,2}|$  satisface 0 o 1 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$  (a y b que son números enteros entre 0 y  $2n$ )  $a \neq b$ ).

5

Alternativamente, la Condición #C11, la Condición #C12 y la Condición #C13 se puede expresar como sigue.

(Condición #C14)

La diferencia entre  $G_a$  y  $G_b$  satisface 0, 1 o 2. Es decir,  $|G_a - G_b|$  satisface 0, 1, o 2 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 1, 2, \dots, n-1, n$  (a y b que son números enteros entre 1 y n)  $a \neq b$ ).

10

y

La diferencia entre  $2xG_0$  y  $G_a$  satisface 0, 1 o 2. Es decir,  $|2xG_0 - G_a|$  satisface 0, 1, o 2 ( $\forall a$ , donde  $a = 1, 2, \dots, n-1, n$  (a que es un número entero entre 1 y n)).

15

(Condición #C15)

La diferencia entre  $G_{a,1}$  y  $G_{b,1}$  satisface 0, 1 o 2. Es decir,  $|G_{a,1} - G_{b,1}|$  satisface 0, 1, o 2 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 1, 2, \dots, n-1, n$  (a y b que son números enteros entre 1 y n)  $a \neq b$ ).

20

y

La diferencia entre  $2xG_{0,1}$  y  $G_{a,1}$  satisface 0, 1 o 2. Es decir,  $|2xG_{0,1} - G_{a,1}|$  satisface 0, 1 o 2 ( $\forall a$ , donde  $a = 1, 2, \dots, n-1, n$  (a que es un número entero entre 1 y n)).

25

(Condición #C16)

La diferencia entre  $G_{a,2}$  y  $G_{b,2}$  satisface 0, 1 o 2. Es decir,  $|G_{a,2} - G_{b,2}|$  satisface 0, 1 o 2 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 1, 2, \dots, n-1, n$  (a y b que son números enteros entre 1 y n)  $a \neq b$ ).

30

y

La diferencia entre  $2xG_{0,2}$  y  $G_{a,2}$  satisface 0, 1 o 2. Es decir,  $|2xG_{0,2} - G_{a,2}|$  satisface 0, 1 o 2 ( $\forall a$ , donde  $a = 1, 2, \dots, n-1, n$  (a que es un número entero entre 1 y n)).

35

Como se describió anteriormente, la desviación entre los valores de cambio de fase que se usan para transmitir los bloques codificados se elimina creando una relación entre el bloque codificado y los valores de cambio de fase. Por tanto, se puede mejorar la calidad de recepción de datos para el dispositivo de recepción.

40

En la presente realización, se necesitan N valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) con el fin de realizar un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de N con el método para un cambio de fase regular. Por tanto, se preparan N valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase)  $P[0], P[1], P[2], \dots, P[N-2]$  y  $P[N-1]$ . No obstante, existen esquemas para ordenar las fases en el orden indicado con respecto al dominio de frecuencia.

45

No se pretende ninguna limitación a este respecto. Los N valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase)  $P[0], P[1], P[2], \dots, P[N-2]$  y  $P[N-1]$  también pueden cambiar las fases de bloques en el dominio de tiempo o en el dominio de tiempo-frecuencia para obtener una disposición de símbolos como se describió en la Realización 1. Aunque los ejemplos anteriores tratan un esquema de cambio de fase con un periodo (ciclo) de N, se pueden obtener los mismos efectos usando N valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) al azar. Es decir, los N valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) no siempre necesitan tener periodicidad regular. Siempre que se satisfagan las condiciones descritas anteriormente, son realizables mejoras de recepción de datos de calidad para el dispositivo de recepción.

50

Además, dada la existencia de modos para métodos MIMO de multiplexación espacial, métodos MIMO que usan una matriz de precodificación fija, métodos de codificación de bloques de espacio-tiempo, transmisión de un único flujo y métodos que usan un cambio de fase regular, el dispositivo de transmisión (radiodifusor, estación base) puede seleccionar cualquiera de estos métodos de transmisión.

55

Como se describe en la Literatura No de Patente 3, métodos MIMO de multiplexación espacial implican la transmisión de las señales  $s_1$  y  $s_2$ , que se mapean usando un método de modulación seleccionado, en cada una de dos antenas diferentes. Los métodos MIMO que usan una matriz de precodificación fija implican realizar solamente precodificación (sin cambio de fase). Además, los métodos de codificación de bloques de espacio-tiempo se describen en la Literatura

60

No de Patente 9, 16 y 17. Los métodos de transmisión de un único flujo implican la transmisión de la señal  $s_1$ , mapeada con un método de modulación seleccionado, desde una antena después de realizar un procesamiento predeterminado.

5 Los esquemas que usan transmisión de portadoras múltiples tales como OFDM implican un primer grupo de portadoras compuesto de una pluralidad de portadoras y un segundo grupo de portadoras compuesto de una pluralidad de portadoras diferentes del primer grupo de portadoras, y así sucesivamente, de manera que la transmisión de múltiples portadoras se realiza con una pluralidad de grupos de portadoras. Para cada grupo de portadoras se puede usar cualquiera de los esquemas MIMO de multiplexación espacial, esquemas MIMO que usan una matriz de precodificación fija, esquemas de codificación de bloques de espacio-tiempo, transmisión de un único flujo y esquemas que usan un cambio de fase regular. En particular, los esquemas que usan un cambio de fase regular en un grupo de (sub)portadoras seleccionado se usan preferiblemente para realizar la presente Realización.

15 Cuando se realiza un cambio de fase mediante, por ejemplo, un valor de cambio de fase para  $P[i]$  de  $X$  radianes solamente en una señal en banda base precodificada, los cambiadores de fase de las Fig. 3, 4, 6, 12, 25, 29, 51 y 53 multiplican la señal en banda base precodificada  $z_2'$  por  $e^{jX}$ . Entonces, cuando se realiza un cambio de fase mediante, por ejemplo, un conjunto de cambio de fase para  $P[i]$  de  $X$  radianes e  $Y$  radianes sobre ambas señales en banda base precodificadas, los cambiadores de fase de las Fig. 26, 27, 28, 52 y 54 multiplican la señal en banda base precodificada  $z_2'$  por  $e^{jX}$  y multiplican la señal en banda base  $z_1'$  por  $e^{jY}$ .

20 [Realización C7]

La presente Realización describe un método de cambio de fase regularmente, específicamente como se hace en la Realización A1 y la Realización C6, cuando la codificación se realiza usando códigos de bloques como se describe en la Literatura No de Patente 12 hasta 15, tales como códigos QC LDPC (se pueden usar no solamente códigos QC-LDPC sino también códigos (bloques) LDPC), códigos de LDPC y BCH concatenados, Turbo códigos o Códigos Turbo Duo-Binarios, etc. El siguiente ejemplo considera un caso en el que se transmiten dos flujos  $s_1$  y  $s_2$ . Cuando se ha realizado la codificación usando códigos de bloques y no es necesaria información de control y similares, el número de bits que componen cada bloque codificado coincide con el número de bits que componen cada código de bloque (se puede incluir aún información de control, etc. descrita a continuación). Cuando se ha realizado la codificación usando códigos de bloques o similares y se requiere información de control o similar (por ejemplo, parámetros de transmisión CRC), entonces el número de bits que componen cada bloque codificado es la suma del número de bits que componen los códigos de bloques y el número de bits que componen la información.

35 La Fig. 34 ilustra el número variable de símbolos y ranuras necesarios en un bloque codificado cuando se usan códigos de bloques. La Fig. 34 ilustra los números variables de símbolos y ranuras necesarios en cada bloque codificado cuando se usan códigos de bloques cuando, por ejemplo, se transmiten dos flujos  $s_1$  y  $s_2$  como se indica por el dispositivo de transmisión de la Fig. 4, y el dispositivo de transmisión tiene solamente un codificador. (Aquí, el método de transmisión puede ser cualquier método de portadora única o método de múltiples portadoras tal como OFDM).

Como se muestra en la Fig. 34, cuando se usan códigos de bloques, hay 6.000 bits que componen un único bloque codificado. Con el fin de transmitir estos 6.000 bits, el número de símbolos requeridos depende del método de modulación, siendo 3.000 para QPSK, 1.500 para 16-QAM y 1.000 para 64-QAM.

45 Entonces, dado que el dispositivo de transmisión de la Fig. 4 transmite dos flujos simultáneamente, se asignan a  $s_1$  1.500 de los 3.000 símbolos antes mencionados necesarios cuando el método de modulación es QPSK y se asignan a  $s_2$  los otros 1.500 símbolos. Por tanto, se requieren 1.500 ranuras para transmitir los 1.500 símbolos (de aquí en adelante, ranuras) para cada uno de  $s_1$  y  $s_2$ .

50 Por el mismo razonamiento, cuando el método de modulación es 16-QAM, se necesitan 750 ranuras para transmitir todos los bits que componen dos bloques codificados, y cuando el método de modulación es 64-QAM, se necesitan 500 ranuras para transmitir todos los bits que componen los dos bloques codificados.

55 Lo siguiente describe la relación entre las ranuras antes definidas y la fase, en relación con los métodos para un cambio de fase regular.

Aquí, se supone que se han preparado cinco valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) diferentes para su uso en el método para un cambio de fase regular, que tiene un periodo (ciclo) de cinco. Los valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) preparados con el fin de cambiar la fase regularmente con un periodo (ciclo) de cinco son  $P[0]$ ,  $P[1]$ ,  $P[2]$ ,  $P[3]$  y  $P[4]$ . No obstante,  $P[0]$ ,  $P[1]$ ,  $P[2]$ ,  $P[3]$  y  $P[4]$  deberían incluir al menos dos valores de cambio de fase diferentes (es decir,  $P[0]$ ,  $P[1]$ ,  $P[2]$ ,  $P[3]$  y  $P[4]$  pueden incluir valores de cambio de fase idénticos). (Como en la Fig. 6, se necesitan cinco valores de cambio de fase con el fin de realizar un

cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de cinco sobre la señal en banda base precodificada  $z_2'$  solamente. También, como en la Fig. 26, se necesitan dos valores de cambio de fase para cada ranura con el fin de realizar el cambio de fase sobre ambas señales en banda base precodificadas  $z_1'$  y  $z_2'$ . Estos dos valores de cambio de fase se denominan conjunto de cambio de fase. Por consiguiente, cinco conjuntos de cambio de fase se deberían preparar idealmente con el fin de realizar un cambio de fase que tiene un período (ciclo) de cinco en tales circunstancias).

Para las 1.500 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000 bits que componen un único bloque codificado cuando el método de modulación es QPSK, se usa el valor de cambio de fase  $P[0]$  en 300 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[1]$  en 300 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[2]$  en 300 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[3]$  en 300 ranuras, y se usa el valor de cambio de fase  $P[4]$  en 300 ranuras. Esto es debido al hecho de que cualquier desviación en el uso del valor de cambio de fase hace que sea ejercida una gran influencia por el valor de cambio de fase usado más frecuentemente, y que el dispositivo de recepción sea dependiente de tal influencia para la calidad de recepción de datos.

Además, para las 750 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000 bits que componen un único bloque codificado cuando el método de modulación es 16-QAM, se usa el valor de cambio de fase  $P[0]$  en 150 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[1]$  en 150 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[2]$  en 150 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[3]$  en 150 ranuras, y se usa el valor de cambio de fase  $P[4]$  en 150 ranuras.

Además, para las 500 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000 bits que componen un único bloque codificado cuando el método de modulación es 64-QAM, se usa el valor de cambio de fase  $P[0]$  en 100 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[1]$  en 100 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[2]$  en 100 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[3]$  en 100 ranuras, y se usa el valor de cambio de fase  $P[4]$  en 100 ranuras.

Como se describió anteriormente, los valores de cambio de fase usados en el método de cambio de fase que conmutan regularmente entre los valores de cambio de fase con un periodo (ciclo) de  $N$  se expresan como  $P[0], P[1] \dots P[N-2], P[N-1]$ . No obstante,  $P[0], P[1] \dots P[N-2], P[N-1]$  deberían incluir al menos dos valores de cambio de fase diferentes (es decir,  $P[0], P[1] \dots P[N-2], P[N-1]$  pueden incluir valores de cambio de fase idénticos). Con el fin de transmitir todos los bits que componen un único bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase  $P[0]$  en  $K_0$  ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[1]$  en  $K_1$  ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[i]$  en  $K_i$  ranuras (donde  $i = 0, 1, 2 \dots N-1$ ), y se usa el valor de cambio de fase  $P[N-1]$  en  $K_{N-1}$  ranuras, de manera que se cumple la condición #C17.

(Condición #C17)

$K_0 = K_1 \dots = K_i = \dots K_{N-1}$ . Es decir,  $K_a = K_b$  ( $\forall a$  y  $\forall b$  donde  $a, b = 0, 1, 2 \dots N-1$  ( $a, b$  que son números enteros entre cero y  $N-1$ ),  $a \neq b$ ).

Entonces, cuando un sistema de comunicación que soporta múltiples métodos de modulación selecciona un método soportado tal para su uso, la Condición #C17 se debe cumplir para el método de modulación soportado.

No obstante, cuando se soportan múltiples métodos de modulación, cada método de modulación tal usa típicamente símbolos que transmiten un número de bits por símbolos diferente (aunque puede ocurrir que algunos usen el mismo número). La Condición #C17 puede no ser satisfecha por algunos métodos de modulación. En tal caso, la siguiente condición aplica en lugar de la Condición #C17.

(Condición #C18)

La diferencia entre  $K_a$  y  $K_b$  satisface 0 o 1. Es decir,  $|K_a - K_b|$  satisface 0 o 1 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 0, 1, 2 \dots N-1$  ( $a$  y  $b$  que son números enteros entre 0 y  $2n$ )  $a \neq b$ ).

La Fig. 35 ilustra los números variables de símbolos y ranuras necesarios en dos bloques codificados cuando se usan códigos de bloques. La Fig. 35 ilustra los números variables de símbolos y ranuras necesarias en cada bloque codificado cuando se usan códigos de bloques cuando, por ejemplo, se transmiten dos flujos  $s_1$  y  $s_2$  como se indica por el dispositivo de transmisión de la Fig. 3 y la Fig. 12, y el dispositivo de transmisión tiene dos codificadores. (Aquí, el método de transmisión puede ser cualquier método de portadora única o método de múltiples portadoras tal como OFDM).

Como se muestra en la Fig. 35, cuando se usan códigos de bloques, hay 6.000 bits que componen un único bloque codificado. Con el fin de transmitir estos 6.000 bits, el número de símbolos requeridos depende del método de modulación, siendo 3.000 para QPSK, 1.500 para 16-QAM y 1.000 para 64-QAM.



El dispositivo de transmisión de la Fig. 3 y el dispositivo de transmisión de la Fig. 12 transmiten cada uno dos flujos a la vez, y tienen dos codificadores. Por tanto, los dos flujos transmiten cada uno diferentes bloques de código. Por consiguiente, cuando el método de modulación es QPSK, dos bloques codificados extraídos de  $s_1$  y  $s_2$  se transmiten dentro del mismo intervalo, por ejemplo, se transmite un primer bloque codificado extraído de  $s_1$ , luego se transmite un segundo bloque codificado extraído de  $s_2$ . Por tanto, se necesitan 3.000 ranuras con el fin de transmitir el primer y segundo bloques codificados.

Por el mismo razonamiento, cuando el método de modulación es 16-QAM, se necesitan 1.500 ranuras para transmitir todos los bits que componen dos bloques codificados, y cuando el método de modulación es 64-QAM, se necesitan 1.000 ranuras para transmitir todos los bits que componen los dos bloques codificados.

Lo siguiente describe la relación entre las ranuras definidas anteriormente y la fase, en cuanto a los métodos para un cambio de fase regular.

Aquí, se supone que han sido preparados cinco valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) diferentes para su uso en el método para un cambio de fase regular, que tiene un periodo (ciclo) de cinco. Es decir, el cambiador de fase del dispositivo de transmisión de la Fig. 4 usa cinco valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase)  $P[0]$ ,  $P[1]$ ,  $P[2]$ ,  $P[3]$  y  $P[4]$  para lograr el periodo (ciclo) de cinco. No obstante,  $P[0]$ ,  $P[1]$ ,  $P[2]$ ,  $P[3]$  y  $P[4]$  deberían incluir al menos dos valores de cambio de fase diferentes (es decir,  $P[0]$ ,  $P[1]$ ,  $P[2]$ ,  $P[3]$  y  $P[4]$  pueden incluir valores de cambio de fase idénticos). (Como en la Fig. 6, se necesitan cinco valores de cambio de fase con el fin de realizar un cambio de fase que tenga un periodo (ciclo) de cinco sobre la señal en banda base precodificada  $z_2'$ , solamente. También, como en la Fig. 26, se necesitan dos valores de cambio de fase para cada ranura con el fin de realizar el cambio de fase sobre ambas señales en banda base precodificadas  $z_1'$  y  $z_2'$ . Estos dos valores de cambio de fase se denominan conjunto de cambio de fase. Por consiguiente, se deberían preparar idealmente cinco conjuntos de cambio de fase con el fin de realizar un cambio de fase que tenga un periodo (ciclo) de cinco en tales circunstancias). Los cinco valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) necesarios para el periodo (ciclo) de cinco se expresan como  $P[0]$ ,  $P[1]$ ,  $P[2]$ ,  $P[3]$  y  $P[4]$ .

Para las 3.000 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los  $6.000 \times 2$  bits que componen el par de bloques codificados cuando el método de modulación es QPSK, se usa el valor de cambio de fase  $P[0]$  en 600 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[1]$  en 600 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[2]$  en 600 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[3]$  en 600 ranuras, y se usa el valor de cambio de fase  $P[4]$  en 600 ranuras. Esto es debido al hecho de que cualquier desviación en el uso del valor de cambio de fase hace que sea ejercida una gran influencia por el valor de cambio de fase usado más frecuentemente, y que el dispositivo de recepción sea dependiente de tal influencia para la calidad de recepción de datos.

Además, con el fin de transmitir el primer bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase  $P[0]$  en las ranuras 600 veces, se usa el valor de cambio de fase  $P[1]$  en las ranuras 600 veces, se usa el valor de cambio de fase  $P[2]$  en las ranuras 600 veces, se usa el valor de cambio de fase  $P[3]$  en las ranuras 600 veces, y se usa el valor de cambio de fase  $P[4]$  en las ranuras 600 veces. Además, con el fin de transmitir el segundo bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase  $P[0]$  en las ranuras 600 veces, se usa el valor de cambio de fase  $P[1]$  en las ranuras 600 veces, se usa el valor de cambio de fase  $P[2]$  en las ranuras 600 veces, se usa el valor de cambio de fase  $P[3]$  en las ranuras 600 veces, y se usa el valor de cambio de fase  $P[4]$  en las ranuras 600 veces.

De manera similar, para las 1.500 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los  $6.000 \times 2$  bits que componen el par de bloques codificados cuando el método de modulación es 16-QAM, se usa el valor de cambio de fase  $P[0]$  en 300 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[1]$  en 300 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[2]$  en 300 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[3]$  en 300 ranuras, y se usa el valor de cambio de fase  $P[4]$  en 300 ranuras.

Además, con el fin de transmitir el primer bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase  $P[0]$  en las ranuras 300 veces, se usa el valor de cambio de fase  $P[1]$  en las ranuras 300 veces, se usa el valor de cambio de fase  $P[2]$  en las ranuras 300 veces, se usa el valor de cambio de fase  $P[3]$  en las ranuras 300 veces, y se usa el valor de cambio de fase  $P[4]$  en las ranuras 300 veces. Además, con el fin de transmitir el segundo bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase  $P[0]$  en las ranuras 300 veces, se usa el valor de cambio de fase  $P[1]$  en las ranuras 300 veces, se usa el valor de cambio de fase  $P[2]$  en las ranuras 300 veces, se usa el valor de cambio de fase  $P[3]$  en las ranuras 300 veces, y se usa el valor de cambio de fase  $P[4]$  en las ranuras 300 veces.

Además, para las 1.000 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los  $6.000 \times 2$  bits que componen los dos bloques codificados cuando el método de modulación es 64-QAM, se usa el valor de cambio de fase  $P[0]$  en 200 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[1]$  en 200 ranuras, se usa el valor de cambio de fase  $P[2]$  en 200

ranuras, se usa el valor de cambio de fase P[3] en 200 ranuras, y se usa el valor de cambio de fase P[4] en 200 ranuras.

Además, con el fin de transmitir el primer bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase P[0] en las ranuras  
 5 200 veces, se usa el valor de cambio de fase P[1] en las ranuras 200 veces, se usa el valor de cambio de fase P[2]  
 en las ranuras 200 veces, se usa el valor de cambio de fase P[3] en las ranuras 200 veces, y se usa el valor de  
 cambio de fase P[4] en las ranuras 200 veces. Además, con el fin de transmitir el segundo bloque codificado, se usa  
 el valor de cambio de fase P[0] en las ranuras 200 veces, se usa el valor de cambio de fase P[1] en las ranuras 200  
 veces, se usa el valor de cambio de fase P[2] en las ranuras 200 veces, se usa el valor de cambio de fase P[3] en  
 10 las ranuras 200 veces, y se usa el valor de cambio de fase P[4] en las ranuras 200 veces.

Como se describió anteriormente, los valores de cambio de fase usados en el método de cambio de fase que  
 conmutan regularmente entre los valores de cambio de fase con un periodo (ciclo) de N se expresan como P[0], P[1]...  
 P[N-2], P[N-1]. No obstante, P[0], P[1]... P[N-2], P[N-1] deberían incluir al menos dos valores de cambio de fase  
 15 diferentes (es decir, P[0], P[1]... P[N-2], P[N-1] pueden incluir valores de cambio de fase idénticos). Con el fin de  
 transmitir todos los bits que componen un único bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase P[0] en K<sub>0</sub>  
 ranuras, se usa el valor de cambio de fase P[1] en K<sub>1</sub> ranuras, se usa el valor de cambio de fase P[i] en K<sub>i</sub> ranuras  
 (donde  $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ), y se usa el valor de cambio de fase P[N-1] en K<sub>N-1</sub> ranuras, de manera que se cumple la  
 Condición #C19.

20 (Condición #C19)

$K_0 = K_1 = \dots = K_i = \dots = K_{N-1}$ . Es decir,  $K_a = K_b$  ( $\forall a$  y  $\forall b$  donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots, N-1$  ( $a, b$  que son números enteros entre  
 cero y N-1,  $a \neq b$ ).

25 Con el fin de transmitir todos los bits que componen el primer bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase  
 P[0] K<sub>0,1</sub> veces, se usa el valor de cambio de fase P[1] K<sub>1,1</sub> veces, se usa el valor de cambio de fase P[i] K<sub>i,1</sub> (donde  
 $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ), y se usa el valor de cambio de fase P[N-1] K<sub>N-1,1</sub> veces.

30 (Condición #C20)

$K_{0,1} = K_{1,1} = \dots = K_{i,1} = \dots = K_{N-1,1}$ . Es decir,  $K_{a,1} = K_{b,1}$  ( $\forall a$  y  $\forall b$  donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ,  $a \neq b$ ).

Con el fin de transmitir todos los bits que componen el segundo bloque codificado, se usa el valor de cambio de fase  
 35 P[0] K<sub>0,2</sub> veces, se usa el valor de cambio de fase P[1] K<sub>1,2</sub> veces, se usa el valor de cambio de fase P[i] K<sub>i,2</sub> (donde  
 $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ), y se usa el valor de cambio de fase P[N-1] K<sub>N-1,2</sub> veces.

(Condición #C21)

40  $K_{0,2} = K_{1,2} = \dots = K_{i,2} = \dots = K_{N-1,2}$ . Es decir,  $K_{a,2} = K_{b,2}$  ( $\forall a$  y  $\forall b$  donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ,  $a \neq b$ ).

Entonces, cuando un sistema de comunicación que soporta múltiples métodos de modulación selecciona un método  
 soportado tal para su uso, la Condición #C19, la Condición #C20 y la Condición #C21 se cumplen preferiblemente  
 para el método de modulación soportado.

45 No obstante, cuando se soportan múltiples métodos de modulación, cada método de modulación tal usa típicamente  
 símbolos que transmiten un número diferente de bits por símbolo (aunque pueden ocurrir que algunos usen el  
 mismo número), la Condición #C19, la Condición #C20 y la Condición #C21 pueden no ser satisfechas para algunos  
 métodos de modulación. En tal caso, las condiciones siguientes aplican en lugar de la Condición #C19, la Condición  
 50 #C20 y la Condición #C21.

(Condición #C22)

La diferencia entre K<sub>a</sub> y K<sub>b</sub> satisface 0 o 1. Es decir,  $|K_a - K_b|$  satisface 0 o 1 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots, N-1$  ( $a$   
 55 y  $b$  que son números enteros entre 0 y N-1)  $a \neq b$ ).

(Condición #C23)

La diferencia entre K<sub>a,1</sub> y K<sub>b,1</sub> satisface 0 o 1. Es decir,  $|K_{a,1} - K_{b,1}|$  satisface 0 o 1 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots$   
 60 N-1 ( $a$  y  $b$  que son números enteros entre 0 y N-1)  $a \neq b$ ).

(Condición #C24)

La diferencia entre  $K_{a,2}$  y  $K_{b,2}$  satisface 0 o 1. Es decir,  $|K_{a,2} - K_{b,2}|$  satisface 0 o 1 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 0, 1, 2, \dots, N-1$  ( $a$  y  $b$  que son números enteros entre 0 y  $N-1$ )  $a \neq b$ ).

- 5 Como se describió anteriormente, la desviación entre los valores de cambio de fase que se usan para transmitir los bloques codificados se elimina creando una relación entre el bloque codificado y los valores de cambio de fase. Por tanto, se puede mejorar la calidad de recepción de datos para el dispositivo de recepción.

- En la presente Realización, se necesitan  $N$  valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) con el fin de realizar un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de  $N$  con el método para un cambio de fase regular. Por tanto, se preparan  $N$  valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase)  $P[0], P[1], P[2], \dots, P[N-2]$  y  $P[N-1]$ . No obstante, existen métodos para ordenar las fases en el orden expuesto con respecto al dominio de frecuencia. No se pretende ninguna limitación a este respecto. Los  $N$  valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase)  $P[0], P[1], P[2], \dots, P[N-2]$  y  $P[N-1]$  también pueden cambiar las fases de bloques en el dominio de tiempo o en el dominio de tiempo-frecuencia para obtener una disposición de símbolos como se describió en la Realización 1. Aunque los ejemplos anteriores tratan un método de cambio de fase con un periodo (ciclo) de  $N$ , los mismos efectos son obtenibles usando  $N$  valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) al azar. Es decir, los  $N$  valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) no siempre necesitan tener periodicidad regular. Siempre que se satisfagan las condiciones descritas anteriormente, son realizables mejoras de recepción de datos de gran calidad para el dispositivo de recepción.

- Además, dada la existencia de modos para métodos MIMO de multiplexación espacial, métodos MIMO que usan una matriz de precodificación fija, métodos de codificación de bloques de espacio-tiempo, transmisión de un único flujo y métodos que usan un cambio de fase regular, el dispositivo de transmisión (radiodifusor, estación base) puede seleccionar cualquiera de estos métodos de transmisión.

- Como se describe en la Literatura No de Patente 3, métodos MIMO de multiplexación espacial implican la transmisión de las señales  $s_1$  y  $s_2$ , que se mapean usando un método de modulación seleccionado, en cada una de dos antenas diferentes. Los métodos MIMO que usan una matriz de precodificación fija implican realizar solamente precodificación (sin cambio de fase). Además, los métodos de codificación de bloques de espacio-tiempo se describen en la Literatura No de Patente 9, 16 y 17. Los métodos de transmisión de un único flujo implican la transmisión de la señal  $s_1$ , mapeada con un método de modulación seleccionado, desde una antena después de realizar un procesamiento predeterminado.

- Los esquemas que usan transmisión de múltiples portadoras tales como OFDM implican un primer grupo de portadoras compuesto de una pluralidad de portadoras y un segundo grupo de portadoras compuesto de una pluralidad de portadoras diferentes del primer grupo de portadoras, y así sucesivamente, de manera que la transmisión de múltiples portadoras se realiza con una pluralidad de grupos de portadoras. Para cada grupo de portadoras se puede usar cualquiera de los esquemas MIMO de multiplexación espacial, esquemas MIMO que usan una matriz de precodificación fija, esquemas de codificación de bloques de espacio-tiempo, transmisión de un único flujo, y esquemas que usan un cambio de fase regular. En particular, los esquemas que usan un cambio de fase regular sobre un grupo de (sub)portadoras seleccionado se usan preferiblemente para realizar la presente Realización.

- Cuando se realiza un cambio de fase mediante, por ejemplo, un valor de cambio de fase para  $P[i]$  de  $X$  radianes solamente sobre una señal en banda base precodificada, los cambiadores de fase de las Fig. 3, 4, 6, 12, 25, 29, 51 y 53 multiplican la señal en banda base precodificada  $z_2'$  por  $e^{jX}$ . Entonces, cuando se realiza un cambio de fase mediante, por ejemplo, un conjunto de cambio de fase para  $P[i]$  de  $X$  radianes e  $Y$  radianes sobre ambas señales en banda base precodificadas, los cambiadores de fase de las Fig. 26, 27, 28, 52 y 54 multiplican la señal en banda base precodificada  $z_2'$  por  $e^{jX}$  y multiplican la señal en banda base  $z_1'$  por  $e^{jY}$ .

[Realización D1]

- La presente Realización se describe primero como una variante de la Realización 1. La Fig. 67 ilustra un dispositivo de transmisión de muestra que se relaciona con la presente Realización. Los componentes de la misma que operan idénticamente a los de la Fig. 3 usan los mismos números de referencia en su lugar, y la descripción de los mismos se omite por simplicidad, a continuación. La Fig. 67 difiere de la Fig. 3 en la inserción de un conmutador de señal en banda base 6702 que sigue directamente a las unidades de ponderación. Por consiguiente, las siguientes explicaciones se centran ante todo en el conmutador de señal en banda base 6702.

- La Fig. 21 ilustra la configuración de las unidades de ponderación 308A y 308B. El área de la Fig. 21 encerrada en la línea discontinua representa una de las unidades de ponderación. La señal en banda base 307A se multiplica por  $w_{11}$  para obtener  $w_{11} \cdot s_1(t)$ , y se multiplica por  $w_{21}$  para obtener  $w_{21} \cdot s_1(t)$ . De manera similar, la señal en banda base 307B se multiplica por  $w_{12}$  para obtener  $w_{12} \cdot s_2(t)$ , y se multiplica por  $w_{22}$  para obtener  $w_{22} \cdot s_2(t)$ . A

continuación, se obtienen  $z_1(t) = w_{11} \cdot s_1(t) + w_{12} \cdot s_2(t)$  y  $z_2(t) = w_{21} \cdot s_1(t) + w_{22} \cdot s_2(t)$ . Aquí, como se explica en la Realización 1,  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  son señales en banda base moduladas según un método de modulación tal como BPSK, QPSK, 8-PSK, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 16-APSK, y así sucesivamente. Ambas unidades de ponderación realizan ponderación usando una matriz de precodificación fija. La matriz de precodificación usa, por ejemplo, el método de la Expresión Matemática 62 (fórmula 62), y satisface las condiciones de la Expresión Matemática 63 (fórmula 63) o la Expresión Matemática 64 (fórmula 64), todas que se encuentran a continuación. No obstante, esto es solamente un ejemplo. El valor de  $\alpha$  no se limita a la Expresión Matemática 63 (fórmula 63) y a la Expresión Matemática 64 (fórmula 64), y puede ser, por ejemplo, 1, o puede ser 0 ( $\alpha$  es preferiblemente un número real mayor o igual que 0, pero también puede ser un número imaginario).

5

Aquí, la matriz de precodificación es

[Expresión Matemática 62]

$$\begin{pmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (\text{fórmula 62})$$

10

En la Expresión Matemática 62 (fórmula 62), anterior,  $\alpha$  se da por:

[Expresión Matemática 63]

$$\alpha = \frac{\sqrt{2} + 4}{\sqrt{2} + 2} \quad (\text{fórmula 63})$$

15

Alternativamente, en la Expresión Matemática 62 (fórmula 62), anterior,  $\alpha$  se puede dar por:

[Expresión Matemática 64]

$$\alpha = \frac{\sqrt{2} + 3 + \sqrt{5}}{\sqrt{2} + 3 - \sqrt{5}} \quad (\text{fórmula 64})$$

20

Alternativamente, la matriz de precodificación de no se limita a la de la Expresión Matemática 62 (fórmula 62), sino que también puede ser:

[Expresión Matemática 65]

25

$$\begin{pmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \quad (\text{fórmula 65})$$

donde  $a = Ae^{j\delta_{11}}$ ,  $b = Be^{j\delta_{12}}$ ,  $c = Ce^{j\delta_{21}}$  y  $d = De^{j\delta_{22}}$ . Además, uno de  $a$ ,  $b$ ,  $c$  y  $d$  puede ser igual a cero. Por ejemplo: (1)  $a$  puede ser cero mientras que  $b$ ,  $c$  y  $d$  no son cero, (2)  $b$  puede ser cero mientras que  $a$ ,  $c$  y  $d$  no son cero, (3)  $c$  puede ser cero mientras que  $a$ ,  $b$  y  $d$  no son cero, o (4)  $d$  puede ser cero mientras que  $a$ ,  $b$ , y  $c$  no son cero.

30

Alternativamente, cualesquiera dos de  $a$ ,  $b$ ,  $c$  y  $d$  puede ser igual a cero. Por ejemplo, (1)  $a$  y  $d$  pueden ser cero mientras que  $b$  y  $c$  no son cero, o (2)  $b$  y  $c$  pueden ser cero mientras que  $a$  y  $d$  no son cero.

35

Cuando se cambia cualquiera del método de modulación, los códigos de corrección de errores y la tasa de codificación de los mismos, la matriz de precodificación en uso también se puede establecer y cambiar, o la misma matriz de codificación se puede usar como está.

40

A continuación, se describe el conmutador de señal en banda base 6702 de la Fig. 67. El conmutador de señal en banda base 6702 toma como entrada la señal ponderada 309A y la señal ponderada 316B, realiza la conmutación de señal en banda base, y saca la señal en banda base conmutada 6701A y la señal en banda base conmutada 6701B. Los detalles de la conmutación de la señal en banda base se describen con la referencia a la Fig. 55. La conmutación de la señal en banda base realizada en la presente Realización difiere de la de la Fig. 55 en términos

45

de la señal usada para la conmutación. Lo siguiente describe la conmutación de señal en banda base de la presente Realización con referencia a la Fig. 68.

En la Fig. 68, la señal ponderada 309A( $p_1(i)$ ) tiene una componente en fase I de  $I_{p1}(i)$  y una componente en cuadratura Q de  $Q_{p1}(i)$ , mientras que la señal ponderada 316B( $p_2(i)$ ) tiene una componente en fase I de  $I_{p2}(i)$  y una componente en cuadratura Q de  $Q_{p2}(i)$ . Por el contrario, la señal en banda base conmutada 6701A( $q_1(i)$ ) tiene una componente en fase I de  $I_{q1}(i)$  y una componente en cuadratura Q de  $Q_{q1}(i)$ , mientras que la señal en banda base conmutada 6701B( $q_2(i)$ ) tiene una componente en fase I de  $I_{q2}(i)$  y una componente en cuadratura Q de  $Q_{q2}(i)$ . (Aquí,  $i$  representa (orden de tiempo o frecuencia (portadora)). En el ejemplo de la Fig. 67,  $i$  representa tiempo, aunque  $i$  también puede representar frecuencia (portadora) cuando la Fig. 67 se aplica a un esquema OFDM, como en la Fig. 12. Estos puntos se elaboran a continuación).

Aquí, las componentes en banda base se conmutan por el conmutador de señal en banda base 6702, de manera que:

- 15 • Para la señal en banda base conmutada  $q_1(i)$ , la componente en fase I puede ser  $I_{p1}(i)$  mientras que la componente en cuadratura Q puede ser  $Q_{p2}(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q_2(i)$ , la componente en fase I puede ser  $I_{p2}(i)$  mientras que la componente en cuadratura q puede ser  $Q_{p1}(i)$ . La señal modulada que corresponde a la señal en banda base conmutada  $q_1(i)$  se transmite por la antena de transmisión 1 y la señal modulada que
- 20 corresponde a la señal en banda base conmutada  $q_2(i)$  se transmite desde la antena de transmisión 2, simultáneamente en una frecuencia común. Por tanto, la señal modulada que corresponde a la señal en banda base conmutada  $q_1(i)$  y la señal modulada que corresponde a la señal en banda base conmutada  $q_2(i)$  se transmiten desde diferentes antenas, simultáneamente en una frecuencia común. Alternativamente
- 25 • Para la señal en banda base conmutada  $q_1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I_{p1}(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I_{p2}(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q_2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q_{p1}(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q_{p2}(i)$ .
- Para la señal en banda base conmutada  $q_1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I_{p2}(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I_{p1}(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q_2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q_{p1}(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q_{p2}(i)$ .
- Para la señal en banda base conmutada  $q_1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I_{p1}(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I_{p2}(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q_2(i)$ , la componente en fase puede ser
- 35  $Q_{p2}(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q_{p1}(i)$ .
- Para la señal en banda base conmutada  $q_1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I_{p2}(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I_{p1}(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q_2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q_{p2}(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q_{p1}(i)$ .
- 40 • Para la señal en banda base conmutada  $q_1(i)$ , la componente en fase puede ser  $I_{p1}(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q_{p2}(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q_2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q_{p1}(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I_{p2}(i)$ .
- 45 • Para la señal en banda base conmutada  $q_1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q_{p2}(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I_{p1}(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q_2(i)$ , la componente en fase puede ser  $I_{p2}(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q_{p1}(i)$ .
- Para la señal en banda base conmutada  $q_1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q_{p2}(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I_{p1}(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q_2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q_{p1}(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I_{p2}(i)$ .
- 50 • Para la señal en banda base conmutada  $q_2(i)$ , la componente en fase puede ser  $I_{p1}(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I_{p2}(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q_1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q_{p1}(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q_{p2}(i)$ .
- 55 • Para la señal en banda base conmutada  $q_2(i)$ , la componente en fase puede ser  $I_{p2}(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $I_{p1}(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q_1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Q_{p1}(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Q_{p2}(i)$ .

60

- Para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip1(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip2(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp1(i)$ .
- 5 • Para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip1(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp1(i)$ .
- Para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip1(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp2(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp1(i)$ .
- 10
- Para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip1(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp2(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp1(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip2(i)$ .
- 15
- Para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip1(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp1(i)$ .
- 20
- Para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp2(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip1(i)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp1(i)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip2(i)$ .
- 25 Alternativamente, las señales ponderadas 309A y 316B no están limitadas a la conmutación descrita anteriormente de la componente en fase y la componente en cuadratura. La conmutación se puede realizar sobre las componentes en fase y las componentes en cuadratura mayores que las de las dos señales.
- También, mientras que los ejemplos anteriores describen la conmutación realizada sobre señales en banda base que tienen un sello de tiempo común (frecuencia (sub)portadora común), las señales en banda base que se conmutan no necesitan necesariamente tener un sello de tiempo común (frecuencia (sub)portadora común). Por ejemplo, cualesquiera de los siguientes son posibles:
- 30
- Para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp2(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp1(i+v)$ .
- 35
- Para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip2(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp2(i+w)$ .
- 40
- Para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip1(i+v)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp2(i+w)$ .
- 45
- Para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip2(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp1(i+v)$ .
- 50
- Para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip1(i+v)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp1(i+v)$ .
- Para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp2(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip2(i+w)$ .
- 55

• Para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip1(i+v)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp1(i+v)$ .

5 • Para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip1(i+v)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip2(i+w)$ .

10 • Para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip2(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp2(i+w)$ .

15 • Para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip1(i+v)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp2(i+w)$ .

20 • Para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip2(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp1(i+v)$ .

• Para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip1(i+v)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp1(i+v)$ .

25 • Para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp2(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp1(i+v)$ .

30 • Para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp2(i+w)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip2(i+w)$ .

35 • Para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip1(i+v)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Ip2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Qp1(i+v)$ .

40 • Para la señal en banda base conmutada  $q2(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp2(i+w)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip1(i+v)$ , y para la señal en banda base conmutada  $q1(i)$ , la componente en fase puede ser  $Qp1(i+v)$  mientras que la componente en cuadratura puede ser  $Ip2(i+w)$ .

45 Aquí, la señal ponderada 309A( $p1(i)$ ) tiene una componente en fase I de  $Ip1(i)$  y una componente en cuadratura Q de  $Qp1(i)$ , mientras que la señal ponderada 316B( $p2(i)$ ) tiene una componente en fase I de  $Ip2(i)$  y una componente en cuadratura Q de  $Qp2(i)$ . Por el contrario, la señal en banda base conmutada 6701A( $q1(i)$ ) tiene una componente en fase I de  $lq1(i)$  y una componente en cuadratura Q de  $Qq1(i)$ , mientras que la señal en banda base conmutada 6701B( $q2(i)$ ) tiene una componente en fase  $lq2(i)$  y una componente en cuadratura Q de  $Qq2(i)$ .

50 En la Fig. 68, como se describió anteriormente, la señal ponderada 309A( $p1(i)$ ) tiene una componente en fase I de  $Ip1(i)$  y una componente en cuadratura Q de  $Qp1(i)$ , mientras que la señal ponderada 316B( $p2(i)$ ) tiene una componente en fase I de  $Ip2(i)$  y una componente en cuadratura Q de  $Qp2(i)$ . Por el contrario, la señal en banda base conmutada 6701A( $q1(i)$ ) tiene una componente en fase I de  $lq1(i)$  y una componente en cuadratura Q de  $Qq1(i)$ , mientras que la señal en banda base conmutada 6701B( $q2(i)$ ) tiene una componente en fase  $lq2(i)$  y una componente en cuadratura Q de  $Qq2(i)$ .

55 Por tanto, la componente en fase I de  $lq1(i)$  y la componente en cuadratura Q de  $Qq1(i)$  de la señal en banda base conmutada 6701A( $q1(i)$ ) y la componente en fase  $lq2(i)$  y la componente en cuadratura Q de  $Qq2(i)$  de la señal en banda base 6701B( $q2(i)$ ) se pueden expresar como cualquiera de las anteriores.

Por tanto, la señal modulada que corresponde a la señal en banda base conmutada 6701A( $q1(i)$ ) se transmite desde la antena de transmisión 312A, mientras que la señal modulada que corresponde a la señal en banda base

conmutada 6701B(q2(i)) se transmite desde la antena de transmisión 312B, ambas que se transmiten simultáneamente en una frecuencia común. De esta manera, las señales moduladas que corresponden a la señal en banda base conmutada 6701A(q1(i)) y la señal en banda base conmutada 6701B(q2(i)) se transmiten desde antenas diferentes, simultáneamente en una frecuencia común.

5 El cambiador de fase 317B toma como entrada la señal en banda base conmutada 6701B y la información del método de procesamiento de señal 315 y cambia regularmente la fase de la señal en banda base conmutada 6701B para su salida. Este cambio regular es un cambio de fase realizado según un patrón de cambio de fase predeterminado que tiene un periodo (ciclo) predeterminado (por ejemplo, cada  $n$  símbolos ( $n$  que es un número entero,  $n \geq 1$ ))  
10 o en un intervalo predeterminado). El patrón de cambio de fase se describe en detalle en la Realización 4.

La unidad inalámbrica 310B toma como entrada la señal de cambio de fase posterior 309B y realiza un procesamiento tal como modulación en cuadratura, limitación de banda, conversión de frecuencia, amplificación, y así sucesivamente, entonces saca la señal de transmisión 311B. La señal de transmisión 311B entonces se saca como  
15 ondas de radio por la antena 312B.

La Fig. 67, muy parecida a la Fig. 3, se describe como que tiene una pluralidad de codificadores. No obstante, la Fig. 67 puede tener también un codificador y un distribuidor como la Fig. 4. En tal caso, las señales sacadas por el distribuidor son las señales de entrada respectivas para el intercalador, mientras que el procesamiento posterior  
20 permanece como se describió anteriormente para la Fig. 67, a pesar de los cambios requeridos por ello.

La Fig. 5. Ilustra un ejemplo de una configuración de trama en el dominio de tiempo para un dispositivo de transmisión según la presente Realización. El símbolo 500\_1 es un símbolo para notificar al dispositivo de recepción del método de transmisión. Por ejemplo, el símbolo 500\_1 transporta información tal como el método de corrección  
25 de errores usado para transmitir símbolos de datos, la tasa de codificación del mismo, y el método de modulación usado para transmitir símbolos de datos.

El símbolo 501\_1 es para estimar las fluctuaciones de canal para la señal modulada  $z1(t)$  (donde  $t$  es el tiempo) transmitida por el dispositivo de transmisión. El símbolo 502\_1 es un símbolo de datos transmitido por la señal  
30 modulada  $z1(t)$  como el número de símbolo  $u$  (en el dominio de tiempo). El símbolo 503\_1 es un símbolo de datos transmitido por la señal modulada  $z1(t)$  como el número de símbolo  $u+1$ .

El símbolo 501\_2 es para estimar las fluctuaciones de canal para la señal modulada  $z2(t)$  (donde  $t$  es el tiempo) transmitida por el dispositivo de transmisión. El símbolo 502\_2 es un símbolo de datos transmitido por la señal  
35 modulada  $z2(t)$  como el número de símbolo  $u$ . El símbolo 503\_2 es un símbolo de datos transmitido por la señal modulada  $z1(t)$  como número de símbolo  $u+1$ .

Aquí, los símbolos de  $z1(t)$  y de  $z2(t)$  que tienen el mismo sello de tiempo (temporización idéntica) se transmiten desde la antena de transmisión usando la misma frecuencia (compartida/común).  
40

Lo siguiente describe las relaciones entre las señales moduladas  $z1(t)$  y  $z2(t)$  transmitidas por el dispositivo de transmisión y las señales recibidas  $r1(t)$  y  $r2(t)$  recibida por el dispositivo de recepción.

En la Fig. 5, 504#1 y 504#2 indican las antenas de transmisión del dispositivo de transmisión, mientras que 505#1 y  
45 505#2 indican las antenas de recepción del dispositivo de recepción. El dispositivo de transmisión transmite la señal modulada  $z1(t)$  desde la antena de transmisión 504#1 y transmite la señal modulada  $z2(t)$  desde la antena de transmisión 504#2. Aquí, las señales moduladas  $z1(t)$  y  $z2(t)$  se supone que ocupan la misma frecuencia (ancho de banda) (compartida/común). Las fluctuaciones del canal en las antenas de transmisión del dispositivo de transmisión y las antenas del dispositivo de recepción son  $h11(t)$ ,  $h12(t)$ ,  $h21(t)$  y  $h22(t)$ , respectivamente. Suponiendo que la  
50 antena de recepción 505#1 del dispositivo de recepción recibe la señal recibida  $r1(t)$  y la antena de recepción 505#2 del dispositivo de recepción recibe la señal recibida  $r2(t)$ , se mantiene la siguiente relación.

[Expresión Matemática 66]

$$\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \quad (\text{fórmula 66})$$

55 La Fig. 69 se relaciona con el método de ponderación (método de precodificación), el método de conmutación en banda base, y el método de cambio de fase de la presente Realización. La unidad de ponderación 600 es una versión combinada de las unidades de ponderación 308A y 308B de la Fig. 67. Como se muestra, el flujo  $s1(t)$  y el flujo  $s2(t)$  corresponden a las señales en banda base 307A y 307B de la Fig. 3. Es decir, los flujos  $s1(t)$  y  $s2(t)$  son



señales en banda base compuestas de una componente en fase I y una componente en cuadratura Q conforme al mapeo por un método de modulación como QPSK, 16-QAM, y 64-QAM. Como se indica por la configuración de trama de la Fig. 69, el flujo  $s_1(t)$  se representa como  $s_1(u)$  en el número de símbolo  $u$ , como  $s_1(u+1)$  en el número de símbolo  $u+1$ , y así sucesivamente. De manera similar, el flujo  $s_2(t)$  se representa como  $s_2(u)$  en el número de símbolo  $u$ , como  $s_2(u+1)$  en el número de símbolo  $u+1$ , y así sucesivamente. La unidad de ponderación 600 toma como entrada las señales en banda base 307A ( $s_1(t)$ ) y 307B ( $s_2(t)$ ) así como la información del método de procesamiento de señal 315 de la Fig. 67, realiza la ponderación según la información del método de procesamiento de señal 315, y saca las señales ponderadas 309A ( $p_1(t)$ ) y 316B( $p_2(t)$ ) de la Fig. 67.

10 Aquí, dado que el vector  $W_1=(w_{11},w_{12})$  de la primera fila de la matriz de precodificación fija  $F$ ,  $p_1(t)$  se puede expresar como la Expresión Matemática 67 (fórmula 67), a continuación.

[Expresión Matemática 67]

$$p_1(t) = W_1 s_1(t) \quad (\text{fórmula 67})$$

15

Aquí, dado que el vector  $W_2=(w_{21},w_{22})$  de la primera fila de la matriz de precodificación fija  $F$ ,  $p_2(t)$  se puede expresar como la Expresión Matemática 68 (fórmula 68), a continuación.

[Expresión Matemática 68]

20

$$p_2(t) = W_2 s_2(t) \quad (\text{fórmula 68})$$

Por consiguiente, la matriz de precodificación  $F$  se puede expresar como sigue.

25 [Expresión Matemática 69]

$$F = \begin{pmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{pmatrix} \quad (\text{fórmula 69})$$

Después de que se hayan conmutado las señales en banda base, la señal en banda base conmutada 6701A( $q_1(i)$ ) tiene una componente en fase I de  $Iq_1(i)$  y una componente en cuadratura Q de  $Qp_1(i)$ , y la señal en banda base conmutada 6701B( $q_2(i)$ ) tiene una componente en fase I de  $Iq_2(i)$  y una componente en cuadratura Q de  $Qq_2(i)$ . Las relaciones entre todas éstas son como se expuso anteriormente. Cuando el cambiador de fase usa la fórmula de cambio de fase  $y(t)$ , la señal en banda base de cambio de fase posterior 309B( $q'_2(i)$ ) se da por la Expresión Matemática 70 (fórmula 70), a continuación.

35 [Expresión Matemática 70]

$$q'_2(t) = y(t)q_2(t) \quad (\text{fórmula 70})$$

Aquí,  $y(t)$  es una fórmula de cambio de fase que obedece un método predeterminado. Por ejemplo, dado un periodo (ciclo) de cuatro y un sello de tiempo  $u$ , la fórmula de cambio de fase se puede expresar como la Expresión Matemática 71 (fórmula 71), a continuación.

40

[Expresión Matemática 71]

$$y(u) = e^{j^0} \quad (\text{fórmula 71})$$

45 De manera similar, la fórmula de cambio de fase para el sello de tiempo  $u+1$  puede ser, por ejemplo, como se da por la Expresión Matemática 72 (fórmula 72).

[Expresión Matemática 72]

$$y(u + 1) = e^{j \frac{\pi}{2}} \quad (\text{fórmula 72})$$

50

Es decir, la fórmula de cambio de fase para el sello de tiempo  $u+k$  se generaliza con la Expresión Matemática 73 (fórmula 73).

[Expresión Matemática 73]

5

$$y(u + k) = e^{j \frac{k\pi}{2}} \quad (\text{fórmula 73})$$

Obsérvese que la Expresión Matemática 71 (fórmula 71) hasta la Expresión Matemática 73 (fórmula 73) se dan solamente como ejemplo de un cambio de fase regular.

10 El cambio de fase regular no está restringido a un periodo (ciclo) de cuatro. Las capacidades de recepción mejoradas (capacidades de corrección de errores, para ser exactos) se pueden fomentar potencialmente en el dispositivo de recepción aumentando el número de periodo (ciclo) (esto no significa que un periodo mayor (ciclo) sea mejor, aunque evitar números pequeños como el dos es probablemente ideal).

15 Además, aunque la Expresión Matemática 71 (fórmula 71) hasta la Expresión Matemática 73 (fórmula 73), anteriores, representan una configuración en la cual un cambio de fase se lleva a cabo a través de la rotación por fases predeterminadas consecutivas (en la fórmula anterior, cada  $\pi/2$ ), el cambio de fase no necesita ser una rotación en una cantidad constante, sino que también puede ser aleatorio. Por ejemplo, según el periodo (ciclo) predeterminado de  $y(t)$ , la fase se puede cambiar a través de multiplicación secuencial como se muestra en la

20 Expresión Matemática 74 (fórmula 74) y la Expresión Matemática 75 (fórmula 75). El punto clave de un cambio de fase regular es que la fase de la señal modulada se cambie regularmente. La tasa de varianza del grado de cambio de fase es preferiblemente tan uniforme como sea posible, tal como desde  $-\pi$  radianes a  $\pi$  radianes. No obstante, dado que ésta se refiere a una distribución, también es posible una varianza aleatoria.

25 [Expresión Matemática 74]

$$\begin{aligned} e^{j0} &\rightarrow e^{j\frac{\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{2\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{3\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{4\pi}{5}} \\ &\rightarrow e^{j\pi} \rightarrow e^{j\frac{6\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{7\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{8\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{9\pi}{5}} \end{aligned} \quad (\text{fórmula 74})$$

[Expresión Matemática 75]

$$\begin{aligned} e^{j\frac{\pi}{2}} &\rightarrow e^{j\pi} \rightarrow e^{j\frac{3\pi}{2}} \rightarrow e^{j2\pi} \rightarrow e^{j\frac{\pi}{4}} \\ &\rightarrow e^{j\frac{3\pi}{4}} \rightarrow e^{j\frac{5\pi}{4}} \rightarrow e^{j\frac{7\pi}{4}} \end{aligned} \quad (\text{fórmula 75})$$

30

Por tanto, la unidad de ponderación 600 de la Fig. 6 realiza precodificación usando ponderaciones de precodificación fijas, predeterminadas, el conmutador de señal en banda base realiza la conmutación de señal en banda base como se describió anteriormente, y el cambiador de fase cambia la fase de la señal introducida al mismo mientras que se varía regularmente el grado de cambio.

35

Cuando una matriz de precodificación especializada se usa en un entorno LOS, la calidad de recepción es probable que mejore tremendamente. No obstante, dependiendo de las condiciones de onda directa, las componentes de fase y de amplitud de la onda directa pueden diferir enormemente de la matriz de precodificación especializada, en la recepción. El entorno LOS tiene ciertas reglas. De esta manera, la calidad de recepción de datos se mejora

40 tremendamente a través de un cambio regular de la fase de la señal de transmisión que obedece a esas reglas. La presente invención ofrece un método de procesamiento de señal para mejorar el entorno LOS.

La Fig. 7 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de recepción 700 que se relaciona con la presente realización. La unidad inalámbrica 703\_X recibe, como entrada, la señal recibida 702\_X recibida por la antena

45

701\_X, realiza un procesamiento tal como conversión de frecuencia, demodulación en cuadratura, y similares, y saca la señal en banda base 704\_X.

El estimador de fluctuación de canal 705\_1 para la señal modulada  $z1$  transmitida por el dispositivo de transmisión toma como entrada la señal en banda base 704\_X, extrae el símbolo de referencia 501\_1 para estimación de canal

de la Fig. 5, estima el valor de  $h_{11}$  a partir de la Expresión Matemática 66 (fórmula 66), y saca la señal de estimación de canal 706\_1.

5 El estimador de fluctuación de canal 705\_2 para la señal modulada  $z_2$  transmitida por el dispositivo de transmisión toma como entrada la señal en banda base 704\_X, extrae el símbolo de referencia 501\_2 para estimación de canal de la Fig. 5, estima el valor de  $h_{12}$  a partir de la Expresión Matemática 66 (fórmula 66), y saca la señal de estimación de canal 706\_2.

10 La unidad inalámbrica 703\_Y recibe, como entrada, la señal recibida 702\_Y recibida por la antena 701\_X, realiza un procesamiento tal como conversión de frecuencia, demodulación en cuadratura, y similares, y saca la señal en banda base 704\_Y.

15 El estimador de fluctuación de canal 707\_1 para la señal modulada  $z_1$  transmitida por el dispositivo de transmisión toma como entrada la señal en banda base 704\_Y, extrae el símbolo de referencia 501\_1 para estimación de canal de la Fig. 5, estima el valor de  $h_{21}$  a partir de la Expresión Matemática 66 (fórmula 66), y saca la señal de estimación de canal 708\_1.

20 El estimador de fluctuación de canal 707\_2 para la señal modulada  $z_2$  transmitida por el dispositivo de transmisión toma como entrada la señal en banda base 704\_Y, extrae el símbolo de referencia 501\_2 para estimación de canal de la Fig. 5, estima el valor de  $h_{22}$  a partir de la Expresión Matemática 66 (fórmula 66), y saca la señal de estimación de canal 708\_2.

25 Un decodificador de información de control 709 recibe como entrada la señal en banda base 704\_X y la señal en banda base 704\_Y, detecta el símbolo 500\_1 que indica el método de transmisión de la Fig. 5, y saca una señal de información del método de transmisión del dispositivo de transmisión 710.

30 Un procesador de señal 711 toma como entrada las señales en banda base 704\_X y 704\_Y, las señales de estimación de canal 706\_1, 706\_2, 708\_1 y 708\_2, y la señal de información del método de transmisión 710, realiza una detección y decodificación, y luego saca los datos recibidos 712\_1 y 712\_2.

35 A continuación, se describen en detalle las operaciones del procesador de señal 711 de la Fig. 7. La Fig. 8 ilustra una configuración de muestra del procesador de señal 711 que pertenece a la presente realización. Como se muestra, el procesador de señal 711 se compone ante todo de un detector MIMO interior, un decodificador de entrada suave/salida suave, y un generador de coeficientes. La Literatura No de Patente 2 y la Literatura No de Patente 3 describen el método de decodificación iterativa con esta estructura. El sistema MIMO descrito en la Literatura No de Patente 2 y la Literatura No de Patente 3 es un sistema MIMO de multiplexación espacial, mientras que la presente Realización difiere de la Literatura No de Patente 2 y la Literatura No de Patente 3 en la descripción de un sistema MIMO que cambia regularmente la fase con el tiempo, mientras que usa una matriz de precodificación y que realiza una conmutación de señal en banda base. Tomando la matriz (canal)  $H(t)$  de la Expresión Matemática 66 (fórmula 66), entonces dejando que la matriz de ponderación de precodificación de la Fig. 69 sea  $F$  (aquí, una matriz de precodificación fija que permanece sin cambios para una señal recibida dada) y dejando que la fórmula del cambio de fase usada por el cambiador de fase de la Fig. 69 sea  $Y(t)$  (aquí,  $Y(t)$  cambia con el tiempo  $t$ ), entonces dada la conmutación de señal en banda base, el vector de recepción  $R(t)=(r_1(t), r_2(t))^T$  y el vector de flujo  $S(t)=(s_1(t), s_2(t))^T$  conducen al método de decodificación de Literatura No de Patente 2 y la Literatura No de Patente 3, permitiendo de 45 esta manera la detección MIMO.

50 Por consiguiente, el generador de coeficiente 819 de la Fig. 8 toma la señal de información del método de transmisión 818 (que corresponde a 710 de la Fig. 7) indicada por el dispositivo de transmisión (información para especificar la matriz de precodificación fija en uso y el patrón de cambio de fase usado cuando se cambia la fase) y saca una señal de información del método de procesamiento de señal 820.

El detector MIMO interior 803 toma como entrada la señal de información del método de procesamiento de señal 820 y realiza detección iterativa y decodificación usando la señal. Las operaciones se describen a continuación.

55 La unidad de procesamiento ilustrada en la Fig. 8 debe usar un método de procesamiento, como se ilustra en Fig. 10, para realizar una decodificación iterativa (detección iterativa). En primer lugar, se realizan la detección de una palabra clave (o una trama) de la señal modulada (flujo)  $s_1$  y de una palabra de código (o una trama) de la señal modulada (flujo)  $s_2$ . Como resultado, el decodificador de entrada suave/salida suave obtiene la relación de verosimilitud logarítmica de cada bit de la palabra de código (o trama) de la señal modulada (flujo)  $s_1$  y de la palabra de código (o trama) de la señal modulada (flujo)  $s_2$ . A continuación, la relación de verosimilitud logarítmica se usa para realizar una segunda ronda de detección y decodificación. Estas operaciones (conocidas como decodificación iterativa (detección iterativa)) se realizan múltiples veces. Las siguientes explicaciones se centran en el método de creación de la relación de verosimilitud logarítmica de un símbolo en un tiempo específico dentro de una trama.

En la Fig. 8, una memoria 815 toma como entrada la señal en banda base 801X (que corresponde a la señal en banda base 704\_X de la Fig. 7), el grupo de señales de estimación de canal 802X (que corresponde a las señales de estimación de canal 706\_1 y 706\_2 de la Fig. 7), la señal en banda base 801Y (que corresponde a la señal en banda base 704\_Y de la Fig. 7), y el grupo de señales de estimación de canal 802Y (que corresponde a las señales de estimación de canal 708\_1 y 708\_2 de la Fig. 7), realiza una decodificación iterativa (detección iterativa), y almacena la matriz resultante como un grupo de señales de canal transformadas. La memoria 815 después saca las señales descritas anteriormente según se necesiten, específicamente la señal en banda base 816X, el grupo de señales de estimación de canal transformadas 817X, la señal en banda base 816Y, y el grupo de señales de estimación de canal transformadas 817Y.

Operaciones posteriores se describen separadamente para la detección inicial y para la decodificación iterativa (detección iterativa).

#### 15 (Detección inicial)

El detector MIMO interior 803 toma como entrada la señal en banda base 801X, el grupo de señales de estimación de canal 802X, la señal en banda base 801Y, y el grupo de señales de estimación de canal 802Y. Aquí, el método de modulación para una señal modulada (flujo) s1 y la señal modulada (flujo) s2 se describe como 16-QAM.

El detector MIMO interior 803 primero calcula un punto de señal candidato que corresponde a la señal en banda base 801X de los grupos de señales de estimación de canal 802X y 802Y. La Fig. 11 representa tal cálculo. En la Fig. 11, cada punto negro es un punto de señal candidato en el plano IQ. Dado que el método de modulación es 16-QAM, existen 256 puntos de señal candidatos. (No obstante, la Fig.11 es solamente una representación y no indica todos los 256 puntos de señal candidatos). Dejando que los cuatro bits transmitidos en la señal modulada s1 sean b0, b1, b2 y b3 y los cuatro bits transmitidos en la señal modulada s2 sean b4, b5, b6 y b7, los puntos de señal candidatos que corresponden a (b0, b1, b2, b3, b4, b5, b6, b7) se encuentran en la Fig. 11. Se calcula entonces la distancia euclidiana al cuadrado entre cada punto de señal candidato y cada punto de señal recibido 1101 (que corresponde a la señal en banda base 801X). La distancia euclidiana al cuadrado entre cada punto se divide por la varianza de ruido  $\sigma^2$ . Por consiguiente, se calcula  $E_x(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ . Es decir, la distancia euclidiana al cuadrado entre un punto de señal candidato que corresponde a (b0, b1, b2, b3, b4, b5, b6, b7) y un punto de señal recibido se divide por la varianza del ruido. Aquí, cada una de las señales en banda base y las señales moduladas s1 y s2 es una señal compleja.

De manera similar, el detector MIMO interior 803 calcula los puntos de señal candidatos que corresponden a la señal en banda base 801Y del grupo de señales de estimación de canal 802X y el grupo de señales de estimación de canal 802Y, calcula la distancia euclidiana al cuadrado entre cada uno de los puntos de señal candidatos y los puntos de señal recibida (que corresponden a la señal en banda base 801Y), y divide la distancia euclidiana al cuadrado por la varianza de ruido  $\sigma^2$ . Por consiguiente, se calcula  $E_y(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ . Es decir,  $E_y$  es la distancia euclidiana al cuadrado entre un punto de señal candidato que corresponde a (b0, b1, b2, b3, b4, b5, b6, b7) y un punto de señal recibido, dividido por la varianza de ruido.

A continuación, se calcula  $E_x(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7) + E_y(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7) = E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ .

El detector MIMO interior 803 saca  $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$  como la señal 804.

El calculador de verosimilitud logarítmica 805A toma como entrada la señal 804, calcula la verosimilitud logarítmica de los bits b0, b1, b2 y b3, y saca una señal de verosimilitud logarítmica 806A. Obsérvese que este cálculo de verosimilitud logarítmica produce que la verosimilitud logarítmica de un bit que sea 1 y la verosimilitud logarítmica de un bit que sea 0. El método de cálculo es como se muestra en la Expresión Matemática 28 (fórmula 28), la Expresión Matemática 29 (fórmula 29), y la Expresión Matemática 30 (fórmula 30), y los detalles se dan por la Literatura No de Patente 2 y 3.

De manera similar, el calculador de verosimilitud logarítmica 805B toma como entrada la señal 804, calcula la verosimilitud logarítmica de los bits b4, b5, b6 y b7, y saca la señal de verosimilitud logarítmica 806B.

Un desintercalador (807A) toma como entrada la señal de verosimilitud logarítmica 806A, realiza un desintercalado que corresponde al del intercalador (el intercalador (304A) de la Fig. 67), y saca la señal de verosimilitud logarítmica desintercalada 808A.

De manera similar, el desintercalador (807B) toma como entrada la señal de verosimilitud logarítmica 806B, realiza un desintercalado que corresponde al del intercalador (el intercalador (6704B) de la Fig. 67), y saca la señal de verosimilitud logarítmica desintercalada 808B.

5 El calculador de relación de verosimilitud logarítmica 809A toma como entrada la señal de verosimilitud logarítmica desintercalada 808A, calcula la relación de verosimilitud logarítmica de los bits codificados por el codificador 6702A de la Fig. 67, y saca la señal de relación de verosimilitud logarítmica 810A.

De manera similar, el calculador de relación de verosimilitud logarítmica 809B toma como entrada la señal de verosimilitud logarítmica desintercalada 808B, calcula la relación de verosimilitud logarítmica de los bits codificados por el codificador 302B de la Fig. 67, y saca la señal de relación de verosimilitud logarítmica 810B.

El decodificador de entrada suave/salida suave 811A toma como entrada la señal de relación de verosimilitud logarítmica 810A, realiza una decodificación, y saca una relación de verosimilitud logarítmica decodificada 812A.

15 De manera similar, el decodificador de entrada suave/salida suave 811B toma como entrada la señal de relación de verosimilitud logarítmica 810B, realiza una decodificación, y saca la relación de verosimilitud logarítmica decodificada 812B.

20 (Decodificación iterativa (detección iterativa),  $k$  iteraciones)

El intercalador (813A) toma como entrada la relación de verosimilitud logarítmica decodificada 812A de orden  $k-1$  decodificada por el decodificador de entrada suave/salida suave, realiza el intercalado, y saca la relación de verosimilitud logarítmica intercalada 814A. Aquí, el patrón de intercalado usado por el intercalador (813A) es idéntico al del intercalador (304A) de la Fig. 67.

Otro intercalador (813B) toma como entrada la relación de verosimilitud logarítmica decodificada 812B de orden  $k-1$  decodificada por el decodificador de entrada suave/salida suave, realiza el intercalado, y saca la relación de verosimilitud logarítmica intercalada 814B. Aquí, el patrón de intercalado usado por el intercalador (813B) es idéntico al del otro intercalador (304B) de la Fig. 67.

El detector MIMO interior 803 toma como entrada la señal en banda base 816X, el grupo de señales de estimación de canal 817X transformadas, la señal en banda base 816Y, el grupo de señales de estimación de canal 817Y transformadas, la relación de verosimilitud logarítmica intercalada 814A, y la relación de verosimilitud logarítmica intercalada 814B. Aquí, la señal en banda base 816X, el grupo de señales de estimación de canal 817X transformadas, la señal en banda base 816Y, y el grupo de señales de estimación de canal 817Y transformadas se usan en lugar de la señal en banda base 801X, el grupo de señales de estimación de canal 802X, la señal en banda base 801Y, y el grupo de señales de estimación de canal 802Y debido a que estas últimas causan retrasos debidos a la decodificación iterativa.

40 Las operaciones de decodificación iterativa del detector MIMO interior 803 difieren de las operaciones de detección iniciales del mismo en que las relaciones de verosimilitud logarítmica intercaladas 814A y 814B se usan en un procesamiento de señal para las primeras. El detector MIMO interior 803 primero calcula  $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$  de la misma manera que para detección inicial. Además, los coeficientes que corresponden a la Expresión Matemática 11 (fórmula 11) y la Expresión Matemática 32 (fórmula 32) se calculan a partir de las relaciones de verosimilitud logarítmica intercaladas 814A y 914B. El valor de  $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$  se corrige usando los coeficientes así calculados para obtener  $E'(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ , que se saca como la señal 804.

El calculador de verosimilitud logarítmica 805A toma como entrada la señal 804, calcula la verosimilitud logarítmica de los bits  $b_0, b_1, b_2$  y  $b_3$  y saca la señal de verosimilitud logarítmica 806A. Obsérvese que este cálculo de verosimilitud logarítmica produce que la verosimilitud logarítmica de un bit sea 1 y la verosimilitud logarítmica de un bit sea 0. El método de cálculo es como se muestra en la Expresión Matemática 31 (fórmula 31) hasta la Expresión Matemática 35 (fórmula 35), y los detalles se dan en Literatura No de Patente 2 y 3.

55 De manera similar, el calculador de verosimilitud logarítmica 805B toma como entrada la señal 804, calcula la verosimilitud logarítmica de los bits  $b_4, b_5, b_6$  y  $b_7$ , y saca la señal de verosimilitud logarítmica 806B. Las operaciones realizadas por el deintercalador en adelante son similares a las realizadas para la detección inicial.

Mientras la Fig. 8 ilustra la configuración del procesador de señal cuando se realiza detección iterativa, esta estructura no es absolutamente necesaria ya que se pueden obtener buenas mejoras de recepción mediante una detección iterativa sola. Siempre que los componentes necesarios para la detección iterativa estén presentes, la configuración no necesita incluir los intercaladores 813A y 813B. En tal caso, el detector MIMO interior 803 no realiza la detección iterativa.

Como se muestra en Literatura No de Patente 5 y similares, también se puede usar descomposición QR para realizar la detección inicial y la detección iterativa. También, como se indica por la Literatura No de Patente 11, las operaciones lineales MMSE y ZF se pueden realizar cuando se realice la detección inicial.

5

La Fig. 9 ilustra la configuración de un procesador de señal diferente del de la Fig. 8, que sirve como procesador de señal para señales moduladas transmitidas por el dispositivo de transmisión de la Fig. 4 como se usa en la Fig. 67. El punto de diferencia de la Fig. 8 es el número de decodificadores de entrada suave/salida suave. Un decodificador de entrada suave/salida suave 901 toma como entrada las señales de relación de verosimilitud logarítmica 810A y 810B, realiza la decodificación, y saca una relación de verosimilitud logarítmica decodificada 902. Un distribuidor 903 toma como entrada la relación de verosimilitud logarítmica decodificada 902 para su distribución. De otro modo, las operaciones son idénticas a las explicadas para la Fig. 8.

15 Como se describió anteriormente, cuando un dispositivo de transmisión según la presente Realización que usa un sistema MIMO transmite una pluralidad de señales moduladas desde una pluralidad de antenas, cambiando la fase con el tiempo mientras se multiplica por la matriz de precodificación para cambiar la fase regularmente provoca mejoras a la calidad de recepción de datos para un dispositivo de recepción en un entorno LOS, donde las ondas directas son dominantes, comparado con un sistema MIMO de multiplexación espacial convencional.

20 En la presente Realización, y particularmente en la configuración del dispositivo de recepción, el número de antenas está limitado y se dan explicaciones en consecuencia. No obstante, la Realización también se puede aplicar a un número de antenas mayor. En otras palabras, el número de antenas en el dispositivo de recepción no afecta a las operaciones o efectos ventajosos de la presente Realización.

25 Además, en las presentes Realizaciones, la codificación no está particularmente limitada a códigos LDPC. De manera similar, el método de decodificación no está limitado a la implementación por un decodificador de entrada suave/salida suave que usa decodificación suma-producto. El método de decodificación usado por el decodificador de entrada suave/salida suave puede ser también, por ejemplo, el algoritmo BCJR, SOVA y el algoritmo de Mapeo Logarítmico Máximo. Los detalles se proporcionan en la Literatura No de Patente 6.

30

Además, aunque la presente Realización se describe usando un método de portadora única, no se pretende ninguna limitación a este respecto. La presente Realización también es aplicable a la transmisión de múltiples portadoras. Por consiguiente, la presente Realización también se puede realizar usando, por ejemplo, comunicaciones de espectro ensanchado, OFDM, SC-FDMA, SC-OFDM, OFDM de onda pequeña como se describe en la Literatura No de Patente 7, y así sucesivamente. Además, en la presente Realización, los símbolos distintos de los símbolos de datos, tales como los símbolos piloto (preámbulo, palabra única, etc.) o símbolos que transmiten información de control, se pueden disponer dentro de la trama de cualquier manera.

Lo siguiente describe un ejemplo en el que se usa OFDM como un método de múltiples portadoras.

40

La Fig. 70 ilustra la configuración de un dispositivo de transmisión que usa OFDM. En la Fig. 70, los componentes que operan de la manera descrita para las Fig. 3, 12 y 67 usan números de referencia idénticos.

45 Un procesador relacionado con OFDM 1201A toma como entrada la señal ponderada 309A, realiza un procesamiento relacionado con OFDM sobre la misma, y saca la señal de transmisión 1202A. De manera similar, el procesador relacionado con OFDM 1201B toma como entrada la señal de cambio de fase posterior 309B, realiza procesamiento relacionado con OFDM sobre la misma, y saca la señal de transmisión 1202B.

50 La Fig. 13 ilustra una configuración de muestra de los procesadores relacionados con OFDM 1201A y 1201B y en adelante de la Fig. 70. Los componentes 1301A hasta 1310A pertenecen entre 1201A y 312A de la Fig. 70, mientras que los componentes 1301B hasta 1310B pertenecen entre 1201B y 312B.

55 El convertidor serie a paralelo 1302A realiza conversión serie a paralelo sobre la señal en banda base conmutada 1301A (que corresponde a la señal en banda base conmutada 6701A de la Fig. 70) y saca una señal paralela 1303A.

El reordenador 1304A toma como entrada la señal paralela 1303A, realiza la reordenación de la misma, y saca la señal reordenada 1305A. La reordenación se describe en detalle más tarde.

60 La unidad IFFT 1306A toma como entrada la señal reordenada 1305A, aplica una IFFT a la misma, y saca la señal IFFT posterior 1307A.

La unidad inalámbrica 1308A toma como entrada la señal IFFT posterior 1307A, realiza procesamiento tal como conversión de frecuencia y amplificación, sobre la misma, y saca la señal modulada 1309A. La señal modulada 1309A entonces se saca como ondas de radio por la antena 1310A.

5 El convertidor serie a paralelo 1302B realiza la conversión serie a paralelo en el cambio de fase posterior 1301B (que corresponde al cambio de fase posterior 309B de la Fig. 12) y saca la señal paralela 1303B.

El reordenador 1304B toma como entrada la señal paralela 1303B, realiza la reordenación de la misma, y saca la señal reordenada 1305B. La reordenación se describe en detalle más tarde.

10

La unidad IFFT 1306B toma como entrada la señal reordenada 1305B, aplica una IFFT a la misma, y saca una señal IFFT posterior 1307B.

15 La unidad inalámbrica 1308B toma como entrada la señal IFFT posterior 1307B, realiza procesamiento tal como conversión de frecuencia y amplificación sobre la misma, y saca la señal modulada 1309B. La señal modulada 1309B entonces se saca como ondas de radio por la antena 1310A.

El dispositivo de transmisión de la Fig. 67 no usa un método de transmisión de múltiples portadoras. De esta manera, como se muestra en la Fig. 69, se realiza un cambio de fase para lograr un periodo (ciclo) de cuatro y los  
20 símbolos de cambio de fase posterior se disponen en el dominio de tiempo. Como se muestra en la Fig. 70, cuando se usa transmisión de múltiples portadoras, tal como OFDM, entonces, naturalmente, los símbolos en señales en banda base precodificadas que se han sometido a conmutación y cambio de fase se pueden disponer en el dominio de tiempo como en la Fig. 67, y esto se puede aplicar a cada (sub)portadora. No obstante, para transmisión de  
25 múltiples portadoras, la disposición también puede ser en el dominio de frecuencia, o tanto en el dominio de frecuencia como en el dominio de tiempo. Lo siguiente describe estas disposiciones.

Las Fig. 14A y 14B indican frecuencia en los ejes horizontales y tiempo en los ejes verticales de las mismas, e ilustran un ejemplo de un método de reordenación de símbolos usado por los reordenadores 1301A y 1301B de la Fig. 13. Los ejes de frecuencia están compuestos de las (sub)portadoras 0 hasta 9. Las señales moduladas z1 y z2  
30 comparten sellos de tiempo (temporización) comunes y usan una banda de frecuencia común. La Fig. 14A ilustra un método de reordenación para los símbolos de la señal modulada z1, mientras que la Fig. 14B ilustra un método de reordenación para los símbolos de la señal modulada z2. Con respecto a los símbolos de la señal en banda base conmutada 1301A introducidos al convertidor serie a paralelo 1302A, el orden es #0, #1, #2, #3, y así sucesivamente. Aquí, dado que el ejemplo trata de un período (ciclo) de cuatro, #0, #1, #2 y #3 son equivalentes a un período  
35 (ciclo). De manera similar, #4n, #4n+1, #4n+2 y #4n+3 (n que es un número entero positivo que no es cero) son también equivalentes a un período (ciclo).

Como se muestra en la Fig. 14A, los símbolos #0, #1, #2, #3, y así sucesivamente están dispuestos en orden, comenzando en la portadora 0. Se da a los símbolos #0 hasta #9 el sello de tiempo \$1, seguidos por los símbolos  
40 #10 hasta #19, a los que se da el sello de tiempo #2, y así sucesivamente en una disposición regular. Aquí, las señales moduladas z1 y z2 son señales complejas.

De manera similar, con respecto a los símbolos de la señal ponderada 1301B introducida al convertidor serie a paralelo 1302B, el orden asignado es #0, #1, #2, #3, y así sucesivamente. Aquí, dado que el ejemplo trata con un período  
45 (ciclo) de cuatro, se aplica un cambio de fase diferente a cada uno de #0, #1, #2 y #3, que son equivalentes a un período (ciclo). De manera similar, se aplica un cambio de fase diferente a cada uno de #4n, #4n+1, #4n+2 y #4n+3 (n que es un número entero positivo que no es cero), que son también equivalentes a un periodo (ciclo).

Como se muestra en la Fig. 14B, los símbolos #0, #1, #2, #3 y así sucesivamente están dispuestos en orden comenzando en la portadora 0. Se da a los símbolos #0 hasta #9 el sello de tiempo \$1, seguidos por los símbolos  
50 #10 hasta #19 a los que se da el sello de tiempo \$2 y así sucesivamente en una disposición regular.

El grupo de símbolos 1402 mostrado en la Fig. 14B corresponde a un periodo (ciclo) de símbolos cuando se usa el método de cambio de fase de la Fig. 69. El símbolo #0 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo u en la Fig. 69, el símbolo #1 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo u+1 en la Fig. 69, el símbolo #2 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo u+2 en la Fig. 69, y el símbolo #3 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo u+3 en la Fig. 69. Por consiguiente, para cualquier símbolo #x, el símbolo #x es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo u en la Fig. 69 cuando x mod 4 es igual a 0 (es decir, cuando el resto de x dividido por 4 es 0, mod que es el operador módulo), el símbolo #x es el símbolo  
60 obtenido usando la fase en el sello de tiempo x+1 en la Fig. 69 cuando x mod 4 es igual a 1, el símbolo #x es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo x+2 en la Fig. 69 cuando x mod 4 es igual a 2, y el símbolo #x es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo x+3 en la Fig. 69 cuando x mod 4 es igual a 3.

En la presente Realización, la señal modulada  $z_1$  mostrada en la Fig. 14A no se ha sometido a un cambio de fase.

Por tanto, cuando se usa un método de transmisión de múltiples portadoras tal como OFDM, y a diferencia de la transmisión de portadora única, se pueden disponer símbolos en el dominio de frecuencia. Por supuesto, el método de disposición de símbolos no está limitado a los ilustrados en las Fig. 14A y 14B. Se muestran ejemplos adicionales en las Fig. 15A, 15B, 16A y 16B.

Las Fig. 15A y 15B indican frecuencia en los ejes horizontales y tiempo en los ejes verticales de las mismas, e ilustran un ejemplo de un esquema de reordenación de símbolos usado por los reordenadores 1301A y 1301B de la Fig. 13 que difiere del de las Fig. 14A y 14B. La Fig. 15A ilustra un esquema de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_1$ , mientras que la Fig. 15B ilustra un esquema de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_2$ . Las Fig. 15A y 15B difieren de las Fig. 14A y 14B en que se aplican métodos de reordenación diferentes a los símbolos de la señal modulada  $z_1$  y a los símbolos de la señal modulada  $z_2$ . En la Fig. 15B, los símbolos #0 hasta #5 se disponen en las portadoras 4 hasta 9, los símbolos #6 hasta #9 se disponen en las portadoras 0 hasta 3, y esta disposición se repite para los símbolos #10 hasta #19. Aquí, como en la Fig. 14B, el grupo de símbolos 1502 mostrado en la Fig. 15B corresponde a un período (ciclo) de los símbolos cuando se usa el método de cambio de fase de la Fig. 6.

Las Fig. 16A y 16B indican frecuencia en los ejes horizontales y tiempo en los ejes verticales de las mismas, e ilustran un ejemplo de un método de reordenación de símbolos usado por los reordenadores 1301A y 1301B de la Fig. 13 que difiere del de las Fig. 14A y 14B. La Fig. 16A ilustra un método de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_1$ , mientras que la Fig. 16B ilustra un método de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_2$ . Las Fig. 16A y 16B difieren de las Fig. 14A y 14B en que, mientras que las Fig. 14A y 14B mostraban símbolos dispuestos en portadoras secuenciales, las Fig. 16A y 16B no disponen los símbolos en portadoras secuenciales. Obviamente, para las Fig. 16A y 16B, se pueden aplicar métodos de reordenación diferentes a los símbolos de la señal modulada  $z_1$  y a los símbolos de la señal modulada  $z_2$  como en las Fig. 15A y 15B.

Las Fig. 17A y 17B indican frecuencia en los ejes horizontales y tiempo en los ejes verticales de las mismas, e ilustran un ejemplo de un método de reordenación de símbolos usado por los reordenadores 1301A y 1301B de la Fig. 13 que difiere de los de las Fig. 14A a 16B. La Fig. 17A ilustra un método de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_1$  y la Fig. 17B ilustra un método de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_2$ . Mientras que las Fig. 14A hasta 16B muestran símbolos dispuestos con respecto al eje de frecuencia, las Fig. 17A y 17B usan los ejes de frecuencia y de tiempo juntos en una única disposición.

Mientras que la Fig. 69 describe un ejemplo en el que el cambio de fase se realiza en un período (ciclo) de cuatro ranuras, el siguiente ejemplo describe un período (ciclo) de ocho ranuras. En las Fig. 17A y 17B, el grupo de símbolos 1702 es equivalente a un período (ciclo) de símbolos cuando se usa el esquema de cambio de fase (es decir, a ocho símbolos) de manera que el símbolo #0 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u$ , el símbolo #1 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+1$ , el símbolo #2 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+2$ , el símbolo #3 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+3$ , el símbolo #4 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+4$ , el símbolo #5 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+5$ , el símbolo #6 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+6$ , y el símbolo #7 es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+7$ . Por consiguiente, para cualquier símbolo # $x$ , el símbolo # $x$  es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u$  cuando  $x \bmod 8$  es igual a 0, el símbolo # $x$  es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+1$  cuando  $x \bmod 8$  es igual a 1, el símbolo # $x$  es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+2$  cuando  $x \bmod 8$  es igual a 2, el símbolo # $x$  es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+3$  cuando  $x \bmod 8$  es igual a 3, el símbolo # $x$  es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+4$  cuando  $x \bmod 8$  es igual a 4, el símbolo # $x$  es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+5$  cuando  $x \bmod 8$  es igual a 5, el símbolo # $x$  es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+6$  cuando  $x \bmod 8$  es igual a 6, y el símbolo # $x$  es el símbolo obtenido usando la fase en el sello de tiempo  $u+7$  cuando  $x \bmod 8$  es igual a 7. En las Fig. 17A y 17B se usan cuatro ranuras a lo largo del eje de tiempo y dos ranuras a lo largo del eje de frecuencia para un total de  $4 \times 2 = 8$  ranuras, en las que se dispone un período (ciclo) de símbolos. Aquí, dados  $m \times n$  símbolos por período (ciclo) (es decir, están disponibles para multiplicación  $m \times n$  fases diferentes), entonces se deberían usar  $n$  ranuras (portadoras) en el dominio de frecuencia y  $m$  ranuras en el dominio de tiempo para disponer los símbolos de cada período (ciclo), de manera que  $m > n$ . Esto es debido a que la fase de las ondas directas fluctúa lentamente en el dominio de tiempo con respecto al dominio de frecuencia. Por consiguiente, la presente Realización realiza un cambio de fase regular que reduce el efecto de las ondas directas estables. De esta manera, el período (ciclo) de cambio de fase debería reducir preferiblemente las fluctuaciones de las ondas directas. Por consiguiente,  $m$  debería ser mayor que  $n$ . Teniendo en consideración lo anterior, usar los dominios de tiempo y frecuencia juntos para reordenación, como se muestra en las Fig. 17A y 17B, es preferible a usar o bien el dominio de frecuencia o bien el dominio del tiempo solos debido a la fuerte probabilidad de que las ondas directas lleguen a ser regulares. Como resultado, se obtienen más fácilmente los efectos de la presente invención. No obstante, la reordenación en el dominio de frecuencia puede



conducir a ganancia de diversidad debido al hecho de que las fluctuaciones en el dominio de frecuencia son abruptas. Por tanto, usar los dominios de frecuencia y tiempo juntos para reordenación no siempre es ideal.

Las Fig. 18A y 18B indican frecuencia en los ejes horizontales y tiempo en los ejes verticales de las mismas, e  
 5 ilustran un ejemplo de un método de reordenación de símbolos usado por los reordenadores 1301A y 1301B de la Fig. 13 que difiere del de las Fig. 17A y 17B. La Fig. 18A ilustra un método de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_1$ , mientras que la Fig. 18B ilustra un método de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_2$ . Muy parecido a las Fig. 17A y 17B, las Fig. 18A y 18B ilustran el uso de los dominios de tiempo y frecuencia, juntos. No obstante, a diferencia de las Fig. 17A y 17B, donde se prioriza el dominio de frecuencia y se  
 10 usa el dominio de tiempo para disposición de símbolos secundarios, las Fig. 18A y 18B priorizan el dominio de tiempo y usan el dominio de frecuencia para disposición de símbolos secundarios. En la Fig. 18B, el grupo de símbolos 1802 corresponde a un periodo (ciclo) de símbolos cuando se usa el método de cambio de fase.

En las Fig. 17A, 17B, 18A y 18B, el método de reordenación aplicado a los símbolos de la señal modulada  $z_1$  y los  
 15 símbolos de la señal modulada  $z_2$  puede ser idéntico o puede diferir como en las Fig. 15A y 15B. Cualquiera de los dos planteamientos permite que se obtenga una calidad de recepción buena. También, en las Fig. 17A, 17B, 18A y 18B, los símbolos se pueden disponer no secuencialmente como en las Fig. 16A y 16B. Cualquiera de los dos planteamientos permite que se obtenga una calidad de recepción buena.

La Fig. 22 indica frecuencia en el eje horizontal y tiempo en el eje vertical de la misma, e ilustra un ejemplo de un  
 20 método de reordenación de símbolos usado por los reordenadores 1301A y 1301B de la Fig. 13 que difiere de lo anterior. La Fig. 22 ilustra un método de cambio de fase regular que usa cuatro ranuras, similar a los sellos de tiempo  $u$  hasta  $u+3$  de la Fig. 69. El rasgo característico de la Fig. 22 es que, aunque los símbolos están reordenados con respecto al dominio de frecuencia, cuando se lee a lo largo del eje del tiempo, es evidente un cambio  
 25 periódico de  $n$  ( $n = 1$  en el ejemplo de la Fig. 22) símbolos. El grupo de símbolos del dominio de frecuencia 2210 en la Fig. 22 indica cuatro símbolos a los que se aplican los cambios de fase en los sellos de tiempo  $u$  hasta  $u+3$  de la Fig. 69.

Aquí, el símbolo #0 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u$ , el símbolo #1 se obtiene a  
 30 través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+1$ , el símbolo #2 se obtiene mediante un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+2$ , y el símbolo #3 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+3$ .

De manera similar, para el grupo de símbolos del dominio de frecuencia 2220, el símbolo #4 se obtiene a través de  
 35 un cambio de fase en el sello de tiempo  $u$ , el símbolo #5 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+1$ , el símbolo #6 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+2$ , y el símbolo #7 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+3$ .

El cambio de fase anteriormente descrito se aplica al símbolo en el sello de tiempo \$1. No obstante, con el fin de  
 40 aplicar un cambio periódico con respecto al dominio de tiempo, se aplican los siguientes cambios de fases a los grupos de símbolos 2201, 2202, 2203 y 2204.

Para el grupo de símbolos del dominio de tiempo 2201, el símbolo #0 se obtiene a través de un cambio de fase en el  
 45 sello de tiempo  $u$ , el símbolo #9 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+1$ , el símbolo #18 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+2$ , y el símbolo #27 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+3$ .

Para el grupo de símbolos del dominio de tiempo 2202, el símbolo #28 se obtiene a través de un cambio de fase en  
 el sello de tiempo  $u$ , el símbolo #1 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+1$ , el símbolo #10 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+2$ , y el símbolo #19 se obtiene a través de un  
 50 cambio de fase en el sello de tiempo  $u+3$ .

Para el grupo de símbolos del dominio de tiempo 2203, el símbolo #20 se obtiene a través de un cambio de fase en  
 el sello de tiempo  $u$ , el símbolo #29 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+1$ , el símbolo #2 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+2$ , y el símbolo #11 se obtiene a través de un  
 55 cambio de fase en el sello de tiempo  $u+3$ .

Para el grupo de símbolos del dominio de tiempo 2204, el símbolo #12 se obtiene a través de un cambio de fase en  
 el sello de tiempo  $u$ , el símbolo #21 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+1$ , el símbolo #30 se obtiene a través de un cambio de fase en el sello de tiempo  $u+2$ , y el símbolo #3 se obtiene a través de un  
 60 cambio de fase en el sello de tiempo  $u+3$ .

El rasgo característico de la Fig. 22 se ve en que, tomando como ejemplo el símbolo #11, los dos símbolos vecinos del mismo que tienen el mismo sello de tiempo en el dominio de frecuencia (#10 y #12) son ambos símbolos

cambiados usando una fase diferente que el símbolo #11, y los dos símbolos vecinos del mismo que tienen la misma portadora en el dominio de tiempo (#2 y #20) son ambos símbolos cambiados usando una fase diferente que el símbolo #11. Esto se mantiene no solamente para el símbolo #11, sino también para cualquier símbolo que tenga dos símbolos vecinos en el dominio de frecuencia y el dominio de tiempo. Por consiguiente, el cambio de fase se lleva a cabo eficazmente. Esto es altamente probable que mejore la calidad de recepción de datos a medida que la influencia de regularizar las ondas directas es menos propensa a la recepción.

Aunque la Fig. 22 ilustra un ejemplo en el que  $n = 1$ , la invención no está limitada de esta manera. Lo mismo se puede aplicar a un caso en el que  $n = 3$ . Además, aunque la Fig. 22 ilustra la realización de los efectos anteriormente descritos disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia y avanzando en el dominio de tiempo para lograr el efecto característico de impartir un cambio periódico al orden de disposición de símbolos, los símbolos también se pueden disponer aleatoriamente (o regularmente) para el mismo efecto.

Aunque la presente Realización describe una variante de la Realización 1 en la que un conmutador de señal en banda base se inserta antes del cambio de fase, la presente Realización también se puede realizar como una combinación con la Realización 2, de manera que el conmutador de señal en banda base se inserta antes del cambio de fase en las Fig. 26 y 28. Por consiguiente, en la Fig. 26, el cambiador de fase 317A toma como entrada la señal en banda base conmutada 6701A( $q_1(i)$ ), y el cambiador de fase 317B toma como entrada la señal en banda base conmutada 6701B( $q_2(i)$ ). Lo mismo se aplica a los cambiadores de fase 317A y 317B de la Fig. 28.

Lo siguiente describe un método para permitir que el dispositivo de recepción obtenga una calidad de señal recibida buena para los datos, con independencia de la disposición del dispositivo de recepción, considerando la ubicación del dispositivo de recepción con respecto al dispositivo de transmisión.

La Fig. 31 ilustra un ejemplo de configuración de trama para una parte de los símbolos dentro de una señal en los dominios de tiempo-frecuencia, dado un método de transmisión en el que se realiza un cambio de fase regular para un método de múltiples portadoras tal como OFDM.

La Fig. 31 ilustra la configuración de trama de la señal modulada  $z_2'$  que corresponde a la señal en banda base conmutada introducida al cambiador de fase 317B de la Fig. 67. Cada cuadrado representa un símbolo (aunque ambas señales  $s_1$  y  $s_2$  se incluyen con propósitos de precodificación, dependiendo de la matriz de precodificación, solamente se puede usar una de las señales  $s_1$  y  $s_2$ ).

Consideremos el símbolo 3100 en la portadora 2 y el sello de tiempo \$2 de la Fig. 31. La portadora aquí descrita se puede denominar alternativamente subportadora.

Dentro de la portadora 2, hay una correlación muy fuerte entre las condiciones de canal para el símbolo 3100A en la portadora 2, el sello de tiempo \$2 y las condiciones de canal para los símbolos vecinos más cercanos del dominio de tiempo para el sello de tiempo \$2, es decir, el símbolo 3013 en el sello de tiempo \$1 y el símbolo 3101 en sello de tiempo \$3 dentro de la portadora 2.

De manera similar, para el sello de tiempo \$2, hay una correlación muy fuerte entre las condiciones de canal para el símbolo 3100 en la portadora 2, el sello de tiempo \$2 y las condiciones del canal para los símbolos vecinos más cercanos del dominio de frecuencia para la portadora 2, es decir, el símbolo 3104 en la portadora 1, el sello de tiempo \$2 y el símbolo 3104 en sello de tiempo \$2, portadora 3.

Como se describió anteriormente, hay una correlación muy fuerte entre las condiciones de canal para el símbolo 3100 y las condiciones de canal para cada símbolo 3101, 3102, 3103 y 3104.

La presente descripción considera  $N$  fases diferentes ( $N$  que es un número entero,  $N \geq 2$ ) para multiplicación en un método de transmisión en el que la fase se cambia regularmente. Los símbolos ilustrados en la Fig. 31 se indican como  $e^{j\theta}$ , por ejemplo. Esto significa que este símbolo es la señal  $z_2'$  de la Fig. 6 que se ha sometido a un cambio de fase a través de la multiplicación por  $e^{j\theta}$ . Es decir, los valores dados para los símbolos en la Fig. 31 son el valor de  $y(t)$  como se da por la Expresión Matemática 70 (fórmula 70).

La presente Realización aprovecha la alta correlación en las condiciones de canal existentes entre símbolos vecinos en el dominio de frecuencia y/o símbolos vecinos en el dominio de tiempo en una disposición de símbolos que permite que sea obtenida una calidad de recepción de datos alta por el dispositivo de recepción que recibe los símbolos de cambio de fase posterior.

Con el fin de lograr esta calidad de recepción de datos alta, se deben cumplir las condiciones #D1-1 y #D1-2.

(Condición #D1-1)

Como se muestra en la Fig. 69, para un método de transmisión que implica un cambio de fase regular realizado sobre la señal en banda base conmutada q2 usando un método de múltiples portadoras tal como OFDM, el tiempo X, la portadora Y deben ser un símbolo para transmitir datos (de aquí en adelante, símbolo de datos), los símbolos vecinos en el dominio de tiempo, es decir, en el tiempo X-1, la portadora Y y en el tiempo X+1, la portadora Y también debe ser los símbolos de datos, y se debe realizar un cambio de fase diferente sobre la señal en banda base conmutada q2 que corresponde a cada uno de estos tres símbolos de datos, es decir, sobre la señal en banda base conmutada q2 en el tiempo X, la portadora Y, en el tiempo X-1, la portadora Y, y en el tiempo X+1, la portadora Y.

10 (Condición #D1-2)

Como se muestra en la Fig. 69, para un método de transmisión que implica un cambio de fase regular realizado sobre la señal en banda base conmutada q2 usando un método de múltiples portadoras tal como OFDM, el tiempo X, la portadora Y debe ser un símbolo para transmitir datos (de aquí en adelante, símbolo de datos), los símbolos vecinos en el dominio de tiempo, es decir, en el tiempo X, portadora Y+1 y en el tiempo X, la portadora Y-1 también deben ser símbolos de datos, y se debe realizar un cambio de fase diferente sobre la señal en banda base conmutada q2 que corresponde a cada uno de estos tres símbolos de datos, es decir, sobre la señal en banda base conmutada q2 en el tiempo X, la portadora Y, en el tiempo X, la portadora Y-1 y en el tiempo X, la portadora Y+1.

20 Idealmente, un símbolo de datos debería satisfacer la condición #D1-1. De manera similar, los símbolos de datos deberían satisfacer la condición #D1-2.

Las razones que soportan las condiciones #D1-1 y #D1-2 son como sigue.

25 Existe una correlación muy fuerte entre las condiciones del canal de un símbolo dado de una señal de transmisión (de aquí en adelante, símbolo A) y las condiciones del canal de los símbolos colindantes al símbolo A en el dominio de tiempo, como se describió anteriormente.

30 Por consiguiente, cuando tres símbolos vecinos en el dominio de tiempo tienen fases diferentes, entonces a pesar de la degradación de calidad de recepción en el entorno LOS (calidad de señal escasa causada por degradación en las condiciones debido a las relaciones de fase a pesar de la calidad de señal alta en términos de SNR) para el símbolo A, los dos símbolos restantes colindantes al símbolo A es altamente probable que proporcionen calidad de recepción buena. Como resultado, es alcanzable una calidad de señal recibida buena después de una corrección de errores y decodificación.

De manera similar, existe una correlación muy fuerte entre las condiciones de canal de un símbolo dado de una señal de transmisión (símbolo A) y las condiciones de canal de los símbolos colindantes al símbolo A en el dominio de frecuencia, como se describió anteriormente.

40 Por consiguiente, cuando tres símbolos vecinos en el dominio de frecuencia cada uno tiene diferentes fases, entonces a pesar de la degradación de calidad de recepción en el entorno LOS (calidad de señal escasa causada por degradación en las condiciones debido a las relaciones de fase de onda directa a pesar de la calidad de señal alta en términos de SNR) para el símbolo A, los dos símbolos restantes colindantes al símbolo A es altamente probable que proporcionen una calidad de recepción buena. Como resultado, es alcanzable una calidad de señal recibida buena después de una corrección de errores y decodificación.

Combinando las Condiciones #D1-1 y #D1-2, es probablemente alcanzable una calidad de recepción de datos cada vez mayor para el dispositivo de recepción. Por consiguiente, se puede derivar la siguiente Condición #D1-3.

50 (Condición #D1-3)

Como se muestra en la Fig. 69, para un método de transmisión que implica un cambio de fase regular realizado sobre la señal en banda base conmutada q2 usando un método de múltiples portadoras tal como OFDM, el tiempo X, la portadora Y deben ser un símbolo para transmitir datos (símbolo de datos), los símbolos vecinos en el dominio de tiempo, es decir, en el tiempo X-1, la portadora Y, y en el tiempo X+1, la portadora Y también deben ser símbolos de datos, y símbolos vecinos en el dominio de frecuencia, es decir en el tiempo X, la portadora Y-1 y en el tiempo X, la portadora Y+1 también debe ser símbolos de datos, de manera que se debe realizar un cambio de fase diferente sobre la señal en banda base conmutada q2 que corresponde a cada uno de estos cinco símbolos de datos, es decir, sobre la señal en banda base conmutada q2 en el tiempo X, la portadora Y, en el tiempo X, la portadora Y-1, en el tiempo X, la portadora Y+1, en el tiempo X-1, la portadora X y en el tiempo X+1, la portadora Y.

Aquí, los diferentes cambios de fase son como siguen. Los cambios de fase se definen de 0 radianes a  $2\pi$  radianes. Por ejemplo, para el tiempo X, la portadora Y, se aplica un cambio de fase  $e^{j\theta_{X,Y}}$  a la señal en banda base precodificada q2 de la Fig. 69, para el tiempo X-1, la portadora Y, se aplica un cambio de fase de  $e^{j\theta_{X-1,Y}}$  a la señal en banda base precodificada q2 de la Fig. 69, para el tiempo X+1, la portadora Y, se aplica un cambio de fase de  $e^{j\theta_{X+1,Y}}$  a la señal en banda base precodificada q2 de la Fig. 69, de manera que  $0 \leq \theta_{X,Y} < 2\pi$ ,  $0 \leq \theta_{X-1,Y} < 2\pi$ , y  $0 \leq \theta_{X+1,Y} < 2\pi$ , todas las unidades que están en radianes. Por consiguiente, para la Condición #D1-1, sigue que  $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y-1}$ ,  $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y+1}$ , y que  $\theta_{X,Y-1} \neq \theta_{X,Y+1}$ . De manera similar, para la Condición #D1-2, sigue que  $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y-1}$ ,  $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y+1}$ , y que  $\theta_{X,Y-1} \neq \theta_{X,Y+1}$ . Y, para la Condición #D1-3, sigue que  $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X-1,Y}$ ,  $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X+1,Y}$ ,  $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y-1}$ ,  $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y+1}$ ,  $\theta_{X-1,Y} \neq \theta_{X+1,Y}$ ,  $\theta_{X-1,Y} \neq \theta_{X,Y-1}$ ,  $\theta_{X+1,Y} \neq \theta_{X,Y-1}$ ,  $\theta_{X+1,Y} \neq \theta_{X,Y+1}$ , y que  $\theta_{X,Y-1} \neq \theta_{X,Y+1}$ .

Idealmente, un símbolo de datos debería satisfacer la Condición #D1-3.

La Fig. 31 ilustra un ejemplo de la Condición #D1-3, en el que el símbolo A corresponde al símbolo 3100. Los símbolos se disponen de manera que la fase por la que se multiplica la señal en banda base conmutada q2 de la Fig. 69 difiere para el símbolo 3100, para ambos símbolos vecinos de los mismos en el dominio de tiempo 3101 y 3102, y para ambos símbolos vecinos de los mismos en el dominio de frecuencia 3102 y 3104. Por consiguiente, a pesar de la degradación de calidad de señal recibida del símbolo 3100 para el receptor, es altamente probable una calidad de señal buena para las señales vecinas, garantizando de esta manera una calidad de señal buena después de la corrección de errores.

La Fig. 32 ilustra una disposición de símbolos obtenida a través de cambios de fase bajo estas condiciones.

Como es evidente a partir de la Fig. 32, con respecto a cualquier símbolo de datos, se aplica un cambio de fase diferente a cada símbolo vecino en el dominio de tiempo y en el dominio de frecuencia. Por tanto, se puede mejorar la capacidad del dispositivo de recepción para corregir errores.

En otras palabras, en la Fig. 32, cuando todos los símbolos vecinos en el dominio de tiempo son símbolos de datos, la Condición #D1-1 se satisface para todos los X y todas las Y.

De manera similar, en la Fig. 32, cuando todos los símbolos vecinos en el dominio de frecuencia son símbolos de datos, la Condición #D1-2 se satisface para todos los X y todas las Y.

De manera similar, en la Fig. 32, cuando todos los símbolos vecinos en el dominio de frecuencia son símbolos de datos y todos los símbolos vecinos en el dominio de tiempo son símbolos de datos, la Condición #D1-3 se satisface para todos los X y todas las Y.

Lo siguiente trata el ejemplo descrito anteriormente para un caso en el que se realiza un cambio de fase sobre dos señales en banda base conmutadas q1 y q2 (véase la Fig. 68).

Varios métodos de cambio de fase son aplicables a realizar un cambio de fase sobre dos señales en banda base conmutadas q1 y q2. Los detalles de los mismos se explican a continuación.

El método 1 implica un cambio de fase de la señal en banda base conmutada q2 como se describió anteriormente, para lograr el cambio de fase ilustrado por la Fig. 32. En la Fig. 32, se aplica un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de diez a la señal en banda base conmutada q2. No obstante, como se describió anteriormente, con el fin de satisfacer las Condiciones #D1-1, #D1-2 y #D1-3, el cambio de fase aplicado a la señal en banda base conmutada q2 en cada (sub)portadora cambia con el tiempo. (Aunque tales cambios se aplican en la Fig. 32 con un periodo (ciclo) de diez, también son aplicables otros métodos de cambio de fase). Entonces, como se muestra en la Fig.33, el grado de cambio de fase realizado sobre la señal en banda base conmutada q2 produce un valor constante que es una décima parte del cambio de fase realizado sobre la señal en banda base conmutada q2. En la Fig. 33, para un periodo (ciclo) (de cambio de fase realizado sobre la señal en banda base conmutada q2) que incluye el sello de tiempo \$1, el valor del cambio de fase realizado sobre la señal en banda base conmutada q1 es  $e^{j0}$ . Entonces, para el siguiente período (ciclo) (de cambio de fase realizado sobre la señal en banda base conmutada q2) que incluye el sello de tiempo \$2, el valor del grado de cambio en fase realizado sobre la señal en banda base precodificada q1 es  $e^{j\pi/9}$ , y así sucesivamente.

Los símbolos ilustrados en la Fig. 33 se indican como  $e^{j0}$ , por ejemplo. Esto significa que este símbolo es la señal q1 de la Fig. 26 que se ha sometido a un cambio de fase a través de la multiplicación por  $e^{j0}$ .

Como se muestra en la Fig. 33, el cambio de fase aplicado sobre la señal en banda base conmutada q1 produce un valor constante que es una décima parte del cambio de fase realizado sobre la señal en banda base precodificada, conmutada q2 de manera que el valor de cambio de fase posterior varía con el número de cada periodo (ciclo).

(Como se describió anteriormente, en la Fig. 33, el valor es  $e^{i0}$  para el primer período (ciclo),  $e^{im/9}$  para el segundo período (ciclo), y así sucesivamente).

5 Como se describió anteriormente, el cambio de fase realizado sobre la señal en banda base conmutada q2 tiene un período (ciclo) de diez, pero el período (ciclo) se puede hacer eficazmente mayor que diez tomando en consideración el grado de cambio de fase aplicado a la señal en banda base conmutada q1 y a la señal en banda base conmutada q2. Por consiguiente, se puede mejorar la calidad de recepción de datos para el dispositivo de recepción.

10 El esquema 2 implica un cambio de fase de la señal en banda base conmutada q2 como se describió anteriormente, para lograr el cambio de fase ilustrado en la Fig. 32. En la Fig. 32, se aplica un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de diez a la señal en banda base conmutada q2. No obstante, como se describió anteriormente, con el fin de satisfacer las Condiciones #D1-1, #D1-2 y #D1-3, el cambio de fase aplicado a la señal en banda base conmutada q2 en cada (sub)portadora cambia con el tiempo. (Aunque tales cambios se aplican en la Fig. 32 con un periodo (ciclo) de diez, también son aplicables otros métodos de cambio de fase). Entonces, como se muestra en la Fig. 33,  
15 el cambio de fase realizado sobre la señal en banda base conmutada q2 produce un valor constante que es una décima parte del realizado sobre la señal en banda base conmutada q2.

20 Los símbolos ilustrados en la Fig. 30 se indican como  $e^{i0}$ , por ejemplo. Esto significa que este símbolo es la señal en banda base conmutada q1 que se ha sometido a un cambio de fase a través de la multiplicación por  $e^{i0}$ .

25 Como se describió anteriormente, el cambio de fase realizado sobre la señal en banda base conmutada q2 tiene un periodo (ciclo) de diez, pero el periodo (ciclo) se puede hacer eficazmente mayor que diez tomando en consideración los cambios de fase aplicados a la señal en banda base conmutada q1 y a la señal en banda base conmutada q2. Por consiguiente, se puede mejorar la calidad de recepción de datos para el dispositivo de recepción. Una forma eficaz de aplicar el método 2 es realizar un cambio en la fase sobre la señal en banda base conmutada q1 con un periodo (ciclo) de N y realizar un cambio de fase sobre la señal en banda base conmutada q2 con un periodo (ciclo) de M de manera que N y M son coprimos. Por tanto, tomando en consideración ambas señales en banda base conmutada q1 y q2, es fácilmente alcanzable un periodo (ciclo) de NxM, haciendo eficazmente el periodo (ciclo) mayor cuando N y M son coprimos.

30 Mientras que lo anterior trata un ejemplo del método de cambio de fase descrito anteriormente, la presente invención no está limitada de esta manera. El cambio de fase se puede realizar con respecto al dominio de frecuencia, al dominio de tiempo, o en los bloques de tiempo-frecuencia. Se puede obtener una mejora similar a la calidad de recepción de datos para el dispositivo de recepción en todos los casos.

35 Lo mismo se aplica también a las tramas que tienen una configuración distinta a la descrita anteriormente, en la que se insertan símbolos piloto (símbolos SP) y símbolos que transmiten información de control entre los símbolos de datos. Los detalles del cambio de fase en tales circunstancias son como sigue.

40 Las Fig. 47A y 47B ilustran la configuración de trama de las señales moduladas (señales en banda base conmutadas q1 y q2) z1 o z1' y z2' en el dominio de tiempo-frecuencia. La Fig. 47A ilustra la configuración de trama de la señal modulada (señal en banda base conmutada q1) z1 o z1' mientras que la Fig. 47B ilustra la configuración de trama de la señal modulada (señal en banda base conmutada q2) z2'. En las Fig. 47A y 47B, 4701 marca los símbolos piloto mientras que 4702 marca los símbolos de datos. Los símbolos de datos 4702 son símbolos en los que se ha  
45 realizado conmutación o conmutación y cambio de fase.

50 Las Fig. 47A y 47B, como la Fig. 69, indican la disposición de símbolos cuando se aplica un cambio de fase a la señal en banda base conmutada q2 (mientras que no se realiza ningún cambio de fase sobre la señal en banda base conmutada q1). (Aunque la Fig. 69 ilustra un cambio de fase con respecto al dominio de tiempo, el tiempo de conmutación t con la portadora f en la Fig. 69 corresponde a un cambio de fase con respecto al dominio de frecuencia. En otras palabras, sustituyendo (t) con (t, f) donde t es tiempo y f es frecuencia corresponde a realizar un cambio de fase en bloques de tiempo-frecuencia). Por consiguiente, los valores numéricos indicados en las Fig. 47<sup>a</sup> y 47B para cada uno de los símbolos son los valores de la señal en banda base conmutada q2 después del cambio de fase. No se dan valores para los símbolos de la señal en banda base conmutada q1 (z1) de las Fig. 47A y 47B ya  
55 que no se realiza ningún cambio de fase sobre la misma.

60 El punto importante de las Fig. 47A y 47B es que se realiza el cambio de fase sobre los símbolos de datos de la señal en banda base conmutada q2, es decir, sobre los símbolos que se han sometido a precodificación o precodificación y conmutación. (Los símbolos bajo discusión, que están precodificados, incluyen realmente tanto los símbolos s1 como s2). Por consiguiente, no se realiza ningún cambio de fase sobre los símbolos piloto insertados en z2'.

Las Fig. 48A y 48B ilustran la configuración de trama de las señales moduladas (señales en banda base conmutadas q1 y q2) z1 o z1' y z2' en el dominio de tiempo-frecuencia. La Fig. 48A ilustra la configuración de trama de la señal modulada (señal en banda base conmutada q1) z1 o z1' mientras que la Fig. 48B ilustra la configuración de trama de la señal modulada (señal en banda base conmutada q2) z2'. En las Fig. 48A y 48B, 4701 marca los símbolos piloto mientras que 4702 marca los símbolos de datos. Los símbolos de datos 4702 son símbolos en los que se ha realizado precodificación o precodificación y un cambio de fase.

Las Fig. 48A y 48B indican la disposición de símbolos cuando se aplica un cambio de fase a la señal en banda base conmutada q1 y a la señal en banda base conmutada q2. Por consiguiente, los valores numéricos indicados en las Fig. 48A y 48B para cada uno de los símbolos son los valores de las señales en banda base conmutadas q1 y q2 después de un cambio de fase.

El punto importante de las Fig. 48A y 48B es que se realiza el cambio de fase sobre los símbolos de datos de la señal en banda base conmutada q1, es decir, sobre los símbolos precodificados o precodificados y conmutados de la misma, y sobre los símbolos de datos de la señal en banda base conmutada q2, es decir, sobre los símbolos precodificados o precodificados y conmutados de la misma. (Los símbolos bajo discusión, que están precodificados, incluyen realmente tanto los símbolos s1 como s2). Por consiguiente, no se realiza ningún cambio de fase sobre los símbolos pilotos insertados en z1', ni sobre los símbolos piloto insertados en z2'.

Las Fig. 49A y 49B ilustran la configuración de trama de las señales moduladas (señales en banda base conmutadas q1 y q2) z1 o z1' y z2' en el dominio de tiempo-frecuencia. La Fig. 49A ilustra la configuración de trama de la señal modulada (señal en banda base conmutada q1) z1 o z1' mientras que la Fig. 49B ilustra la configuración de trama de la señal modulada (señal en banda base conmutada q2) z2'. En las Fig. 49A y 49B, 4701 marca los símbolos piloto, 4702 marca los símbolos de datos y 4901 marca los símbolos nulos para los cuales la componente en fase de la señal en banda base I = 0 y la componente en cuadratura Q = 0. Por tanto, los símbolos de datos 4702 son símbolos en los que se ha realizado precodificación o precodificación y un cambio de fase. Las Fig. 49A y 49B difieren de las Fig. 47A y 47B en el esquema de configuración para símbolos distintos de los símbolos de datos. Los tiempos y las portadoras en los que se insertan símbolos piloto en la señal modulada z1' son símbolos nulos en la señal modulada z2'. Por el contrario, los tiempos y las portadoras en los que se insertan símbolos piloto en la señal modulada z2' son símbolos nulos en la señal modulada z1'.

Las Fig. 49A y 49B, como la Fig. 69, indican la disposición de símbolos cuando se aplica un cambio de fase a la señal en banda base conmutada q2 (mientras que no se realiza ningún cambio de fase sobre la señal en banda base conmutada q1). (Aunque la Fig. 69 ilustra un cambio de fase con respecto al dominio de tiempo, el tiempo de conmutación t con la portadora f en la Fig. 6 corresponde a un cambio de fase con respecto al dominio de frecuencia. En otras palabras, sustituyendo (t) con (t, f) donde t es tiempo y f es frecuencia corresponde a realizar un cambio de fase sobre bloques de tiempo-frecuencia). Por consiguiente, los valores numéricos indicados en las Fig. 49A y 49B para cada uno de los símbolos son los valores de la señal en banda base conmutada q2 después del cambio de fase. No se dan valores para los símbolos de la señal en banda base conmutada q1 de las Fig. 49A y 49B ya que no se realiza ningún cambio de fase en los mismos.

El punto importante de las Fig. 49A y 49B es que el cambio de fase se realiza sobre los símbolos de datos de la señal en banda base conmutada q2, es decir, sobre los símbolos que han sido sometidos a precodificación o precodificación y conmutación. (Los símbolos bajo discusión, que están precodificados, incluyen realmente tanto los símbolos s1 como s2). Por consiguiente, no se realiza ningún cambio de fase sobre los símbolos piloto insertados en z2'.

Las Fig. 50A y 50B ilustran la configuración de trama de las señales moduladas (señales en banda base conmutadas q1 y q2) z1 o z1' y z2' en el dominio de tiempo-frecuencia. La Fig. 50A ilustra la configuración de trama de la señal modulada (señal en banda base conmutada q1) z1 o z1' mientras que la Fig. 50B ilustra la configuración de trama de la señal modulada (señal en banda base conmutada q2) z2'. En las Fig. 50A y 50B, 4701 marca los símbolos piloto, 4702 marca los símbolos de datos y 4901 marca los símbolos nulos para los cuales la componente en fase de la señal en banda base I = 0 y la componente en cuadratura Q = 0. Por tanto, los símbolos de datos 4702 son símbolos sobre los cuales se ha realizado precodificación o precodificación y cambio de fase. Las Fig. 50A y 50B difieren de las Fig. 48A y 48B en el esquema de configuración para símbolos distintos de los símbolos de datos. Los tiempos y las portadoras en los que se insertan símbolos piloto en la señal modulada z1' son símbolos nulos en la señal modulada z2'. Por el contrario, los tiempos y las portadoras en los que se insertan símbolos piloto en la señal modulada z2' son símbolos nulos en la señal modulada z1'.

Las Fig. 50A y 50B indican la disposición de símbolos cuando se aplica un cambio de fase a la señal en banda base conmutada q1 y a la señal en banda base conmutada q2. Por consiguiente, los valores numéricos indicados en las Fig. 50A y 50B para cada uno de los símbolos son los valores de las señales en banda base conmutadas q1 y q2 después de un cambio de fase.

- El punto importante de las Fig. 50A y 50B es que un cambio de fase se realiza sobre los símbolos de datos de la señal en banda base conmutada  $q_1$ , es decir, sobre los símbolos precodificados o precodificados y conmutados de la misma, y sobre los símbolos de datos de la señal en banda base conmutada  $q_2$ , es decir, sobre los símbolos precodificados o precodificados y conmutados de la misma. (Los símbolos bajo discusión, que están precodificados, incluyen realmente tanto los símbolos  $s_1$  como  $s_2$ ). Por consiguiente, no se realiza ningún cambio de fase sobre los símbolos piloto insertados en  $z_1'$ , ni sobre los símbolos piloto insertados en  $z_2'$ .
- La Fig. 51 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de transmisión que genera y que transmite una señal modulada que tiene la configuración de trama de las Fig. 47A, 47B, 49A y 49B. Los componentes de la misma que realizan las mismas operaciones que las de la Fig. 4 usan los mismos símbolos de referencia en su lugar. La Fig. 51 no incluye un conmutador de señal en banda base como se ilustra en las Fig. 67 y 70. No obstante, La Fig. 51 también puede incluir un conmutador de señal en banda base entre la unidad de ponderación y el cambiador de fase, muy parecido a las Fig. 67 y 70.
- En la Fig. 51, las unidades de ponderación 308A y 308B, el cambiador de fase 317B, y el conmutador de señal en banda base solamente operan en tiempos indicados por la señal de configuración de trama 313 como que corresponden a los símbolos de datos.
- En la Fig. 51, un generador de símbolos piloto 5101 (que también genera símbolos nulos) saca las señales en banda base 5102A y 5102B para un símbolo piloto siempre que la señal de configuración de trama 313 indique un símbolo piloto (y un símbolo nulo).
- Aunque no se indica en las configuraciones de tramas de las Fig. 47A hasta 50B, cuando no se realiza precodificación (y la rotación de fase), tal como cuando se transmite una señal modulada usando solamente una antena (de manera que la otra antena no transmite señal) o cuando se usa un método de transmisión de codificación de espacio-tiempo (particularmente, codificación de bloques de espacio-tiempo) para transmitir símbolos de información de control, entonces la señal de configuración de trama 313 toma como entrada los símbolos de información de control 5104 y la información de control 5103. Cuando la señal de configuración de trama 313 indica un símbolo de información de control, se sacan las señales en banda base 5102A y 5102B del mismo.
- Las unidades inalámbricas 310A y 310B de la Fig. 51 toman como entrada una pluralidad de señales en banda base y seleccionan una señal en banda base deseada según la señal de configuración de trama 313. Las unidades inalámbricas 310A y 310B aplican entonces procesamiento de señal OFDM y sacan las señales moduladas 311A y 311B conforme a la configuración de trama.
- La Fig. 52 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de transmisión que genera y que transmite una señal modulada que tiene la configuración de trama de las Fig. 48A, 48B, 50A y 50B. Los componentes de la misma que realizan las mismas operaciones que las de las Fig. 4 y 51 y usan los mismos símbolos de referencia en su lugar. La Fig. 52 presenta un cambiador de fase adicional 317A que solamente opera cuando la señal de configuración de trama 313 indica un símbolo de datos. En cualquier otro momento, las operaciones son idénticas a las explicadas en la Fig. 51. La Fig. 52 no incluye un conmutador de señal en banda base como se ilustra en las Fig. 67 y 70. No obstante, la Fig. 52 puede incluir también un conmutador de señal en banda base entre la unidad de ponderación y el cambiador de fase, muy parecido a las Fig. 67 y 70.
- La Fig. 53 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de transmisión que difiere de la de la Fig. 51. La Fig. 53 no incluye un conmutador de señal en banda base como se ilustra en las Fig. 67 y 70. No obstante, la Fig. 53 puede incluir también un conmutador de señal en banda base entre la unidad de ponderación y el cambiador de fase, muy parecido a las Fig. 67 y 70. Lo siguiente describe los puntos de diferencia. Como se muestra en la Fig. 53, el cambiador de fase 317B toma como entrada una pluralidad de señales en banda base. Entonces, cuando la señal de configuración de trama 313 indica un símbolo de datos, el cambiador de fase 317B realiza el cambio en fase sobre la señal en banda base precodificada 316B. Cuando la señal de configuración de trama 313 indica un símbolo piloto (o símbolo nulo) o un símbolo de información de control, el cambiador de fase 317B hace una pausa en las operaciones de cambio de fase de manera que los símbolos de la señal en banda base se sacan como están. (Esto se puede interpretar como que realiza una rotación forzada que corresponde a  $e^{j0}$ ).
- Un selector 5301 toma como entrada la pluralidad de señales en banda base y selecciona una señal en banda base que tiene un símbolo indicado por la señal de configuración de trama 313 para su salida.
- La Fig. 54 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de transmisión que difiere de la de la Fig. 52. La Fig. 54 no incluye un conmutador de señal en banda base como se ilustra en las Fig. 67 y 70. No obstante, la Fig. 54 también puede incluir un conmutador de señal en banda base entre la unidad de ponderación y el cambiador de fase, muy parecido a las Fig. 67 y 70. Lo siguiente describe los puntos de diferencia. Como se muestra en la Fig. 54,

el cambiador de fase 317B toma como entrada una pluralidad de señales en banda base. Entonces, cuando la señal de configuración de trama 313 indica un símbolo de datos, el cambiador de fase 317B realiza el cambio en fase sobre la señal en banda base precodificada 316B. Cuando la señal de configuración de trama 313 indica un símbolo piloto (o símbolo nulo) o un símbolo de información de control, el cambiador de fase 317B hace una pausa en las operaciones de cambio de fase de manera que los símbolos de la señal en banda base se sacan como están. (Esto se puede interpretar como que realiza una rotación forzada que corresponde a  $e^{j0}$ ).

De manera similar, como se muestra en la Fig. 54, el cambiador de fase 5201 toma como entrada una pluralidad de señales en banda base. Entonces, cuando la señal de configuración de trama 313 indica un símbolo de datos, el cambiador de fase 5201 realiza el cambio de fase sobre la señal en banda base precodificada 309A. Cuando la señal de configuración de trama 313 indica un símbolo piloto (o símbolo nulo) o un símbolo de información de control, el cambiador de fase 5201 hace una pausa en las operaciones de cambio de fase de manera que los símbolos de la señal en banda base se sacan como están. (Esto se puede interpretar como que realiza una rotación forzada que corresponde a  $e^{j0}$ ).

Las explicaciones anteriores se dan usando como ejemplos símbolos piloto, símbolos de control y símbolos de datos. No obstante, la presente invención no está limitada de esta manera. Cuando los símbolos se transmiten usando métodos distintos de precodificación, tales como transmisión de una única antena o transmisión usando codificación de bloques de espacio-tiempo, es importante la ausencia de cambio de fase. Por el contrario, realizar el cambio de fase sobre símbolos que han sido precodificados es el punto clave de la presente invención.

Por consiguiente, un rasgo característico de la presente invención es que el cambio de fase no se realiza en todos los símbolos dentro de la configuración de trama en el dominio de tiempo-frecuencia, sino que se realiza solamente sobre señales en banda base que se han precodificado y se han sometido a conmutación.

Lo siguiente describe un esquema para cambiar regularmente la fase cuando se realiza codificación usando códigos de bloques como se describe en la Literatura No de Patente 12 hasta 15, tales como Códigos QC LDPC (se pueden usar no solamente códigos QC-LDPC sino también LDPC), códigos LDPC y BCH concatenados, Turbo códigos o códigos Turbo Duo-Binarios que usan mordedura de cola, etc. El siguiente ejemplo considera un caso en el que se transmiten dos flujos  $s_1$  y  $s_2$ . Cuando la codificación se ha realizado usando códigos de bloques y no es necesaria información de control y similar, el número de bits que componen cada bloque codificado coincide con el número de bits que componen cada código de bloque (se puede incluir aún información de control, etc. descrita a continuación). Cuando se ha realizado codificación usando códigos de bloques o similares y se requiere información de control o similar (por ejemplo, parámetros de transmisión CRC), entonces el número de bits que componen cada bloque codificado es la suma del número de bits que componen los códigos de bloques y el número de bits que componen la información.

La Fig. 34 ilustra los números variables de símbolos y ranuras necesarios en dos bloques codificados cuando se usan códigos de bloques. A diferencia de las Fig. 69 y 70, por ejemplo, la Fig. 34 ilustra los números variables de símbolos y ranuras necesarios en cada bloque codificado cuando se usan códigos de bloques cuando, por ejemplo, se transmiten dos flujos  $s_1$  y  $s_2$  como se indica en la Fig. 4, con un codificador y un distribuidor. (Aquí, el método de transmisión puede ser cualquier método de portadora única o método de múltiples portadoras tal como OFDM).

Como se muestra en la Fig. 34, cuando se usan códigos de bloques, hay 6.000 bits que componen un único bloque codificado. Con el fin de transmitir estos 6.000 bits, el número de símbolos requeridos depende del método de modulación, siendo 3.000 para QPSK, 1.500 para 16-QAM, y 1.000 para 64-QAM.

Entonces, dado que el dispositivo de transmisión descrito anteriormente transmite dos flujos simultáneamente, se asignan a  $s_1$  1.500 de los 3.000 símbolos antes mencionados necesarios cuando el método de modulación es QPSK y se asignan a  $s_2$  los otros 1.500 símbolos. Por tanto, se requieren 1.500 ranuras para transmitir los 1.500 símbolos (de aquí en adelante, ranuras) para cada uno de  $s_1$  y  $s_2$ .

Por el mismo razonamiento, cuando el método de modulación es 16-QAM, se necesitan 750 ranuras para transmitir todos los bits que componen dos bloques codificados, y cuando el método de modulación es 64-QAM, se necesitan 500 ranuras para transmitir todos los bits que componen los dos bloques codificados.

Lo siguiente describe la relación entre las ranuras definidas anteriormente y la fase de multiplicación, en cuanto a los métodos para un cambio de fase regular.

Aquí, se suponen cinco valores de cambio de fase diferentes (o conjuntos de cambio de fase) como que se han preparado para su uso en el método para un cambio de fase regular. Es decir, el cambiador de fase del dispositivo de transmisión descrito anteriormente usa cinco valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) para lograr el periodo (ciclo) de cinco. (Como en la Fig. 69, se necesitan cinco valores de cambio de fase con el fin de



realizar un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de cinco sobre la señal en banda base conmutada q2 solamente. De manera similar, con el fin de realizar el cambio de fase tanto en las señales en banda base conmutada q1 como q2, se necesitan dos valores de cambio de fase para cada ranura. Estos dos valores de cambio de fase se denominan conjunto de cambio de fase. Por consiguiente, aquí, con el fin de realizar un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de cinco, se deberían preparar cinco conjuntos de cambio de fase tales). Los cinco valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) se expresan como FASE[0], FASE[1], FASE[2], FASE[3] y FASE[4].

Para las ranuras 1.500 descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000 bits que componen un único bloque codificado cuando el método de modulación es QPSK, la FASE[0] se usa en 300 ranuras, la FASE[1] se usa en 300 ranuras, la FASE[2] se usa en 300 ranuras, la FASE[3] se usa en 300 ranuras, y la FASE[4] se usa en 300 ranuras. Esto es debido al hecho de que cualquier desviación en el uso de la fase hace que sea ejercida una gran influencia por la fase usada más frecuentemente, y que el dispositivo de recepción sea dependiente de tal influencia para la calidad de recepción de datos.

Además, para las 750 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000 bits que componen un único bloque codificado cuando el esquema de modulación es 16-QAM, la FASE[0] se usa en 150 ranuras, la FASE[1] se usa en 150 ranuras, la FASE[2] se usa en 150 ranuras, la FASE[3] se usa en 150 ranuras, y la FASE[4] se usa en 150 ranuras.

Aún más, para las 500 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000 bits que componen un único bloque codificado cuando el método de modulación es 64-QAM, la FASE[0] se usa en 100 ranuras, la FASE[1] se usa en 100 ranuras, la FASE[2] se usa en 100 ranuras, la FASE[3] se usa en 100 ranuras, y la FASE[4] se usa en 100 ranuras.

Como se describió anteriormente, un esquema para un cambio de fase regular requiere la preparación de N valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) (donde las N fases diferentes se expresan como FASE[0], FASE[1], FASE[2]... FASE[N-2], FASE[N-1]). Por tanto, con el fin de transmitir todos los bits que componen un único bloque codificado, la FASE[0] se usa en K<sub>0</sub> ranuras, la FASE[1] se usa en K<sub>1</sub> ranuras, la FASE[i] se usa en K<sub>i</sub> ranuras (donde i = 0, 1, 2... N-1), y la FASE[N-1] se usa en K<sub>N-1</sub> ranuras, de manera que se cumple la Condición #D1-4.

(Condición #D1-4)

K<sub>0</sub> = K<sub>1</sub>... = K<sub>i</sub> =... K<sub>N-1</sub> Es decir, K<sub>a</sub> = K<sub>b</sub> (para  $\forall a$  y  $\forall b$  donde a, b, = 0, 1, 2... N-1, a≠b).

Entonces, cuando un sistema de comunicación que soporta múltiples métodos de modulación selecciona un método soportado tal para su uso, la Condición #D1-4 se debe cumplir para el método de modulación soportado.

No obstante, cuando se soportan múltiples métodos de modulación, cada método de modulación tal usa típicamente símbolos que transmiten un número diferente de bits por símbolo (aunque puede ocurrir que algunos usen el mismo número), la Condición #D1-4 puede no ser satisfecha para algunos métodos de modulación. En tal caso, aplica la siguiente condición en lugar de la Condición #D1-4.

(Condición #D1-5)

La diferencia entre K<sub>a</sub> y K<sub>b</sub> satisface 0 o 1. Es decir, |K<sub>a</sub> - K<sub>b</sub>| satisface 0 o 1 (para  $\forall a, \forall b$  donde a, b = 0, 1, 2... N-1, a≠b)

La Fig. 35 ilustra los números variables de símbolos y ranuras necesarios en dos bloques codificados cuando se usan códigos de bloques. La Fig. 35 ilustra los números variables de símbolos y ranuras necesarios en cada bloque codificado cuando se usan códigos de bloques cuando, por ejemplo, se transmiten dos flujos s1 y s2 como se indica por el dispositivo de transmisión de la Fig. 67 y La Fig. 70, y el dispositivo de transmisión tiene dos codificadores. (Aquí, el método de transmisión puede ser cualquier método de portadora única o método de múltiples portadoras tal como OFDM).

Como se muestra en la Fig. 35, cuando se usan códigos de bloques, hay 6.000 bits que componen un único bloque codificado. Con el fin de transmitir estos 6.000 bits, el número de símbolos requeridos depende del método de modulación, siendo 3.000 para QPSK, 1.500 para 16-QAM y 1.000 para 64-QAM.

El dispositivo de transmisión de la Fig. 67 y el dispositivo de transmisión de la Fig. 70 transmiten cada uno dos flujos a la vez, y tienen dos codificadores. Por tanto, los dos flujos transmiten cada uno bloques de código diferentes. Por consiguiente, cuando el método de modulación es QPSK, se transmiten dos bloques codificados extraídos de s1 y

s2 dentro del mismo intervalo, por ejemplo, se transmite un primer bloque codificado extraído de s1, luego se transmite un segundo bloque codificado extraído de s2. Por tanto, se necesitan 3.000 ranuras con el fin de transmitir el primer y segundo bloques codificados.

- 5 Por el mismo razonamiento, cuando el esquema de modulación es 16-QAM, se necesitan 1.500 ranuras para transmitir todos los bits que componen los dos bloques codificados, y cuando el esquema de modulación es 64-QAM, se necesitan 1.000 ranuras para transmitir todos los bits que componen los dos bloques codificados.

Lo siguiente describe la relación entre las ranuras definidas anteriormente y la fase de multiplicación, en cuanto a los  
10 métodos para un cambio de fase regular.

Aquí, se suponen cinco valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) diferentes como que se han preparado para su uso en el método para un cambio de fase regular. Es decir, el cambiador de fase del dispositivo de transmisión de la Fig. 67 y la Fig. 70 usa cinco valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) para  
15 lograr el periodo (ciclo) de cinco. (Como en la Fig. 69, se necesitan cinco valores de cambio de fase con el fin de realizar un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de cinco sobre la señal en banda base conmutada q2 solamente. De manera similar, con el fin de realizar el cambio de fase tanto sobre la señal en banda base conmutada q1 como q2, se necesitan dos valores de cambio de fase para cada ranura. Estos dos valores de cambio de fase se denominan conjunto de cambio de fase. Por consiguiente, aquí, con el fin de realizar un cambio de fase que tiene  
20 un periodo (ciclo) de cinco, se deberían preparar cinco conjuntos de cambio de fase tales). Los cinco valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) se expresan como FASE[0], FASE[1], FASE[2], FASE[3] y FASE[4].

Para las 3.000 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000x2 bits que componen los dos bloques codificados cuando el método de modulación es QPSK, la FASE[0] se usa en 600 ranuras, la FASE[1] se  
25 usa en 600 ranuras, la FASE[2] se usa en 600 ranuras, la FASE[3] se usa en 600 ranuras, y la FASE[4] se usa en 600 ranuras. Esto es debido al hecho de que cualquier desviación en el uso de la fase hace que sea ejercida una gran influencia por la fase usada más frecuentemente, y que el dispositivo de recepción sea dependiente de tal influencia para la calidad de recepción de datos.

30 Además, con el fin de transmitir el primer bloque codificado, la FASE[0] se usa en las ranuras 600 veces, la FASE[1] se usa en las ranuras 600 veces, la FASE[2] se usa en las ranuras 600 veces, la FASE[3] se usa en las ranuras 600 veces, y la FASE[4] se usa en las ranuras 600 veces. Además, con el fin de transmitir el segundo bloque codificado, la FASE[0] se usa en las ranuras 600 veces, la FASE[1] se usa en las ranuras 600 veces, la FASE[2] se usa en las ranuras 600 veces, la FASE[3] se usa en las ranuras 600 veces, y la FASE[4] se usa en las ranuras 600 veces.

35 De manera similar, para las 1.500 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000x2 bits que componen los dos bloques codificados cuando el método de modulación es 16-QAM, la FASE[0] se usa en 300 ranuras, la FASE[1] se usa en 300 ranuras, la FASE[2] se usa en 300 ranuras, la FASE[3] se usa en 300 ranuras, y la FASE[4] se usa en 300 ranuras.

40 Además, con el fin de transmitir el primer bloque codificado, la FASE[0] se usa en las ranuras 300 veces, la FASE[1] se usa en las ranuras 300 veces, la FASE[2] se usa en las ranuras 300 veces, la FASE[3] se usa en las ranuras 300 veces, y la FASE[4] se usa en las ranuras 300 veces. Además, con el fin de transmitir el segundo bloque codificado, la FASE[0] se usa en las ranuras 300 veces, la FASE[1] se usa en las ranuras 300 veces, la FASE[2] se usa en las  
45 ranuras 300 veces, la FASE[3] se usa en las ranuras 300 veces, y la FASE[4] se usa en las ranuras 300 veces.

De manera similar, para las 1.000 ranuras descritas anteriormente necesarias para transmitir los 6.000x2 bits que componen los dos bloques codificados cuando el esquema de modulación es 64-QAM, la FASE[0] se usa en 200 ranuras, la FASE[1] se usa en 200 ranuras, la FASE[2] se usa en 200 ranuras, la FASE[3] se usa en 200 ranuras, y  
50 la FASE[4] se usa en 200 ranuras.

Además, con el fin de transmitir el primer bloque codificado, la FASE[0] se usa en las ranuras 200 veces, la FASE[1] se usa en las ranuras 200 veces, la FASE[2] se usa en las ranuras 200 veces, la FASE[3] se usa en las ranuras 200 veces, y la FASE[4] se usa en las ranuras 200 veces. Además, con el fin de transmitir el segundo bloque codificado,  
55 la FASE[0] se usa en las ranuras 200 veces, la FASE[1] se usa en las ranuras 200 veces, la FASE[2] se usa en las ranuras 200 veces, la FASE[3] se usa en las ranuras 200 veces, y la FASE[4] se usa en las ranuras 200 veces.

Como se describió anteriormente, un método para un cambio de fase regular requiere la preparación de N valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) (donde las N fases diferentes se expresan como FASE[0], FASE[1],  
60 FASE[2]... FASE[N-2], FASE[N-2]). Por tanto, con el fin de transmitir todos los bits que componen un único bloque codificado, la FASE[0] se usa en K0 ranuras, la FASE[1] se usa en K1 ranuras, la FASE[i] se usa en Ki ranuras (donde  $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ), y la FASE[N-1] se usa en KN-1 ranuras, de manera que se cumple la Condición #D1-6.

(Condición # D1-6)

$K_0 = K_1 \dots = K_i = \dots = K_{N-1}$ . Es decir,  $K_a = K_b$  (para  $\forall a$  y  $\forall b$  donde  $a, b = 0, 1, 2 \dots N-1, a \neq b$ ).

5

Además, con el fin de transmitir todos los bits que componen el primer bloque codificado, la FASE[0] se usa  $K_{0,1}$  veces, la FASE[1] se usa  $K_{1,1}$  veces, la FASE[i] se usa  $K_{i,1}$  veces (donde  $i = 0, 1, 2 \dots N-1$ ), y la FASE[N-1] se usa  $K_{N-1,1}$  veces, de manera que se cumple la condición #D1-7.

10 (Condición #D1-7)

$K_{0,1} = K_{1,1} = \dots = K_{i,1} = \dots = K_{N-1,1}$ . Es decir,  $K_{a,1} = K_{b,1}$  ( $\forall a$  y  $\forall b$  donde  $a, b = 0, 1, 2 \dots N-1, a \neq b$ ).

Además, con el fin de transmitir todos los bits que componen el segundo bloque codificado, la FASE[0] se usa  $K_{0,2}$  veces, la FASE[1] se usa  $K_{1,2}$  veces, la FASE[i] se usa  $K_{i,2}$  veces (donde  $i = 0, 1, 2 \dots N-1$ ), y la FASE[N-1] se usa  $K_{N-1,2}$  veces, de manera que se cumple la condición #D1-8.

15

(Condición #D1-8)

20  $K_{0,2} = K_{1,2} = \dots = K_{i,2} = \dots = K_{N-1,2}$ . Es decir,  $K_{a,2} = K_{b,2}$  ( $\forall a$  y  $\forall b$  donde  $a, b = 0, 1, 2 \dots N-1, a \neq b$ ).

Entonces, cuando un sistema de comunicación que soporta múltiples métodos de modulación selecciona un método soportado tal para su uso, la Condición #D1-6, la Condición #D1-7 y la Condición #D1-8 se deben cumplir para el método de modulación soportado.

25

No obstante, cuando se soportan múltiples métodos de modulación, cada método de modulación tal típicamente usa símbolos que transmiten un número diferente de bits por símbolo (aunque puede ocurrir que algunos usen el mismo número), la Condición #D1-6, la Condición #D1-7, y la Condición #D1-8 pueden no ser satisfechas para algunos métodos de modulación. En tal caso, aplican las siguientes condiciones en lugar de la Condición #D1-6, la Condición #D1-7, y la Condición #D1-8.

30

(Condición #D1-9)

La diferencia entre  $K_a$  y  $K_b$  satisface 0 o 1. Es decir,  $|K_a - K_b|$  satisface 0 o 1 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 0, 1, 2 \dots N-1, a \neq b$ ).

35

(Condición #D1-10)

La diferencia entre  $K_{a,1}$  y  $K_{b,1}$  satisface 0 o 1. Es decir,  $|K_{a,1} - K_{b,1}|$  satisface 0 o 1 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 0, 1, 2 \dots N-1, a \neq b$ ).

40

(Condición # D1-11)

La diferencia entre  $K_{a,2}$  y  $K_{b,2}$  satisface 0 o 1. Es decir,  $|K_{a,2} - K_{b,2}|$  satisface 0 o 1 ( $\forall a, \forall b$ , donde  $a, b = 0, 1, 2 \dots N-1, a \neq b$ ).

45

Como se describió anteriormente, la desviación entre las fases que se usan para transmitir los bloques codificados se elimina creando una relación entre el bloque codificado y la fase de multiplicación. Por tanto, se puede mejorar la calidad de recepción de datos para el dispositivo de recepción.

50

Como se describió anteriormente, se necesitan N valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) con el fin de realizar un cambio de fase que tiene un periodo (ciclo) de N con el método para el cambio de fase regular. Por tanto, se preparan N valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) FASE[0], FASE[1], FASE[2]... FASE[N-2] y FASE[N-1]. No obstante, existen esquemas para ordenar las fases en el orden expuesto con respecto al dominio de frecuencia. No se pretende ninguna limitación a este respecto. Los N valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) FASE[0], FASE[1], FASE[2]... FASE[N-2] y FASE[N-1] también pueden cambiar las fases de bloques en el dominio de tiempo o en el dominio de tiempo-frecuencia para obtener una disposición de símbolos. Aunque los ejemplos anteriores tratan un método de cambio de fase con un periodo (ciclo) de N, se pueden obtener los mismos efectos usando N valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) al azar. Es decir, los N valores de cambio de fase (o conjuntos de cambio de fase) no siempre necesitan tener periodicidad regular. Siempre que se satisfagan las condiciones anteriormente descritas, son realizables mejoras de recepción de datos de gran calidad para el dispositivo de recepción.

55

60

Además, dada la existencia de modos para métodos MIMO de multiplexación espacial, métodos MIMO que usan una matriz de precodificación fija, métodos de codificación de bloques de espacio-tiempo, transmisión de flujo único y métodos que usan un cambio de fase regular, el dispositivo de transmisión (radiodifusor, estación base) puede  
5 seleccionar cualquiera de estos métodos de transmisión.

Como se describe en la Literatura No de Patente 3, los métodos MIMO de multiplexación espacial implican la transmisión de las señales s1 y s2, que se mapean usando un método de modulación seleccionado, en cada una de las dos antenas diferentes. Los métodos MIMO que usan una matriz de precodificación fija implican la realización de  
10 precodificación solamente (sin cambio de fase). Además, los métodos de codificación de bloques de espacio-tiempo se describen en la Literatura No de Patente 9, 16 y 17. Los métodos de transmisión de flujo único implican la transmisión de la señal s1, mapeada con un método de modulación seleccionado, desde una antena después de realizar un procesamiento predeterminado.

15 Los esquemas que usan transmisión de múltiples portadoras tales como OFDM implican un primer grupo de portadoras compuesto de una pluralidad de portadoras y un segundo grupo de portadoras compuesto de una pluralidad de portadoras diferentes del primer grupo de portadoras, y así sucesivamente, de manera que la transmisión de múltiples portadoras se realiza con una pluralidad de grupos de portadoras. Para cada grupo de portadoras, se puede usar cualquiera de los métodos MIMO de multiplexación espacial, métodos MIMO que usan una matriz  
20 de precodificación fija, métodos de codificación de bloques de espacio-tiempo, transmisión de flujo único, y métodos que usan un cambio de fase regular. En particular, se usan preferiblemente métodos que usan un cambio de fase regular sobre un grupo de (sub)portadoras seleccionado para realizar lo anterior.

Aunque la presente descripción describe la presente Realización como un dispositivo de transmisión que aplica  
25 precodificación, conmutación en banda base y cambio de fase, todos éstos se pueden combinar de diversas formas. En particular, el cambiador de fase tratado para la presente Realización se puede combinar libremente con el cambio de fase tratado en todas las otras Realizaciones.

[Realización D2]

30 La presente Realización describe un método de inicialización de cambio de fase para el cambio de fase regular descrito en toda la presente descripción. Este método de inicialización es aplicable al dispositivo de transmisión de la Fig. 4 cuando se usa un método de múltiples portadoras tal como OFDM, y a los dispositivos de transmisión de las Fig. 67 y 70 cuando se usa un único codificador y distribuidor, similar a la Fig. 4.

35 Lo siguiente también es aplicable a un método de cambio de fase regularmente cuando la codificación se realiza usando códigos de bloques como se describe en la Literatura No de Patente 12 hasta 15, tales como Códigos QC LDPC (se pueden usar no solamente códigos QC-LDPC sino también LDPC), códigos LDPC y BCH concatenados, Turbo códigos o Turbo Códigos Duo-Binarios que usan mordedura de cola, etc.

40 El siguiente ejemplo considera un caso en el que se transmiten dos flujos s1 y s2. Cuando la codificación se ha realizado usando códigos de bloques y no es necesaria información de control y similares, el número de bits que componen cada bloque codificado coincide con el número de bits que componen cada código de bloque (se puede incluir aún información de control, etc. descrita a continuación). Cuando se ha realizado codificación usando códigos  
45 de bloques o similares y se requiere información de control o similar (por ejemplo, parámetros de transmisión CRC), entonces el número de bits que componen cada bloque codificado es la suma del número de bits que componen los códigos de bloques y el número de bits que componen la información.

La Fig. 34 ilustra los números variables de símbolos y ranuras necesarios en cada bloque codificado cuando se usan  
50 códigos de bloques. La Fig. 34 ilustra los números variables de símbolos y ranuras necesarios en cada bloque codificado cuando se usan códigos de bloques cuando, por ejemplo, se transmiten dos flujos s1 y s2 como se indica por el dispositivo de transmisión descrito anteriormente, y el dispositivo de transmisión tiene solamente un codificador. (Aquí, el método de transmisión puede ser cualquier método de portadora única o método de múltiples portadoras tal como OFDM).

55 Como se muestra en la Fig. 34, cuando se usan códigos de bloques, hay 6.000 bits que componen un único bloque codificado. Con el fin de transmitir estos 6.000 bits, el número de símbolos requeridos depende del método de modulación, siendo 3.000 para QPSK, 1.500 para 16-QAM y 1.000 para 64-QAM.

60 Entonces, dado que el dispositivo de transmisión descrito anteriormente transmite dos flujos simultáneamente, se asignan a s1 1.500 de los 3.000 símbolos antes mencionados necesarios cuando el método de modulación es QPSK y se asignan a s2 los otros 1.500 símbolos. Por tanto, se requieren 1.500 ranuras para transmitir los 1.500 símbolos (de aquí en adelante, ranuras) para cada uno de s1 y s2.

Por el mismo razonamiento, cuando el esquema de modulación es 16-QAM, se necesitan 750 ranuras para transmitir todos los bits que componen cada bloque codificado, y cuando el esquema de modulación es 64-QAM, se necesitan 500 ranuras para transmitir todos los bits que componen cada bloque codificado.

5

Lo siguiente describe un dispositivo de transmisión que transmite señales moduladas que tienen una configuración de trama ilustrada por las Fig. 71A y 71B. La Fig. 71A ilustra una configuración de trama para la señal modulada  $z1'$  o  $z1$  (transmitida por la antena 312A) en los dominios de tiempo y frecuencia. De manera similar, la Fig. 71B ilustra una configuración de trama para la señal modulada  $z2$  (transmitida por la antena 312B) en los dominios de tiempo y frecuencia. Aquí, la frecuencia (banda) usada por la señal modulada  $z1'$  o  $z1$  y la frecuencia (banda) usada para la señal modulada  $z2$  son idénticas, transportando las señales moduladas  $z1'$  o  $z1$  y  $z2$  al mismo tiempo.

10

Como se muestra en la Fig. 71A, el dispositivo de transmisión transmite un preámbulo (símbolo de control) durante un Intervalo A. El preámbulo es un símbolo que transmite información de control para otra parte. En particular, este preámbulo incluye información sobre el método de modulación usado para transmitir un primer y un segundo bloque codificado. El dispositivo de transmisión transmite el primer bloque codificado durante un intervalo B. El dispositivo de transmisión transmite entonces el segundo bloque codificado durante un intervalo C.

15

Además, el dispositivo de transmisión transmite un preámbulo (símbolo de control) durante un intervalo D. El preámbulo es un símbolo que transmite información de control para otra parte. En particular, este preámbulo incluye información sobre el método de modulación usado para transmitir un tercer o cuarto bloque codificado y así sucesivamente. El dispositivo de transmisión transmite el tercer bloque codificado durante un intervalo E. El dispositivo de transmisión transmite entonces el cuarto bloque codificado durante un intervalo D.

20

También, como se muestra en la Fig. 71B, el dispositivo de transmisión transmite un preámbulo (símbolo de control) durante un intervalo A. El preámbulo es un símbolo que transmite información de control para otra parte. En particular, este preámbulo incluye información sobre el método de modulación usado para transmitir un primer y un segundo bloque codificado. El dispositivo de transmisión transmite el primer bloque codificado durante un intervalo B. El dispositivo de transmisión transmite entonces el segundo bloque codificado durante un intervalo C.

25

30

Además, el dispositivo de transmisión transmite un preámbulo (símbolo de control) durante un intervalo D. El preámbulo es un símbolo que transmite información de control para otra parte. En particular, este preámbulo incluye información sobre el método de modulación usado para transmitir un tercer o cuarto bloque codificado y así sucesivamente. El dispositivo de transmisión transmite el tercer bloque codificado durante un intervalo E. El dispositivo de transmisión transmite entonces el cuarto bloque codificado durante un intervalo D.

35

La Fig. 72 indica el número de ranuras usadas cuando se transmiten los bloques codificados de la Fig. 34, usando específicamente 16-QAM como el método de modulación para el primer bloque codificado. Aquí, se necesitan 750 ranuras para transmitir el primer bloque codificado.

40

De manera similar, la Fig. 72 indica también el número de ranuras usadas para transmitir el segundo bloque codificado, usando QPSK como el método de modulación para el mismo. Aquí, se necesitan 1.500 ranuras para transmitir el segundo bloque codificado.

La Fig. 73 indica las ranuras usadas cuando se transmiten los bloques codificados de la Fig. 34, usando específicamente QPSK como el método de modulación para el tercer bloque codificado. Aquí, se necesitan 1.500 ranuras para transmitir el bloque codificado.

45

Como se explica en toda esta descripción, la señal modulada  $z1$ , es decir, la señal modulada transmitida por la antena 312A, no experimenta un cambio de fase, mientras que la señal modulada  $z2$ , es decir, la señal modulada transmitida por la antena 312B, experimenta un cambio de fase. El siguiente método de cambio de fase se usa para las Fig. 72 y 73.

50

Antes de que pueda ocurrir el cambio de fase, deben prepararse siete valores de cambio de fase diferentes. Los siete valores de cambio de fase se etiquetan #0, #1, #2, #3, #4, #5 y #6. El cambio de fase es regular y periódico. En otras palabras, los valores de cambio de fase se aplican regular y periódicamente, de manera que el orden es #0, #1, #2, #3, #4, #5, #6, #0, #1, #2, #3, #4, #5, #6, #0, #1, #2, #3, #4, #5, #6 y así sucesivamente.

55

Como se muestra en la Fig. 72, dado que se necesitan 750 ranuras para el primer bloque codificado, se usa inicialmente el valor de cambio de fase #0, de manera que #0, #1, #2, #3, #4, #5, #6, #0, #1, #2... #3, #4, #5, #6 se usan en sucesión, con la ranura de orden 750 que usa #0 en la posición final. El cambio de fase se aplica entonces a cada ranura para el segundo bloque codificado. La presente descripción supone aplicaciones de transmisión multidifusión y de difusión. Por tanto, un terminal de recepción puede no tener necesidad del primer bloque codificado

60

y extraer solamente el segundo bloque codificado. En tales circunstancias, dado que la ranura final usada para el primer bloque codificado usa el valor de cambio de fase #0, el valor de cambio de fase inicial usado para el segundo bloque codificado es #1. Por tanto, son concebibles los siguientes métodos:

- 5 (a): El terminal antes mencionado monitoriza la transmisión del primer bloque codificado, es decir, monitoriza el patrón de los valores de cambio de fase a través de la ranura final usada para transmitir el primer bloque codificado y luego estima el valor de cambio de fase usado para la ranura inicial del segundo bloque codificado;
- (b): (a) no ocurre, y el dispositivo de transmisión transmite información sobre los valores de cambio de fase en uso  
10 en la ranura inicial del segundo bloque codificado.

El esquema (a) conduce a un mayor consumo de energía por el terminal debido a la necesidad de monitorizar la transmisión del primer bloque codificado. No obstante, el esquema (b) conduce a una eficiencia de transmisión de datos reducida.

- 15 Por consiguiente, hay una necesidad de mejorar la asignación del valor de cambio de fase descrita anteriormente. Consideremos un método en el que se fija el valor de cambio de fase usado para transmitir la ranura inicial de cada bloque codificado. De esta manera, como se indica en la Fig. 72, el valor de cambio de fase usado para transmitir la ranura inicial del segundo bloque codificado y el valor de cambio de fase usado para transmitir la ranura inicial del  
20 primer bloque codificado son idénticos, siendo #0.

De manera similar, como se indica en la Fig. 73, el valor de cambio de fase usado para transmitir la ranura inicial del tercer bloque codificado no es #3, sino que en su lugar es idéntico al valor de cambio de fase usado para transmitir la ranura inicial del primer y segundo bloques codificados, siendo #0.

- 25 Por tanto, se pueden limitar los problemas que acompañan a ambos métodos (a) y (b) descritos anteriormente mientras se mantienen los efectos de los mismos.

- 30 En la presente Realización, el método usado para inicializar el valor de cambio de fase para cada bloque codificado, es decir, el valor de cambio de fase usado para la ranura inicial de cada bloque codificado, se fija de manera que sea #0. No obstante, también se pueden usar otros métodos para unidades de trama única. Por ejemplo, el valor de cambio de fase usado para la ranura inicial de un símbolo que transmite información después de que se ha transmitido el preámbulo o símbolo de control se puede fijar a #0.

35 [Realización D3]

Las Realizaciones descritas anteriormente describen una unidad de ponderación que usa una matriz de precodificación expresada en números complejos para la precodificación. No obstante, la matriz de precodificación también se puede expresar en números reales.

- 40 Es decir, supongamos que dos señales en banda base  $s_1(i)$  y  $s_2(i)$  (donde  $i$  es tiempo o frecuencia) se han mapeado (usando un esquema de modulación), y precodificado para obtener las señales en banda base precodificadas  $z_1(i)$  y  $z_2(i)$ . Por tanto, la señal en banda base mapeada  $s_1(i)$  tiene una componente en fase de  $I_{s1}(i)$  y una componente en cuadratura de  $Q_{s1}(i)$ , y la señal en banda base mapeada  $s_2(i)$  tiene una componente en fase de  $I_{s2}(i)$  y una  
45 componente en cuadratura de  $Q_{s2}(i)$ , mientras que la señal en banda base precodificada  $z_1(i)$  tiene una componente en fase de  $I_{z1}(i)$  y una componente en cuadratura de  $Q_{z1}(i)$ , y la señal en banda base precodificada  $z_2(i)$  tiene una componente en fase de  $I_{z2}(i)$  y una componente en cuadratura de  $Q_{z2}(i)$  que da la siguiente matriz de precodificación  $H_r$  cuando todos los valores son números reales.

50 [Expresión Matemática 76]

$$\begin{pmatrix} I_{z1}(i) \\ Q_{z1}(i) \\ I_{z2}(i) \\ Q_{z2}(i) \end{pmatrix} = H_r \begin{pmatrix} I_{s1}(i) \\ Q_{s1}(i) \\ I_{s2}(i) \\ Q_{s2}(i) \end{pmatrix} \quad (\text{fórmula 76})$$

La matriz de precodificación  $H_r$  también se puede expresar como sigue, donde todos los valores son números reales.

55 [Expresión Matemática 77]

$$H_r = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix} \quad (\text{fórmula 77})$$

donde  $a_{11}$ ,  $a_{12}$ ,  $a_{13}$ ,  $a_{14}$ ,  $a_{21}$ ,  $a_{22}$ ,  $a_{23}$ ,  $a_{24}$ ,  $a_{31}$ ,  $a_{32}$ ,  $a_{33}$ ,  $a_{34}$ ,  $a_{41}$ ,  $a_{42}$ ,  $a_{43}$  y  $a_{44}$  son números reales. No obstante, ninguna de las siguientes opciones puede mantenerse:  $\{a_{11} = 0, a_{12} = 0, a_{13} = 0, \text{ y } a_{14} = 0\}$ ,  $\{a_{21} = 0, a_{22} = 0, a_{23} = 0, \text{ y } a_{24} = 0\}$ ,  $\{a_{31} = 0, a_{32} = 0, a_{33} = 0, \text{ y } a_{34} = 0\}$ , y  $\{a_{41} = 0, a_{42} = 0, a_{43} = 0, \text{ y } a_{44} = 0\}$ . También, ninguna de las siguientes 5 opciones puede mantenerse:  $\{a_{11} = 0, a_{21} = 0, a_{31} = 0, \text{ y } a_{41} = 0\}$ ,  $\{a_{12} = 0, a_{22} = 0, a_{32} = 0, \text{ y } a_{42} = 0\}$ ,  $\{a_{13} = 0, a_{23} = 0, a_{33} = 0, \text{ y } a_{43} = 0\}$ , y  $\{a_{14} = 0, a_{24} = 0, a_{34} = 0, \text{ y } a_{44} = 0\}$ .

[Realización E1]

10 La presente realización describe un esquema de transmisión como una aplicación del cambio de fase a señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas) para un sistema de difusión que usa el estándar DVB-T2 (Difusión de Vídeo Digital para un sistema de difusión de televisión digital terrestre de segunda generación). En primer lugar, se describe la configuración de una trama en un sistema de difusión que usa el estándar DVB-T2.

15

La Fig. 74 ilustra la configuración de trama general de una señal transmitida por un radiodifusor que usa el estándar DVB-T2. Dado que DVB-T2 usa un método OFDM, la trama se configura en el dominio de tiempo-frecuencia. De esta manera, la Fig. 74 ilustra la configuración de trama en el dominio de tiempo-frecuencia. La trama incluye datos de señalización de P1 (7401), datos de señalización previa de L1 (7402), datos de señalización posterior de L1 (7403), un PLP (Conducto de Capa Física) común (7404) y los PLP #1 hasta #N (7405\_1 hasta 7405\_N). (Aquí, los datos de señalización previa de L1 (7402) y los datos de señalización posterior de L1 (7403) se denominan símbolos P2). Por tanto, los datos de señalización de P1 (7401), los datos de señalización previa de L1 (7402), los datos de señalización posterior de L1 (7403), un PLP (Conducto de Capa Física) común (7404), y los PLP #1 hasta #N (7405\_1 hasta 7405\_N) forman una trama, que se denomina trama T2, que constituyen de esta manera una unidad 20 de configuración de trama.

25

Los datos de señalización de P1 (7401) son un símbolo usado por el dispositivo de recepción para la detección de señal y sincronización de frecuencia (incluyendo estimación de desplazamiento de frecuencia), que sirve simultáneamente para transmitir información tal como el tamaño FFT y si la señal modulada se transmite por un 30 método SISO o MISO. (Con los métodos SISO, solamente se transmite una señal modulada, mientras que con los métodos MISO, se transmiten una pluralidad de señales moduladas. Además, se pueden usar los bloques de espacio-tiempo descritos en la Literatura No de Patente 9, 16 y 17).

35

Los datos de señalización previa de L1 (7402) se usan para transmitir información con respecto a los métodos 35 usados para transmitir la trama, que concierne al intervalo de guarda, la información del método de procesamiento de señal usado para reducir la PAPR (Relación de Potencia Pico a Media), el método de modulación usado para transmitir los datos de señalización posterior de L1, el método FEC, la tasa de codificación de los mismos, la longitud y el tamaño de los datos de señalización posterior de L1, el patrón de carga útil, los números específicos de la celda (región de frecuencia), y si está en uso el modo normal o el modo extendido (donde el modo normal y el modo 40 extendido difieren en términos de números de subportadoras usadas para transmitir datos).

45

Los datos de señalización posterior de L1 (7403) se usan para transmitir tal información como el número de PLP, la región de frecuencia en uso, los números específicos de PLP, el método de modulación usado para transmitir los PLP, el método FEC, la tasa de codificación de los mismos, el número de bloques transmitidos por cada PLP, etc.

50

El PLP común (7404) y los PLP #1 hasta #N (7405\_1 hasta 7405\_N) son áreas usadas para transmisión de datos.

La configuración de trama de la Fig. 74 ilustra los datos de señalización de P1 (7401), los datos de señalización previa de L1 (7402), los datos de señalización posterior de L1 (7403), el PLP (Conducto de Capa Física) común 50 (7404), y los PLP #1 hasta #N (7405\_1 hasta 7405\_N) divididos con respecto al dominio de tiempo para su transmisión. No obstante, pueden darse simultáneamente dos o más de estas señales. La Fig. 75 ilustra tal caso. Como se muestra, los datos de señalización previa de L1, los datos de señalización posterior de L1 y el PLP común se dan en el mismo sello de tiempo, mientras que el PLP #1 y el PLP #2 se dan simultáneamente en otro sello de tiempo. Es decir, cada señal puede coexistir en el mismo punto con respecto al dominio de tiempo o frecuencia 55 dentro de la configuración de trama.

La Fig. 76 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de transmisión (por ejemplo, un radiodifusor) que aplica un método de transmisión en el que se realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas) conforme al estándar DVB-T2.

5 Un generador de señal PLP 7602 toma como entrada los datos de transmisión PLP 7601 (datos para los PLP) y una señal de control 7609, realiza la codificación de corrección de errores según la información de código de corrección de errores para los PLP incluidos en la señal de control 7609 y realiza el mapeo según el método de modulación incluido de manera similar en la señal de control 7609, y entonces saca una señal en banda base (cuadratura) de PLP 7603.

10

Un generador de señal de símbolo P2 7605 toma como entrada los datos de transmisión de símbolo P2 7604 y la señal de control 7609, realiza codificación de corrección de errores según la información de código de corrección de errores para los símbolos P2 incluidos en la señal de control 7609 y realiza un mapeo según el método de modulación incluido de manera similar en la señal de control 7609, y entonces saca una señal en banda base (cuadratura) de símbolo P2 7606.

15

Un generador de señal de control 7608 toma como entrada los datos de transmisión de símbolo P1 7607 y los datos de transmisión de símbolo P2 7604 y saca la señal de control 7609 para el grupo de símbolos de la Fig. 74 (los datos de señalización de P1 (7401), los datos de señalización previa de L1 (7402), los datos de señalización posterior de L1 (7403), el PLP común (7404), y los PLP #1 hasta #N (7405\_1 hasta 7405\_N). La señal de control 7609 se compone de información del método de transmisión (tal como los códigos de corrección de errores y la tasa de codificación de los mismos, el método de modulación, la longitud de bloque, la configuración de trama, el método de transmisión seleccionado en el cual se cambia regularmente la matriz de precodificación, el método de inserción de símbolos piloto, la información IFFT/FFT, el método de reducción de PAPR, y el método de inserción de intervalo de guarda) para el grupo de símbolos.

20

Un configurador de trama 7610 toma como entrada una señal en banda base de PLP 7603, la señal en banda base de símbolo P2 7606 y la señal de control 7609, realiza un reordenamiento con respecto a los dominios de tiempo y frecuencia según la información de configuración de trama incluida en la señal de control, y por consiguiente saca la señal en banda base (cuadratura) 7611\_1 para el flujo 1 (una señal mapeada, es decir, una señal en banda base en la que se ha usado el método de modulación) y una señal en banda base (cuadratura) 7611\_2 para el flujo 2 (también una señal mapeada, es decir, una señal en banda base en la que se ha usado el método de modulación).

30

Un procesador de señal 7612 toma como entrada la señal en banda base para el flujo 1 7611\_1, la señal en banda base para el flujo 2 7611\_2 y la señal de control 7609, y luego saca las señales moduladas 1 (7613\_1) y 2 (7613\_2), procesadas según el método de transmisión incluido en la señal de control 7609.

35

Aquí, el rasgo característico es que cuando se selecciona el método de transmisión para realizar el cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), el procesador de señal realiza el cambio de fase sobre las señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas) como se indica en las Fig. 6, 25 hasta 29, y 69. Las señales así procesadas se sacan como la señal modulada procesada 1 (7613\_1) y la señal modulada procesada 2 (7613\_2).

40

Un insertador de piloto 7614\_1 toma como entrada la señal modulada procesada 1 (7613\_1) y la señal de control 7609, inserta símbolos piloto en la señal modulada procesada 1 (7613\_1) según la información del método de inserción de símbolos piloto incluida en la señal de control 7609, y saca una señal modulada de inserción de símbolo piloto posterior 7615\_1.

45

Otro insertador de piloto 7614\_2 toma como entrada la señal modulada procesada 2 (7613\_2) y la señal de control 7609, inserta símbolos piloto en la señal modulada procesada 2 (7613\_2) según la información del método de inserción de símbolo piloto incluida en la señal de control 7609, y saca una señal modulada de inserción de símbolo piloto posterior 7615\_2.

50

Una unidad IFFT 7616\_1 toma como entrada la señal modulada de inserción de símbolos piloto posterior 7615\_1 y la señal de control 7609, aplica una IFFT según la información del método IFFT incluida en la señal de control 7609, y saca la señal IFFT posterior 7617\_1.

55

Otra unidad IFFT 7616\_2 toma como entrada la señal modulada de inserción de símbolos piloto posterior 7615\_2 y la señal de control 7609, aplica una IFFT según la información del método IFFT incluida en la señal de control 7609, y saca la señal IFFT posterior 7617\_2.

60



El reductor de PAPR 7618\_1 toma como entrada la señal IFFT posterior 7617\_1 y la señal de control 7609, aplica el procesamiento de reducción de PAPR a la señal IFFT posterior 7617\_1 según la información de reducción de PAPR incluida en la señal de control 7609, y saca la señal de reducción de PAPR posterior 7619\_1.

- 5 El reductor de PAPR 7618\_2 toma como entrada la señal IFFT posterior 7617\_2 y la señal de control 7609, aplica el procesamiento de reducción de PAPR a la señal IFFT posterior 7617\_2 según la información de reducción de PAPR incluida en la señal de control 7609, y saca la señal de reducción de PAPR posterior 7619\_2.

- 10 El insertador de intervalo de guarda 7620\_1 toma como entrada la señal de reducción de PAPR posterior 7619\_1 y la señal de control 7609, e inserta intervalos de guarda en la reducción de PAPR posterior 7619\_1 según la información del método de inserción de intervalo de guarda incluida en la señal de control 7609, y saca la señal de inserción de intervalo de guarda posterior 7621\_1.

- 15 El insertador de intervalo de guarda 7620\_2 toma como entrada la señal de reducción de PAPR posterior 7619\_2 y la señal de control 7609, e inserta intervalos de guarda en la reducción de PAPR posterior 7619\_2 según la información del método de inserción de intervalo de guarda incluida en la señal de control 7609, y saca la señal de inserción de intervalo de guarda posterior 7621\_2.

- 20 Un insertador de símbolo P1 7622 toma como entrada los datos de transmisión de símbolo P1 7607 y las señales de inserción de intervalo de guarda posterior 7621\_1 y 7621\_2, y genera señales de símbolo P1 a partir de los datos de transmisión de símbolo P1 7607, añade los símbolos P1 a las señales de inserción de intervalo de guarda posterior 7621\_1 y 7621\_2 respectivas, y saca las señales de adición de símbolo P1 posterior 7623\_1 y 7623\_2. Las señales de símbolo P1 se pueden añadir a una o ambas de las señales de inserción de intervalo de guarda posterior 7621\_1 y 7621\_2. En el primer caso, la señal a la cual no se añade nada tiene cero señales como la señal en banda base en el intervalo al que se añaden los símbolos a la otra señal.

- 30 El procesador inalámbrico 7624\_1 toma como entrada la señal de adición de símbolo P1 posterior 7623\_1, realiza un procesamiento tal como conversión de frecuencia y amplificación sobre la misma, y saca la señal de transmisión 7625\_1. La señal de transmisión 7625\_1 se saca entonces como ondas de radio por la antena 7626\_1.

El procesador inalámbrico 7624\_2 toma como entrada la señal de adición de símbolo P1 posterior 7623\_2, realiza un procesamiento tal como conversión de frecuencia y amplificación sobre la misma, y saca la señal de transmisión 7625\_2. La señal de transmisión 7625\_2 se saca entonces como ondas de radio por la antena 7626\_2.

- 35 La Fig. 77 ilustra una configuración de trama de muestra en el dominio de tiempo-frecuencia en el que se transmite una pluralidad de los PLP después de que se hayan transmitido el símbolo P1, el símbolo P2 y el PLP Común. Como se muestra, con respecto al dominio de la frecuencia, el flujo 1 (una señal mapeada, es decir, una señal en banda base sobre la que se ha usado el método de modulación) usa las subportadoras #1 hasta #M, como lo hace el flujo 2 (también una señal mapeada, es decir, una señal en banda base en la que se ha usado el método de modulación). Por consiguiente, cuando tanto s1 como s2 tienen un símbolo en la misma subportadora en el mismo sello de tiempo, un símbolo de cada uno de los dos flujos está presente en una frecuencia única. Como se explica en otras Realizaciones, cuando se usa un método de transmisión que implica realizar un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), el cambio de fase se puede realizar además de la ponderación usando la matriz de precodificación (y, donde sea aplicable, después de conmutar la señal en banda base). Por consiguiente, se obtienen las señales z1 y z2. Las señales z1 y z2 se sacan cada una por una antena diferente.

- 50 Como se muestra en la Fig. 77, el intervalo 1 se usa para transmitir el grupo de símbolos 7701 del PLP #1 usando el flujo s1 y el flujo s2. Los datos se transmiten usando un sistema MIMO de multiplexación espacial como se ilustra por la Fig. 23, o usando un sistema MIMO con una matriz de precodificación fija (donde no se realiza ningún cambio de fase).

El intervalo 2 se usa para transmitir el grupo de símbolos 7702 del PLP #2 usando el flujo s1. Los datos se transmiten usando una señal modulada.

- 55 El intervalo 3 se usa para transmitir el grupo de símbolos 7703 del PLP #3 usando el flujo s1 y el flujo s2. Los datos se transmiten usando un método de transmisión en el que se realiza un cambio de fase sobre las señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas).

- 60 El intervalo 4 se usa para transmitir el grupo de símbolos 7704 usando el flujo s1 y el flujo s2. Los datos se transmiten usando los códigos de bloques de espacio-tiempo descritos en la Literatura No de Patente 9, 16 y 17.

Cuando un radiodifusor transmite los PLP como se ilustra por la Fig. 77, el dispositivo de recepción de la Fig. 77 que recibe las señales de transmisión debe conocer el método de transmisión de cada PLP. Por consiguiente, como se describió anteriormente, los datos de señalización posterior de L1 (7403 de la Fig. 74), que son el símbolo P2, deberían transmitir el esquema de transmisión para cada PLP. Lo siguiente describe un ejemplo de un método de configuración para símbolos P1 y P2 en tales circunstancias.

La Tabla 2 enumera ejemplos específicos de información de control transportada por el símbolo P1.

Tabla 2

10

S1 (3-Bit)	Información de Control
000	T2_SISO (transmisión de una señal modulada en el estándar DVB-T2)
001	T2_MISO (transmisión usando códigos de bloques de tiempo-espacio en el estándar DVB-T2)
010	NOT_T2 (usando un estándar distinto de DVB-T2)

En el estándar DVB-T2, la información de control S1 (tres bits de datos) se usa por el dispositivo de recepción para determinar si está siendo usado o no DVB-T2, y, en caso afirmativo, determinar el método de transmisión.

15 Como se indica en la Tabla 2, anterior, los datos S1 de 3 bits se fijan a 000 para indicar que las señales moduladas que se transmiten conforme a la transmisión de una señal modulada en el estándar DVB-T2.

Alternativamente, los datos S1 de 3 bits se fijan a 001 para indicar que las señales moduladas que se transmiten conforme al uso de códigos de bloques de tiempo-espacio en el estándar DVB-T2.

20

En DVB-T2, 010 hasta 111 están reservados para uso futuro. Con el fin de aplicar la presente invención mientras que se mantiene la compatibilidad con DVB-T2, los datos S1 de 3 bits se deberían fijar a 010, por ejemplo (se puede usar cualquier cosa distinta de 000 y 001), deberían indicar que está siendo usado un estándar distinto de DVB-T2 para las señales moduladas. De esta manera, el dispositivo o terminal de recepción es capaz de determinar que el radiodifusor está transmitiendo usando señales moduladas conforme a un estándar distinto de DVB-T2 detectando que los datos leen 010.

25

Lo siguiente describe un ejemplo de un método de configuración para un símbolo P2 usado cuando las señales moduladas transmitidas por el radiodifusor son conformes a un estándar distinto de DVB-T2. En el primer ejemplo, un esquema de uso del símbolo P2 dentro del estándar DVB-T2.

30

La Tabla 3 enumera un primer ejemplo de información de control transmitida por los datos de señalización posterior L1 en el símbolo P2.

Tabla 3

35

PLP_MODE (2-bits)	Información de Control
00	SISO/SIMO
01	MISO/MIMO (códigos de bloques de espacio-tiempo)
10	MIMO (realizando un cambio de fase sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas))
11	MIMO (usando una matriz de precodificadas fija, o usando multiplexación espacial)

Las tablas dadas anteriormente usan las siguientes abreviaturas.

40 SISO: Entrada Única Salida Única (una señal modulada transmitida y recibida por una antena)

SIMO: Entrada Única Múltiples Salidas (una señal modulada transmitida y recibida por múltiples antenas)

MISO: Múltiples Entradas Salida Única (múltiples señales moduladas transmitidas por múltiples antenas y recibidas por una única antena)

45

MIMO: Múltiples Entradas Múltiples Salidas (múltiples señales moduladas transmitidas y recibidas por múltiples antenas)

Los datos de dos bits enumerados en la Tabla 3 son la información PLP\_MODE. Como se muestra en la Fig. 77, esta información es información de control para informar al terminal del método de transmisión (grupo de símbolos de PLP#1 hasta #4 en la Fig. 77; de aquí en adelante, grupo de símbolos). La información PLP\_MODE está presente en cada PLP. Es decir, en la Fig. 77, la información PLP\_MODE para el PLP#1, para el PLP#2, para el PLP#3, para el PLP#4, y así sucesivamente, se transmite por el radiodifusor. Naturalmente, el terminal reconoce el método de transmisión usado por el radiodifusor para los PLP demodulando (o realizando decodificación de corrección de errores en) esta información.

Cuando el PLP\_MODE se fija a 00, los datos se transmiten por ese PLP usando un método en el que se transmite una única señal modulada. Cuando el PLP\_MODE se fija a 01, los datos se transmiten por ese PLP usando un método en el que se transmiten múltiples señales moduladas usando códigos de bloques de espacio-tiempo. Cuando el PLP\_MODE se fija a 10, los datos se transmiten por ese PLP usando un método en el que se realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas). Cuando el PLP\_MODE se fija a 11, los datos se transmiten por ese PLP usando un método en el que se usa una matriz de precodificación fija, o en el que se usa un sistema MIMO de multiplexación espacial.

Cuando el PLP\_MODE se fija a cualquiera de 01 hasta 11, el radiodifusor debe transmitir el procesamiento específico (por ejemplo, el método de transmisión específico mediante el cual el cambio de fase se aplica a señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), el método de codificación de los códigos de bloques de tiempo-espacio, o la configuración de la matriz de precodificación) al terminal. Lo siguiente describe una alternativa a la Tabla 3, como método de configuración para la información de control que incluye la información de control necesitada por tales circunstancias.

La Tabla 4 enumera un segundo ejemplo de información de control transmitida por los datos de señalización posterior de L1 en el símbolo P2, diferente de la de la Tabla 3.

30

Tabla 4

Nombre	Nº de bits	Información de Control
PLP_MODE (1 bit)	0	SISO/SIMO
	1	MISO/MIMO, usando uno de (i) códigos de bloques de espacio-tiempo; (ii) cambio de fase realizado sobre las señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas); (iii) una matriz de precodificación fija; y (iv) multiplexación espacial
MIMO_MODE (1 bit)	0	el cambio de fase sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas) está APAGADO
	1	el cambio de fase sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas) está ENCENDIDO
MIMO_PATTERN#1 (2 bit)	00	códigos de bloques de espacio-tiempo
	01	matriz de precodificación fija #1
	10	matriz de precodificación fija #2
	11	multiplexación espacial
MIMO_PATTERN#2 (2 bit)	00	cambio de fase sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas), versión #1
	01	cambio de fase sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas), versión #2
	10	cambio de fase sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas), versión #3

	11	cambio de fase sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas), versión #4
--	----	--

Como se indica en la Tabla 4, son posibles cuatro tipos de información de control: información de PLP\_MODE de 1 bit, información de MIMO\_MODE de 1 bit, información de MIMO\_PATTERN #1 de 2 bits, e información de MIMO\_PATTERN #2 de 2 bits. Como se muestra en la Fig. 77, se notifica al terminal el método de transmisión para cada PLP (esto es, el PLP #1 hasta #4) mediante esta información. Los cuatro tipos de información de control están presentes en cada PLP. Es decir, en la Fig. 77, la información PLP\_MODE, la información MIMO\_MODE, la información MIMO\_PATTERN #1 y la información de MIMO\_PATTERN #2 para el PLP#1, para el PLP#2, para el PLP#3, para el PLP#4, y así sucesivamente, se transmite por el radiodifusor. Naturalmente, el terminal reconoce el método de transmisión usado por el radiodifusor para los PLP demodulando (o realizando una decodificación de corrección de errores en) esta información.

Cuando el PLP\_MODE se fija a 0, los datos se transmiten por ese PLP usando un método en el que se transmite una única señal modulada. Cuando el PLP\_MODE se fija a 1, los datos se transmiten por ese PLP usando un método en el cual aplica cualquiera de los siguientes: (i) se usan códigos de bloques de espacio-tiempo; (ii) se usa un sistema MIMO en el que se realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas); (iii) se usa un sistema MIMO en el que se usa una matriz de precodificación fija; y (iv) se usa multiplexación espacial.

Cuando el PLP\_MODE se fija a 1, la información MIMO\_MODE es válida. Cuando la información MIMO\_MODE se fija a 0, los datos se transmiten sin usar un cambio de fase realizado sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas). Cuando la información MIMO\_MODE se fija a 1, los datos se transmiten usando un cambio de fase realizado sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas).

Cuando el PLP\_MODE se fija a 1 y la información MIMO\_MODE se fija 0, la información MIMO\_PATTERN#1 es válida. Cuando la información MIMO\_PATTERN#1 se fija a 00, los datos se transmiten usando códigos de bloques de espacio-tiempo. Cuando la información MIMO\_PATTERN#1 se fija a 01, los datos se transmiten usando la matriz de precodificación fija #1 para la ponderación. Cuando la información MIMO\_PATTERN#1 se fija a 10, los datos se transmiten usando la matriz de precodificación fija #2 para la ponderación. (La matriz de precodificación #1 y la matriz de precodificación #2 son matrices diferentes). Cuando la información MIMO\_PATTERN#1 se fija a 11, los datos se transmiten usando MIMO de multiplexación espacial.

Cuando el PLP\_MODE se fija a 1 y la información MIMO\_MODE se fija a 1, la información MIMO\_PATTERN#2 es válida. Cuando la información MIMO\_PATTERN#2 se fija a 00, los datos se transmiten usando la versión #1 de un cambio de fase sobre precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas). Cuando la información MIMO\_PATTERN#2 se fija a 01, los datos se transmiten usando la versión #2 de un cambio de fase sobre precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas). Cuando la información MIMO\_PATTERN#2 se fija a 10, los datos se transmiten usando la versión #3 de un cambio de fase sobre precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas). Cuando la información MIMO\_PATTERN#2 se fija a 11, los datos se transmiten usando la versión #4 de un cambio de fase sobre precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas). Aunque el cambio de fase se realice en cuatro versiones diferentes #1 hasta 4, son posibles los tres planteamientos siguientes, dados dos métodos #A y #B diferentes:

Cambios de fase realizados usando el método #A y realizados usando el método #B incluyen cambios idénticos y diferentes.

Un valor de cambio de fase incluido en el método #A no se incluye en el método #B; y

Múltiples cambios de fase usados en el método #A no se incluyen en el método #B.

La información de control enumerada en la Tabla 3 y la Tabla 4, anteriormente, se transmite, por los datos de señalización posterior de L1 en el símbolo P2. No obstante, en el estándar DVB-T2, está limitada la cantidad de información transmisible como un símbolo P2. Por consiguiente, la información enumerada en las Tablas 3 y 4 se debe añadir a la información que se debe transmitir por el símbolo P2 en el estándar DVB-T2. Cuando esto conduce a exceder el límite de la información transmisible como el símbolo P2, entonces como se muestra en la Fig. 78, se puede preparar un PLP de señalización (7801) con el fin de transmitir la información de control necesaria (al menos parcialmente, es decir, transmitir los datos de señalización posterior de L1 y el PLP de señalización) no incluida en la especificación DVB-T2. Mientras que la Fig. 78 ilustra una configuración de trama idéntica a la de la Fig. 74, no se pretende ninguna limitación a este respecto. Una región de tiempo específico y de portadora específica también se

puede asignar en el dominio de tiempo-frecuencia para el PLP de señalización, como en la Fig. 75. Es decir, el PLP de señalización se puede asignar libremente en el dominio de tiempo-frecuencia.

Como se describió anteriormente, seleccionar un método de transmisión que use un método de múltiples portadoras tal como OFDM y conserve la compatibilidad con el estándar DVB-T2, y en el que el cambio de fase se realice sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas) tiene los méritos de conducir a una calidad de recepción mejor en el entorno LOS y a velocidades de transmisión mayores. Mientras que la presente invención describe los posibles métodos de transmisión para las portadoras como que son MIMO de multiplexación espacial, MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre señales precodificadas y conmutadas), códigos de bloques de espacio-tiempo, y métodos de transmisión que transmiten solamente el flujo s1, no se pretende ninguna limitación de esta manera.

También, aunque la descripción indica que el radiodifusor selecciona uno de los métodos de transmisión antes mencionados, éstos no son los únicos métodos de transmisión disponibles para su selección. Otras opciones incluyen:

MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), códigos de bloques de espacio-tiempo, y métodos de transmisión que transmiten solamente el flujo s1;

MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), y códigos de bloques de espacio-tiempo;

MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), y métodos de transmisión que transmiten solamente el flujo s1;

Un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), códigos de bloques de espacio-tiempo, y métodos de transmisión que transmiten solamente el flujo s1;

MIMO que usa una matriz de precodificación fija, y un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre señales precodificadas y conmutadas);

Un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre señales precodificadas y conmutadas) y códigos de bloques de espacio-tiempo;

Un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre señales precodificadas y conmutadas) y métodos de transmisión que transmiten solamente el flujo s1;

Por tanto, incluyendo un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), se logran los méritos de conducir a velocidades de transmisión de datos mayores en el entorno LOS y calidad de recepción mejor para el dispositivo de recepción.

Aquí, dado que, como se describió anteriormente, S1 se debe establecer para el símbolo P1, es posible otro método de configuración para la información de control (con respecto al método de transmisión para cada PLP), diferente del de la Tabla 3. Por ejemplo, la Tabla 5, a continuación.

Tabla 5

PLP_MODE (2-bits)	Información de Control
00	SISO/SIMO
01	MISO/MIMO (códigos de bloques de espacio-tiempo)
10	MIMO (cambio de fase sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas))
11	Reservado

La Tabla 5 difiere de la Tabla 3 en que está reservado el ajuste de la información PLP\_MODE para 11. Por tanto, cuando el método de transmisión para los PLP es como se describe en uno de los ejemplos anteriores, el número de bits que forman la información PLP\_MODE como en los ejemplos de las Tablas 3 y 5 se pueden hacer mayor o menor según los métodos de transmisión disponibles para su selección.

- De manera similar, para la Tabla 4, cuando, por ejemplo, se usa un método MIMO con un método de transmisión que no soporta el cambio de la fase de señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas), no es necesaria la información de control MIMO\_MODE. También, cuando, por ejemplo, no se soportan esquemas MIMO que usan una matriz de precodificación fija, entonces no es necesario el MIMO\_PATTERN#1. También, cuando no son necesarias múltiples matrices de precodificación, se puede usar información de 1 bit en lugar de información de 2 bits. Además, se pueden usar dos o más bits cuando esté disponible una pluralidad de matrices de precodificación.
- 10 Los mismos principios aplican a la información MIMO\_PATTERN#2. Cuando el método de transmisión no requiere una pluralidad de métodos de realización de un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), se puede usar información de 1 bit en lugar de información de 2 bits. Además, se pueden usar dos o más bits cuando esté disponible una pluralidad de esquemas de cambio de fase.
- 15 Además, aunque la presente Realización describe un dispositivo de transmisión que tiene dos antenas, no se pretende ninguna limitación a este respecto. La información de control también se puede transmitir usando más de dos antenas. En tales circunstancias, el número de bits en cada tipo de información de control se puede aumentar según se requiera con el fin de realizar la transmisión usando cuatro antenas. También aplica a tales casos la transmisión de información de control de la descripción anterior en el símbolo P1 y P2.
- 20 Mientras que la Fig. 77 ilustra la configuración de trama para los grupos de símbolos de PLP transmitidos por el radiodifusor como que están divididos con respecto al dominio del tiempo, también es posible la siguiente variante.
- A diferencia de la Fig. 77, la Fig. 79 ilustra un ejemplo de un método para disponer el flujo s1 y el flujo s2 de símbolos en el dominio de tiempo-frecuencia, después de que se hayan transmitido el símbolo P1, el símbolo P2, y el PLP Común. En la Fig. 79, los símbolos etiquetados #1 son símbolos del grupo de símbolos del PLP#1 de la Fig. 77. De manera similar, los símbolos etiquetados #2 son símbolos del grupo de símbolos del PLP#2, los símbolos etiquetados #3 son símbolos del grupo de símbolos del PLP#3, y los símbolos etiquetados #4 son símbolos del grupo de símbolos del PLP#4, todos de la Fig. 77. Como en la Fig. 77, el PLP#1 se usa para transmitir datos usando un sistema MIMO de multiplexación espacial como se ilustra en la Fig. 23, o usando un sistema MIMO con una matriz de precodificación fija. El PLP#2 se usa para transmitir datos usando solamente una señal modulada. El PLP#3 se usa para transmitir datos usando un método de transmisión en el que se realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas). El PLP#4 se usa para transmitir datos usando códigos de bloques de espacio-tiempo.
- 35 En la Fig. 79, cuando tanto s1 como s2 tienen un símbolo en la misma subportadora (dado como portadora en la Fig. 79) en el mismo sello de tiempo, un símbolo de cada uno de los dos flujos está presente en la frecuencia común. Como se explica en otras Realizaciones, cuando se usa un método de transmisión que implica realizar un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), el cambio de fase se puede realizar además de la ponderación usando la matriz de precodificación (y, donde sea aplicable, después de conmutar la señal en banda base). Por consiguiente, se obtienen las señales z1 y z2. Las señales z1 y z2 son cada una sacada por una antena diferente.
- 40 Como se describió anteriormente, la Fig. 79 difiere de la Fig. 77 en el que los PLP se dividen con respecto al dominio del tiempo. Además, la Fig. 79 tiene una pluralidad de PLP dispuestos con respecto a los dominios de tiempo y de frecuencia. Es decir, por ejemplo, los símbolos del PLP#1 y PLP#2 están en el sello de tiempo 1, mientras que los símbolos del PLP#3 y PLP#4 están en el sello de tiempo 3. Por tanto, los símbolos de PLP que tienen un índice diferente (#X, donde X = 1, 2, y así sucesivamente) se pueden asignar a cada símbolo (compuesto de un sello de tiempo y una subportadora).
- 50 Aunque, por el bien de la simplicidad, la Fig. 79 enumera solamente #1 y #2 en el sello de tiempo 1, no se pretende ninguna limitación a este respecto. Los índices de símbolos de PLP distintos de #1 y #2 pueden estar en el sello de tiempo #1. Además, la relación entre los índices de PLP y subportadoras en el sello de tiempo 1 no se limita a la ilustrada en la Fig. 79. Los índices de cualquier símbolo de PLP se pueden asignar a cualquier subportadora. Lo mismo aplica a otros sellos de tiempo, en que los índices de cualquier símbolo de PLP se pueden asignar a los mismos.
- 60 A diferencia de la Fig. 77, la Fig. 80 ilustra un ejemplo de un método para disponer el flujo s1 y el flujo 2 de símbolos en el dominio de tiempo-frecuencia, después de que se hayan transmitido el símbolo P1, el símbolo P2 y el PLP Común. El rasgo característico de la Fig. 80 es que, suponiendo que el uso de una pluralidad de antenas para la transmisión es la base del método de transmisión de PLP, entonces la transmisión que usa solamente el flujo 1 no es una opción para la trama T2.

Por consiguiente, en la Fig. 80, el grupo de símbolos de PLP 8001 transmite datos usando un sistema MIMO de multiplexación espacial, o un sistema MIMO que usa una matriz de precodificación fija. También, el grupo de símbolos 8002 del PLP#2 transmite datos usando un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas). Además, el grupo de símbolos 8003 del PLP#3 transmite datos usando el código de bloque de espacio-tiempo. Los grupos de símbolos de PLP que siguen al grupo de símbolos 8003 del PLP#3 transmiten datos usando uno de estos métodos, esto es, usando un sistema MIMO de multiplexación espacial, o un sistema MIMO que usa una matriz de precodificación fija, usando un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), o usando códigos de bloques de espacio-tiempo.

10

A diferencia de la Fig. 79, la Fig. 81 ilustra un ejemplo de un método para disponer el flujo s1 y el flujo 2 de símbolos en el dominio de tiempo-frecuencia, después de que se hayan transmitido el símbolo P1, el símbolo P2 y el PLP Común. En la Fig. 81, los símbolos etiquetados #1 son símbolos del grupo de símbolos del PLP#1 de la Fig. 80. De manera similar, los símbolos etiquetados #2 son símbolos del grupo de símbolos del PLP#2, los símbolos etiquetados #3 son símbolos del grupo de símbolos del PLP#3, y los símbolos etiquetados #4 son símbolos del grupo de símbolos del PLP#4, todos de la Fig. 80. Como en la Fig. 80, el PLP#1 se usa para transmitir datos usando un sistema MIMO de multiplexación espacial como se ilustra por la Fig. 23, o usando un sistema MIMO con una matriz de precodificación fija. El PLP#2 se usa para transmitir datos usando un método de transmisión en el que se realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas). El PLP#3 se usa para transmitir datos usando códigos de bloques de espacio-tiempo.

20

En la Fig. 81, cuando tanto s1 como s2 tienen un símbolo en la misma subportadora (dada como portadora en la Fig. 81) en el mismo sello de tiempo, un símbolo de cada uno de los dos flujos está presente en la frecuencia común. Como se explicó en otras Realizaciones, cuando se usa un método de transmisión que implica realizar un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), el cambio de fase se puede realizar además de la ponderación usando la matriz de precodificación (y, donde sea aplicable, después de conmutar la señal en banda base). Por consiguiente, se obtienen las señales z1 y z2. Las señales z1 y z2 son sacadas cada una por una antena diferente.

25

La Fig. 81 difiere de la Fig. 80 en que los PLP se dividen con respecto a los dominios de tiempo y de frecuencia. Es decir, por ejemplo, los símbolos del PLP#1 y del PLP#2 están ambos en el sello de tiempo 1. Por tanto, los símbolos de PLP que tienen un índice diferente (#X, donde X = 1, 2, y así sucesivamente) se pueden asignar a cada símbolo (compuesto de un sello de tiempo y una subportadora).

30

Aunque, por el bien de la simplicidad, la Fig. 81 enumera solamente #1 y #2 en el sello de tiempo 1, no se pretende ninguna limitación a este respecto. Los índices de símbolos de PLP distintos de #1 y #2 pueden estar en el sello de tiempo #1. Además, la relación entre los índices de PLP y las subportadoras en el sello de tiempo 1 no se limita a la ilustrada por la Fig. 81. Los índices de cualquier símbolo de PLP se pueden asignar a cualquier subportadora. Lo mismo aplica a otros sellos de tiempo, en que los índices de cualquier símbolo de PLP se pueden asignar a los mismos. Por otra parte, un sello de tiempo también puede tener símbolos de solamente un PLP asignado al mismo, como es el caso para el sello de tiempo 3. En otras palabras, es admisible cualquier asignación de símbolos de PLP en el dominio de tiempo-frecuencia.

35

40

De esta manera, dado que la trama T2 no incluye los PLP que usen métodos de transmisión que transmitan solamente el flujo s1, se puede limitar el rango dinámico de las señales recibidas por el terminal, lo que es probable que conduzca a una calidad de señal recibida mejorada.

45

Aunque la Fig. 81 se describe usando ejemplos de selección de uno de los datos de transmisión que usa un sistema MIMO de multiplexación espacial, o un sistema MIMO que usa una matriz de precodificación fija, transmisión de datos usando un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre señales precodificadas y conmutadas), y transmisión de datos usando códigos de bloques de espacio-tiempo, la selección del método de transmisión no está limitada como tal. Otras posibilidades incluyen:

50

seleccionar uno de transmisión de datos usando un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), transmisión de datos usando códigos de bloques de espacio-tiempo, y transmisión de datos usando un sistema MIMO que usa una matriz de precodificación fija;

55

seleccionar uno de transmisión de datos usando un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), y transmisión de datos usando códigos de bloques de espacio-tiempo;

60

y

seleccionar uno de transmisión de datos usando un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas) y transmisión de datos usando un sistema MIMO que usa una matriz de precodificación fija.

5 Mientras que la explicación anterior se da para una trama T2 que tiene múltiples PLP, lo siguiente describe una trama T2 que tiene solamente un PLP.

La Fig. 82 ilustra una configuración de trama de muestra para el flujo s1 y el flujo s2 en el dominio de tiempo-frecuencia donde la trama T2 tiene solamente un PLP. Aunque la Fig. 82 indica símbolos de control, éstos son equivalentes a los símbolos descritos anteriormente, tales como los símbolos P1 y P2. En la Fig. 82, se usa el intervalo 1 para transmitir una primera trama T2, se usa el intervalo 2 para transmitir una segunda trama T2, se usa el intervalo 3 para transmitir una tercera trama T2, y se usa el intervalo 4 para transmitir una cuarta trama T2.

Además, la primera trama T2 de la Fig. 82 transmite el grupo de símbolos 8101 del PLP#1-1. El método de transmisión seleccionado es MIMO de multiplexación espacial o MIMO que usa una matriz de precodificación fija.

La segunda trama T2 transmite el grupo de símbolos 8102 del PLP#2-1. El método de transmisión es transmisión usando una señal modulada única.

20 La tercera trama T2 transmite el grupo de símbolos 8103 del PLP#3-1. El método de transmisión es una transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas).

La cuarta trama T2 transmite el grupo de símbolos 8104 del PLP#4-1. El método de transmisión es transmisión usando códigos de bloques de espacio-tiempo.

25 En la Fig. 82, cuando tanto s1 como s2 tienen un símbolo en la misma subportadora en el mismo sello de tiempo, un símbolo de cada uno de los dos flujos está presente en la frecuencia común. Como se explica en las otras Realizaciones, cuando se usa un método de transmisión que implica realizar un cambio de fase sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas), el cambio de fase se puede realizar además de la ponderación usando la matriz de precodificación (y, donde sea aplicable, después de conmutar la señal en banda base). Por consiguiente, se obtienen las señales z1 y z2. Las señales z1 y z2 son sacadas cada una por una antena diferente.

35 Por tanto, el método de transmisión se puede establecer teniendo en consideración la velocidad de transmisión de datos y la velocidad de recepción de datos del terminal para cada PLP. Esto tiene el doble mérito de permitir que la velocidad de transmisión de datos sea mejorada y asegurar una calidad de recepción de datos alta. El método de configuración para la información de control que se relaciona con el método de transmisión, etc. para los símbolos P1 y P2 (y el PLP de señalización, donde sea aplicable) puede ser como se da en las Tablas 2 hasta 5, obteniendo de esta manera los mismos efectos. La Fig. 82 difiere de la Fig. 77 en que, mientras que la configuración de trama de la Fig. 77 y similares incluye múltiples PLP en una trama T2 única, necesitando de esta manera información de control que se relaciona con el método de transmisión, etc. de cada PLP, la configuración de trama de la Fig. 82 incluye solamente un PLP por trama T2. Por tanto, la única información de control necesaria es para la información de transmisión, etc. que se relaciona con el PLP único.

45 Aunque la descripción anterior trata métodos de transmisión de información que se relaciona con el método de transmisión de los PLP usando los símbolos P1 y P2 (y el PLP de señalización, donde sea aplicable), lo siguiente describe un método de transmisión de información que se relaciona con el método de transmisión de los PLP sin usar el símbolo P2.

50 La Fig. 83 ilustra una configuración de trama en el dominio de tiempo-frecuencia aplicable cuando un terminal que recibe datos transmitidos por un radiodifusor no es compatible con el estándar DVB-T2. En la Fig. 83, los componentes que operan de la manera descrita para la Fig. 74 usan números de referencia idénticos. La trama de la Fig. 83 incluyen datos de señalización de P1 (7401), primeros datos de señalización (8301), segundos datos de señalización (8302), un PLP común (7404) y los PLP#1 hasta #N (7405\_1 hasta 7405\_N). Por tanto, los datos de señalización de P1 (7401), los primeros datos de señalización (8301), los segundos datos de señalización (8302), el PLP común (7404) y los PLP#1 hasta #N (7405\_1 hasta 7405\_N) forman una trama, constituyendo de esta manera una unidad de trama.

60 Los datos de señalización de P1 (7401) son un símbolo usado para la recepción de señal por el dispositivo de recepción para la sincronización de frecuencia (incluyendo estimación de desplazamiento de frecuencia). Además, estos datos transmiten identificación con respecto a si la trama es conforme con el estándar DVB-T2, por ejemplo, usando los datos S1 como se indica en la Tabla 2 para este propósito.



Los primeros datos de señalización (8301) se usan para transmitir información con respecto a los métodos usados para transmitir la trama, que concierne al intervalo de guarda, la información del método de procesamiento de señal usada para reducir la PAPR, el método de modulación usado para transmitir los datos de señalización posterior de L1, el método FEC, la tasa de codificación de los mismos, la longitud y el tamaño de los datos de señalización posterior de L1, el patrón de carga útil, los números específicos de la celda (región de frecuencia), y si el modo normal o el modo extendido está en uso, y otra información tal. Aquí, los primeros datos de señalización (8301) no necesitan ser necesariamente datos conforme al estándar DVB-T2.

Los segundos datos de señalización (8302) se usan para transmitir tal información como el número de los PLP, la región de frecuencia en uso, los números específicos de PLP, el método de modulación usado para transmitir los PLP, el método FEC, la tasa de codificación de los mismos, el número de bloques transmitidos por cada PLP, etc.

La configuración de trama de la Fig. 83 ilustra los primeros datos de señalización (8301), los segundos datos de señalización (8302), los datos de señalización posterior de L1 (7403), el PLP común (7404), y los PLP #1 hasta #N (7405\_1 hasta 7405\_N) divididos con respecto al dominio de tiempo para la transmisión. No obstante, dos o más de estas señales pueden ocurrir simultáneamente. La Fig. 84 ilustra tal caso. Como se muestra en la Fig. 84, los primeros datos de señalización, los segundos datos de señalización, y el PLP común comparten un sello de tiempo común, mientras que el PLP#1 y el PLP#2 comparten un sello de tiempo común diferente. Es decir, cada señal puede coexistir en el mismo punto con respecto al dominio de tiempo o de frecuencia dentro de la configuración de trama.

La Fig. 85 ilustra una configuración de muestra de un dispositivo de transmisión (por ejemplo, un radiodifusor) que aplica un método de transmisión en el que se realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas) como se ha explicado hasta ahora, pero conforme a un estándar distinto del estándar DVB-T2. En la Fig. 85, los componentes que operan de la manera descrita para la Fig. 76 usan números de referencia idénticos e invocan las descripciones anteriores.

Un generador de señal de control 7608 toma como entrada los primeros y segundos datos de señalización 8501 y los datos de transmisión de símbolo P1 7607, y saca la señal de control 7609 (compuesta de tal información como los códigos de corrección de errores y la tasa de codificación para los mismos, el método de modulación, la longitud de bloque, la configuración de trama, el método de transmisión seleccionado en el que se cambia regularmente la matriz de precodificación, el método de inserción de símbolo piloto, la información de IFFT/FFT, el método de reducción de PAPR, y el método de inserción de intervalo de guarda) para el método de transmisión de cada grupo de símbolos de la Fig. 83.

Un generador de señal de símbolos de control 8502 toma como entrada los datos de transmisión de los primeros y segundos datos de señalización 8501 y la señal de control 7609, realiza codificación de corrección de errores según la información de código de corrección de errores para los primeros y segundos datos de señalización incluidos en la señal de control 7609 y realiza mapeo según el método de modulación incluido de manera similar en la señal de control 7609, y entonces saca la señal en banda base (cuadratura) de los primeros y segundos datos de señalización 8503.

En la Fig. 85, el configurador de trama 7610 toma como entrada la señal en banda de base 8503 generada por el generador de señal de símbolo de control 8502, en lugar de la señal en banda base 7606 generada por el generador de señal de símbolo P2 7605 de la Fig. 76.

Lo siguiente describe, con referencia a la Fig. 77, un método de transmisión para información de control (información transmitida por el símbolo P1 y por los primeros y segundos datos de señalización) y para la configuración de trama de la señal de transmisión para un radiodifusor (estación base) que aplica un método de transmisión en el que se realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas) en un sistema que no es conforme al estándar DVB-T2.

La Fig. 77 ilustra una configuración de trama de muestra en el dominio de tiempo-frecuencia en el que una pluralidad de los PLP se transmite después de que se hayan transmitido los primeros y segundos datos de señalización y el PLP Común. En la Fig. 77, el flujo s1 usa la subportadora #1 hasta la subportadora #M en el dominio de frecuencia. De manera similar, el flujo s2 también usa la subportadora #1 hasta la subportadora #M en el dominio de frecuencia. Por consiguiente, cuando tanto s1 como s2 tienen un símbolo en la misma subportadora en el mismo sello de tiempo, un símbolo de cada uno de los dos flujos está presente en una única frecuencia. Como se explicó en otras Realizaciones, cuando se usa un método de transmisión que implica realizar un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), el cambio de fase se puede realizar además de la ponderación usando la matriz de precodificación (y, donde sea aplicable, después de conmutar la señal en banda base). Por consiguiente, se obtienen las señales z1 y z2. Las señales z1 y z2 son sacadas cada una por una antena diferente.

Como se muestra en la Fig. 77, el intervalo 1 se usa para transmitir el grupo de símbolos 7701 del PLP#1 usando el flujo s1 y el flujo s2. Los datos se transmiten usando un sistema MIMO de multiplexación espacial como se ilustra por la Fig. 23, o usando un sistema MIMO con una matriz de precodificación fija.

- 5 El intervalo 2 se usa para transmitir el grupo de símbolos 7702 del PLP#2 usando el flujo s1. Los datos se transmiten usando una señal modulada.

El intervalo 3 se usa para transmitir el grupo de símbolos 7703 del PLP# 3 usando el flujo s1 y el flujo s2. Los datos se transmiten usando un método de transmisión en el que se realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas).

10

El intervalo 4 se usa para transmitir el grupo de símbolos 7704 del PLP#4 usando el flujo s1 y el flujo s2. Los datos se transmiten usando los códigos de bloques de tiempo-espacio.

- 15 Cuando un radiodifusor transmite los PLP como se ilustra por la Fig. 77, el dispositivo de recepción de la Fig. 64 que recibe las señales de transmisión debe conocer el método de transmisión de cada PLP. Por consiguiente, como se describió anteriormente, los primeros y segundos datos de señalización se deben usar para transmitir el método de transmisión para cada PLP. Lo siguiente describe un ejemplo de un método de configuración para el símbolo P1 y para los primeros y segundos datos de señalización en tales circunstancias. Un ejemplo específico de información de control transportada por el símbolo P1 se da en la Tabla 2.

20

En el estándar DVB-T2, una información de control S1 (tres bits de datos) se usa por el dispositivo para determinar si está siendo usado o no DVB-T2, y en el caso afirmativo, determinar el método de transmisión. Los datos S1 de 3 bits se fijan a 000 para indicar que las señales moduladas se transmiten conforme a una señal modulada en el estándar DVB-T2.

25

Alternativamente, los datos S1 de 3 bits se fijan a 001 para indicar que las señales moduladas se transmiten conforme al uso de códigos de bloques de tiempo-espacio en el estándar DVB-T2.

- 30 En DVB-T2, 010 hasta 111 se reservan para uso futuro. Con el fin de aplicar la presente invención mientras que se mantiene la compatibilidad con DVB-T2, los datos S1 de 3 bits se deberían fijar a 010, por ejemplo (se puede usar cualquiera distinto de 000 y 001), y debería indicar que un estándar distinto de DVB-T2 está siendo usado para las señales moduladas. De esta manera, el dispositivo de recepción o terminal es capaz de determinar que el radiodifusor está transmitiendo usando señales moduladas conforme a un estándar distinto de DVB-T2 detectando que los datos leen 010.

35

Lo siguiente describe un método de configuración para los primeros y segundos datos de señalización usados cuando las señales moduladas transmitidas por el radiodifusor no son conformes al estándar DVB-T2. Un segundo ejemplo de información de control para los primeros y segundos datos de señalización se da por la Tabla 3.

40

Los datos de dos bits enumerados en la Tabla 3 son la información PLP\_MODE. Como se muestra en la Fig. 77, esta información es información de control para informar al terminal del método de transmisión para cada PLP (el PLP#1 hasta #4 en la Fig. 77). La información PLP\_MODE está presente en cada PLP. Es decir, en la Fig. 77, la información PLP\_MODE para el PLP#1, para el PLP#2, para el PLP#3, para el PLP#4, y así sucesivamente, se transmite por el radiodifusor. Naturalmente, el terminal reconoce el método de transmisión usado por el radiodifusor para los PLP demodulando (o realizando decodificación de corrección de errores en) esta información.

45

Cuando el PLP\_MODE se fija a 00, se transmiten datos por ese PLP usando un método en el que se transmite una única señal modulada. Cuando el PLP\_MODE se fija a 01, se transmiten datos por ese PLP usando un método en el que se transmiten múltiples señales moduladas usando códigos de bloques de espacio-tiempo. Cuando el PLP\_MODE se fija a 10, se transmiten datos por ese PLP usando un método en el que se realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas). Cuando el PLP\_MODE se fija a 11, se transmiten datos por ese PLP usando un método en el que se usa una matriz de precodificación fija, o en el que se usa un sistema MIMO de multiplexación espacial.

50

Cuando el PLP\_MODE se fija a cualquiera de 01 hasta 11, el radiodifusor debe transmitir el procesamiento específico (por ejemplo, el método de transmisión específico por el cual se aplica un cambio de fase a señales precodificadas (o precodificadas o conmutadas), el método de codificación de códigos de bloques de tiempo-espacio, o la configuración de la matriz de precodificación) al terminal. Lo siguiente describe una alternativa a la Tabla 3, como un método de configuración para información de control que incluye la información de control necesaria por tales circunstancias.

60

Un segundo ejemplo de información de control para los primeros y segundos datos de señalización se da por la Tabla 4.

Como se indica en la Tabla 4, son posibles cuatro tipos de información de control: información PLP\_MODE de 1 bit, información MIMO\_MODE de 1 bit, información de MIMO\_PATTERN#1 de 2 bits, e información MIMO\_PATTERN#2 de 2 bits. Como se muestra en la Fig. 77, se notifica al terminal del método de transmisión para cada PLP (esto es el PLP#1 hasta #4) mediante esta información. Los cuatro tipos de información de control están presentes en cada PLP. Es decir, en la Fig. 77, la información PLP\_MODE, información MIMO\_MODE, información MIMO\_PATTERN#1, e información MIMO\_PATTERN#2 para el PLP#1, para el PLP#2, para el PLP#3, para el PLP#4, y así sucesivamente, se transmite por el radiodifusor. Naturalmente, el terminal reconoce el método de transmisión usado por el radiodifusor para los PLP demodulando (o realizando decodificación de corrección de errores en) esta información.

Cuando el PLP\_MODE se fija a 0, se transmiten datos por ese PLP usando un método en el que se transmite una única señal modulada. Cuando el PLP\_MODE se fija a 1, se transmiten datos por ese PLP usando un método en el que cualquiera de los siguientes aplica: (i) se usan códigos de bloques de espacio-tiempo; (ii) se usa un sistema MIMO en el que se realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas); (iii) se usa un sistema MIMO en el que se usa una matriz de precodificación fija; y (iv) se usa multiplexación espacial.

Cuando el PLP\_MODE se fija a 1, la información MIMO\_MODE es válida. Cuando la información MIMO\_MODE se fija a 0, se transmiten datos sin usar un cambio de fase realizado sobre señales recodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas). Cuando la información de MIMO\_MODE se fija a 1, se transmiten datos usando un cambio de fase realizado sobre señales recodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas).

Cuando la información PLP\_MODE se fija a 1, la información MIMO\_MODE se fija a 0, la información de MIMO\_PATTERN#1 es válida. Por tanto, cuando la información MIMO\_PATTERN#1 se fija a 00, se transmiten datos usando códigos de bloques de espacio-tiempo. Cuando la información de MIMO\_PATTERN#1 se fija a 01, se transmiten datos usando la matriz de precodificación fija #1 para la ponderación. Cuando la información MIMO\_PATTERN#1 se fija a 10, se transmiten datos usando la matriz de precodificación fija #2 para la ponderación. (La matriz de precodificación #1 y la matriz de precodificación #2 son matrices diferentes). Cuando la información MIMO\_PATTERN#1 se fija a 11, se transmiten datos usando MIMO de multiplexación espacial.

Cuando la información PLP\_MODE se fija a 1 y la información MIMO\_MODE se fija a 1, la información de MIMO\_PATTERN#2 es válida. Cuando la información MIMO\_PATTERN#2 se fija a 00, se transmiten datos usando la versión #1 de un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas). Cuando la información MIMO\_PATTERN#2 se fija a 01, se transmiten datos usando la versión #2 de un cambio de fase sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas). Cuando la información MIMO\_PATTERN#2 se fija a 10, se transmiten datos usando la versión #3 de un cambio de fase sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas). Cuando la información MIMO\_PATTERN#2 se fija a 11, se transmiten datos usando la versión #4 de un cambio de fase sobre precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas). Aunque el cambio de fase se realiza en cuatro versiones diferentes #1 hasta #4, son posibles los tres planteamientos siguientes, dados dos métodos #A y #B diferentes:

Los cambios de fase realizados usando el método #A y realizados usando el método #B incluyen cambios idénticos y diferentes.

Algunos valores de cambio de fase se incluyen en el método #A pero no se incluyen en el método #B; y Múltiples cambios de fase usados en el método #A no se incluyen en el método #B.

La información de control enumerada en la Tabla 3 y la Tabla 4, anteriores, se transmite por los primeros y segundos datos de señalización. En tales circunstancias, no hay una necesidad particular de usar los PLP para transmitir la información de control.

Como se describió anteriormente, la selección de un método de transmisión que usa un método de múltiples portadoras tal como OFDM mientras que es identificable como que difiere del estándar DVB-T2, y en el que se realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas) tiene los méritos de conducir a una calidad de recepción mejor en el entorno LOS y a velocidades de transmisión mayores. Mientras que la presente invención describe los métodos de transmisión posibles para las portadoras como que son MIMO de multiplexación espacial, MIMO usando una matriz de precodificación fija, un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), códigos de bloques de espacio-

tiempo, y métodos de transmisión que transmiten solamente el flujo s1, no se pretende ninguna limitación de esta manera.

También, aunque la descripción indica que el radiodifusor selecciona uno de los métodos de transmisión antes mencionados, estos no son los únicos métodos de transmisión disponibles para su selección. Otras opciones incluyen:

10 MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), códigos de bloques de espacio-tiempo, y métodos de transmisión que transmiten solamente el flujo s1;

MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), códigos de bloques de espacio-tiempo;

15 MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), y métodos de transmisión que transmiten solamente el flujo s1;

20 Un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), códigos de bloques de espacio-tiempo, y métodos de transmisión que transmiten solamente el flujo s1;

MIMO que usa una matriz de precodificación fija y un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas);

25 Un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas) y códigos de bloques de espacio-tiempo; y

Un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas) y métodos de transmisión que transmiten solamente el flujo s1;

30 Por tanto, incluyendo un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), se logran los méritos de conducir a velocidades de transmisión mayores en el entorno LOS y calidad de recepción mejor para el dispositivo de recepción.

35 Aquí, dado que, como se describió anteriormente, los datos S1 se deben establecer para el símbolo P1, es posible otro método de configuración para la información de control (con respecto al método de transmisión para cada PLP) transmitida como los primeros y segundos datos de señalización, diferente de los de la Tabla 3. Por ejemplo, véase la Tabla 5, anterior.

40 La Tabla 5 difiere de la Tabla 3 en que se reserva el ajuste de la información PLP\_MODE a 11. Por tanto, cuando el método de transmisión para los PLP es como se describe en uno de los ejemplos anteriores, el número de bits que forman la información PLP\_MODE como en los ejemplos de las Tablas 3 y 5 se puede hacer mayor o menor según los métodos de transmisión disponibles para su selección.

45 De manera similar, para la Tabla 4, cuando, por ejemplo, se usa un método MIMO con un método de transmisión que no soporta cambiar la fase de señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), no es necesaria la información de control MIMO\_MODE. También, cuando, por ejemplo, no se soportan esquemas MIMO que usan una matriz de precodificación fija, entonces no es necesario el MIMO\_PATTERN#1. También, cuando no son necesarias múltiples matrices de precodificación, se puede usar información de 1 bit en lugar de información de 2 bits. Además, se pueden usar dos o más bits cuando esté disponible una pluralidad de matrices de precodificación.

50 Los mismos principios aplican a la información MIMO\_PATTERN#2. Cuando los esquemas de transmisión no requieren una pluralidad de métodos de realización de un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), se puede usar información de 1 bit en lugar de información de 2 bits. Además, se pueden usar dos o más bits cuando esté disponible una pluralidad de esquemas de cambio de fase.

60 Además, aunque la presente Realización describe un dispositivo de transmisión que tiene dos antenas, no se pretende ninguna limitación a este respecto. La información de control también se puede transmitir usando más de dos antenas. En tales circunstancias, el número de bits en cada tipo de información de control se puede aumentar según se requiera con el fin de realizar la transmisión usando cuatro antenas. La descripción anterior de la transmisión de información de control en el símbolo P1 y en los primeros y segundos datos de señalización también aplica a tales casos.

Mientras que la Fig. 77 ilustra la configuración de trama para grupos de símbolos de PLP transmitidos por el radiodifusor como que están divididos con respecto al dominio de tiempo, también es posible la siguiente variante.

A diferencia de la Fig. 77, la Fig. 79 ilustra un ejemplo de un método para disponer el flujo s1 y el flujo s2 de símbolos en el dominio de tiempo-frecuencia, después de que hayan sido transmitidos el símbolo P1, los primeros y segundos datos de señalización, y el PLP Común.

En la Fig. 79, los símbolos etiquetados #1 son símbolos del grupo de símbolos de PLP#1 de la Fig. 77. De manera similar, los símbolos etiquetados #2 son símbolos del grupo de símbolos de PLP#2, los símbolos etiquetados #3 son símbolos del grupo de símbolos de PLP#3, y los símbolos etiquetados #4 son símbolos del grupo de símbolos de PLP#4, todos de la Fig. 77. Como en la Fig. 77, el PLP#1 se usa para transmitir datos usando un sistema MIMO de multiplexación espacial como se ilustra por la Fig. 23, o usando un sistema MIMO con una matriz de precodificación fija. El PLP#2 se usa para transmitir datos usando solamente una señal modulada. El PLP#3 se usa para transmitir datos usando un método de transmisión en el que se realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas). El PLP#4 se usa para transmitir datos usando códigos de bloques de espacio-tiempo.

En la Fig. 79, cuando tanto s1 como s2 tienen un símbolo en la misma subportadora en el mismo sello de tiempo, un símbolo de cada uno de los flujos está presente en la frecuencia común. Como se explicó en otras Realizaciones, cuando se usa un método de transmisión que implica realizar un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), el cambio de fase se puede realizar además para la ponderación usando la matriz de precodificación (y, donde sea aplicable, después de conmutar la señal en banda base). Por consiguiente, se obtienen las señales z1 y z2. Las señales z1 y z2 se sacan cada una por una antena diferente.

Como se describió anteriormente, la Fig. 79 difiere de la Fig. 77 en que los PLP están divididos con respecto al dominio de tiempo. Además, la Fig. 79 tiene una pluralidad de PLP dispuestos con respecto a los dominios de tiempo y frecuencia. Es decir, por ejemplo, los símbolos del PLP#1 y PLP#2 están en el sello de tiempo 1, mientras que los símbolos del PLP#3 y PLP#4 están en el sello de tiempo 3. Por tanto, los símbolos de PLP que tienen un índice diferente (#X, donde X = 1, 2, y así sucesivamente) se pueden asignar a cada símbolo (compuesto de un sello de tiempo y una subportadora).

Aunque, por el bien de la simplicidad, la Fig. 79 enumera solamente #1 y #2 en el sello de tiempo 1, no se pretende ninguna limitación a este respecto. Los índices de símbolos de PLP distintos de #1 y #2 pueden estar en el sello de tiempo #1. Además, la relación entre índices de PLP y las subportadoras en el sello de tiempo 1 no se limita a la ilustrada por la Fig. 79. Los índices de cualquier símbolo de PLP se pueden asignar a cualquier subportadora. Lo mismo aplica a otros sellos de tiempo, en que los índices de cualquier símbolo de PLP se pueden asignar a los mismos.

A diferencia de la Fig. 77, la Fig. 80 ilustra un ejemplo de un método para disponer el flujo s1 y el flujo s2 de símbolos en el dominio de tiempo-frecuencia, después de que se hayan transmitido el símbolo P1, los primeros y segundos datos de señalización, y el PLP Común. El rasgo característico de la Fig. 80 es que, suponiendo que usar una pluralidad de antenas para transmisión es la base del método de transmisión de PLP, entonces la transmisión usando solamente el flujo 1 no es una opción para la trama T2.

Por consiguiente, en la Fig. 80, el grupo de símbolos de PLP 8001 transmite datos usando un sistema MIMO de multiplexación espacial, o un sistema MIMO que usa una matriz de precodificación fija. También el grupo de símbolos 8002 del PLP#2 transmite datos usando un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas). Además, el grupo de símbolos 8003 del PLP#3 transmite datos usando un código de bloques de espacio-tiempo. Los grupos de símbolos de PLP que siguen al grupo de símbolos 8003 del PLP#3 transmiten datos usando uno de estos métodos, esto es usando un sistema MIMO de multiplexación espacial, o un sistema MIMO que usa una matriz de precodificación fija, usando un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), o usando códigos de bloques de espacio-tiempo.

A diferencia de la Fig. 79, la Fig. 81 ilustra un ejemplo de un método para disponer el flujo s1 y el flujo s2 de símbolos en el dominio de tiempo-frecuencia, después de que se hayan transmitido el símbolo P1, los primeros y segundos datos de señalización, y el PLP Común.

En la Fig. 81, los símbolos etiquetados #1 son símbolos del grupo de símbolos del PLP#1 de la Fig. 80. De manera similar, los símbolos etiquetados #2 son símbolos del grupo de símbolos del PLP#2, los símbolos etiquetados #3 son símbolos del grupo de símbolos del PLP#3, y los símbolos etiquetados #4 son símbolos del grupo de símbolos del PLP#4, todos de la Fig. 80. Como en la Fig. 80, el PLP#1 se usa para transmitir datos usando un sistema MIMO de multiplexación espacial como se ilustra por la Fig. 23, o usando un sistema MIMO con una matriz de precodificación fija. El PLP#2 se usa para transmitir datos usando un método de transmisión en el que se realiza un cambio de fase

sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas). El PLP#3 se usa para transmitir datos usando códigos de bloques de espacio-tiempo.

En la Fig. 81, cuando tanto  $s_1$  como  $s_2$  tienen un símbolo en la misma subportadora en el mismo sello de tiempo, un símbolo de cada uno de los dos flujos está presente en la frecuencia común. Como se explicó en otras Realizaciones, cuando se usa un método de transmisión que implica realizar un cambio de fase sobre las señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), el cambio de fase se puede realizar además de la ponderación usando la matriz de precodificación (y, donde sea aplicable, después de conmutar la señal en banda base). Por consiguiente, se obtienen las señales  $z_1$  y  $z_2$ . Las señales  $z_1$  y  $z_2$  se saca cada una por una antena diferente.

Como se describió anteriormente, la Fig. 81 difiere de la Fig. 80 en que los PLP están divididos con respecto al dominio de tiempo. Además, la Fig. 81 tiene una pluralidad de PLP dispuestos con respecto a los dominios de tiempo y de frecuencia. Es decir, por ejemplo, los símbolos de PLP#1 y de PLP#2 están ambos en el sello de tiempo 1. Por tanto, los símbolos de PLP que tienen un índice diferente (#X, donde  $X = 1, 2$ , y así sucesivamente) se pueden asignar a cada símbolo (compuesto de un sello de tiempo y una subportadora).

Aunque, por el bien de la simplicidad, la Fig. 81 enumera solamente #1 y #2 en el sello de tiempo 1, no se pretende ninguna limitación a este respecto. Los índices de símbolos de PLP distintos de #1 y #2 pueden estar en un sello de tiempo #1. Además, la relación entre los índices de PLP y las subportadoras en el sello de tiempo 1 no se limita a la ilustrada por la Fig. 81. Los índices de cualquier símbolo de PLP se pueden asignar a cualquier subportadora. Lo mismo aplica a otros sellos de tiempo, en que los índices de cualquier símbolo de PLP se pueden aplicar a los mismos. Por otra parte, un sello de tiempo también puede tener símbolos de solamente un PLP asignados al mismo, como es el caso para el sello de tiempo 3. En otras palabras, es permisible cualquiera asignación de símbolos de PLP en el dominio de tiempo-frecuencia.

De esta manera, dado que la unidad de trama no incluye los PLP que usan métodos de transmisión que transmiten solamente el flujo  $s_1$ , se puede restringir el rango dinámico de las señales recibidas por el terminal, lo cual es probable que conduzca a una calidad de señal recibida mejorada.

Aunque la Fig. 81 se describe usando ejemplos de selección de uno de los datos de transmisión que usa un sistema MIMO de multiplexación espacial, o un sistema MIMO que usa una matriz de precodificación fija, transmisión de datos usando un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre las señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), y transmisión de datos usando códigos de bloques de espacio-tiempo, la selección del método de transmisión no está limitada como tal. Otras posibilidades incluyen:

seleccionar uno de transmisión de datos usando un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), transmisión de datos usando códigos de bloques de espacio-tiempo, y

transmisión de datos usando un sistema MIMO que usa una matriz de precodificación fija;

seleccionar uno de transmisión de datos usando un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), y transmisión de datos usando códigos de bloques de espacio-tiempo; y

seleccionar uno de transmisión de datos usando un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas) y transmisión de datos usando un sistema MIMO que usa una matriz de precodificación fija.

Mientras que la explicación anterior se da para una unidad de trama que tiene múltiples PLP, lo siguiente describe una unidad de trama que tiene solamente un PLP.

La Fig. 82 ilustra una configuración de trama de muestra para el flujo  $s_1$  y el flujo  $s_2$  en el dominio de tiempo-frecuencia en el que la unidad de trama tiene solamente un PLP.

Aunque la Fig. 82 indica símbolos de control, estos son equivalentes al símbolo P1 descrito anteriormente y a los primeros y segundos datos de señalización. En la Fig. 82, el intervalo 1 se usa para transmitir una primera unidad de trama, el intervalo 2 se usa para transmitir una segunda unidad de trama, el intervalo 3 se usa para transmitir una tercera unidad de trama, y el intervalo 4 se usa para transmitir una cuarta unidad de trama.

Además, la primera unidad de trama en la Fig. 82 transmite el grupo de símbolos 8101 del PLP#1-1. El método de transmisión es MIMO de multiplexación espacial o MIMO que usa una matriz de precodificación fija.

La segunda unidad de trama transmite el grupo de símbolos 8102 del PLP#2-1. El método de transmisión es transmisión que usa una única señal modulada.

5 La tercera unidad de trama transmite el grupo de símbolos 8103 del PLP#3-1. El método de transmisión es un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre las señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas).

La cuarta unidad de trama transmite el grupo de símbolos 8104 del PLP#4-1. El método de transmisión es transmisión que usa códigos de bloques de espacio-tiempo.

10

En la Fig. 82, cuando tanto s1 como s2 tienen un símbolo en la misma subportadora en el mismo sello de tiempo, un símbolo de cada uno de los dos flujos está presente en la frecuencia común. Cuando se usa un método de transmisión que implica realizar un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), el cambio de fase se puede realizar además de la ponderación usando la matriz de precodificación (y, donde sea aplicable, después de conmutar la señal en banda base). Por consiguiente, se obtienen las señales z1 y z2. Las señales z1 y z2 se saca cada una por una antena diferente.

15

Por tanto, el método de transmisión se puede establecer tomando en consideración la velocidad de transmisión de datos y la velocidad de recepción de datos del terminal para cada PLP. Esto tiene el doble mérito de permitir que la velocidad de transmisión de datos sea mejorada y asegurar una calidad de recepción de datos alta. El método de configuración para la información de control que se relaciona con el método de transmisión, etc. para el símbolo P1 y para los primeros y segundos datos de señalización puede ser como se da por la Tabla 2 hasta 5, obteniendo de esta manera los mismos efectos. La configuración de trama de la Fig. 82 difiere de la de las Fig. 77 y similares, en las que cada unidad de trama tiene múltiples PLP, y se requiere información de control que se relaciona con el método de transmisión para cada uno de los PLP. En la Fig. 82, cada unidad de trama tiene solamente un PLP, y, de esta manera, la única información de control necesaria es para la información de transmisión, etc. que se relaciona con el ese único PLP.

20

25

La presente Realización describe un método aplicable a un sistema que usa un estándar DVB y en el que el método de transmisión implica realizar un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas). El método de transmisión que implica realizar un cambio de fase sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas) se describe en la presente descripción. Aunque la presente Realización usa "símbolo de control" como un término de la técnica, este término no tiene influencia en la presente invención.

30

Lo siguiente describe los códigos de bloques de espacio-tiempo tratados en la presente descripción e incluidos en la presente Realización.

35

La Fig. 94 ilustra la configuración de una señal modulada usando códigos de bloques de espacio-tiempo. Como se muestra, un codificador de bloques de espacio-tiempo (9402) toma como entrada una señal en banda base basada en una señal modulada. Por ejemplo, el codificador de bloques de espacio-tiempo (9402) toma como entrada el símbolo s1, símbolo s2, y así sucesivamente. Entonces, como se muestra en la Fig. 94, se realiza la codificación de bloques de espacio-tiempo, provocando z1 (9403A) tomando s1 como el símbolo #0, -s2\* como el símbolo #1, s3 como el símbolo #2, -s4\* como el símbolo #3, y así sucesivamente, y z2 (9403B) tomando s2 como el símbolo #0, s1\* como el símbolo #1, s4 como el símbolo #2, s3\* como el símbolo #3, y así sucesivamente. Aquí, el símbolo #X de z1 y el símbolo #X de z2 son señales simultáneas en una frecuencia común, cada una difundida desde una antena diferente. La disposición de símbolos en los códigos de bloques de espacio-tiempo no está restringida al dominio de tiempo. También se puede disponer un grupo de símbolos en el dominio de frecuencia, o en el dominio de tiempo-frecuencia, según se requiera. Además, el método de codificación de bloques de espacio-tiempo de la Fig. 94 se da como ejemplo de códigos de bloques de espacio-tiempo. También se pueden aplicar otros códigos de bloques de espacio-tiempo a cada Realización tratada en la presente descripción.

40

45

50

[Realización E2]

La presente Realización describe un método de recepción y un dispositivo de recepción aplicables a un sistema de comunicación que usa el estándar DVB-T2 cuando se usa el método de transmisión descrito en la Realización E1, que implica realizar un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas).

55

La Fig. 86 ilustra una configuración de muestra para un dispositivo de recepción en un terminal, para uso cuando el dispositivo de transmisión del radiodifusor de la Fig. 76 aplica un método de transmisión que implica un cambio de fase de señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas). Componentes del mismo que operan idénticamente a los de la Fig. 7 usan los mismos números de referencia en su lugar.

60

En la Fig. 86, un detector y decodificador de símbolo P1 8601 recibe la señal transmitida por el radiodifusor y toma como entrada las señales en banda base 704\_X y 704\_Y, realizando por ello detección de señal y sincronización de frecuencia. El detector y decodificador de símbolo P1 8601 obtiene simultáneamente la información de control incluida en el símbolo P1 (realizando demodulación y decodificación de corrección de errores sobre el mismo) y saca la información de control de símbolo P1 8602 así obtenida.

Los procesadores relacionados con OFDM 8600\_X y 8600\_Y toman como entrada la información de control de símbolo P1 8602 y modifican el método de procesamiento de señal OFDM (tal como la transformada de Fourier), en consecuencia. (Esto es posible debido a que, como se describió en la Realización E1, las señales transmitidas por el radiodifusor incluyen información del método de transmisión en el símbolo P1). Los procesadores relacionados con OFDM 8600\_X y 8600\_Y entonces sacan las señales en banda base 704\_X y 704\_Y después de realizar demodulación sobre las mismas según el método de procesamiento de señal.

Un demodulador de símbolo P2 8603 (que también puede aplicarse al PLP de señalización) toma como entrada las señales en banda base 704\_X y 704\_Y y la información de control de símbolo P1 8602, realiza procesamiento de señal y demodulación (incluyendo decodificación de corrección de errores) según la información de control de símbolo P1, y saca la información de control de símbolo P2 8604.

Un generador de información de control 8605 toma como entrada la información de control de símbolo P1 8602 y la información de control de símbolo P2 8604, agrupa la información de control (que se relaciona con operaciones de recepción), y saca una señal de control 8606. Entonces, como se muestra en la Fig. 86, la señal de control 8606 se introduce a cada componente.

Un procesador de señal 711 toma como entrada las señales 706\_1, 706\_2, 708\_1, 708\_2, 704\_X y 704\_Y, también como la señal de control 8606, realiza demodulación y decodificación según la información incluida en la señal de control 8606, y saca los datos recibidos 712. La información incluida en la señal de control se relaciona con el método de transmisión, método de modulación, método de codificación de corrección de errores y tasa de codificación de los mismos, tamaño de bloque de código de corrección de errores, y así sucesivamente usados para cada PLP.

Cuando el método de transmisión usado para los PLP es uno de MIMO de multiplexación espacial, MIMO que usa una matriz de precodificación fija, y un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), se realiza la demodulación obteniendo las señales (en banda base) recibidas usando la salida de los estimadores de canal (705\_1, 705\_2, 707\_1 y 707\_2) y la relación de las señales (en banda base) recibidas con las señales de transmisión. Cuando el método de transmisión implica realizar un cambio de fase sobre las señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), la demodulación se realiza usando la salida de los estimadores de canal (705\_1, 705\_2, 707\_1 y 707\_2), las señales (en banda base) recibidas, y la relación dada por la Expresión Matemática 48 (fórmula 48).

La Fig. 87 ilustra una configuración de muestra para un dispositivo de recepción en un terminal, para uso cuando el dispositivo de transmisión del radiodifusor de la Fig. 85 aplica un método de transmisión que implica un cambio de fase de señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas). Los componentes del mismo que operan idénticamente a los de las Fig. 7 y 86 usan los mismos números de referencia en su lugar.

El dispositivo de recepción de la Fig. 87 difiere del de la Fig. 86 en que, mientras que este último recibe datos de las señales conforme al estándar DVB-T2 y a otros estándares, el primero recibe datos solamente de las señales conforme a un estándar distinto de DVB-T2.

En la Fig. 87, un detector y decodificador de símbolo P1 8601 recibe la señal transmitida por el radiodifusor y toma como entrada las señales en banda base 704\_X y 704\_Y, realizando por ello detección de señal y sincronización de frecuencia. El detector y decodificador de símbolo P1 8601 obtiene simultáneamente la información de control incluida en el símbolo P1 (realizando demodulación y decodificación de corrección de errores sobre el mismo) y saca la información de control de símbolo P1 8602 así obtenida.

Los procesadores relacionados con OFDM 8600\_X y 8600\_Y toman como entrada la información de control de símbolo P1 8602 y modifican el método de procesamiento de señal OFDM en consecuencia. (Esto es posible debido a que, como se describió en la Realización E1, las señales transmitidas por el radiodifusor incluyen información del método de transmisión en el símbolo P1). Los procesadores relacionados con OFDM 8600\_X y 8600\_Y entonces sacan las señales en banda base 704\_X y 704\_Y después de realizar demodulación sobre las mismas según el método de procesamiento de señal.

Un demodulador de los primeros y segundos datos de señalización 8701 (que también puede aplicarse al PLP de señalización) toma como entrada las señales en banda base 704\_X y 704\_Y y la información de control de símbolo P1 8602, realiza procesamiento de señal y demodulación (incluyendo decodificación de corrección de errores) según



la información de control de símbolo P1, y saca la información de control de los primeros y segundos datos de señalización 8702.

Un generador de información de control 8605 toma como entrada la información de control de símbolo P1 8602 y la información de control de los primeros y segundos datos de señalización 8702, agrupa la información de control (que se relaciona con las operaciones de recepción), y saca una señal de control 8606. Entonces, como se muestra en la Fig. 86, la señal de control 8606 se introduce a cada componente.

Un procesador de señal 711 toma como entrada las señales 706\_1, 706\_2, 708\_1, 708\_2, 704\_X y 704\_Y, también como la señal de control 8606, realiza demodulación y decodificación según la información incluida en la señal de control 8606, y saca los datos recibidos 712. La información incluida en la señal de control se relaciona con el método de transmisión, método de modulación, método de codificación de corrección de errores y tasa de codificación de los mismos, tamaño de bloque de código de corrección de errores, y así sucesivamente usados para cada PLP.

Cuando el método de transmisión usado para los PLP es uno de MIMO de multiplexación espacial, MIMO que usa una matriz de precodificación fija, y un método de transmisión que realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o sobre precodificadas y conmutadas), la demodulación se realiza obteniendo las señales (en banda base) recibidas usando la salida de los estimadores de canal (705\_1, 705\_2, 707\_1 y 707\_2) y la relación de las señales (en banda base) recibidas con las señales de transmisión. Cuando el método de transmisión implica realizar un cambio de fase sobre las señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), la demodulación se realiza usando la salida de los estimadores de canal (705\_1, 705\_2, 707\_1 y 707\_2), las señales (en banda base) recibidas, y la relación dada por la Expresión Matemática 48 (fórmula 48).

La Fig. 88 ilustra la configuración de un dispositivo de recepción para un terminal compatible con el estándar DVB-T2 y con estándares distintos de DVB-T2. Los componentes del mismo que operan idénticamente a los de las Fig. 7 y 86 usan los mismos números de referencia en su lugar.

La Fig. 88 difiere de las Fig. 86 y 87 en que el dispositivo de recepción de esta última es compatible con señales conforme al estándar DVB-T2 así como con señales conforme a otros estándares. Por tanto, el dispositivo de recepción incluye un demodulador de símbolo P2 o de los primeros y segundos datos de señalización 8801, con el fin de permitir la demodulación.

El demodulador de símbolo P2 y los primeros y segundos datos de señalización 8801 toma como entrada las señales en banda base 704\_X y 704\_Y, así como la información de control de símbolo P1 8602, usa la información de control de símbolo P1 para determinar si las señales recibidas son conforme al estándar DVB-T2 o a otro estándar (por ejemplo, usando la Tabla en tal determinación), realiza procesamiento de señal y demodulación (incluyendo decodificación de corrección de errores), y saca la información de control 8802, que incluye información que indica el estándar con el cual son conformes las señales recibidas. De otro modo, las operaciones son idénticas a las explicadas para las Fig. 86 y 87.

Un dispositivo de recepción configurado como se describe en la Realización anterior y las señales de recepción transmitidas por una radiodifusor que tiene el dispositivo de transmisión descrito en la Realización E1 proporciona calidad de datos recibidos más alta aplicando un procesamiento de señal adecuado. En particular, cuando se reciben señales transmitidas usando un método de transmisión que implica un cambio de fase aplicado a señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), la efectividad de transmisión de datos así como la calidad de señal se mejoran ambas en el entorno LOS.

Aunque la presente Realización se describe como un dispositivo de recepción compatible con el método de transmisión descrito en la Realización E1, y por lo tanto que tiene dos antenas, no se pretende ninguna recepción a este respecto. El dispositivo de recepción también puede tener tres o más antenas. En tales casos, la calidad de recepción de datos se puede mejorar aún más mejorando la ganancia de diversidad. También, el dispositivo de transmisión del radiodifusor puede tener tres o más antenas de transmisión y transmitir tres o más señales moduladas. Los mismos efectos son alcanzables aumentando en consecuencia el número de antenas en el dispositivo de recepción del terminal. Alternativamente, el dispositivo de recepción puede tener solamente una antena y aplicar detección de verosimilitud máxima o detección de verosimilitud máxima aproximada. En tales circunstancias, el método de transmisión es preferiblemente uno que implica un cambio de fase de señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas).

El método de transmisión no necesita estar limitado a los métodos específicos explicados en la presente descripción. Siempre que ocurre una precodificación y se precede o sigue por un cambio de fase, los mismos resultados son obtenibles para la presente Realización.

[Realización E3]

El sistema de la Realización E1, que aplica, al estándar DVB-T2, un método de transmisión que implica un cambio de fase realizado sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), incluye información de control que indica el método de inserción de piloto en la información de señalización previa de L1. La presente Realización describe un método de aplicación de un método de transmisión que implica un cambio de fase realizado sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas) cuando se cambia el método de inserción piloto en la información de señalización previa de L1.

Las Fig. 89A, 89B, 90A y 90B ilustran configuraciones de tramas de muestra conforme al estándar DVB-T2 en el dominio de tiempo-frecuencia en el cual se usa una región de frecuencia común en un método de transmisión por el cual se transmite una pluralidad de señales moduladas desde una pluralidad de antenas. Aquí, los ejes horizontales representan frecuencia, es decir, los números de portadoras, mientras que los ejes verticales representan tiempo. Las Fig. 89A y 90A ilustran configuraciones de tramas para la señal modulada  $z_1$  mientras que las Fig. 89B y 90B ilustran configuraciones de tramas para la señal modulada  $z_2$ , ambas de las cuales son como se explica en las Realizaciones anteriores. Los números de portadoras se etiquetan  $f_0, f_1, f_2$ , y así sucesivamente, mientras que el tiempo se etiqueta  $t_1, t_2, t_3$ , y así sucesivamente. También, los símbolos indicados en la misma portadora y tiempo son símbolos simultáneos en una frecuencia común.

Las Fig. 89A, 89B, 90A y 90B ilustran ejemplos de posiciones de inserción de símbolo piloto conforme al estándar DVB-T2. (En DVB-T2, son posibles ocho métodos de inserción de piloto cuando se usa una pluralidad de antenas para transmitir una pluralidad de señales moduladas. Dos de éstos se ilustran actualmente). Se indican dos tipos de símbolos, esto es símbolos piloto y símbolos de datos. Como se describe para otras Realizaciones, cuando el método de transmisión implica realizar un cambio de fase sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas), o implica precodificación usando una matriz de precodificación fija, entonces los símbolos de datos de la señal modulada  $z_1$  son símbolos de flujo  $s_1$  y flujo  $s_2$  que han sido sometidos a ponderación, ya que son los símbolos de datos de la señal modulada  $z_2$ . (No obstante, un cambio de fase se realiza también cuando el esquema de transmisión implica hacerlo así). Cuando se usan códigos de bloques de espacio-tiempo o un sistema MIMO de multiplexación espacial, los símbolos de datos de la señal modulada  $z_1$  son los símbolos o bien del flujo  $s_1$  o bien del flujo  $s_2$ , ya que son los símbolos de la señal modulada  $z_2$ . En la Fig. 89A, 89B, 90A y 90B, los símbolos piloto se etiquetan con un índice, que es o bien PP1 o bien PP2. Éstos representan símbolos piloto que usan diferentes métodos de configuración. Como se describió anteriormente, son posibles ocho métodos de inserción de piloto en DVB-T2 (que varía en términos de la frecuencia en la cual se insertan símbolos piloto en la trama), uno de los cuales se indica por el radiodifusor. Las Fig. 89A, 89B, 90A y 90B ilustran dos métodos de inserción de piloto entre estos ocho. Como se describe en la Realización E1, información que se relaciona con el método de inserción de piloto seleccionado por el radiodifusor se transmite al terminal de recepción como los datos de señalización previa de L1 en el símbolo P2.

Lo siguiente describe un método de aplicación de un método de transmisión que implica un cambio de fase realizado sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas) que complementan el método de inserción de piloto. En este ejemplo, el método de transmisión implica preparar diez valores de cambio de fase diferentes, esto es  $F[0], F[1], F[2], F[3], F[4], F[5], F[6], F[7], F[8]$  y  $F[9]$ . Las Fig. 91A y 91B ilustran la asignación de estos valores de cambio de fase en la configuración de trama del dominio de tiempo-frecuencia de las Fig. 89A y 89B cuando se aplica un método de transmisión que implica un cambio de fase realizado sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas). De manera similar, las Fig. 92A y 92B ilustran la asignación de estos valores de cambio de fase en la configuración de trama del dominio de tiempo-frecuencia de las Fig. 90A y 90B cuando se aplica un método de transmisión que implica un cambio de fase realizado sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas). Por ejemplo, la Fig. 91A ilustra la configuración de trama de la señal modulada  $z_1$  mientras que la Fig. 91B ilustra la configuración de trama de la señal modulada  $z_2$ . En ambos casos, un símbolo #1 en  $f_1, t_1$  es un símbolo sobre el cual se ha realizado una modificación de frecuencia usando el valor de cambio de fase  $F[1]$ . Por consiguiente, en las Fig. 91A, 91B, 92A y 92B, un símbolo en la portadora  $f_x$  (donde  $x=0, 1, 2$ , y así sucesivamente.), tiempo  $t_y$  (donde  $y=1, 2, 3$ , y así sucesivamente) se etiqueta #Z para indicar que se ha realizado una modificación de frecuencia usando el valor de cambio de fase  $F[Z]$  sobre el símbolo  $f_x, t_y$ .

Naturalmente, el método de inserción (intervalo de inserción) para la configuración de trama de frecuencia-tiempo de las Fig. 91A y 91B difiere del de la de las Fig. 92A y 92B. El método de transmisión en el que se realiza un cambio de fase sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas) no se aplica a los símbolos piloto. Por lo tanto, aunque el mismo método de transmisión que implica un cambio de fase realizado sobre las mismas señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas) sincronizadas (para las cuales puede haber sido preparado un número diferente de valores de cambio de fase), el valor de cambio de fase asignado a un único símbolo en una portadora y tiempo dados en las Fig. 91A y 91B puede ser diferente en las Fig. 92A y 92B. Esto queda claro con referencia a los dibujos. Por ejemplo, el símbolo en  $f_5, t_2$  en las Fig. 91A y 91B se etiqueta #7, indicando que se ha realizado un cambio en fase sobre el mismo usando el valor de cambio de fase  $F[7]$ . Por otra

parte, el símbolo en f5, t2 en las Fig. 92A y 92B se etiqueta #8, indicando que se ha realizado un cambio en fase sobre el mismo usando el valor de cambio de fase F[8].

Por consiguiente, aunque el emisor transmite información de control que indica el patrón piloto (método de inserción piloto) en la información de señalización previa de L1, cuando el método de transmisión seleccionado por el método de radiodifusor implica un cambio en fase realizado sobre las señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas), la información de control puede indicar adicionalmente el método de asignación de valor de cambio de fase usado en el método seleccionado a través de la información de control dada por la Tabla 3 o la Tabla 4. De esta manera, el dispositivo de recepción del terminal que recibe las señales moduladas transmitidas por el radiodifusor es capaz de determinar el método de asignación de valor de cambio de fase obteniendo la información de control que indica el patrón piloto en los datos de señalización previa de L1. (Esto presume que el método de transmisión seleccionado por el radiodifusor para transmisión de PLP de la Tabla 3 o la Tabla 4 es uno que implica un cambio en fase sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas)). Aunque la descripción anterior usa el ejemplo de datos de señalización previa de L1, la información de control descrita anteriormente también se puede incluir en los primeros y segundos datos de señalización cuando, como se describe para la Fig. 83, no se usan símbolos P2.

Lo siguiente describe ejemplos de variantes adicionales. La Tabla 6 enumera patrones de cambio de fase de muestra y los métodos de modulación correspondientes.

Tabla 6

Nº de Señales Moduladas	Esquema de Modulación	Patrón de Cambio de Fase
2	#1: QPSK, #2: QPSK	#1: -, #2: A
2	#1: QPSK, #2: 16-QPSK	#1: -, #2: B
2	#1: 16-QAM, #2: 16-QAM	#1: -, #2: C
.	.	.
.	.	.
.	.	.

Por ejemplo, como se muestra en la Tabla 6, cuando se indica el método de modulación y se han determinado los valores de cambio de fase a ser usados en el método de transmisión que implica un cambio en fase realizado sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas), aplican los principios descritos anteriormente. Es decir, transmitiendo solamente la información de control que se relaciona con el patrón piloto, el método de transmisión de PLP, y el método de modulación es suficiente para permitir al dispositivo de recepción del terminal estimar el método de asignación de valor de cambio de fase (en el dominio de tiempo- frecuencia) obteniendo esta información de control. En la Tabla 6, la columna del Método de Cambio de Fase enumera un guión para indicar que no se realiza ningún cambio de fase y enumera #A, #B o #C para indicar los métodos de cambio de fase #A, #B y #C. De manera similar, como se muestra en la Tabla 1, cuando se indican el método de modulación y el método de codificación de corrección de errores y se han determinado los valores de cambio de fase a ser usados en el método de transmisión que implica un cambio de fase de señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas), entonces transmitir solamente la información de control que se relaciona con el patrón piloto, el método de transmisión de PLP, el método de modulación y los códigos de corrección de errores en el símbolo P2 es suficiente para permitir al dispositivo de recepción del terminal estimar el método de asignación de valor de cambio de fase (en el dominio de tiempo-frecuencia) obteniendo esta información de control.

No obstante, a diferencia de la Tabla 1 y la Tabla 6, se pueden seleccionar dos o más tipos diferentes de esquemas de transmisión que implican un cambio de fase realizado sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas), a pesar del esquema de modulación que se ha determinado (por ejemplo, los esquemas de transmisión pueden tener un periodo (ciclo) diferente, o usar valores de cambio de fase diferentes). Alternativamente, se pueden seleccionar dos o más tipos diferentes de esquemas de transmisión que implican un cambio de fase realizado sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas), a pesar del esquema de modulación y el esquema de corrección de errores que se hayan determinado. Además, se pueden seleccionar dos o más tipos diferentes de esquemas de transmisión que implican un cambio de fase realizado sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas), a pesar del esquema de corrección de errores que se haya determinado. En tales casos, como se muestra en la Tabla 4, el esquema de transmisión implica conmutación entre los valores de cambio de fase. No obstante, también se puede transmitir información que se relaciona con el esquema de asignación de los valores de cambio de fase (en el dominio de tiempo-frecuencia).

La Tabla 7 enumera ejemplos de configuración de información de control para información que se relaciona con tales métodos de asignación.

Tabla 7

5

PHASE_FRAME_ARRANGEMENT (2 bit)	Información de Control
00	esquema de asignación #1
01	esquema de asignación #2
10	esquema de asignación #3
11	esquema de asignación #4

Por ejemplo, supongamos que el dispositivo de transmisión del radiodifusor selecciona las Fig. 89A y 89B como el método de inserción de patrón piloto, y selecciona el método de transmisión A, que implica un cambio de fase sobre señales precodificadas (o señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas). De esta manera, el dispositivo de transmisión puede seleccionar las Fig. 91A y 91B o las Fig. 93A y 93B como el método de asignación de valor de cambio de fase (en el dominio de tiempo-frecuencia). Por ejemplo, cuando el dispositivo de transmisión selecciona las Fig. 91A y 91B, la información PHASE\_FRAME\_ARRANGEMENT de la Tabla 7 se fija a 00. Cuando el dispositivo de transmisión selecciona las Fig. 93A y 93B, la información PHASE\_FRAME\_ARRANGEMENT se fija a 01. Por tanto, el dispositivo de recepción es capaz de determinar el método de asignación de valor de cambio de fase (en el dominio de tiempo-frecuencia) obteniendo la información de control de la Tabla 7. La información de control de la Tabla 7 también es aplicable a transmisión por el símbolo P2, y a transmisión por los primeros y segundos datos de señalización.

Como se describió anteriormente, se puede realizar un método de asignación de valor de cambio de fase para el método de transmisión que implica un cambio de fase realizado sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas) a través del método de inserción de piloto. Además, transmitiendo de forma fiable tal información de método de asignación a la parte de recepción, el dispositivo de recepción deriva el doble beneficio de la eficiencia de transmisión mejorada y la calidad de señal recibida mejorada.

Aunque la presente Realización describe un radiodifusor que usa dos señales de transmisión, lo mismo aplica a radiodifusores que usan un dispositivo de transmisión que tiene tres o más antenas de transmisión que transmiten tres o más señales. El método de transmisión no necesita estar limitado a los métodos específicos explicados en la presente descripción. Siempre que ocurre una precodificación y se precede o sigue por un cambio de fase, son obtenibles los mismos resultados para la presente Realización.

30

El método de configuración de señal piloto no está limitado a la presente Realización. Cuando el método de transmisión implica realizar un cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), el dispositivo de recepción necesita solamente implementar la relación dada por la Expresión Matemática 48 (fórmula 48) (por ejemplo, el dispositivo de recepción puede conocer las señales de patrón piloto transmitidas por el dispositivo de transmisión por adelantado). Esto aplica a todas las Realizaciones tratadas en la presente descripción.

35

Los dispositivos de transmisión que se relacionan con la presente invención, como se ilustra por las Fig. 3, 4, 12, 13, 51, 52, 67, 70, 76, 85, y así sucesivamente transmiten dos señales moduladas, esto es la señal modulada #1 y la señal modulada #2, en dos antenas de transmisión diferentes. La potencia de transmisión media de las señales moduladas #1 y #2 se puede fijar libremente. Por ejemplo, cuando las dos señales moduladas cada una tiene una potencia de transmisión media diferente, se puede aplicar a la misma una tecnología de control de potencia de transmisión convencional usada en sistemas de transmisión inalámbrica. Por lo tanto, puede diferir la potencia de transmisión media de las señales moduladas #1 y #2. En tales circunstancias, el control de potencia de transmisión se puede aplicar a las señales en banda base (por ejemplo, cuando el mapeo se realiza usando el método de modulación), o se puede realizar por un amplificador de potencia inmediatamente antes de la antena. (Con respecto al retardo Q cíclico) Lo siguiente describe la aplicación del Retardo Q cíclico mencionado en toda la presente descripción. La Literatura No de Patente 10 describe el concepto global de Retardo Q cíclico. Lo siguiente describe un ejemplo específico de un método de generación para las señales s1 y s2 cuando se usa Retardo Q cíclico.

50

La Fig. 95 ilustra un ejemplo de una disposición de punto de señal en el plano I-Q cuando el método de modulación es 16-QAM. Como se muestra, cuando los bits de entrada son b0, b1, b2 y b3, los bits toman o bien un valor de 0000 o bien un valor de 1111. Por ejemplo, cuando los bits b0, b1, b2 y b3 van a ser expresados como 0000, entonces se selecciona el punto de señal 9501 de la Fig. 95, un valor de la componente en fase basado en el punto de señal 9501 se toma como la componente en fase de la señal en banda base, y el valor de la componente en cuadratura basado en el punto de señal 9501 se toma como la componente en cuadratura de la señal en banda

55

base. Cuando los bits  $b_0$ ,  $b_1$ ,  $b_2$  y  $b_3$  van a ser expresados como un valor diferente, la componente en fase y la componente en cuadratura de la señal en banda base se generan de manera similar.

La Fig. 96 ilustra una configuración de muestra de un generador de señal para generar las señales moduladas  $s_1(t)$  (donde  $t$  es tiempo) (alternativamente,  $s_1(f)$ , donde  $f$  es frecuencia) y  $s_2(t)$  (alternativamente,  $s_2(f)$ ) a partir de datos (binarios) cuando se aplica el retardo  $Q$  cíclico.

Un mapeador 9602 toma como entrada los datos 9601 y una señal de control 9606, y realiza mapeo según el método de modulación de la señal de control 9606. Por ejemplo, cuando se selecciona 16-QAM como el método de modulación, se realiza el mapeo como se ilustra en la Fig. 95. El mapeador entonces saca una componente en fase 9603\_A y una componente en cuadratura 9603\_B para la señal en banda base mapeada. No se pretende ninguna limitación al método de modulación que es 16-QAM, y las operaciones son similares a otros métodos de modulación.

Aquí, los datos en el tiempo 1 que corresponden a los bits  $b_0$ ,  $b_1$ ,  $b_2$  y  $b_3$  de la Fig. 95 se indican respectivamente como  $b_{01}$ ,  $b_{11}$ ,  $b_{21}$  y  $b_{31}$ . El mapeador 9602 saca la componente en fase  $I_1$  y la componente en cuadratura  $Q_1$  para la señal en banda base en el tiempo 1, según los datos  $b_0$ ,  $b_1$ ,  $b_2$  y  $b_3$  en el tiempo 1. De manera similar, otro mapeador 9602 saca la componente en fase  $I_2$  y la componente en cuadratura  $Q_2$  y así sucesivamente para la señal en banda base en el tiempo 2.

Una memoria y un conmutador de señal 9604 toma como entrada la componente en fase 9603\_A y la componente en cuadratura 9603\_B de la señal en banda base y, según una señal de control 9606, almacena la componente en fase 9603\_A y la componente en cuadratura 9603\_B de la señal en banda base, conmuta las señales, y saca la señal modulada  $s_1(t)$  (9605\_A) y la señal modulada  $s_2(t)$  (9605\_B). El método de generación para las señales moduladas  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  se describe en detalle a continuación.

Como se describe en otra parte en la descripción, la precodificación y el cambio de fase se realizan sobre la señal modulada  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$ . Aquí, como se describe en otra parte, el procesamiento de señal que implica cambio de fase, cambio de potencia, conmutación de señal, etc. se puede aplicar a cualquier paso. De esta manera, las señales moduladas  $r_1(t)$  y  $r_2(t)$ , obtenidas respectivamente aplicando la precodificación y el cambio de fase a las señales moduladas  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$ , se transmiten usando la misma banda de frecuencia (común) en el mismo tiempo (común).

Aunque la descripción anterior se da con respecto al dominio del tiempo,  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  se pueden considerar como  $s_1(f)$  y  $s_2(f)$  (donde  $f$  es la frecuencia (sub)portadora) cuando se emplea un esquema de transmisión de múltiples portadoras tal como OFDM. A diferencia de las señales moduladas  $s_1(f)$  y  $s_2(f)$ , las señales moduladas  $r_1(f)$  y  $r_2(f)$  obtenidas usando un esquema de precodificación en el que la matriz de precodificación se cambia regularmente se transmiten en el mismo tiempo (común) ( $r_1(f)$  y  $r_2(f)$  que son, por supuesto, señales de la misma banda de frecuencia). También, como se describió anteriormente,  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  se pueden tratar como  $s_1(t,f)$  y  $s_2(t,f)$ .

Lo siguiente describe el método de generación para las señales moduladas  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$ . Las Fig. 97A, 97B y 97C ilustran un primer ejemplo de un método de generación para  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  cuando se usa un retardo  $Q$  cíclico.

La parte (a) de la Fig. 97 indica la componente en fase y la componente en cuadratura de la señal en banda base obtenida por el mapeador 9602 de la Fig. 96. Como se muestra en la Fig. 87A y como se describe con referencia al mapeador 9602 de la Fig. 96, el mapeador 9602 saca la componente en fase y la componente en cuadratura de la señal en banda base de manera que la componente en fase  $I_1$  y la componente en cuadratura  $Q_1$  ocurren en el tiempo 1, la componente en fase  $I_2$  y la componente en cuadratura  $Q_2$  ocurren en el tiempo 2, la componente en fase  $I_3$  y la componente en cuadratura  $Q_3$  ocurren en el tiempo 3, y así sucesivamente.

La parte (b) de la Fig. 97 ilustra un conjunto de muestra de componentes en fase y componentes en cuadratura para la señal en banda base cuando la conmutación de señal se realiza por la memoria y el conmutador de señal 9604 de la Fig. 96. Como se muestra, los pares de componentes en cuadratura se conmutan en cada uno del tiempo 1 y el tiempo 2, el tiempo 3 y el tiempo 4, y el tiempo 5 y el tiempo 6 (es decir, el tiempo  $2i+1$  y tiempo  $2i+2$ ,  $i$  que es un número entero positivo que no es cero) de manera que, por ejemplo, se conmutan las componentes en el tiempo 1 y tiempo  $t_2$ .

Por consiguiente, dado que la conmutación de señal no se realiza sobre la componente en fase de la señal en banda base, el orden de la misma es de manera que la componente en fase  $I_1$  ocurre en el tiempo 1, la componente en fase  $I_2$  ocurre en el tiempo 2, la señal en banda base  $I_3$  ocurre en el tiempo 3, y así sucesivamente.

Entonces, la conmutación de señal se realiza dentro de los pares de componentes en cuadratura para la señal en banda base. De esta manera, la componente en cuadratura  $Q_2$  ocurre en el tiempo 1, la componente en cuadratura  $Q_1$  ocurre en el tiempo 2, la componente en cuadratura  $Q_4$  ocurre en el tiempo 3, la componente en cuadratura  $Q_3$  ocurre en el tiempo 4, y así sucesivamente.

La parte (c) de la Fig. 97 ilustra una configuración de muestra para señales moduladas  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  antes de la precodificación, cuando el esquema aplicado implica la precodificación y el cambio de fase. Por ejemplo, como se muestra en la parte (c), la señal en banda base generada en la parte (b) se asigna alternativamente a  $s_1(t)$  y a  $s_2(t)$ .

5 De esta manera, la primera ranura de  $s_1(t)$  toma (I1, Q2) y la primera ranura de  $s_2(t)$  toma (I2, Q1). Del mismo modo, la segunda ranura de  $s_1(t)$  toma (I3, Q4) y la segunda ranura de  $s_2(t)$  toma (I4, Q3). Esto continúa de manera similar.

Aunque la Fig. 97 describe un ejemplo con referencia al dominio de tiempo, lo mismo aplica al dominio de frecuencia  
10 (exactamente como se describió anteriormente). En tales casos, las descripciones se relacionan con  $s_1(f)$  y  $s_2(f)$ .

Entonces, las señales moduladas cambiadas precodificadas y cambiadas en fase  $r_1(t)$  y  $r_2(t)$  de N ranuras se obtienen después de aplicar la precodificación y el cambio de fase a las señales moduladas  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  de N ranuras. Este punto se describe en otro lugar en la presente descripción.

15 La Fig. 98 ilustra una configuración que difiere de la de la Fig. 96 y se usa para obtener las  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  de N ranuras de las Fig. 97A hasta 97C. El mapeador 9802 toma como entrada datos y una señal de control 9804 y, según el método de modulación de la señal de control 9804, por ejemplo, realiza un mapeo en consideración de la conmutación de la Fig. 97, genera una señal mapeada (es decir, componentes en fase y componentes en cuadratura de la señal  
20 en banda base) y genera la señal modulada  $s_1(t)$  (9803\_A) y la señal modulada  $s_2(t)$  (9803\_B) a partir de la señal mapeada. La señal modulada ( $s_1(t)$  (9803\_A) es idéntica a la señal modulada 9605\_A de la Fig. 96, y la señal modulada  $s_2(t)$  (9803\_B) es idéntica a la señal modulada 9605\_B de la Fig. 6. Esto es como se indica en la parte (c) de la Fig. 97. Por consiguiente, la primera ranura de señal modulada  $s_1(t)$  (9803\_A) toma (I1, Q2), la primera ranura de la señal modulada  $s_2(t)$  (9803\_B) toma (I2, Q1), la segunda ranura de la señal modulada  $s_1(t)$  (9803\_A)  
25 toma (I3, Q4), la segunda ranura de la señal modulada  $s_2(t)$  (9803\_B) toma (I4, Q3), y así sucesivamente.

El método de generación para la primera ranura (I1, Q2) de la señal modulada  $s_1(t)$  (9803\_A) y la primera ranura (I2, Q1) de la señal modulada  $s_2(t)$  (9803\_B) por el mapeador 9802 de la Fig. 98 se describe a continuación, como  
30 suplemento.

Los datos 9801 indicados en la Fig. 98 se componen de datos de tiempo 1  $b_{01}$ ,  $b_{11}$ ,  $b_{21}$ ,  $b_{31}$  y datos de tiempo 2  $b_{02}$ ,  $b_{12}$ ,  $b_{22}$ ,  $b_{32}$ . El mapeador 9802 de la Fig. 98 genera I1, Q1, I2 y Q2 como se describió anteriormente usando los datos  $b_{01}$ ,  $b_{11}$ ,  $b_{21}$ ,  $b_{31}$  y  $b_{02}$ ,  $b_{12}$ ,  $b_{22}$ ,  $b_{32}$ . De esta manera, el mapeador 9802 de la Fig. 98 es capaz de  
35 generar las señales moduladas  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  a partir de I1, Q1, I2 y Q2.

La Fig. 99 ilustra una configuración que difiere de la de las Fig. 96 y 98 y se usa para obtener las  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  de N ranuras de las Fig. 97A hasta 97C. El mapeador 9901\_A toma como entrada los datos 9801 y una señal de control 9804 y, según el método de modulación de la señal de control 9804, por ejemplo, realiza mapeo en consideración de la conmutación de la Fig. 97, genera una señal mapeada (es decir, las componentes en fase y las componentes en  
40 cuadratura de la señal en banda base) y genera una señal modulada  $s_1(t)$  (9803\_A) a partir de la señal mapeada. De manera similar, el mapeador 9901\_B toma los datos 9801 y una señal de control 9804 como entrada y, según el método de modulación de la señal de control 9804, por ejemplo, realiza un mapeo en consideración de la conmutación de la Fig. 97, genera una señal mapeada (es decir, componentes en fase y componentes en cuadratura de la señal en banda base) y genera una señal modulada  $s_2(t)$  (9803\_B) a partir de la señal mapeada.

45 Los datos 9801 introducidos al mapeador 9901\_A y los datos 9801 introducidos al mapeador 9901\_B son, por supuesto, datos idénticos. La señal modulada  $s_1(t)$  (9803\_A) es idéntica a la señal modulada 9605\_A de la Fig. 96, y la señal modulada  $s_2(t)$  (9803\_B) es idéntica a la señal modulada 9605\_B de la Fig. 6. Esto es como se indica en la parte (c) de la Fig. 97.

50 Por consiguiente, la primera ranura de la señal modulada  $s_1(t)$  (9803\_A) toma (I1, Q2), la primera ranura de la señal modulada  $s_2(t)$  (9803\_B) toma (I2, Q1), la segunda ranura de la señal modulada  $s_1(t)$  (9803\_A) toma (I3, Q4), la segunda ranura de la señal modulada  $s_2(t)$  (9803\_B) toma (I4, Q3), y así sucesivamente.

55 El método de generación para la primera ranura (I1, Q2) de la señal modulada  $s_1(t)$  (9803\_A) por el mapeador 9901\_A de la Fig. 99 se describe a continuación, como un suplemento. Los datos 9901 indicados en la Fig. 99 se componen de datos de tiempo 1  $b_{01}$ ,  $b_{11}$ ,  $b_{21}$ ,  $b_{31}$  y de datos de tiempo 2  $b_{02}$ ,  $b_{12}$ ,  $b_{22}$ ,  $b_{32}$ . El mapeador 9901\_A de la Fig. 99 genera I1 y Q2 como se describió anteriormente usando los datos  $b_{01}$ ,  $b_{11}$ ,  $b_{21}$ ,  $b_{31}$  y  $b_{02}$ ,  $b_{12}$ ,  $b_{22}$ ,  $b_{32}$ . El mapeador 9901\_A de la Fig. 99 entonces genera la señal modulada  $s_1(t)$  a partir de I1 y Q2.

60 El método de generación para la primera ranura (I2, Q1) de la señal modulada  $s_2(t)$  (9803\_B) por el mapeador 9901\_B de la Fig. 99 se describe a continuación. Los datos 9801 indicados en la Fig. 99 se componen de datos de tiempo 1  $b_{01}$ ,  $b_{11}$ ,  $b_{21}$ ,  $b_{31}$  y de datos de tiempo 2  $b_{02}$ ,  $b_{12}$ ,  $b_{22}$ ,  $b_{32}$ . El mapeador 9901\_B de la Fig. 99 genera I2

y Q1 como se describió anteriormente usando los datos b01, b11, b21, b31 y b02, b12, b22, b32. De esta manera, el mapeador 9901\_B de la Fig. 99 es capaz de generar la señal modulada s2(t) a partir de I2 y Q1.

A continuación, las Fig. 100A hasta 100C ilustran un segundo ejemplo que difiere del método de generación de s1(t) y s2(t) de las Fig. 97A hasta 97C que se da para un caso en el que se usa el retardo Q cíclico. En las Fig. 100A hasta 100C, los signos de referencia que corresponden a elementos encontrados en las Fig. 97A hasta 97C son idénticos (es decir, la componente en fase y la componente en cuadratura de la señal en banda base).

La parte (a) de la Fig. 100 indica la componente en fase y la componente en cuadratura de la señal en banda base obtenidas por el mapeador 9602 de la Fig. 96. La parte (a) de la Fig. 100 es idéntica a la parte (a) de la Fig. 97. Las explicaciones de las mismas se omiten de esta manera.

La parte (b) de la Fig. 100 ilustra la configuración de la componente en fase y de la componente en cuadratura de las señales en banda base s1(t) y s2(t) anterior a la conmutación de señal. Como se muestra, la señal en banda base se asigna a s1(t) en los tiempos 2i+1, y se asignan a s2(t) en los tiempos 2i+2 (i que es un número entero positivo que no es cero).

La parte (c) de la Fig. 100 ilustra un conjunto de muestra de las componentes en fase y las componentes en cuadratura para la señal en banda base cuando se realiza conmutación de señal por la memoria y el conmutador de señal 9604 de la Fig. 96. El punto principal de la parte (c) de la Fig. 100 (y un punto de diferencia de la parte (c) de la Fig. 97) es que la conmutación de señal ocurre dentro de s1(t) así como s2(t).

Por consiguiente, a diferencia de la parte (b) de la Fig. 100, Q1 y Q3 de s1(t) se conmutan en la parte (c) de la Fig. 100, como lo son Q5 y Q7. También, a diferencia de la parte (b) de la Fig. 100, Q2 y Q4 de s2(t) se conmutan en la parte (c) de la Fig. 100, como lo son Q6 y Q8.

De esta manera, la primera ranura de s1(t) tiene una componente en fase I1 y una componente en cuadratura Q3, y la primera ranura de s2(t) tiene una componente en fase I2 y una componente en cuadratura Q4. También, la segunda ranura de s1(t) tiene una componente en fase I3 y una componente en cuadratura Q1, y la segunda ranura de s2(t) tiene una componente en fase I4 y una componente en cuadratura Q4. La tercera y cuarta ranuras son como se indica en la parte (c) de la Fig. 100, y las ranuras posteriores son similares.

Entonces, las señales moduladas precodificadas y cambiadas de fase r1(t) y r2(t) de N ranuras se obtienen después de aplicar la precodificación y el cambio de fase a las señales moduladas s1(t) y s2(t) de N ranuras. Este punto se describe en otra parte en la presente descripción.

La Fig. 101 ilustra una configuración que difiere de la de la Fig. 96 y se usa para obtener las s1(t) y s2(t) N ranuras de las Fig. 100A hasta 100C. El mapeador 9802 toma como entrada los datos 9801 y una señal de control 9804 y, según el método de modulación de la señal de control 9804, por ejemplo, realiza un mapeo en consideración de la conmutación de la Fig. 100, genera una señal mapeada (es decir, las componentes en fase y las componentes en cuadratura de la señal en banda base) y genera la señal modulada s1(t) (9803\_A) y la señal modulada s2(t) (9803\_B) a partir de la señal mapeada. La señal modulada s1(t) (9803\_A) es idéntica a la señal modulada 9605\_A de la Fig. 96, y la señal modulada s2(t) (9803\_B) es idéntica a la señal modulada 9605\_B de la Fig. 6. Esto es como se indica en la parte (c) de la Fig. 100. Por consiguiente, la primera ranura de la señal modulada s1(t) (9803\_A) toma (I1, Q3), la primera ranura de la señal modulada s2(t) (9803\_B) toma (I2, Q4), la segunda ranura de la señal modulada s1(t) (9803\_A) toma (I3, Q1), la segunda ranura de la señal modulada s2(t) (9803\_B) toma (I4, Q2) y así sucesivamente.

El método de generación para la primera ranura (I1, Q3) de la señal modulada s1(t) (9803\_A), la primera ranura (I2, Q4) de la señal modulada s2(t) (9803\_B), la segunda ranura (I3, Q1) de la señal modulada s1(t) (9803\_A), y la segunda ranura (I4, Q2) de la señal modulada s2(t) (9803\_B) por el mapeador 9802 de la Fig. 101 se describe a continuación, como un suplemento.

Los datos 9801 indicados en la Fig. 101 se componen de datos de tiempo 1 b01, b11, b21 y b31, datos de tiempo 2 b02, b12, b22, b32, datos de tiempo 3 b03, b13, b23, b33, y datos de tiempo 4 b04, b14, b24, b34. El mapeador 9802 de la Fig. 101 genera I1, Q1, I2, Q2, I3, Q3, I4 y Q4 antes mencionados a partir de los datos b01, b11, b21, b31, b02, b12, b22, b32, b03, b13, b23 y b33, b04, b14, b24, b34. De esta manera, el mapeador 9802 de la Fig. 101 es capaz de generar las señales moduladas s1(t) y s2(t) a partir de I1, Q1, I2, Q2, I3, Q3, I4 y Q4.

La Fig. 102 ilustra una configuración que difiere de las de las Fig. 96 y 101 y se usa para obtener las s1(t) y s2(t) de N ranuras de las Fig. 100A hasta 100C. Un distribuidor 10201 toma como entrada los datos 9801 y una señal de control 9804, distribuye los datos según la señal de control 9804, y saca los primeros datos 10202\_A y los segundos datos 10202\_B. El mapeador 9901\_A toma los primeros datos 10202\_A y la señal de control 9804 como entrada y,

según el método de modulación de la señal de control 9804, por ejemplo, realiza un mapeo en consideración de la conmutación de la Fig. 100, genera una señal mapeada (es decir, las componentes en fase y las componentes en cuadratura de la señal en banda base) y genera una señal modulada  $s_1(t)$  (9803\_A) a partir de la señal mapeada. De manera similar, el mapeador 9901\_B toma como entrada los segundos datos 10202\_B y la señal de control 9804 y, según el método de modulación de la señal de control 9804, por ejemplo, realiza mapeo en consideración de la conmutación de la Fig. 100, genera una señal mapeada (es decir, las componentes en fase y las componentes en cuadratura de la señal en banda base) y genera una señal modulada  $s_2(t)$  (9803\_B) de la señal mapeada.

Por consiguiente, la primera ranura de la señal modulada  $s_1(t)$  (9803\_A) toma (I1, Q3), la primera ranura de la señal modulada  $s_2(t)$  (9803\_B) toma (I2, Q4), la segunda ranura de la señal modulada  $s_1(t)$  (9803\_A) toma (I3, Q1), la segunda ranura de la señal modulada  $s_2(t)$  (9803\_B) toma (I4, Q2), y así sucesivamente.

El método de generación para la primera ranura (I1, Q3) de la señal modulada  $s_1(t)$  (9803\_A) y la primera ranura (I3, Q1) de la señal modulada  $s_2(t)$  (9803\_B) por el mapeador 9901\_A de la Fig. 102 se describe a continuación, como un suplemento. Los datos 9801 indicados en la Fig. 102 se componen de datos de tiempo 1 b01, b11, b21, b31, datos de tiempo 2 b02, b12, b22, b32, datos de tiempo 3 b03, b13, b23, b33, y datos de tiempo 4 b04, b14, b24, b34. El distribuidor 10201 saca los datos de tiempo 1 b01, b11, b21, b31 y los datos de tiempo 3 b03, b13, b23, b33, como los primeros datos 10202\_A, y saca los datos de tiempo 2 b02, b12, b22, b32 y los datos de tiempo 4 b04, b14, b24, b34 como los segundos datos 10202\_B. El mapeador 9901\_A de la Fig. 102 genera la primera ranura como (I1, Q3) y la segunda ranura como (I3, Q1) a partir de los datos b01, b11, b21, b31, b03, b13, b23, b33. La tercera ranura y las ranuras posteriores se generan de manera similar.

El método de generación para la primera ranura (I2, Q4) de la señal modulada  $s_2(t)$  (9803\_B) y la segunda ranura (I4, Q2) por el mapeador 9901\_B de la Fig. 102 se describe a continuación. El mapeador 9901\_B de la Fig. 102 genera la primera ranura como (I2, Q4) y la segunda ranura como (I4, Q2) a partir de los datos de tiempo 2 b02, b12, b22, b32 y los datos de tiempo 4 b04, b14, b24, b34. La tercera ranura y las ranuras posteriores se generan de manera similar.

Aunque se describieron anteriormente dos métodos que usan retardo Q cíclico, cuando las señales se conmutan entre pares de ranuras como por las Fig. 97A hasta 97C, el demodulador (detector) del dispositivo de recepción es capaz de restringir la cantidad de puntos de señal candidatos. Esto tiene el mérito de reducir el alcance del cálculo (alcance de circuito). También, cuando las señales se conmutan dentro de  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$ , como por las Fig. 100A hasta 100C, el demodulador (detector) del dispositivo de recepción encuentra una cantidad grande de puntos de señal candidatos. No obstante, la ganancia de diversidad de tiempo (o ganancia de diversidad de frecuencia cuando se realiza la conmutación con respecto al dominio de frecuencia) está disponible, que tiene el mérito de permitir mejoras adicionales a la calidad de recepción de datos.

Aunque la descripción anterior usa ejemplos de un método de modulación 16-QAM, no se pretende ninguna limitación. Lo mismo aplica a otros métodos de modulación, tales como QPSK, 8-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM, 256-QAM y así sucesivamente.

También, el método de retardo Q cíclico no se limita a los dos esquemas datos anteriormente. Por ejemplo, cualquiera de los dos esquemas dados anteriormente puede implicar conmutación o bien de la componente en cuadratura o bien de la componente en fase de la señal en banda base. También, mientras que lo anterior describe una conmutación realizada en dos tiempos (por ejemplo, conmutación de las componentes en cuadratura de la señal en banda base en los tiempos 1 y 2), las componentes en fase y (o) las componentes en cuadratura de la señal en banda base también se puede conmutar en una pluralidad de tiempos. Por consiguiente, cuando los componentes en fase y los componentes en cuadratura de la señal en banda base se generan y se realiza retardo Q cíclico como en las Fig. 97A hasta 97C, entonces la componente en fase de la señal en banda base después del retardo Q cíclico en el tiempo  $i$  es  $I_i$ , y la componente en cuadratura de la señal en banda base después del retardo Q cíclico en el tiempo  $i$  es  $Q_j$  (donde  $i \neq j$ ). Alternativamente, la componente en fase de la señal en banda base después del retardo Q cíclico en el tiempo  $i$  es  $I_j$  y la componente en cuadratura de la señal en banda base después del retardo Q cíclico en el tiempo  $i$  es  $Q_i$  (donde  $i \neq j$ ). Alternativamente, la componente en fase de la señal en banda base después del retardo Q cíclico en el tiempo  $i$  es  $I_j$ , y la componente en cuadratura de la señal en banda base después del retardo Q cíclico en el tiempo  $i$  es  $Q_k$  (donde  $i \neq j, j \neq k, k \neq i$ ).

La precodificación y el cambio de fase se aplican entonces a las señales moduladas  $s_1(t)$  (o  $s_1(f)$ , o  $s_1(t,f)$ ) y  $s_2(t)$  (o  $s_2(f)$  o  $s_2(t,f)$ ) obtenidas aplicando el retardo Q cíclico descrito anteriormente. (Aquí, como se describe en otro lugar, el procesamiento de señal que implica cambio de fase, cambio de potencia, conmutación de señal, etc. se puede aplicar en cualquier paso). Aquí, el método de aplicación de precodificación y cambio de fase usado en la señal modulada obtenida con el retardo Q cíclico puede ser cualquiera de los métodos de precodificación y cambio de fase descritos en la presente descripción.



[Realización F1]

En la Realización E1, el método de transmisión para realizar un cambio de fase sobre las señales precodificadas (o sobre las señales precodificadas que tienen bandas base conmutadas) se aplica a un sistema de difusión conforme al estándar DVB-T2, y a un sistema de difusión conforme a otro estándar que no es DVB-T2. La presente Realización describe una situación en la que una configuración de subtrama basada en la configuración de la antena de transmisión se aplica a la Realización E1.

La Fig. 103A ilustra restricciones que se relacionan con la transmisión de antena única (SISO) y con la transmisión de múltiples antenas (MISO) en el estándar DVB-T2 que implica STBC. Como se describe en la Literatura No de Patente 9, el estándar DVB-T2 realiza una selección entre transmitir la trama entera sobre una única antena y transmitir la trama entera sobre múltiples antenas. Cuando se transmite sobre múltiples antenas, el símbolo P1 se transmite como un símbolo idéntico sobre todas las antenas. Es decir, los datos de señalización de L1 transportados por el símbolo P2 y el PLP entero se transmiten a través de una seleccionada de una única antena y múltiples antenas.

La Fig. 103B indica un estándar futuro que se desea. A diferencia del estándar DVB-T de la generación precedente, una característica principal del estándar DVB-T2 es que los parámetros de transmisión tales como el método de modulación, la tasa de codificación, profundidad de intercalado de tiempo, etc. se seleccionan independientemente para cada PLP. Por consiguiente, se preferiría seleccionar independientemente si cada PLP se transmite usando una única antena o múltiples antenas. Además, también se preferiría seleccionar si los datos de señalización de L1 se transportan por el símbolo P2 usando una única antena o múltiples antenas.

Como se indica en la Fig. 103B, una posición de inserción de símbolo piloto (patrón piloto) es un problema a ser considerado con el fin de permitir la presencia de transmisión de antena única y múltiples antenas combinada dentro de una única trama. La Literatura No de Patente 9 explica que el patrón piloto para pilotos dispersos (de aquí en adelante, SP), que son un tipo de símbolo piloto, difiere entre transmisión de antena única (SISO) y transmisión de múltiples antenas (MISO). De esta manera, cuando se combinan una pluralidad de PLP#1 y PLP#2 en el mismo tiempo (como un símbolo OFDM común) como se muestra en la Fig. 75, y cuando el PLP#1 es de múltiples antenas y el PLP#2 es de antena única como se muestra en la Fig. 77, el patrón piloto SP es indefinible.

Con el fin de resolver este problema, la Fig. 104 ilustra una subtrama basada en la configuración de la antena de transmisión. Como se muestra, la trama incluye una subtrama para transmisión de múltiples antenas (MISO, MIMO) y una subtrama para transmisión de antena única (SISO). Específicamente, los PLP para MISO y/o MIMO (por ejemplo, el PLP Común, PLP#1) se recogen y se proporciona una subtrama de transmisión de múltiples antenas, de manera que un patrón piloto SP de transmisión de múltiples antenas es aplicable (cuando el número de antenas de transmisión es el mismo, un patrón piloto SP común es utilizable para MISO y MIMO). Mientras tanto, los PLP para SISO (por ejemplo, el PLP#2 hasta el PLP#N) se recogen y se proporciona una subtrama de transmisión de antena única de manera que es aplicable un patrón piloto SP de transmisión de antena única.

JCF-fin

Como se indica en la Fig. 78 y se describe en la Realización E1, cuando se proporciona el PLP de señalización (7801) y se transmite la información de control necesitada por el estándar que no es el estándar DVB-T2 (en todo o en parte, es decir, transmitido como los datos de Señalización Posterior de L1 y el PLP de Señalización), entonces como se muestra en la Fig. 105, la configuración de subtrama es proporcionable según la configuración de la antena de transmisión.

También, como se indica por la Fig. 83 y se describe en la Realización E1, cuando la configuración de trama usa tanto los primeros datos de señalización (8301) como los segundos datos de señalización (8302), lo mismo aplica de manera que una configuración de subtrama es proporcionable en base a la configuración de la antena de transmisión.

La configuración de subtrama descrita anteriormente en base a la configuración de la antena de transmisión permite al patrón piloto SP ser definido y permite la realización de una trama que contiene transmisión de antena única y transmisión de múltiples antenas combinadas.

Un dispositivo de transmisión configurado para generar la subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión como se describió anteriormente se ilustra en las Fig. 76 y 85. No obstante, además de los puntos descritos en la Realización E1, el configurador de trama 7610 también genera la subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión como se describió anteriormente.

Aquí, el rasgo característico es que cuando se selecciona el método de transmisión para realizar el cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), el procesador de señal 7612 realiza el cambio de fase sobre las señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas) como se indica en las Fig. 6, 25 hasta 29, y

69. Las señales así procesadas se sacan como la señal modulada procesada 1 (7613\_1) y la señal modulada procesada 2 (7613\_2). No obstante, este método de transmisión no necesita necesariamente ser seleccionado.

Un dispositivo de recepción que corresponde al método de transmisión y un dispositivo de transmisión configurado para generar la subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión como se describió anteriormente se ilustra en las Fig. 86 hasta 88. No obstante, además de los puntos descritos en la Realización E2, la configuración de subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión permite a los estimadores de fluctuación de canal (705\_1, 705\_2, 707\_1, 707\_2) estimar adecuadamente las fluctuaciones de canal, a pesar de la transmisión de antena única y la transmisión de múltiples antenas que está combinada dentro de una trama única.

Aunque la presente Realización se basa en el estándar DVB-T2, no se pretende ninguna limitación. La Realización es aplicable a cualquier transmisión y recepción de una combinación de transmisión de antena única y transmisión de múltiples antenas.

15 [Realización F2]

La Realización F1 describía una situación en la que se aplica una configuración de subtrama basada en la configuración de la antena de transmisión. A diferencia de la Realización F1, la presente Realización describe una configuración de trama de transmisión que permite al receptor mejorar la estimación de canal.

La Fig. 106 ilustra una configuración de trama de transmisión que se relaciona con la presente Realización. Específicamente, y al contrario de la configuración de subtrama basada en la configuración de la antena de transmisión ilustrada en la Fig. 104 de la Realización F1, la presente Realización describe una configuración de trama de transmisión en la que, para cada subtrama, se aplica un símbolo de inicio de subtrama como el símbolo OFDM principal y se aplica un símbolo de cierre de subtrama como el símbolo OFDM de arrastre. No obstante, es posible una selección en cuanto a si el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama se proporcionan o no independientemente para cada subtrama, y en cuanto a si el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama son o no independientes uno de otro en cada subtrama.

La Fig. 107 ilustra un ejemplo de un símbolo de inicio de subtrama y un símbolo de cierre de subtrama. Como se muestra, el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama tienen mayor densidad SP que otros símbolos OFDM. Específicamente, el SP en el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama se sitúan en todas las posiciones de subtrama donde son posibles SP.

Otra subtrama, un símbolo P2 o un símbolo P1 ocurre antes del símbolo de inicio de subtrama y después del símbolo de cierre de subtrama. Estos usan un patrón piloto SP diferente (el símbolo P1 no usa ningún patrón piloto SP en absoluto). De esta manera, el proceso de estimación del camino de transmisión (fluctuación de canal) por el dispositivo de recepción es incapaz de realizar un proceso de interpolación que cruza diferentes subtramas en la dirección de tiempo (es decir, la dirección del símbolo OFDM). Por consiguiente, cuando el patrón piloto SP para los otros símbolos OFDM se define según la misma regla que los símbolos OFDM principal y de arrastre de la subtrama, la precisión de la interpolación de la parte principal y la parte de arrastre de la subtrama empeora.

Como se muestra en la Fig. 107, proporcionar el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama permite a los símbolos OFDM tener SP en todas las posiciones de subportadora donde son posibles SP, es decir, en todas las posiciones de subportadora donde es aplicable el proceso de interpolación en la dirección de tiempo. De esta manera, se mejora la precisión de interpolación de la parte principal y la parte de arrastre de la subtrama.

El símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama también se pueden proporcionar cuando, como se ilustra en la Fig. 105 y describe en la Realización F1, se proporciona el PLP de señalización (7801) y se transmite información de control necesitada por el estándar que no es el estándar DVB-T2 (en todo o en parte, es decir, transmitida como los datos de Señalización Posterior de L1 y el PLP de Señalización).

El símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama también se pueden proporcionar cuando, como se ilustra en la Fig. 83 y describe en la Realización E1, los primeros datos de señalización (8301) y los segundos datos de señalización (8302) se usan en la configuración de trama.

La configuración de trama de transmisión que usa el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama descritos anteriormente permite mejoras a la estimación de canal por el receptor.

El dispositivo de transmisión que genera la configuración de trama de transmisión que usa el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama descritos anteriormente es como se describe en las Fig. 76 y 85. No obstante, además de los puntos descritos en las Realizaciones E1 y F1, el configurador de trama 7610 también

genera la configuración de trama de transmisión usando el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama descritos anteriormente.

- Aquí, el rasgo característico es que cuando se selecciona el método de transmisión para realizar el cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), el procesador de señal 7612 realiza el cambio de fase sobre las señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas) como se indica en las Fig. 6, 25 hasta 29, y 69. Las señales así procesadas se sacan como la señal modulada procesada 1 (7613\_1) y la señal modulada procesada 2 (7613\_2). No obstante, este método de transmisión no necesita ser seleccionado necesariamente.
- 10 El dispositivo de recepción que corresponde al método de transmisión y el dispositivo de transmisión configurado para generar la configuración de trama de transmisión que usa el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama descritos anteriormente es como se describe en las Fig. 86 hasta 88. No obstante, además de los puntos descritos en las Realizaciones E2 y F1, la configuración de trama de transmisión que usa el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama permite a los estimadores de fluctuación de canal (705\_1, 705\_2, 707\_1, 707\_2) estimar con más precisión las fluctuaciones de canal para la parte principal y la parte de arrastre de la subtrama, a pesar de la transmisión de antena única y la transmisión de múltiples antenas que se combinan dentro de la trama.

- Aunque la presente Realización se basa en el estándar DVB-T2, no se pretende ninguna limitación. La Realización es aplicable a cualquier transmisión y recepción de una combinación de transmisión de antena única y transmisión de múltiples antenas.

[Realización F3]

- 25 La Realización F1 describía una situación en la que se aplica una configuración de subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión. La presente Realización describe una situación en la que la polarización de la antena de transmisión se tiene en consideración, además de la configuración de la misma.

- Las Fig. 108A hasta 108D ilustran diversos tipos de redes de difusión. La Fig. 108A, en particular, ilustra una red de servicio DVB-T2 real (SISO) usada actualmente en el Reino Unido. Las antenas de transmisión y recepción son, cada una, antenas únicas que tienen polarización V (vertical).

- La Fig. 108B ilustra un sistema MISO distribuido que emplea una antena de transmisión existente. A diferencia de la red de difusión SISO que usa la polarización V de la Fig. 108A, la Fig. 108B ilustra una red de difusión MISO que usa polarización V en la que se emparejan diferentes estaciones de transmisión. Esta configuración también soporta SISO.

- La Fig. 108C ilustra una configuración MIMO co-ubicada. A diferencia de la red de difusión SISO que usa polarización V de la Fig. 108A, la Fig. 108C ilustra una red de difusión MIMO que usa polarización V-H en la que se añade una antena H (horizontal) para servir como una antena de transmisión o recepción. Esta configuración soporta MISO, así como SISO.

La Fig. 108D ilustra una configuración en la que se combinan MISO distribuida y MIMO co-ubicada.

- 45 Como lo anterior, las redes de difusión futuras van a incorporar probablemente polarización en una variedad de formas. Preferiblemente, cada proveedor de servicios de difusión es capaz de elegir libremente entre estas formas e implementarlas en cualquier momento. De esta manera, los estándares de difusión futuros deberían soportar todas las formas de redes de difusión mencionadas anteriormente.

- 50 De paso, como se indica por la Fig. 108D, la transmisión V/H y la transmisión V/V implican diferentes características de canal, a pesar de que ocurra la transmisión de múltiples antenas con un número idéntico de antenas de transmisión. De esta manera, cuando se combinan símbolos OFDM idénticos, surge un problema en que el receptor es incapaz de realizar estimación de canal.

- 55 Con el fin de resolver este problema, la Fig. 109 ilustra una subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la polarización). Como se muestra en la Fig. 109, cada trama se dota con una subtrama V/H-MIMO, una subtrama V/V-MISO y una subtrama V-SISO. Específicamente, los PLP (por ejemplo PLP Común) para V/H-MIMO se recogen y se proporciona una subtrama V/H-MIMO, de manera que es aplicable un patrón piloto SP V/H-MIMO. Del mismo modo, se recogen los PLP (por ejemplo, el PLP#1) para V/V-MISO y se proporciona una subtrama V/V-MISO, de manera que es aplicable un patrón piloto V/V-MISO. De manera similar, se recogen los PLP (por ejemplo, el PLP#2 hasta el PLP#N) para V-SISO y se proporciona una subtrama V-SISO, de manera que es aplicable un patrón piloto SP V-SISO.

Como se indica en la Fig. 78 y se describe en la Realización E1, cuando se proporciona el PLP de señalización (7801) y se transmite información de control necesitada por el estándar que no es el estándar DVB-T2 (en todo o en parte, es decir, transmitida como los datos de Señalización Posterior de L1 y el PLP de Señalización), entonces la configuración de subtrama es proporcionable según la configuración de la antena de transmisión (teniendo en  
5 consideración la polarización).

También, como se indica por la Fig. 83 y se describe en la Realización E1, cuando la configuración de trama usa tanto los primeros datos de señalización (8301) como los segundos datos de señalización (8302), lo mismo aplica de  
10 manera que la configuración de subtrama es proporcionable en base a la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la polarización).

La configuración de subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la polarización) descrita anteriormente permite al receptor realizar estimación de canal.

15 Un dispositivo de transmisión configurado para generar la subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión como se describió anteriormente (teniendo en consideración la polarización) se ilustra en las Fig. 76 y 85. No obstante, además de los puntos descritos en la Realización E1, el configurador de trama 7610 también genera la subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión como se describió anteriormente  
20 (teniendo en consideración la polarización).

Aquí, el rasgo característico es que cuando se selecciona el método de transmisión para realizar el cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), el procesador de señal 7612 realiza el cambio de fase sobre las señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas) como se indica en las Fig. 6, 25 hasta 29, y 69. Las señales así procesadas se sacan como la señal modulada procesada 1 (7613\_1) y la señal modulada  
25 procesada 2 (7613\_2). No obstante, este método de transmisión no necesita necesariamente ser seleccionado.

Un dispositivo de recepción que corresponde al método de transmisión y un dispositivo de transmisión configurado para generar la subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión que se describió anteriormente (teniendo en consideración la polarización) se ilustra en las Fig. 86 hasta 88. No obstante, además de los puntos  
30 descritos en la Realización E2, la configuración de subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la polarización) permite a los estimadores de fluctuación de canal (705\_1, 705\_2, 707\_1, 707\_2) estimar adecuadamente las fluctuaciones de canal, a pesar de los métodos de transmisión que usan polarizaciones diferentes que se combinan en la trama.

35 Aunque la presente Realización se basa en el estándar DVB-T2, no se pretende ninguna limitación. La Realización es aplicable a cualquier método de transmisión que soporta polarizaciones diferentes.

También, aunque la Fig. 109 ilustra un ejemplo específico de la configuración de subtrama, no se pretende ninguna limitación. La configuración puede incluir cualquiera de una subtrama H-SISO, una subtrama V/V-MIMO, y una  
40 subtrama V/H-MISO.

También, aunque se describen una polarización V y una polarización H como las polarizaciones de contraste, no se pretende ninguna limitación a las mismas.

45 [Realización F4]

La Realización F3 describe una situación en la que se aplica una configuración de subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la polarización). A diferencia de la Realización F3, la presente Realización describe una configuración de trama de transmisión que permite al receptor mejorar la estimación de  
50 canal.

La Fig. 110 ilustra una configuración de trama de transmisión que se relaciona con la presente Realización. Específicamente, y a diferencia de la configuración de subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la polarización) ilustrada en la Fig. 109 de la Realización F3, la presente  
55 Realización describe una configuración de trama de transmisión en la cual, para cada subtrama, un símbolo de inicio de subtrama se aplica como el símbolo OFDM principal y un símbolo de cierre de subtrama se aplica como símbolo OFDM de arrastre. No obstante, es posible una selección en cuanto a si el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama se proporcionan o no independientemente para cada subtrama, y en cuanto a si el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama son o no independientes uno de otro en cada  
60 subtrama.

Como se muestra en la Fig. 107 y describe en la Realización F2, proporcionar el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama permite a los símbolos OFDM tener SP en todas las posiciones de subportadora

donde son posibles SP, es decir, en todas las posiciones de subportadora donde es aplicable un proceso de interpolación de tiempo-frecuencia. De esta manera, se mejora la precisión de interpolación de la parte principal y la parte de arrastre de la subtrama.

- 5 El símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama también se pueden proporcionar cuando, como se ilustra en la Fig. 105 y describe en la Realización F1, se proporciona el PLP de señalización (7801) y se transmite información de control necesitada por el estándar que no es el estándar DVB-T2 (en todo o en parte, es decir, transmitida como los datos de Señalización Posterior de L1 y el PLP de Señalización).
- 10 El símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama también se pueden proporcionar cuando, como se ilustra en la Fig. 83 y describe en la Realización E1, los primeros datos de señalización (8301) y los segundos datos de señalización (8302) se usan en la configuración de trama.

La configuración de trama de transmisión que usa el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama descritos anteriormente permite mejoras a la estimación de canal por el receptor.

- 15 El dispositivo de transmisión que genera la configuración de trama de transmisión usando el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama descritos anteriormente es como se describe en las Fig. 76 y 85. No obstante, además de los puntos descritos en las Realizaciones E1 y F3, el configurador de trama 7610 también genera la configuración de trama de transmisión usando el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama descritos anteriormente.

Aquí, el rasgo característico es que cuando se selecciona el método de transmisión para realizar el cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), el procesador de señal 7612 realiza el cambio de fase sobre las señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas) como se indica en las Fig. 6, 25 hasta 29, y 69. Las señales así procesadas se sacan como la señal modulada procesada 1 (7613\_1) y la señal modulada procesada 2 (7613\_2). No obstante, este método de transmisión no necesita ser seleccionado necesariamente.

- 20 El dispositivo de recepción que corresponde al método de transmisión y el dispositivo de transmisión que genera la configuración de trama de transmisión usando el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama descritos anteriormente es como se describe en las Fig. 86 hasta 88. No obstante, además de los puntos descritos en las Realizaciones E2 y F3, la configuración de trama de transmisión que usa el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama permite a los estimadores de fluctuación de canal (705\_1, 705\_2, 707\_1, 707\_2) estimar con más precisión las fluctuaciones de canal para la parte principal y la parte de arrastre de la subtrama, a pesar de los métodos de transmisión que usan diferentes polarizaciones que se combinan dentro de la trama.

Aunque la presente Realización se basa en el estándar DVB-T2, no se pretende ninguna limitación. La Realización es aplicable a cualquier método de transmisión que soporte diferentes polarizaciones.

- 30 También, aunque la Fig. 110 ilustra un ejemplo específico de la configuración de trama de transmisión, no se pretende ninguna limitación. La configuración puede incluir cualquiera de una subtrama H-SISO, una subtrama V/V-MIMO y una subtrama V/H-MISO.

También, se describen una polarización V y una polarización H como las polarizaciones de contraste, no se pretende ninguna limitación a las mismas.

- 40 Las Realizaciones F1 hasta F4, descritas anteriormente, tratan configuraciones de subtramas que corresponden a una trama. El contenido de las Realizaciones F1 hasta F4 se puede aplicar de manera similar a configuraciones de tramas que corresponden a una supertrama, a configuraciones de tramas cortas que corresponden a una trama larga, y similares.

Aunque la aplicación de las Realizaciones F1 hasta F4 a una supertrama es seguramente obvia para los expertos en la técnica, se proporciona aquí un ejemplo específico. Esto es, las tramas T2 y las tramas de extensión futuras (de aquí en adelante, FEF) que componen las supertramas del estándar DVB-T2 se consideran que son las subtramas descritas en cada una de las Realizaciones F1 hasta F4, y los datos transmitidos en una de las tramas T2 o una de las FEF se fija como que es una de SISO y MISO y/o MIMO. Entonces, los datos transmitidos por cada una de las tramas se recogen en datos para SISO y datos para MISO y/o MIMO, y las tramas se generan en consecuencia.

- 50 También, un símbolo de inicio y un símbolo de cierre se insertan entre las subtramas tratadas en las Realizaciones F1 hasta F4, para clarificar la distinción entre subtramas. A un nivel trama a trama, un símbolo P1, que es fácil de identificar por el receptor en la cabecera de la trama, se inserta en la cabecera de la trama, y es seguido por un símbolo P2 que tiene densidad SP más alta que otros símbolos OFDM. Por tanto, el símbolo de inicio es por supuesto innecesario cuando es obvio en el campo a cual aplica la presente descripción. No obstante, el símbolo

que es innecesario significa solamente que la distinción entre tramas es suficientemente clara para hacer el símbolo innecesario. No existe ningún daño en la inserción del símbolo como una forma de clarificar aún más y estabilizar la transmisión. En tales circunstancias, el símbolo de inicio se inserta en la cabecera de la trama (antes del símbolo P1).

5

[Realización G1]

La Realización F1 describía una situación en la que se aplica una configuración de subtrama basada en la configuración de la antena de transmisión. La presente Realización describe una situación en la que la potencia de transmisión de la antena de transmisión se tiene en consideración, además de la configuración de la misma.

10

Como se indica en la parte inferior derecha de la Fig. 111, surgen situaciones en las que una transmisión de múltiples antenas de otro modo idénticas pueden implicar antenas, cada una que tiene diferente potencia de transmisión. Diferente potencia de transmisión conduce a diferentes características de canal. De esta manera, cuando éstas se combinan en símbolos OFDM idénticos, surge un problema en que el receptor es incapaz de realizar estimación de canal.

15

Con el fin de resolver este problema, la Fig. 111 ilustra una configuración de subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la potencia de transmisión). Como se muestra, la trama incluye una subtrama para transmisión de múltiples antenas de pot1 (MISO, MIMO), una subtrama para transmisión de múltiples antenas de pot2 (MISO, MIMO), y una subtrama para transmisión de antena única (SISO). Específicamente, se recogen los PLP entre los PLP MISO y/o MIMO para los cuales la potencia de ambas antenas de transmisión 1 y 2 es P/2 (por ejemplo, el PLP Común) y se proporciona una pot1 de transmisión de múltiples antenas, de manera que es aplicable un patrón piloto SP de pot1 de transmisión de múltiples antenas (un patrón piloto SP común es utilizable para MISO y MIMO cuando la cantidad de antenas de transmisión es igual y la potencia de transmisión es uniforme). También, se recogen los PLP entre los PLP MISO y MIMO para los cuales la potencia de las antenas de transmisión es 3P/4 para la antena 1 y P/4 para la antena 2 (por ejemplo, el PLP#1) y se proporciona una subtrama de pot2 de transmisión de múltiples antenas, de manera que es aplicable un patrón piloto SP de pot2 de transmisión de múltiples antenas. Mientras tanto, se recogen los PLP para SISO (por ejemplo, el PLP#2 hasta el PLP#N) y se proporciona una subtrama de transmisión de antena única de manera que es aplicable un patrón piloto SP de transmisión de antena única. No obstante, en este ejemplo, los PLP para SISO tienen idéntica potencia de transmisión. Cuando la potencia de transmisión difiere, se necesita para cada valor una subtrama diferente.

20

25

30

Como se indica en la Fig. 78 y se describe en la Realización E1, cuando se proporciona el PLP de señalización (7801) y se transmite información necesitada por el estándar que no es el estándar DVB-T2 (en todo o en parte, es decir, transmitida como los datos de Señalización Posterior de L1 y el PLP de Señalización), entonces la configuración de subtrama es proporcionable según la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la potencia de transmisión).

35

También, como se indica por la Fig. 83 y se describe en la Realización E1, cuando la configuración de trama usa tanto los primeros datos de señalización (8301) como los segundos datos de señalización (8302), lo mismo aplica de manera que la configuración de subtrama es proporcionable en base a la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la potencia de transmisión).

40

La configuración de subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la potencia de transmisión) descrita anteriormente permite al receptor realizar estimación de canal.

45

Un dispositivo de transmisión configurado para generar la subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión que se describió anteriormente (teniendo en consideración la potencia de transmisión) se ilustra en las Fig. 76 y 85. No obstante, además de los puntos descritos en la Realización E1, el configurador de trama 7610 también genera la subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión como se describió anteriormente (teniendo en consideración la potencia de transmisión).

50

Aquí, el rasgo característico es que cuando se selecciona el método de transmisión para realizar el cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), el procesador de señal 7612 realiza el cambio de fase sobre las señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas) como se indica en las Fig. 6, 25 hasta 29, y 69. Las señales así procesadas se sacan como la señal modulada procesada 1 (7613\_1) y la señal modulada procesada 2 (7613\_2). No obstante, este método de transmisión no necesita necesariamente ser seleccionado.

55

Un dispositivo de recepción que corresponde al método de transmisión y un dispositivo de transmisión configurado para generar la subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión que se describió anteriormente (teniendo en consideración la potencia de transmisión) se ilustra en las Fig. 86 hasta 88. No obstante, además de los puntos descritos en la Realización E2, la configuración de subtrama en base a la configuración de la antena de

60

transmisión (teniendo en consideración la potencia de transmisión) permite a los estimadores de fluctuación de canal (705\_1, 705\_2, 707\_1, 707\_2) estimar adecuadamente las fluctuaciones de canal, a pesar de los métodos de transmisión que usan polarizaciones diferentes que se combinan en la trama para la misma transmisión de múltiples antenas y transmisión de antena única.

5

Aunque la presente Realización se basa en el estándar DVB-T2, no se pretende ninguna limitación. La Realización es aplicable a cualquier transmisión y recepción de una combinación de transmisión de antena única y transmisión de múltiples antenas.

10 También, aunque la Fig. 111 ilustra un ejemplo específico de una configuración de subtrama, no se pretende ninguna limitación.

[Realización G2]

15 La Realización G1 describía una situación en la que se aplica una configuración de subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la potencia de transmisión). A diferencia de la Realización G1, la presente Realización describe una configuración de trama de transmisión que permite al receptor mejorar la estimación de canal.

20 La Fig. 112 ilustra una configuración de trama de transmisión que se relaciona con la presente Realización. Específicamente, y a diferencia de la configuración de subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la potencia de transmisión) ilustrada en la Fig. 110 de la Realización G1, la presente Realización describe una configuración de trama de transmisión en la cual, para cada subtrama, se aplica un símbolo de inicio de subtrama como el símbolo OFDM principal y se aplica un símbolo de cierre de subtrama  
25 como el símbolo OFDM de arrastre. No obstante, es posible una selección en cuanto a si el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama se proporcionan o no independientemente para cada subtrama, y en cuanto a si el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama son o no independientes uno de otro en cada subtrama.

30 Como se muestra en la Fig. 107 y se describe en la Realización F2, proporcionar el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama permite a los símbolos OFDM tener SP en todas las posiciones de subportadora en las que son posibles SP, es decir, en todas las posiciones de subportadora en las que es aplicable el proceso de interpolación en la dirección del tiempo. De esta manera, se mejora la precisión de interpolación de la parte principal y la parte de arrastre de la subtrama.

35

El símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama también se pueden proporcionar cuando, como se ilustra en la Fig. 78 y se describe en la Realización E1, se proporciona el PLP de señalización (7801) y se transmite la información de control necesitada por el estándar que no es el estándar DVB-T2 (en todo o en parte, es decir, transmitida como los datos de señalización posterior de L1 y el PLP de señalización).

40

El símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama también se pueden proporcionar cuando, como se ilustra en la Fig. 83 y se describe en la Realización E1, los primeros datos de señalización (8301) y los segundos datos de señalización (8302) se usan en la configuración de trama.

45 La configuración de trama de transmisión que usa el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama descritos anteriormente permite mejoras a la estimación de canal por el receptor.

El dispositivo de transmisión que genera la configuración de trama de transmisión que usa el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama descritos anteriormente es como se describe en las Fig. 76 y 85. No  
50 obstante, además de los puntos descritos en las Realizaciones E1 y G1, el configurador de trama 7610 también genera la configuración de trama de transmisión usando el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama descritos anteriormente.

Aquí, el rasgo característico es que cuando se selecciona el método de transmisión para realizar el cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), el procesador de señal 7612 realiza el cambio de fase sobre las señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas) como se indica en las Fig. 6, 25 hasta 29, y  
55 69. Las señales así procesadas se sacan como la señal modulada procesada 1 (7613\_1) y la señal modulada procesada 2 (7613\_2). No obstante, este método de transmisión no necesita necesariamente ser seleccionado.

60 El dispositivo de recepción que corresponde al método de transmisión y el dispositivo de transmisión que genera la configuración de trama de transmisión usando el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama descritos anteriormente es como se describe en las Fig. 86 hasta 88. No obstante, además de los puntos descritos en las Realizaciones E2 y G1, la configuración de trama de transmisión que usa el símbolo de inicio de subtrama y el

símbolo de cierre de subtrama permite a los estimadores de fluctuación de canal (705\_1, 705\_2, 707\_1, 707\_2) estimar con más precisión las fluctuaciones de canal para la parte principal y la parte de arrastre de la subtrama, a pesar de los métodos de transmisión que usan diferente potencia de transmisión que se combinan en la trama para la misma transmisión de múltiples antenas y transmisión de antena única.

5 Aunque la presente Realización se describe como basada en el estándar DVB-T2, no se pretende ninguna limitación. La Realización también es aplicable para soportar un método de transmisión en el que cada antena tiene una potencia de transmisión diferente, dentro de transmisión de múltiples antenas o transmisión de antena única de otro modo idénticas.

10 También, aunque la Fig. 112 ilustra un ejemplo de una configuración de trama de transmisión, no se pretende ninguna limitación.

[Realización G3]

15 La Realización F3 describía una situación en la que se aplica una configuración de subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión (tomando en consideración la polarización). La presente Realización describe una situación en la que la potencia de transmisión de la antena de transmisión se tiene en consideración (junto con la polarización), además de la configuración de la misma.

20 Como se indica en la parte inferior derecha de la Fig. 113, surgen situaciones en las que una transmisión V/V-MISO de otro modo idéntica puede implicar antenas cada una que tiene diferente potencia de transmisión. Una potencia de transmisión diferente conduce a diferentes características de canal. De esta manera, cuando se combinan símbolos OFDM idénticos, surge un problema en que el receptor es incapaz de realizar estimación de canal.

25 Con el fin de resolver este problema, la Fig. 113 ilustra una configuración de subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la polarización y la potencia de transmisión). Como se muestra en la Fig. 113, cada trama se dota con una subtrama V/H-MIMO, una subtrama V-SISO, una subtrama pot1 V/V-MISO y una subtrama pot2 V/V-MISO. Específicamente, los PLP entre los PLP V/V-MISO para los cuales se recoge la potencia de ambas antenas de transmisión 1 y 2 es P/2 (por ejemplo, el PLP#2) y se proporciona una subtrama pot1 V/V-MISO, de manera que es aplicable un patrón piloto SP pot1 V/V-MISO. De manera similar, los PLP entre los PLP V/V-MISO para los cuales se recoge la potencia de las antenas de transmisión 1 y 2 es 3P/4 y P/4, respectivamente (por ejemplo, el PLP#3 hasta el PLP#N) y se proporciona una subtrama pot2 V/V-MISO, de manera que es aplicable un patrón piloto SP pot2 V/V-MISO. Del mismo modo, se recogen los PLP (por ejemplo, el PLP

30 Común) para el V/H-MIMO y se proporciona una subtrama V/H-MIMO, de manera que es aplicable un patrón piloto SP V/H-MIMO. También, se recogen los PLP (por ejemplo, el PLP#1) para V-SISO y se proporciona una subtrama V-SISO, de manera que es aplicable un patrón piloto SP V-SISO. No obstante, estos ejemplos se dan para los casos en los que solamente está disponible un PLP para V/H-MIMO y V-SISO. Se necesitan subtramas adicionales y que difieren cuando están disponibles PLP para múltiples potencias de transmisión diferentes.

40 Como se indica en la Fig. 78 y se describe en la Realización E1, cuando se proporciona el PLP de señalización (7801) y se transmite información de control necesitada por el estándar que no es el estándar DVB-T2 (en todo o en parte, es decir, transmitida como los datos de Señalización Posterior de L1 y el PLP de Señalización), entonces la configuración de subtrama es proporcionable según la configuración de la antena de transmisión (teniendo en

45 consideración la polarización y la potencia de transmisión).

También, como se indica por la Fig. 83 y se describe en la Realización E1, cuando la configuración de trama usa tanto los primeros datos de señalización (8301) como los segundos datos de señalización (8302), lo mismo aplica de manera que la configuración de subtrama es proporcionable en base a la configuración de la antena de transmisión

50 (teniendo en consideración la polarización y la potencia de transmisión).

La configuración de subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la potencia de transmisión y la polarización) descrita anteriormente permite al receptor realizar estimación de canal.

55 Un dispositivo de transmisión configurado para generar la subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión como se describió anteriormente (teniendo en consideración la potencia de transmisión y la polarización) se ilustra en las Fig. 76 y 85. No obstante, además de los puntos descritos en la Realización E1, el configurador de trama 7610 también genera la subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión como se describió anteriormente (teniendo en consideración la potencia de transmisión y la polarización).

60 Aquí, el rasgo característico es que cuando se selecciona el método de transmisión para realizar el cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), el procesador de señal 7612 realiza el cambio de fase sobre las señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas) como se indica en las Fig. 6, 25 hasta 29, y



69. Las señales así procesadas se sacan como la señal modulada procesada 1 (7613\_1) y la señal modulada procesada 2 (7613\_2). No obstante, este método de transmisión no necesita necesariamente ser seleccionado.

Un dispositivo de recepción que corresponde al método de transmisión y un dispositivo de transmisión configurado para generar la subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión que se describió anteriormente (teniendo en consideración la potencia de transmisión y la polarización) se ilustra en las Fig. 86 hasta 88. No obstante, además de los puntos descritos en la Realización E2, la configuración de subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la potencia de transmisión y la polarización) permite a los estimadores de fluctuación de canal (705\_1, 705\_2, 707\_1, 707\_2) estimar adecuadamente las fluctuaciones de canal, a pesar de los métodos de transmisión que usan potencia de transmisión diferente que se combinan en la trama para la misma transmisión de múltiples antenas o transmisión de antena única usando polarización idéntica.

Aunque la presente Realización se describe como basada en el estándar DVB-T2, no se pretende ninguna limitación. La Realización es aplicable también para soportar un método de transmisión en el que cada antena tiene una potencia de transmisión diferente, dentro de una transmisión de múltiples antenas y transmisión de antena única de otro modo idénticas usando idéntica polarización.

También, aunque la Fig. 113 ilustra un ejemplo específico de una configuración de subtrama, no se pretende ninguna limitación.

También, aunque se describen una polarización V y una polarización H como las polarizaciones de contraste, no se pretende ninguna limitación a las mismas.

[Realización G4]

La Realización G3 describía una situación en la que se aplica una configuración de subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la potencia de transmisión y la polarización). A diferencia de la Realización G3, la presente Realización describe una configuración de trama de transmisión que permite al receptor mejorar la estimación de canal.

La Fig. 114 ilustra una configuración de trama de transmisión que se relaciona con la presente Realización. Específicamente, y a diferencia de la configuración de subtrama en base a la configuración de la antena de transmisión (teniendo en consideración la potencia de transmisión y la polarización) ilustrada en la Fig. 113 de la Realización G3, la presente Realización describe una configuración de trama de transmisión en la cual, para cada subtrama, se aplica un símbolo de inicio de subtrama como el símbolo OFDM principal y se aplica un símbolo de cierre de subtrama como símbolo OFDM de arrastre. No obstante, es posible una selección en cuanto a si el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama se proporcionan o no independientemente para cada subtrama, y en cuanto a si el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama son o no independientes uno de otro en cada subtrama.

Como se muestra en la Fig. 107 y se describe en la Realización F2, proporcionar el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama permite a los símbolos OFDM tener SP en todas las posiciones de subportadora en las que son posibles SP, es decir, en todas las posiciones de subportadora en las que es aplicable un proceso de interpolación en la dirección de tiempo. De esta manera, se mejora la precisión de interpolación de la parte principal y la parte de arrastre de la subtrama.

El símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama también se pueden proporcionar cuando, como se ilustra en la Fig. 78 y se describe en la Realización E1, se proporciona el PLP de señalización (7801) y se transmite información de control necesitada por el estándar que no es el estándar DVB-T2 (en todo o en parte, es decir, transmitida como los datos de señalización posterior de L1 y el PLP de Señalización).

El símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama también se pueden proporcionar cuando, como se ilustra en la Fig. 83 y se describe en la Realización E1, los primeros datos de señalización (8301) y los segundos datos de señalización (8302) se usan en la configuración de trama.

La configuración de trama de transmisión que usa el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama descritos anteriormente permite mejoras a la estimación de canal por el receptor.

El dispositivo de transmisión que genera la configuración de trama de transmisión usando el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama descritos anteriormente es como se describe en las Fig. 76 y 85. No obstante, además de los puntos descritos en las Realizaciones E1 y G3, el configurador de trama 7610 también genera la configuración de trama de transmisión usando el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama descritos anteriormente.

Aquí, el rasgo característico es que cuando se selecciona el método de transmisión para realizar el cambio de fase sobre señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas), el procesador de señal 7612 realiza el cambio de fase sobre las señales precodificadas (o precodificadas y conmutadas) como se indica en las Fig. 6, 25 hasta 29, y 5 69. Las señales así procesadas se sacan como la señal modulada procesada 1 (7613\_1) y la señal modulada procesada 2 (7613\_2). No obstante, este método de transmisión no necesita ser seleccionado necesariamente.

El dispositivo de recepción que corresponde al método de transmisión y el dispositivo de transmisión que genera la configuración de trama de transmisión usando el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama 10 descritos anteriormente es como se describe en las Fig. 86 hasta 88. No obstante, además de los puntos descritos en las Realizaciones E2 y G3, la configuración de trama de transmisión que usa el símbolo de inicio de subtrama y el símbolo de cierre de subtrama permite a los estimadores de fluctuación de canal (705\_1, 705\_2, 707\_1, 707\_2) estimar con más precisión las fluctuaciones de canal para la parte principal y la parte de arrastre de la subtrama, a pesar de los métodos de transmisión que usan potencia de transmisión diferente que se combinan en la trama para la misma 15 transmisión de múltiples antenas o transmisión de antena única usando idéntica polarización.

Aunque la presente Realización se describe como basada en el estándar DVB-T2, no se pretende ninguna limitación. La Realización también es aplicable para soportar un método de transmisión en el que cada antena tiene una potencia de transmisión diferente, dentro de transmisión de múltiples antenas o transmisión de antena única de otro modo 20 idénticas usando idéntica polarización.

También, aunque la Fig. 114 ilustra un ejemplo de una configuración de trama de transmisión, no se pretende ninguna limitación.

25 También, aunque se describen una polarización V y una polarización H como las polarizaciones de contraste, no se pretende ninguna limitación a las mismas.

Las Realizaciones G1 hasta G4, descritas anteriormente, tratan configuraciones de subtramas que corresponden a una trama. El contenido de las Realizaciones G1 hasta G4 se puede aplicar de manera similar a configuraciones de 30 tramas que corresponden a una supertrama, a configuraciones de tramas cortas que corresponden a una trama larga, y similares.

Aunque la aplicación de las Realizaciones G1 hasta G4 a una supertrama es seguramente obvia para los expertos en la técnica, se proporciona aquí un ejemplo específico. Esto es, las tramas T2 y las tramas de extensión futuras 35 (de aquí en adelante, FEF) que componen las supertramas del estándar DVB-T2 se consideran que son las subtramas descritas en cada una de las Realizaciones G1 hasta G4, y los datos transmitidos en una de las tramas T2 o una de las FEF se fija como que es una de SISO y MISO y/o MIMO. Entonces, los datos de transmisión transmitidos en cada trama son uno de: recogidos como datos SISO en una trama generada para potencia de transmisión uniforme cuando se transmiten por la antena; y recogidos como datos MISO y/o MIMO en una trama 40 generada para potencia de transmisión uniforme cuando se transmiten por la antena.

Aunque las Realizaciones G1 hasta G4 describen el símbolo de inicio y el símbolo de cierre como que se insertan con el fin de clarificar la distinción entre subtramas, a un nivel trama a trama, un símbolo P1, que es fácil de 45 identificar por el receptor en la cabecera de la trama, se inserta en la cabecera de la trama, y es seguido por un símbolo P2 que tiene densidad SP más alta que otros símbolos OFDM. Por tanto, el símbolo de inicio es por supuesto innecesario cuando es obvio en el campo al cual aplica la presente descripción. No obstante, el símbolo que es innecesario significa solamente que la distinción entre tramas es suficientemente clara para hacer el símbolo innecesario. No se hace ningún daño al insertar el símbolo como una forma de clarificar aún más y estabilizar la transmisión. En tales circunstancias, el símbolo de inicio se inserta en la cabecera de la trama (antes del símbolo 50 P1).

#### **[Aplicabilidad industrial]**

La presente invención es aplicable a sistemas inalámbricos que transmiten diferentes señales moduladas desde una pluralidad de antenas, tales como un sistema OFDM-MIMO. También, la presente invención también es aplicable en 55 un sistema cableado que tiene múltiples conexiones (por ejemplo, un sistema de comunicación de línea eléctrica, un sistema de fibra óptica, un sistema de línea de abonado digital, etc.) cuando se usa transmisión MIMO y se aplican las señales moduladas descritas en el presente documento. Las señales moduladas también se pueden transmitir desde una pluralidad de ubicaciones de transmisión.

60

#### **[Lista de signos de referencia]**

302A, 302B Codificadores

- 304A, 304B Intercaladores
- 306A, 306B Mapeadores
- 5 314 Generador de información de esquema de procesamiento de señal
- 308A, 308B Compositores de ponderación
- 10 310A, 310B Unidades inalámbricas
- 312A, 312B Antenas
- 317A, 317B Cambiadores de fase
- 15 402 Codificador
- 404 Distribuidor
- 20 504#1, 504#2 Antenas de transmisión
- 505#1, 505#2 Antenas de recepción
- 600 Unidad de ponderación
- 25 701\_X, 701\_Y Antenas
- 703\_X, 703\_Y Unidades inalámbricas
- 30 705\_1 Estimador de fluctuación de canal
- 705\_2 Estimador de fluctuación de canal
- 707\_1 Estimador de fluctuación de canal
- 35 707\_2 Estimador de fluctuación de canal
- 709 Decodificador de información de control
- 40 711 Procesador de señal
- 803 Detector MIMO interior
- 805A, 805B Calculadores de verosimilitud logarítmica
- 45 807A, 807B Desintercaladores
- 809A, 809B Calculador de relación de verosimilitud logarítmica
- 50 811A, 811B Decodificadores de entrada suave/salida suave
- 813A, 813B Intercaladores
- 815 Memoria
- 55 819 Generador de coeficientes
- 901 Decodificador de entrada suave/salida suave
- 60 903 Distribuidor
- 1201A, 1201B Procesadores relacionados con OFDM

1302A, 1302A Convertidores serie a paralelo

1304A, 1304B Reordenadores

5 1306A, 1306B Unidades de Transformada Rápida de Fourier Inversa

1308A, 1308B Unidades inalámbricas

**REIVINDICACIONES**

1. Un dispositivo de transmisión para Entrada Única, Salida Única, SISO, Múltiples Entradas, Salida Única, MISO, y Múltiples Entradas, Múltiples Salidas, MIMO, comprendiendo el dispositivo de transmisión:

5 un configurador de trama que configura al menos una trama SISO recogiendo exclusivamente datos de PLP para SISO a partir de datos de destino para su transmisión, los datos de destino que incluyen una pluralidad de piezas de datos de PLP a ser transmitidas a través de conductos de capa física, PLP, y configurar al menos una trama MISO/MIMO recogiendo cualquiera de los dos o ambos de datos de PLP para MISO y datos de PLP para MIMO a partir de los datos de destino;

un insertador de símbolo piloto para insertar símbolos piloto en la al menos una trama SISO y símbolos piloto en la al menos una trama MISO/MIMO, usando pilotos comunes para los datos de PLP para MISO y los datos de PLP para MIMO; y

15 un transmisor para conmutar entre un primer procesamiento de transmisión para transmitir la al menos una trama SISO usando los PLP y un segundo procesamiento de transmisión para transmitir la al menos una trama MISO/MIMO usando los PLP conmutando una matriz de precodificación en el tiempo, y ejecutando la transmisión a través del primer procesamiento de transmisión y el segundo procesamiento de transmisión.

20 2. Un dispositivo de recepción para Entrada Única, Salida Única, SISO, Múltiples Entradas, Salida Única, MISO, y Múltiples Entradas, Múltiples Salidas, MIMO, comprendiendo el dispositivo de recepción:

un receptor que recibe al menos una trama SISO y al menos una trama MISO/MIMO que se han configurado por un dispositivo de transmisión, la al menos una trama SISO que se configura recogiendo exclusivamente datos de PLP para SISO a partir de los datos de destino para su transmisión y transmitidos a través de ejecución de un primer procesamiento de transmisión usando conductos de capa física, PLP, y la al menos una trama MISO/MIMO que se configura recogiendo cualquiera de los dos o ambos de datos de PLP para MISO y datos de PLP para MIMO a partir de los datos de destino y transmitidos a través de ejecución de un segundo procesamiento de transmisión usando los PLP, conmutando entre el primer procesamiento de transmisión y el segundo procesamiento de transmisión, lo que es posible conmutando una matriz de precodificación en el tiempo; y

un demodulador que demodula cada trama recibida por el receptor para obtener los datos de PLP para SISO o cualquiera de los dos o ambos de los datos de PLP para MISO y los datos de PLP para MIMO incluidos en la trama, en la que cada trama SISO incluye símbolos piloto, y cada trama MISO/MIMO incluye símbolos piloto, pilotos comunes que se usan para los datos de PLP para MISO y los datos de PLP para MIMO.

3. Un método de transmisión para uso por un dispositivo de transmisión para Entrada Única, Salida Única, SISO, Múltiples Entradas, Salida Única, MISO, y Múltiples Entradas, Múltiples Salidas, MIMO, comprendiendo el método de transmisión:

un paso de configuración de trama de configuración de al menos una trama SISO recogiendo exclusivamente datos de PLP para SISO a partir de datos de destino para su transmisión, los datos de destino que incluyen una pluralidad de piezas de datos de PLP a ser transmitidas a través de conductos de capa física ,PLP, y de configuración de al menos una trama MISO/MIMO recogiendo cualquiera de los dos o ambos de datos de PLP para MISO y datos de PLP para MIMO a partir de los datos de destino;

un paso de inserción de símbolo piloto de inserción de símbolos piloto en la al menos una trama SISO y símbolos piloto en la al menos una trama MISO/MIMO, usando pilotos comunes para los datos de PLP para MISO y los datos de PLP para MIMO; y

un paso de transmisión de conmutación entre un primer procesamiento de transmisión para transmitir la al menos una trama SISO y la al menos una trama MISO/MIMO usando los PLP conmutando una matriz de precodificación en el tiempo, y ejecutando la transmisión a través del primer procesamiento de transmisión y el segundo procesamiento de transmisión.

4. Un método de recepción para uso por un dispositivo de recepción para Entrada Única, Salida Única, SISO, Múltiples Entradas, Salida Única, MISO, y Múltiples Entradas, Múltiples Salidas, MIMO, comprendiendo el método de recepción:

un paso de recepción de recepción de al menos una trama SISO y al menos una trama MISO/MIMO que se han configurado por un dispositivo de transmisión, la al menos una trama SISO que se configura recogiendo exclusivamente datos de PLP para SISO a partir de datos de destino para su transmisión y transmitidos a través de ejecución de un

primer procesamiento de transmisión usando conductos de capa física, PLP, los datos de destino que incluyen una pluralidad de piezas de PLP a ser transmitidas a través de los PLP, y la al menos una trama MISO/MIMO que se configura recogiendo cualquiera de los dos o ambos de datos de PLP para MISO y datos de PLP para MIMO a partir de los datos de destino y transmitidos a través de ejecución de un segundo procesamiento de transmisión  
5 usando los PLP, conmutando entre el primer procesamiento de transmisión y el segundo procesamiento de transmisión, lo que es posible conmutando una matriz de precodificación en el tiempo; y

un paso de demodulación de demodulación de cada trama recibida por el paso de recepción para obtener los datos de PLP para SISO o cualquiera de los dos o ambos de los datos de PLP para MISO y los datos de PLP para MIMO  
10 incluidos en la trama, en la que

cada trama SISO incluye símbolos piloto, y cada trama MISO/MIMO incluye símbolos piloto, pilotos comunes que se usan para los datos de PLP para MISO y los datos de PLP para MIMO.

FIG. 1

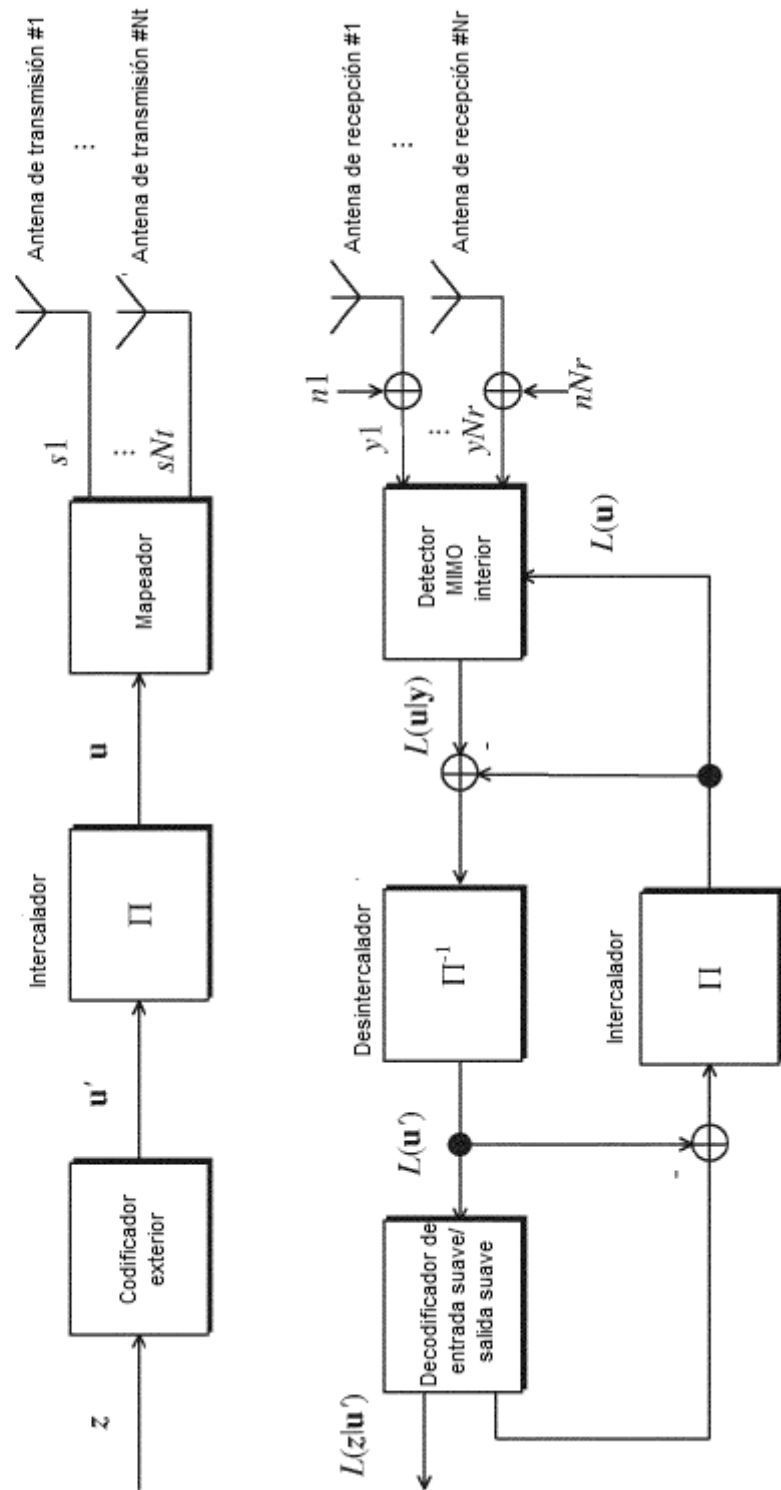


FIG. 2

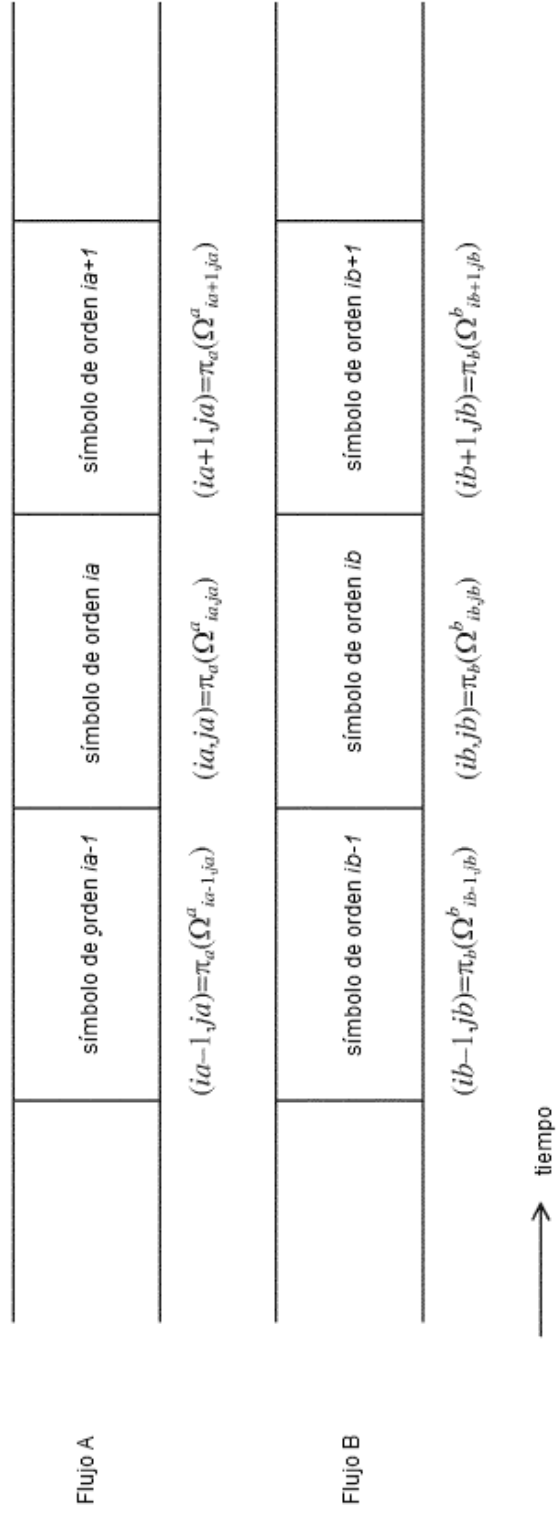




FIG. 3

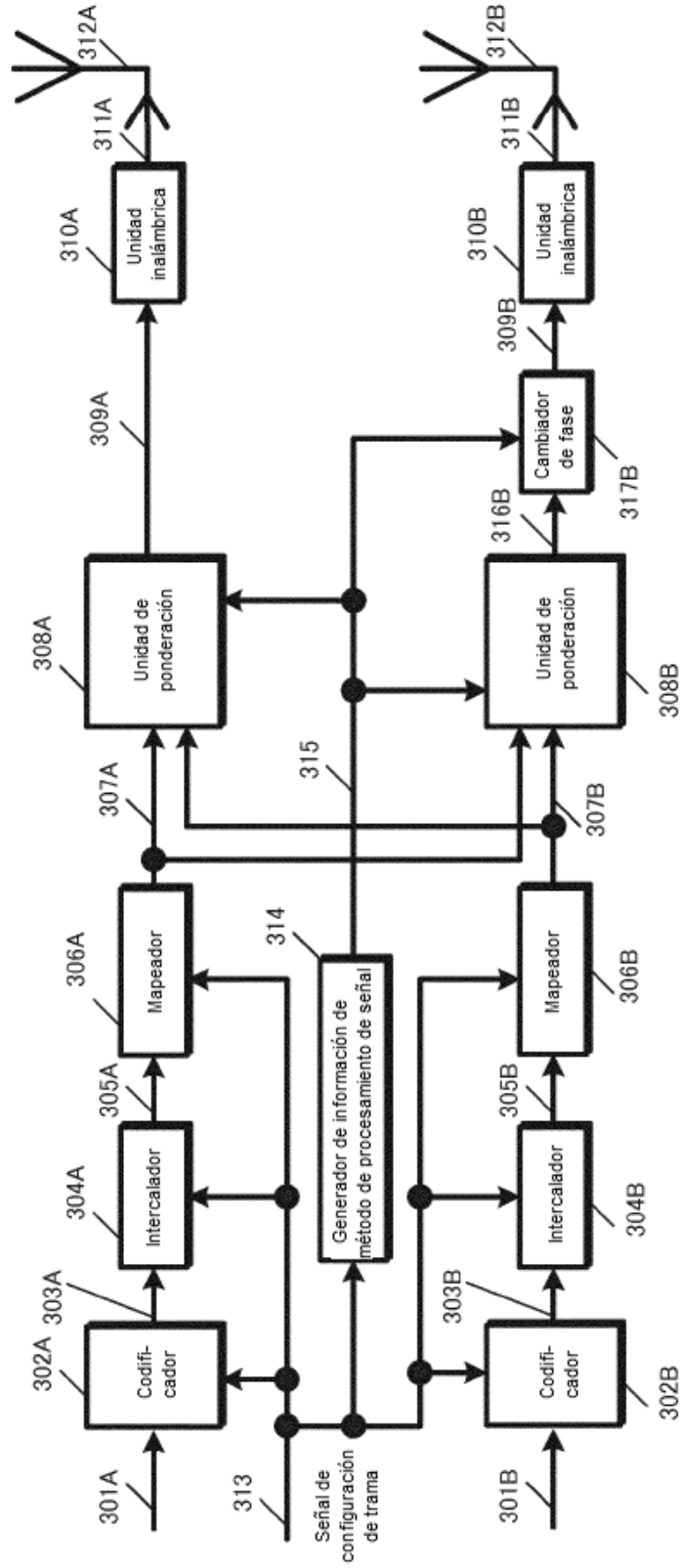


FIG. 4

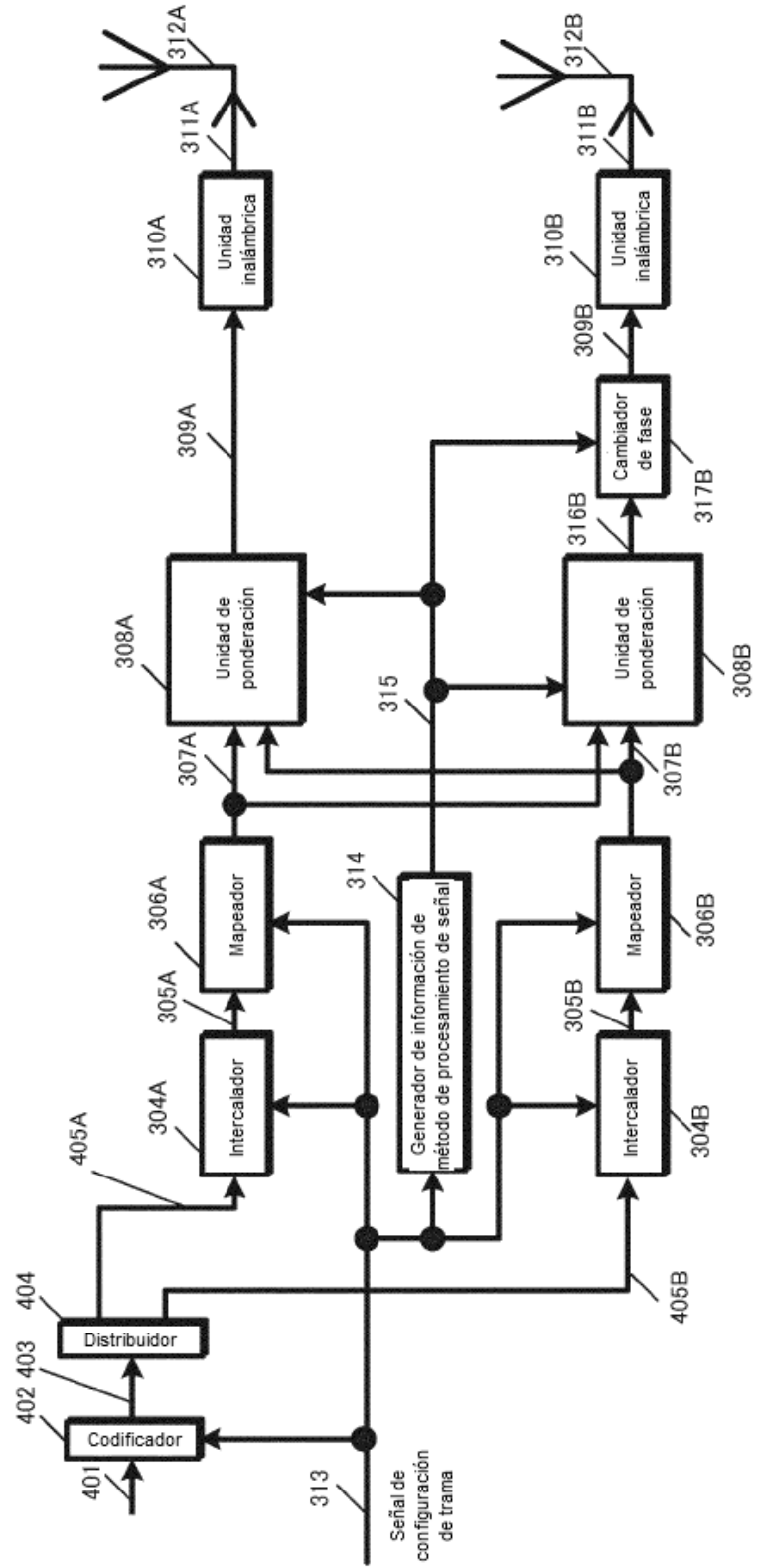


FIG. 5

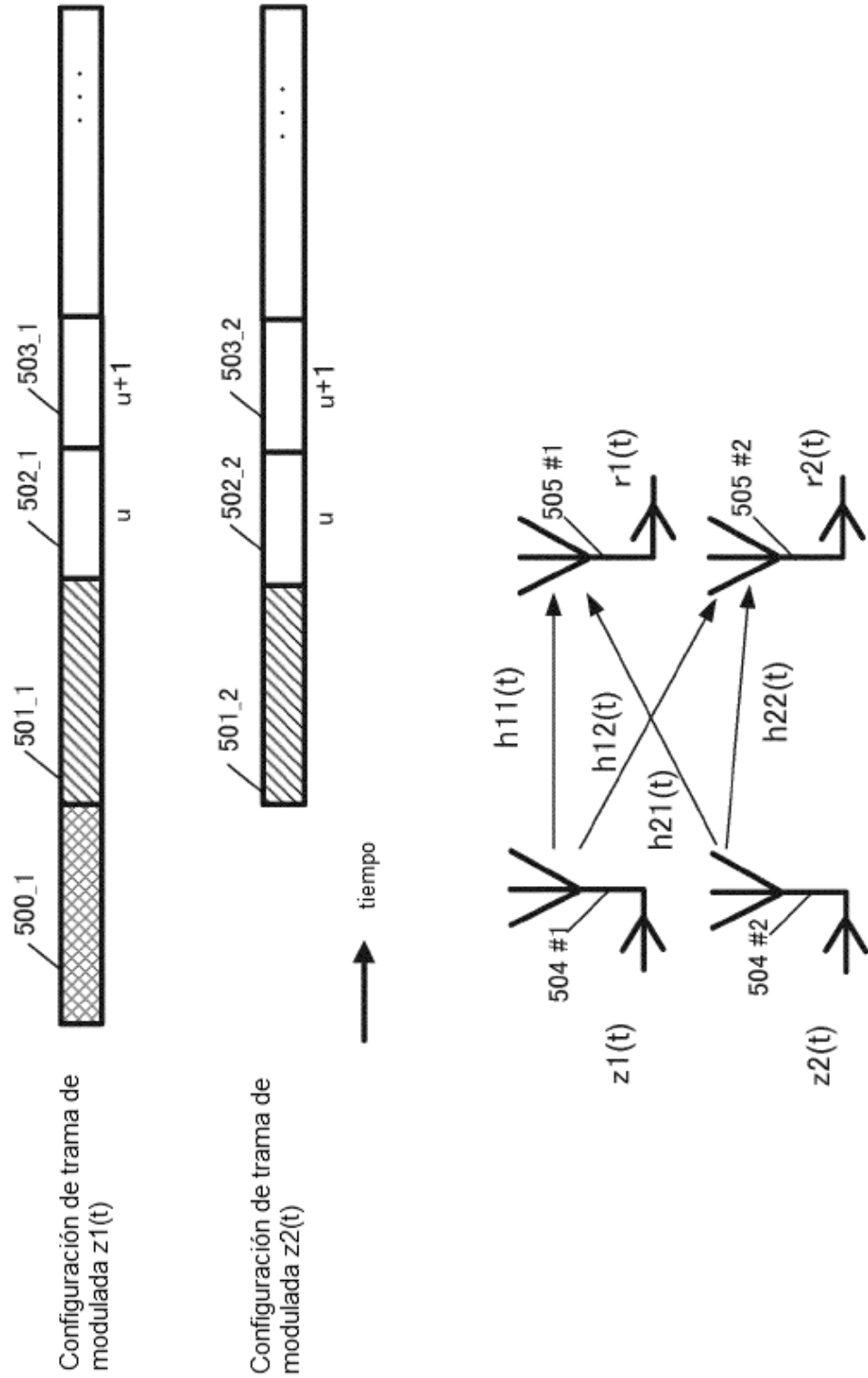


FIG. 6

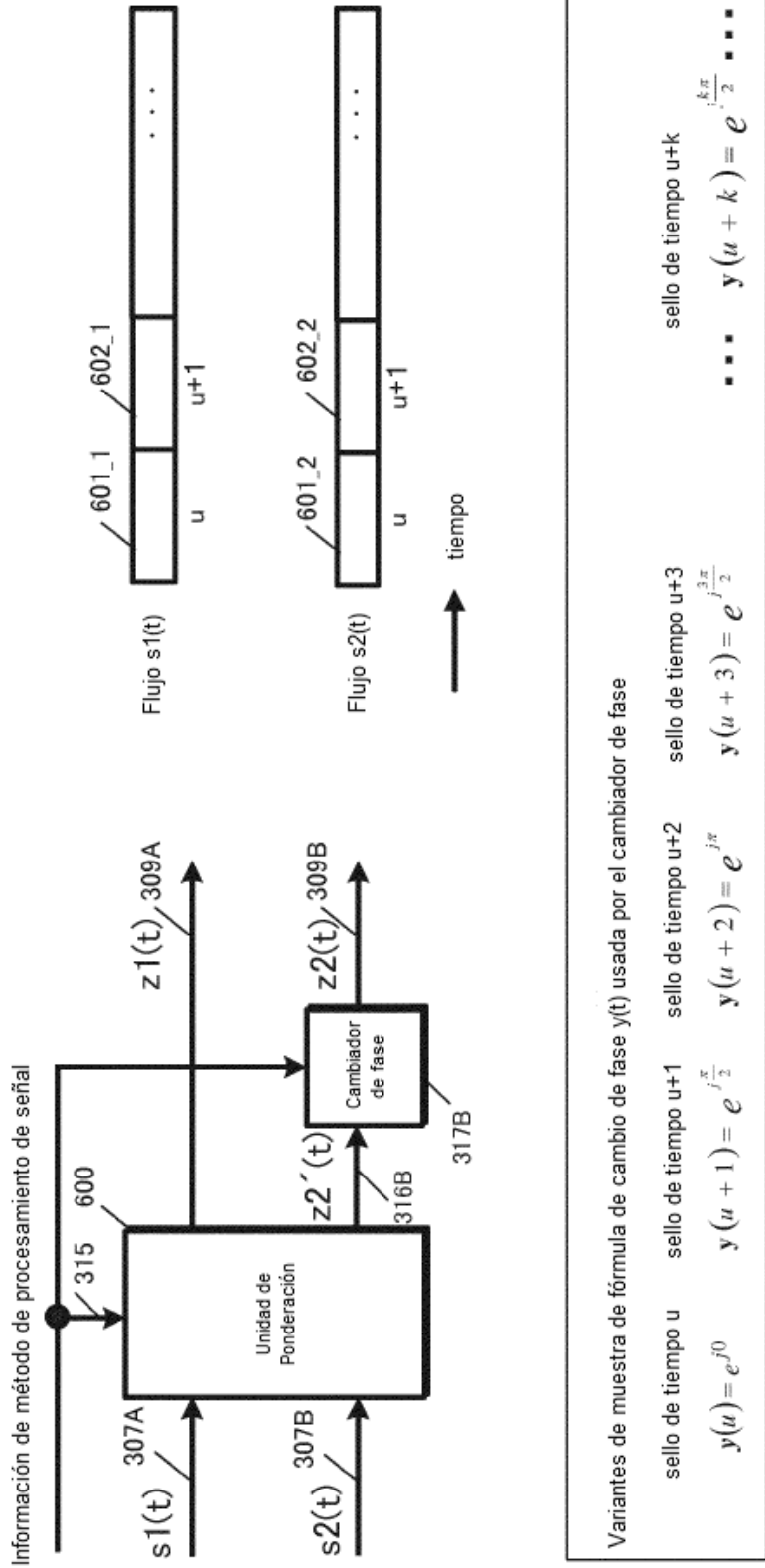
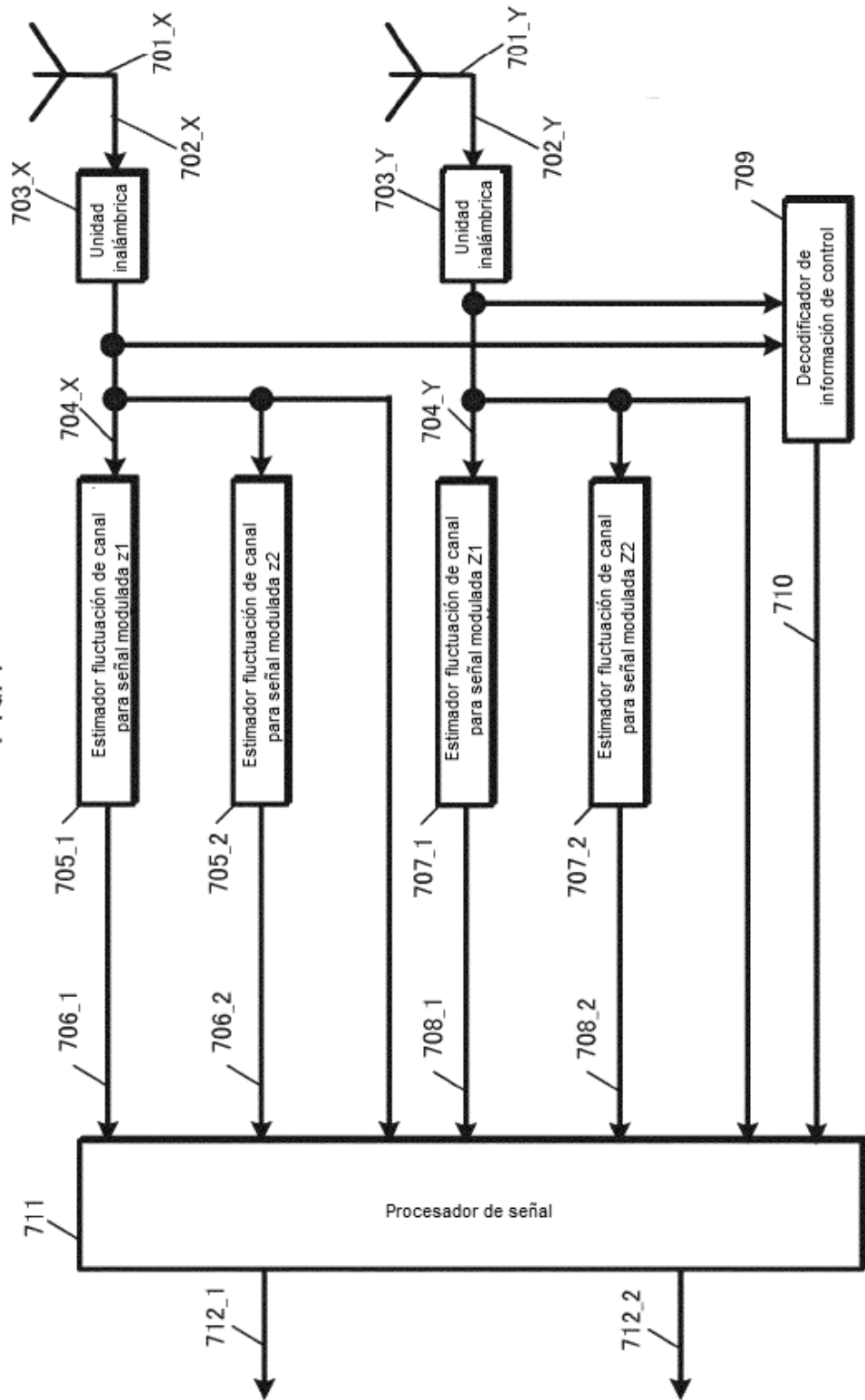
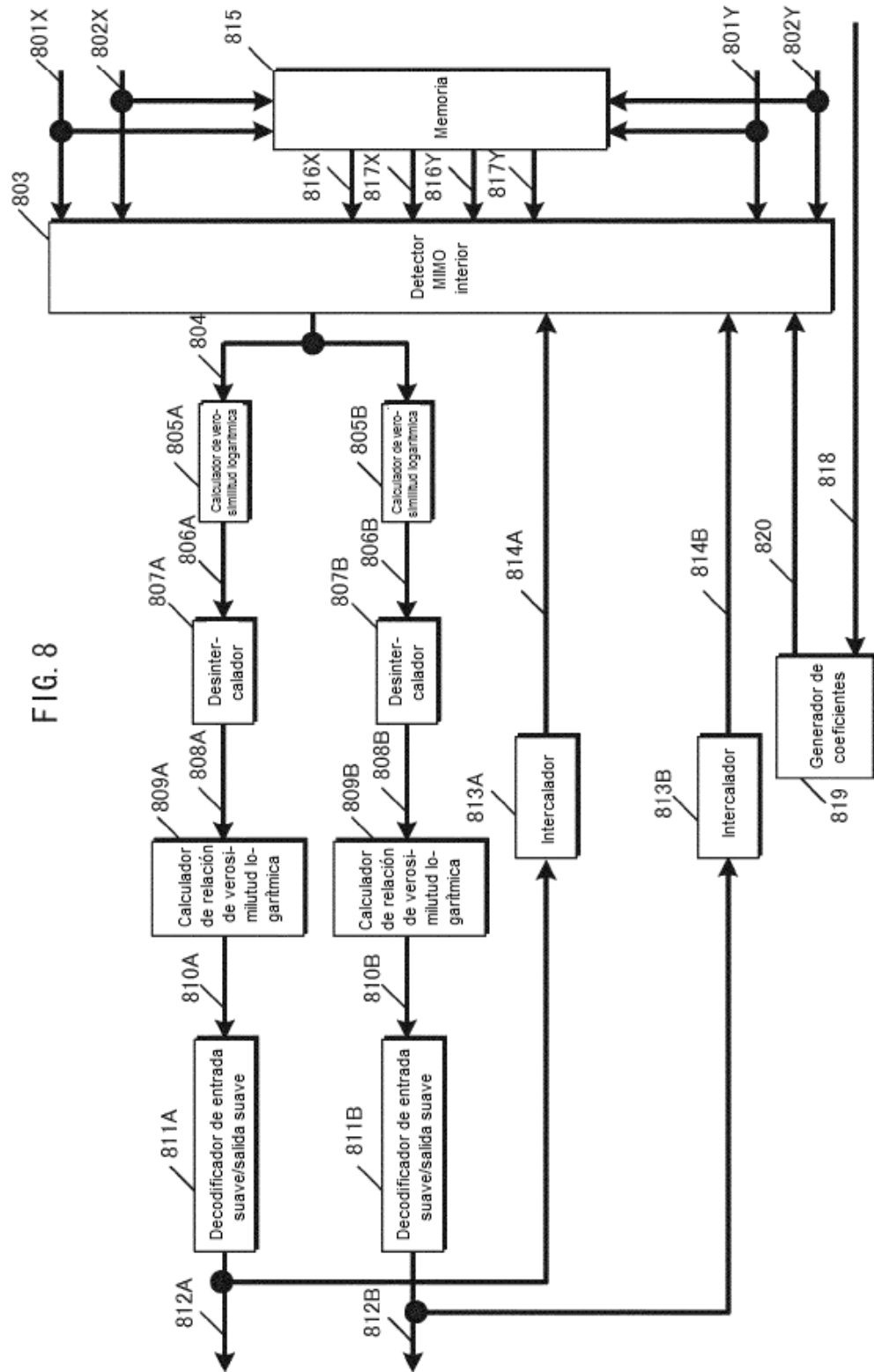


FIG. 7





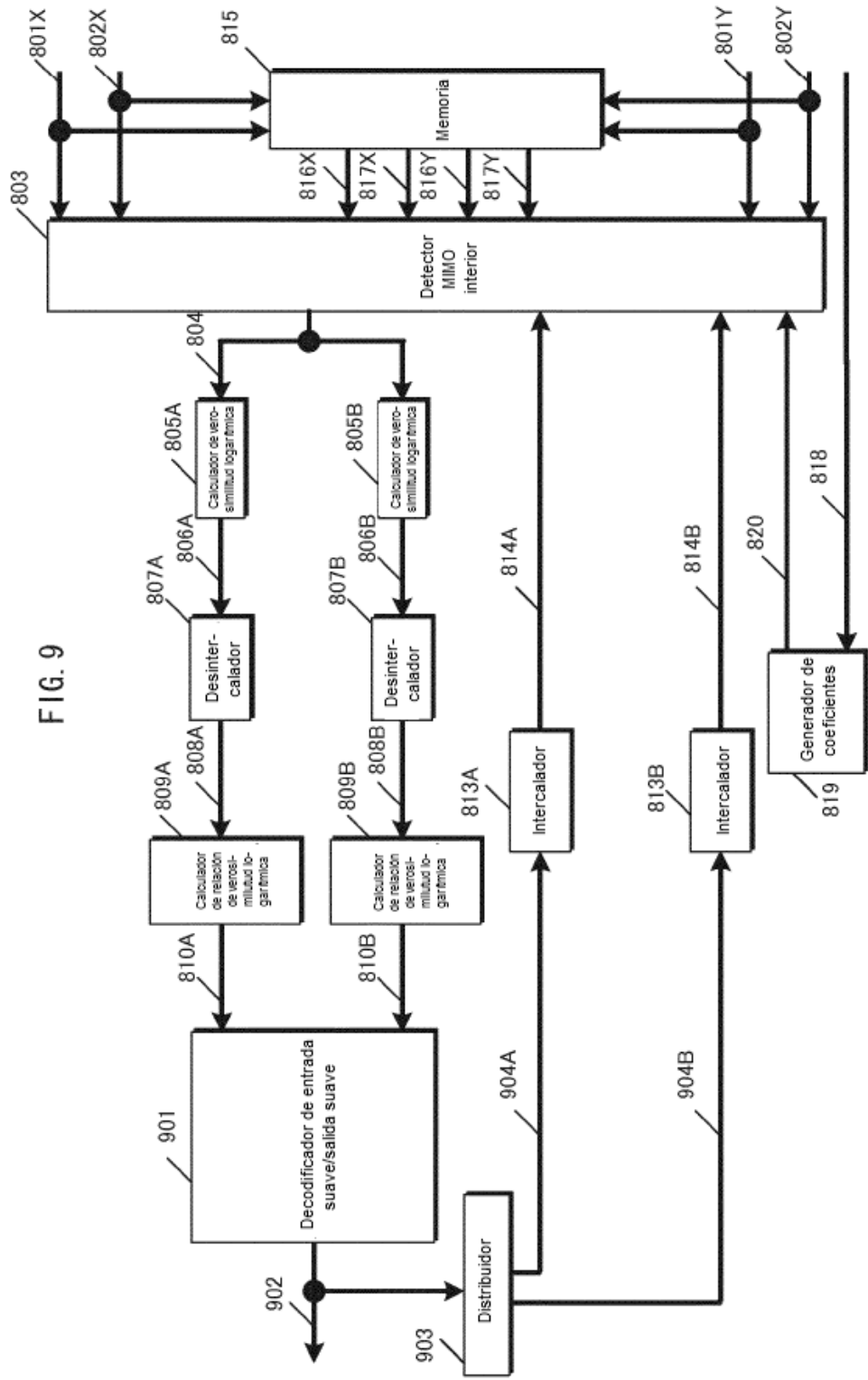
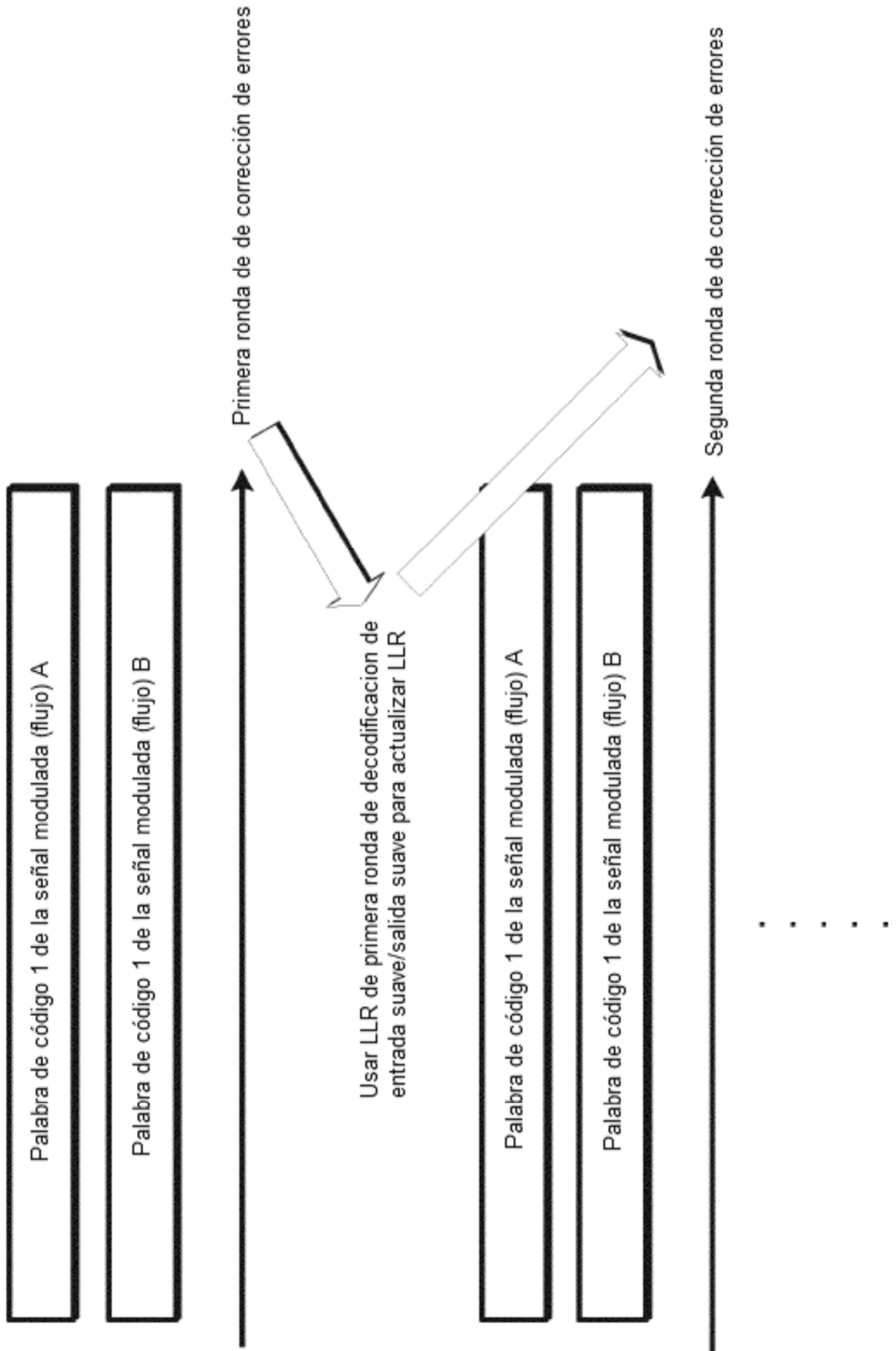


FIG. 9

FIG. 10





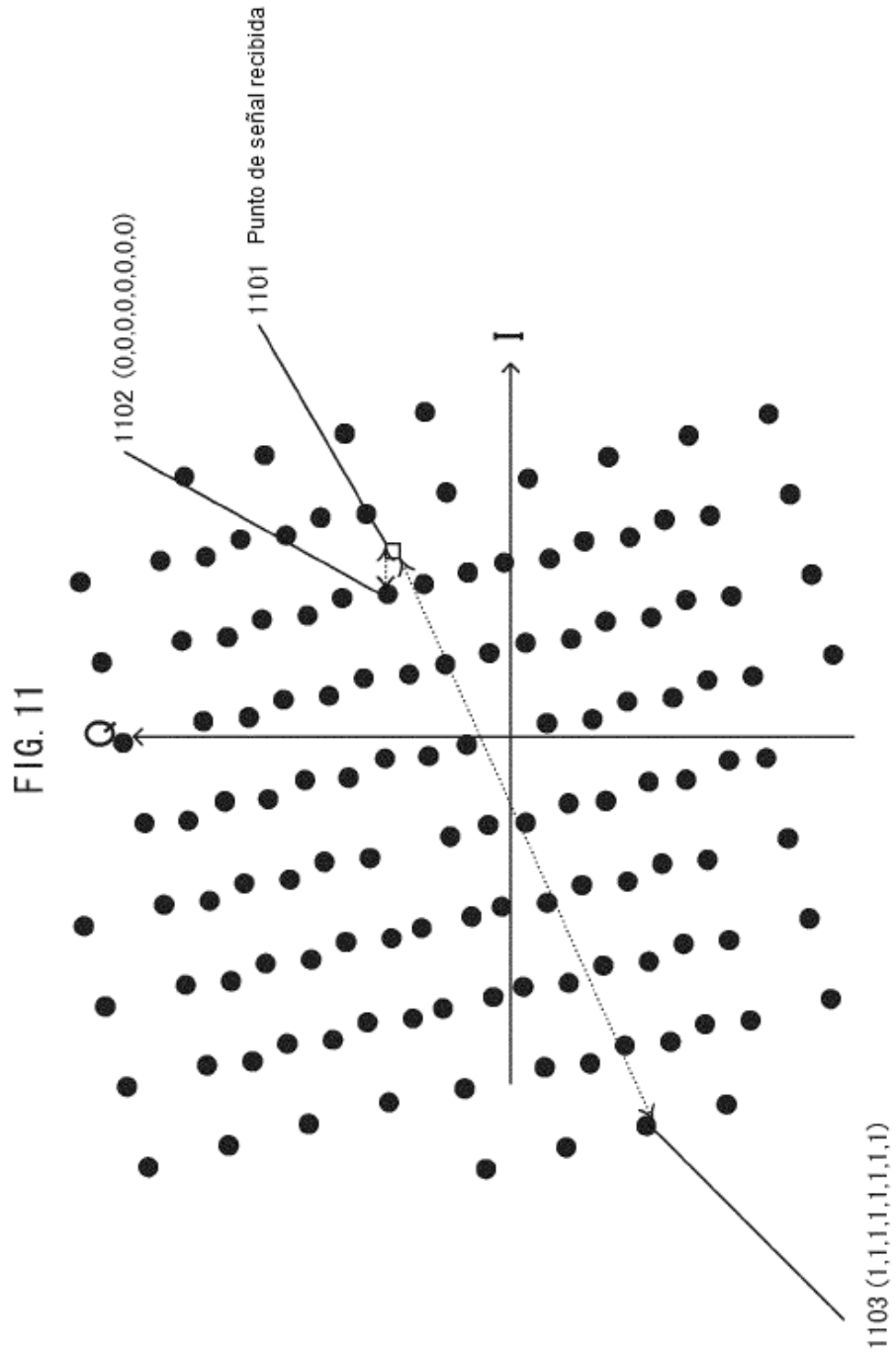


FIG. 12

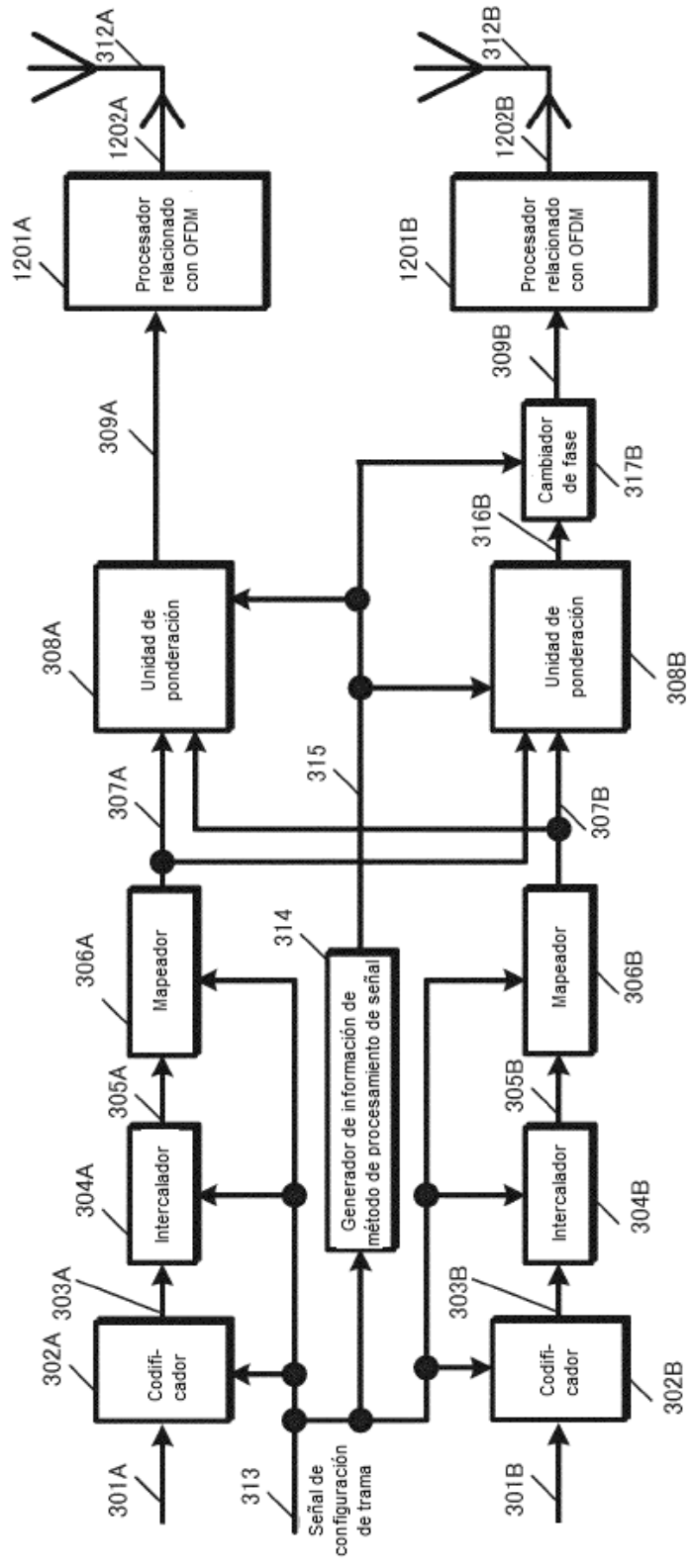


FIG. 13

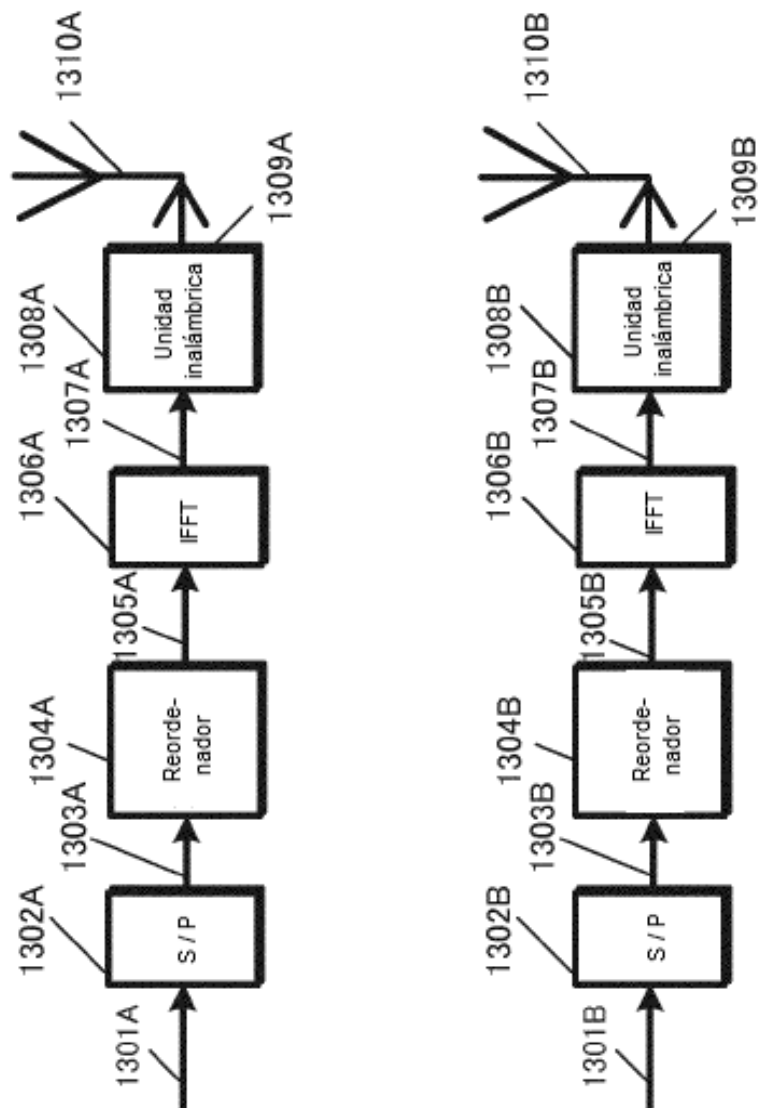


FIG. 14A

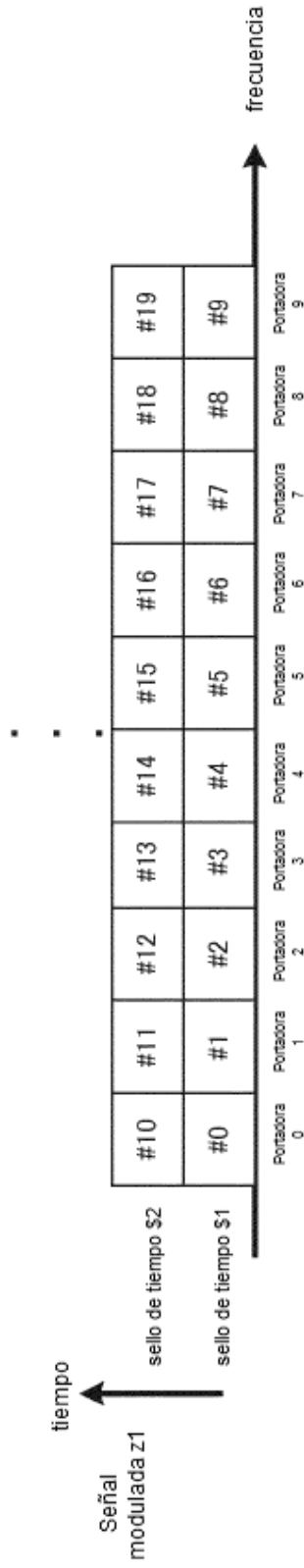


FIG. 14B

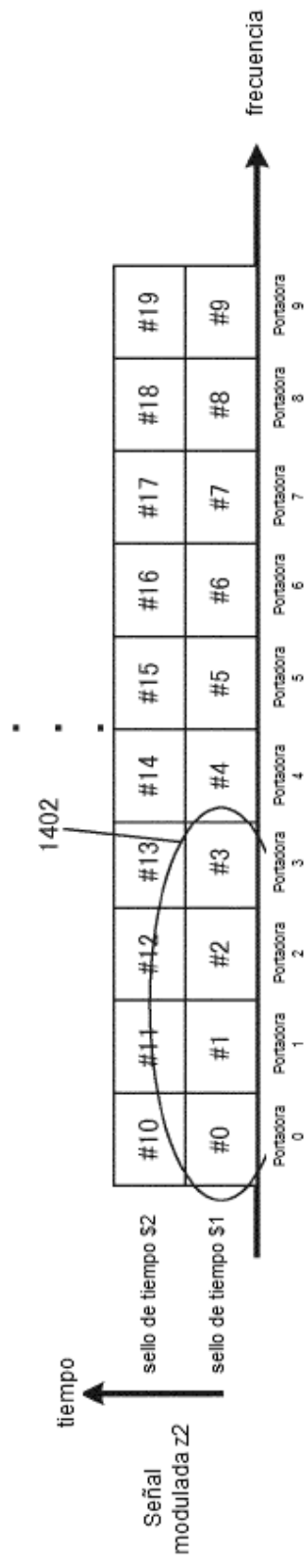


FIG. 15A

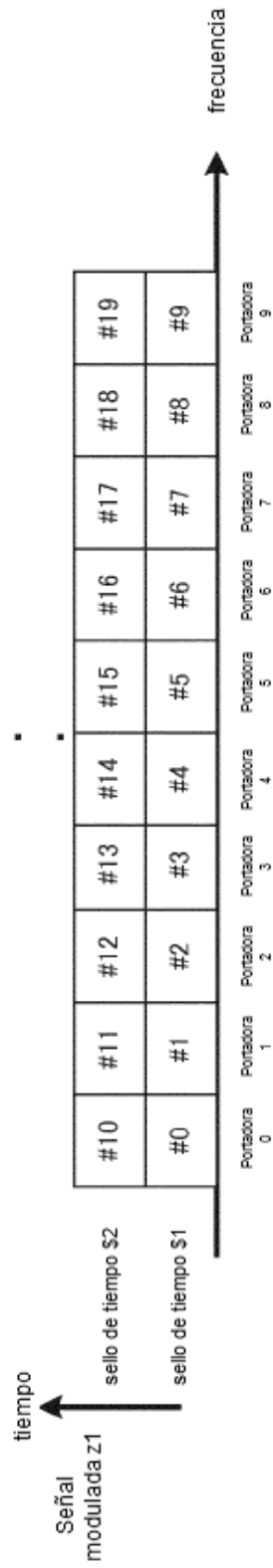


FIG. 15B

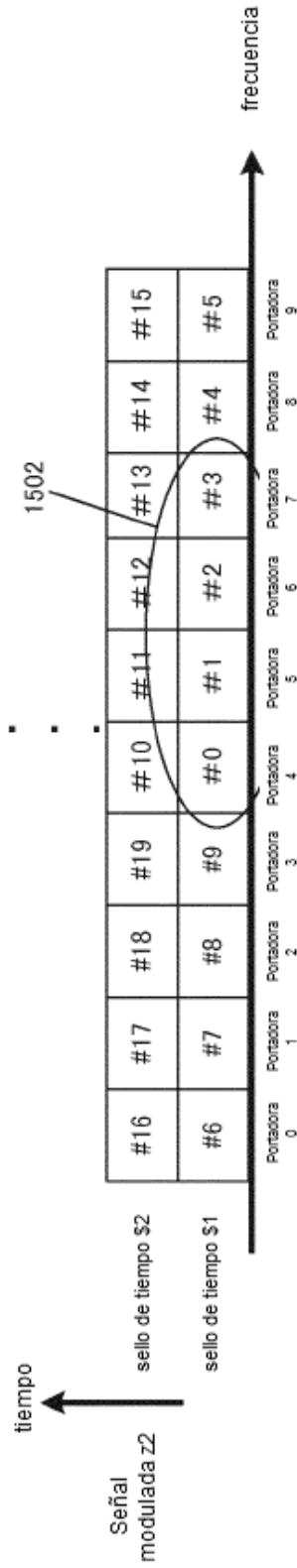


FIG. 16A

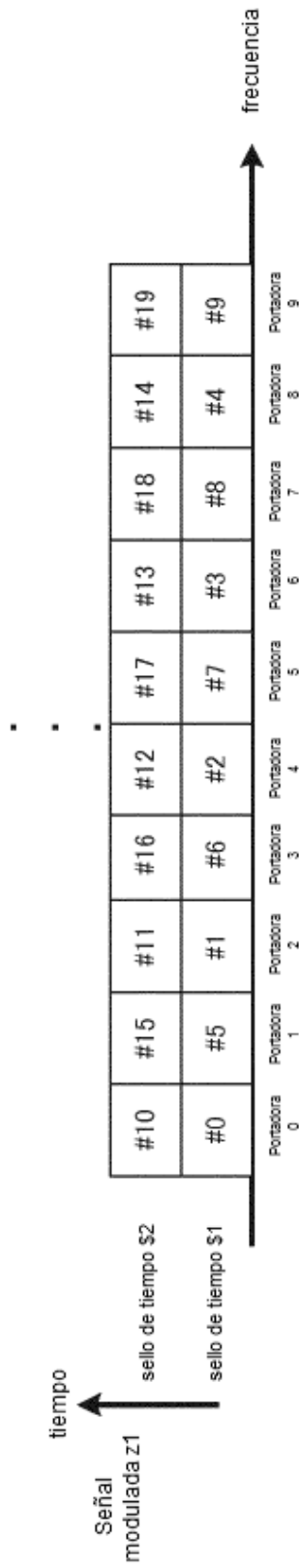


FIG. 16B

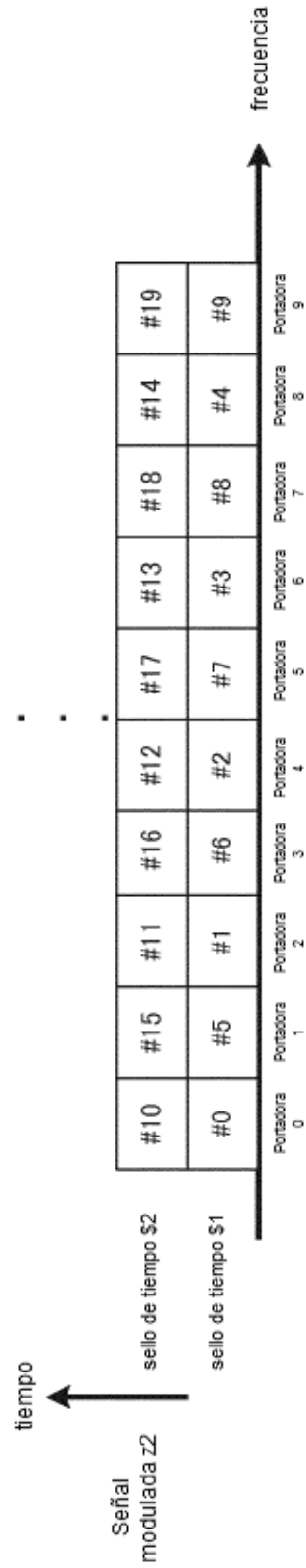


FIG. 17A

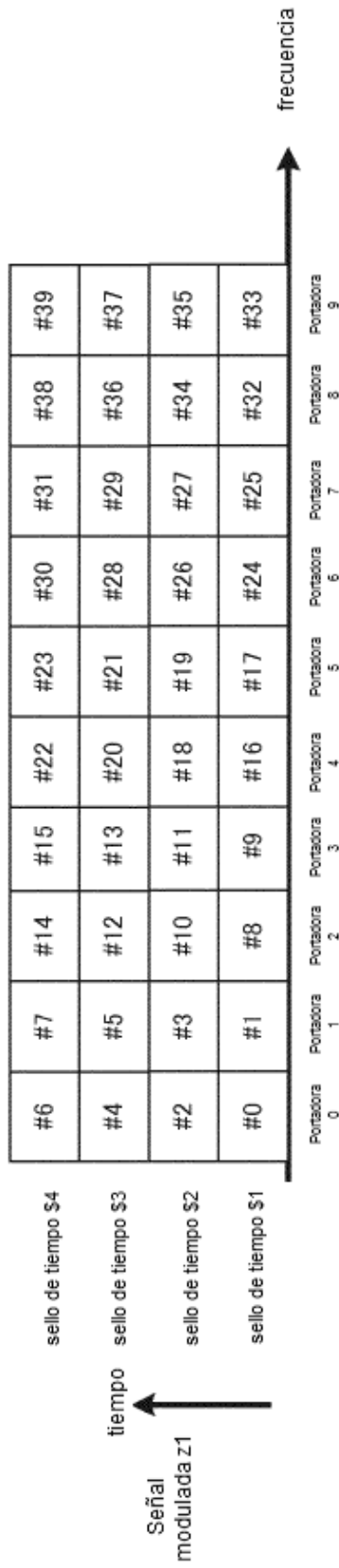


FIG. 17B

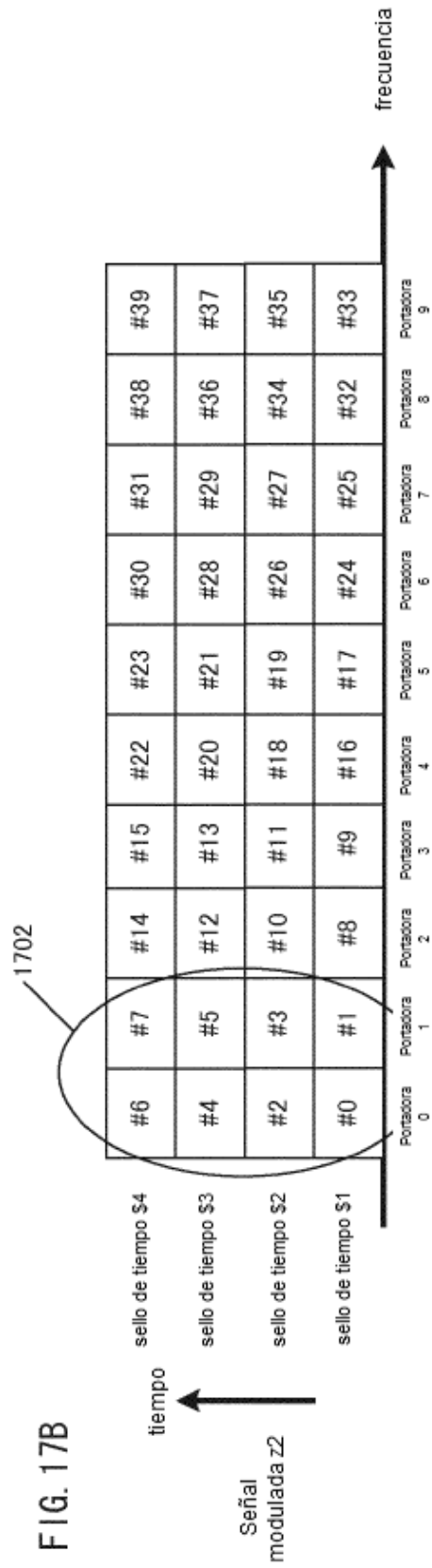


FIG. 18A

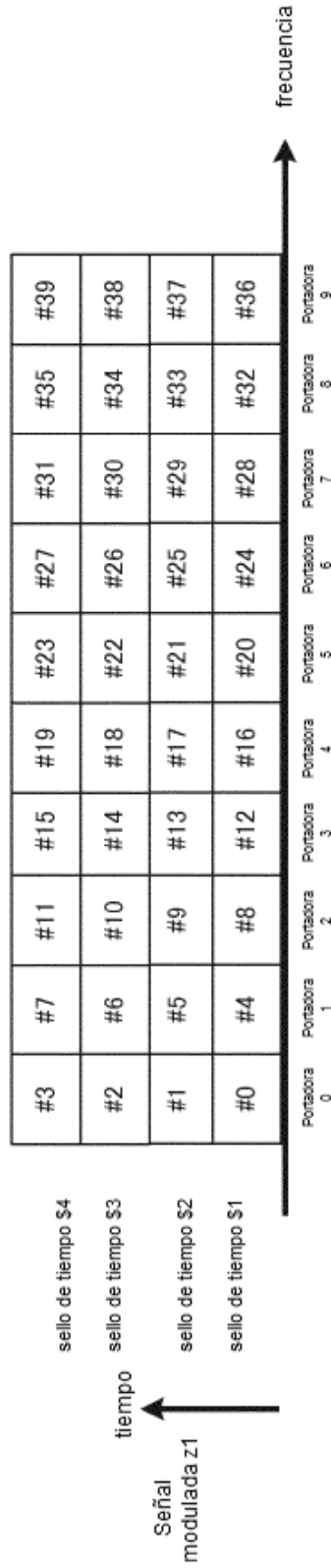


FIG. 18B

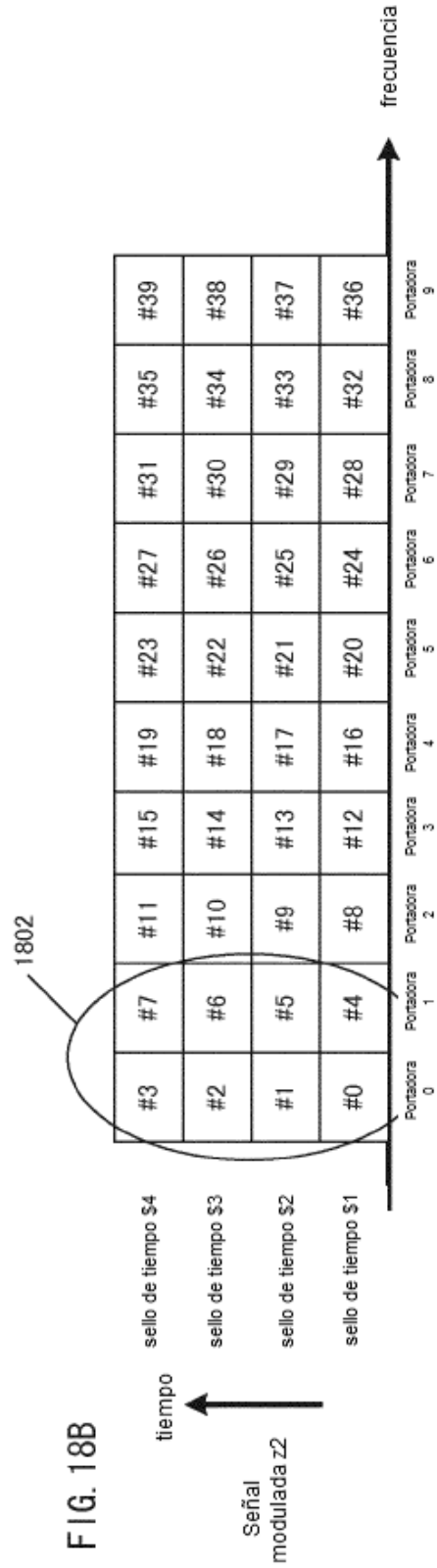




FIG. 19B

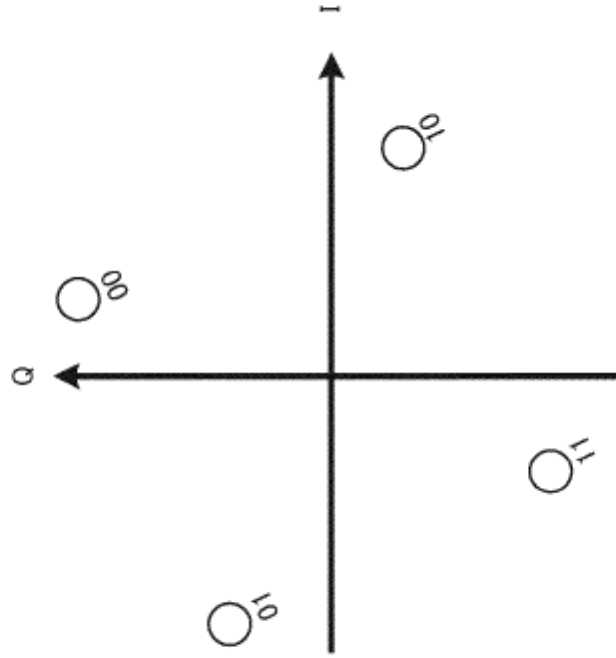


FIG. 19A

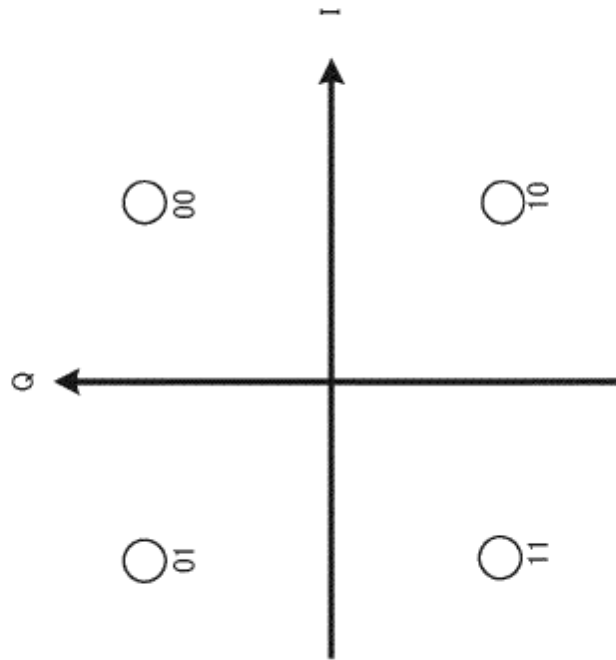


FIG. 20B

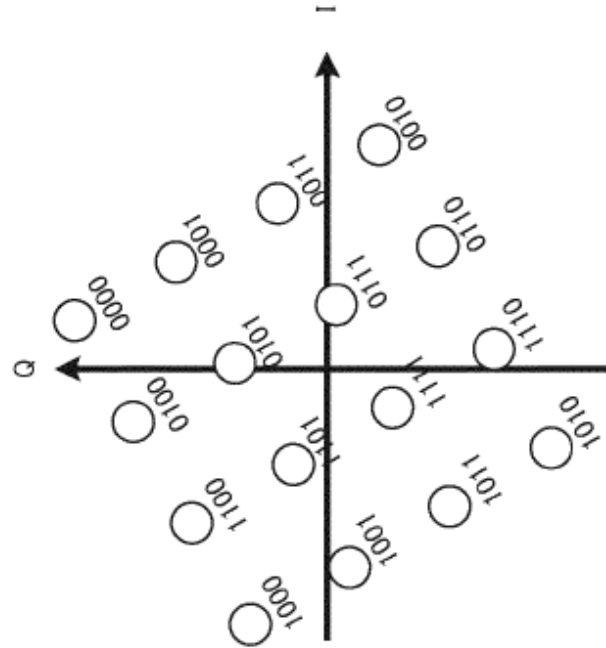


FIG. 20A

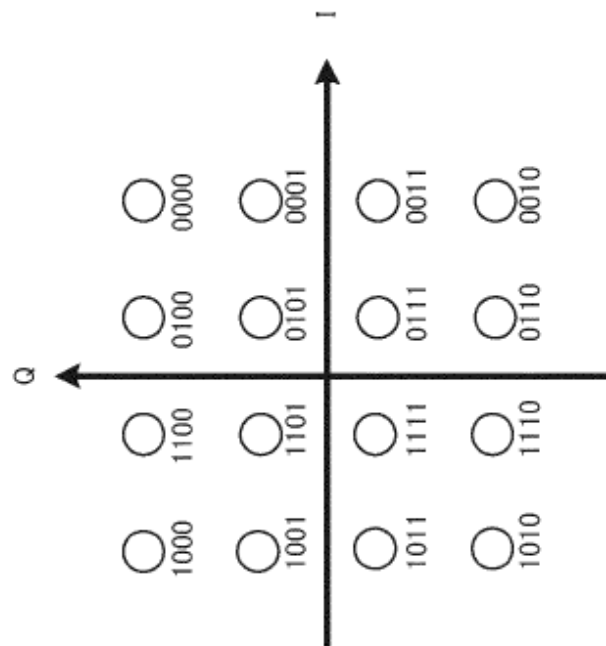


FIG. 21

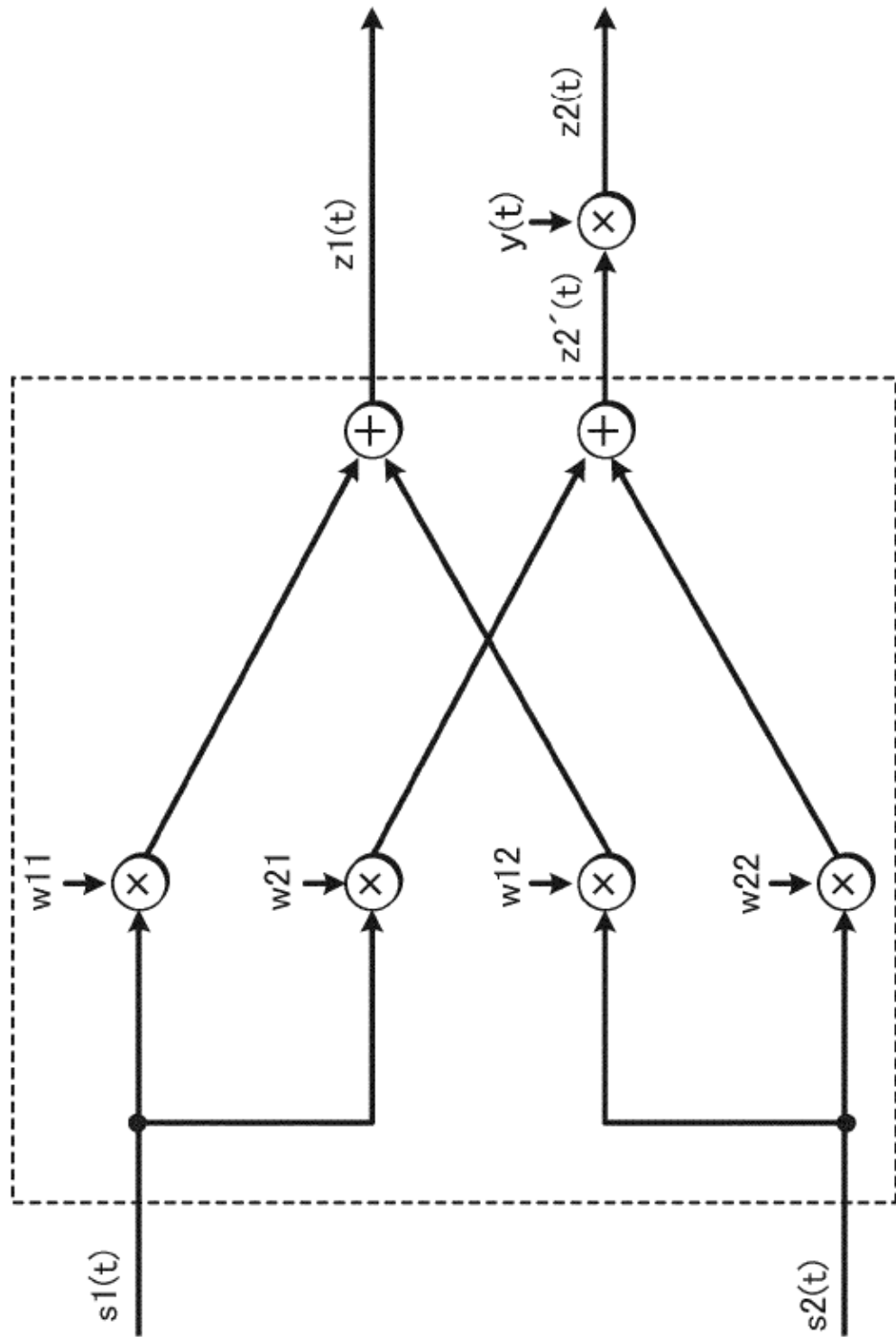


FIG. 22

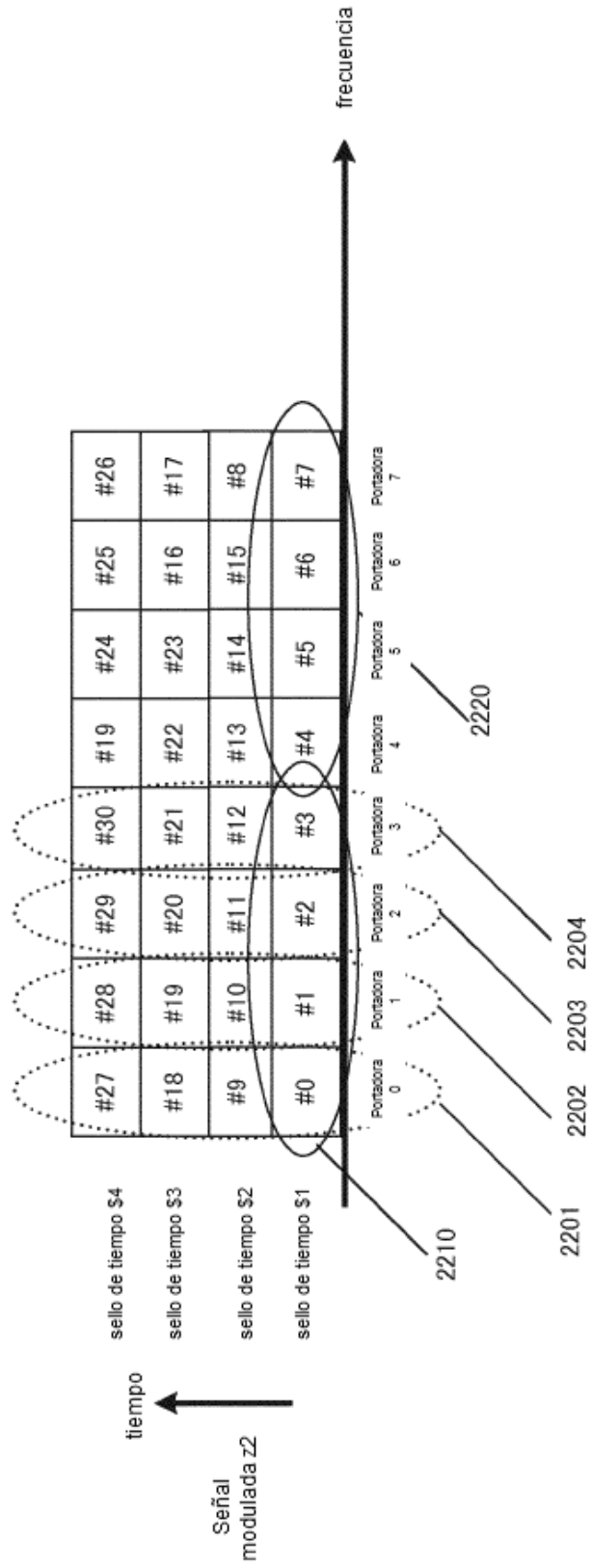


FIG. 23

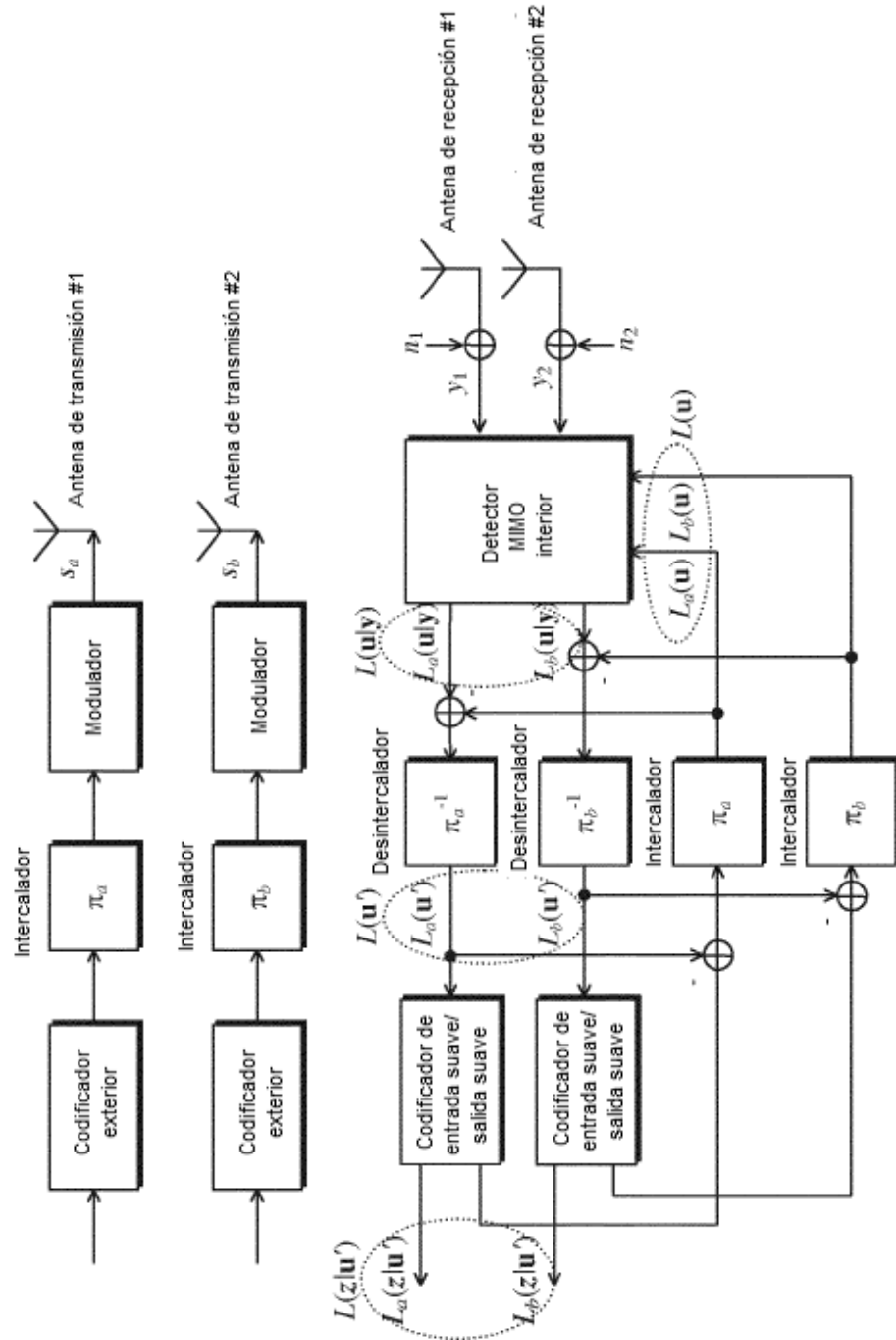


FIG. 24B

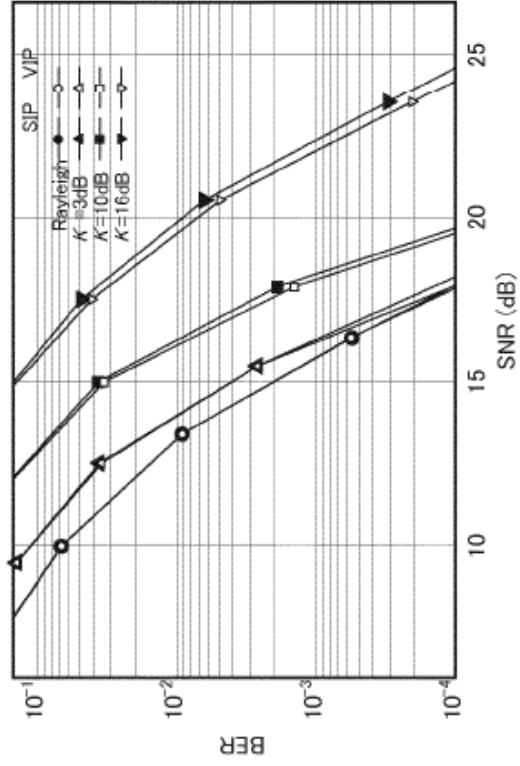


FIG. 24A

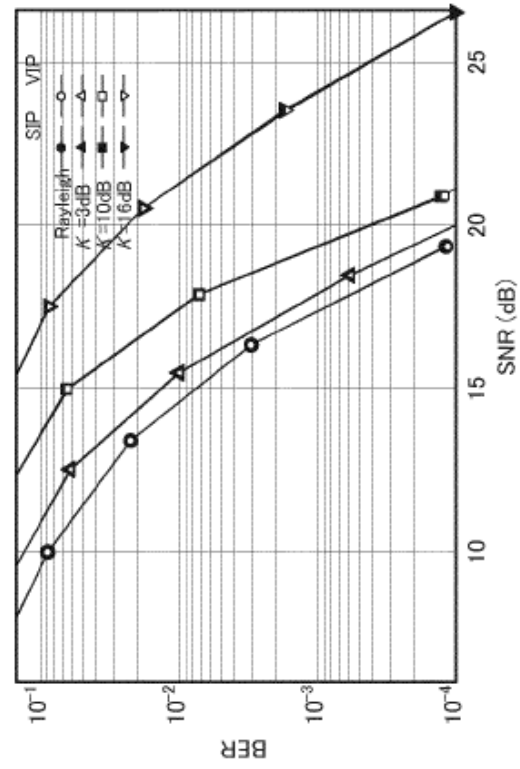
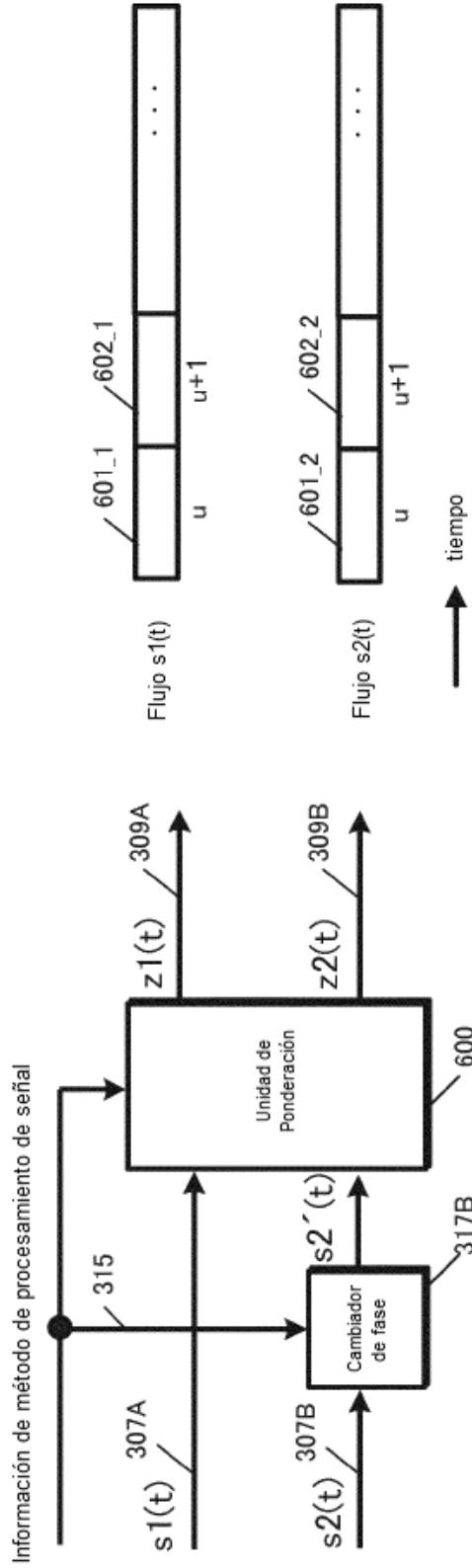


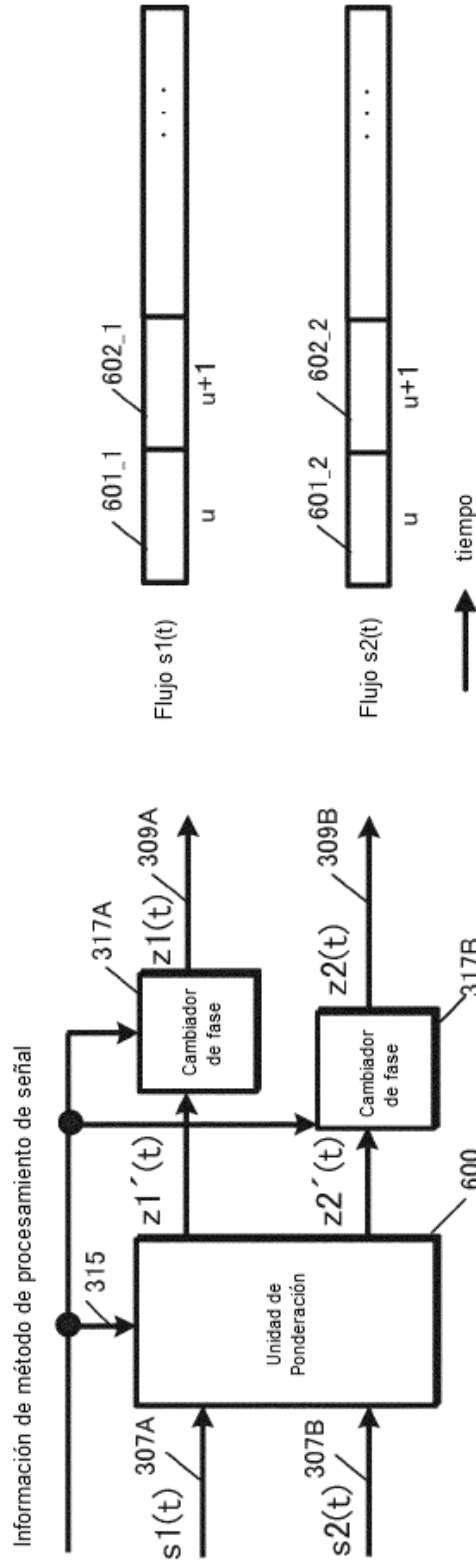
FIG. 25



Variantes de muestra de fórmula de cambio de fase  $y(t)$  usada por el cambiador de fase

selo de tiempo $u$	$y(u) = e^{j0}$	selo de tiempo $u+1$	$y(u+1) = e^{j\frac{\pi}{2}}$	selo de tiempo $u+2$	$y(u+2) = e^{j\pi}$	selo de tiempo $u+3$	$y(u+3) = e^{j\frac{3\pi}{2}}$	...	selo de tiempo $u+k$	$y(u+k) = e^{j\frac{k\pi}{2}}$
--------------------	-----------------	----------------------	-------------------------------	----------------------	---------------------	----------------------	--------------------------------	-----	----------------------	--------------------------------

FIG. 26

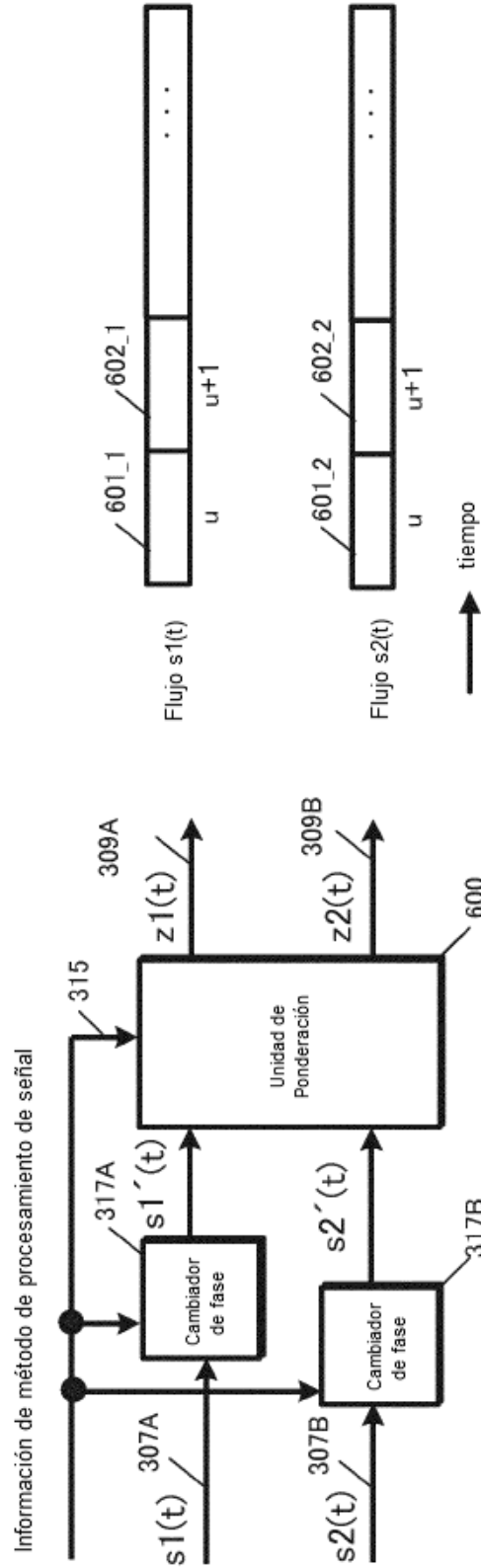


Variantes de muestra de cambio de fase de  $y_1(t)$ ,  $y_2(t)$  usadas por los cambiadores de fase

selo de tiempo u	$y_1(u) = e^{j0}$	selo de tiempo u+1	$y_1(u+1) = e^{j\frac{\pi}{4}}$	selo de tiempo u+2	$y_1(u+2) = e^{j\frac{\pi}{2}}$	selo de tiempo u+3	$y_1(u+3) = e^{j\frac{3\pi}{4}}$	selo de tiempo u+k	$y_1(u+k) = e^{j\frac{k\pi}{4}}$
$y_2(u) = e^{-j\frac{\pi}{2}}$		$y_2(u+1) = e^{-j\frac{3\pi}{4}}$		$y_2(u+2) = e^{-j\pi}$		$y_2(u+3) = e^{-j\frac{5\pi}{4}}$		$y_2(u+k) = e^{-j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{\pi}{2}\right)}$	



FIG. 27



Variantes de muestra de fórmulas de cambio de fase  $y_1(t)$ ,  $y_2(t)$  usadas por los cambiadores de fase

sello de tiempo $u$	sello de tiempo $u+1$	sello de tiempo $u+2$	sello de tiempo $u+3$	sello de tiempo $u+k$
$y_1(u) = e^{j0}$	$y_1(u+1) = e^{j\frac{\pi}{4}}$	$y_1(u+2) = e^{j\frac{\pi}{2}}$	$y_1(u+3) = e^{j\frac{3\pi}{4}}$	$y_1(u+k) = e^{j\frac{k\pi}{4}}$
$y_2(u) = e^{-j\frac{\pi}{2}}$	$y_2(u+1) = e^{-j\frac{3\pi}{4}}$	$y_2(u+2) = e^{-j\pi}$	$y_2(u+3) = e^{-j\frac{5\pi}{4}}$	$y_2(u+k) = e^{-j\left(\frac{k\pi}{4} - \frac{\pi}{2}\right)}$

FIG. 28

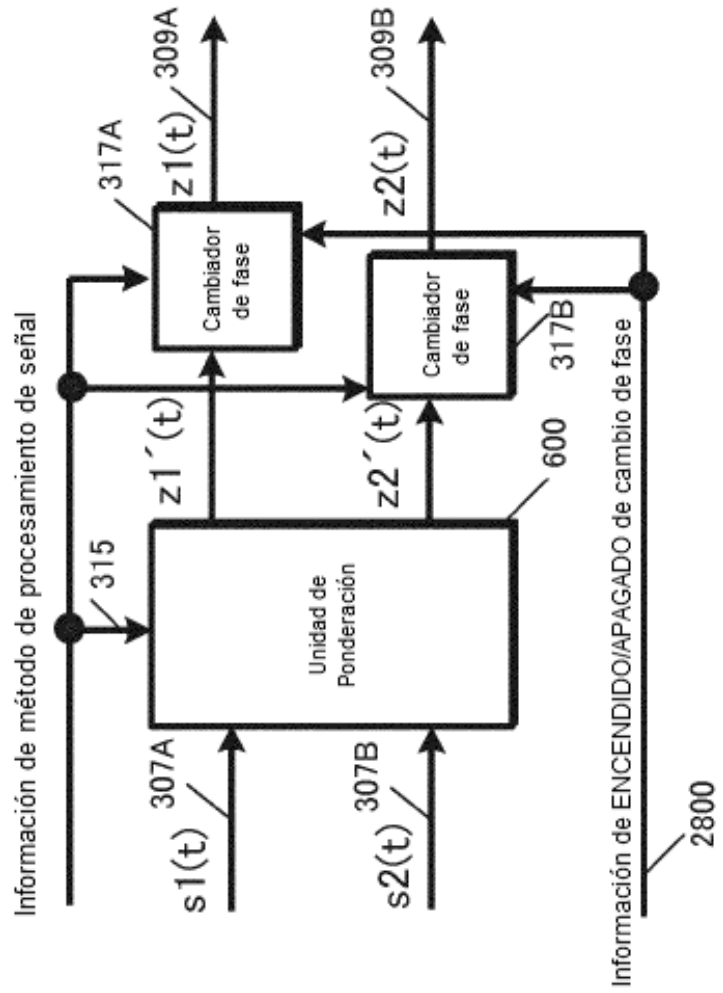


FIG. 29

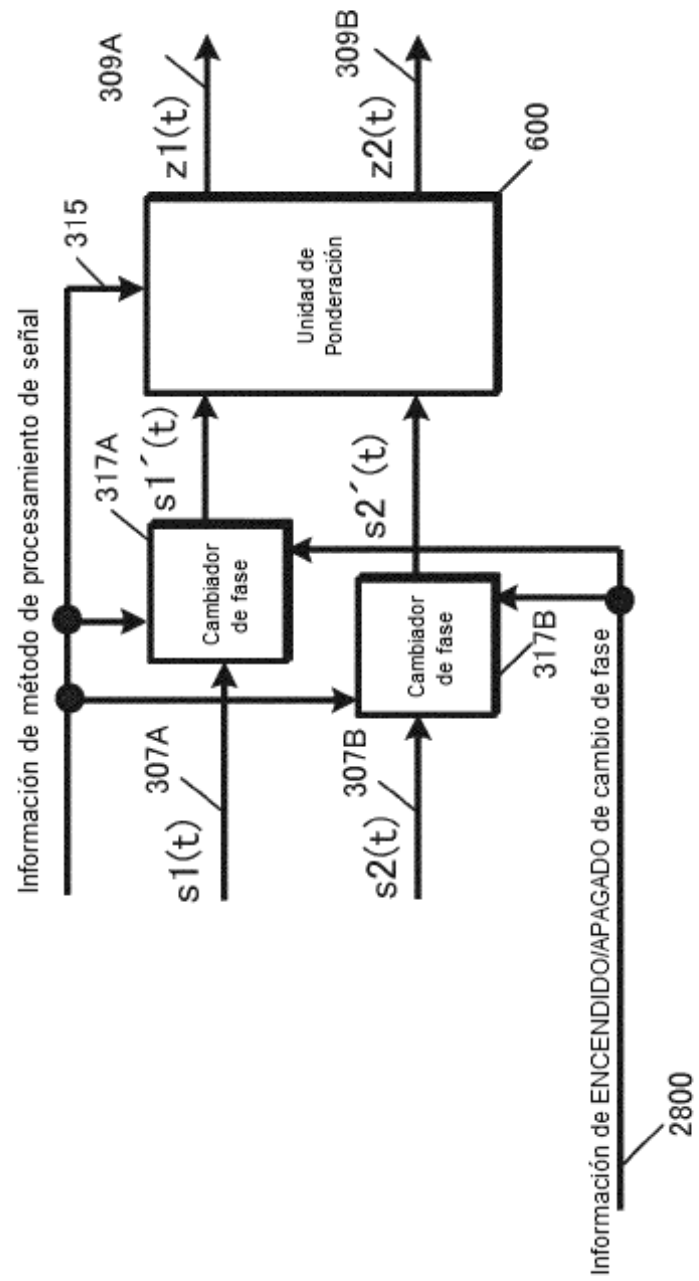


FIG. 30

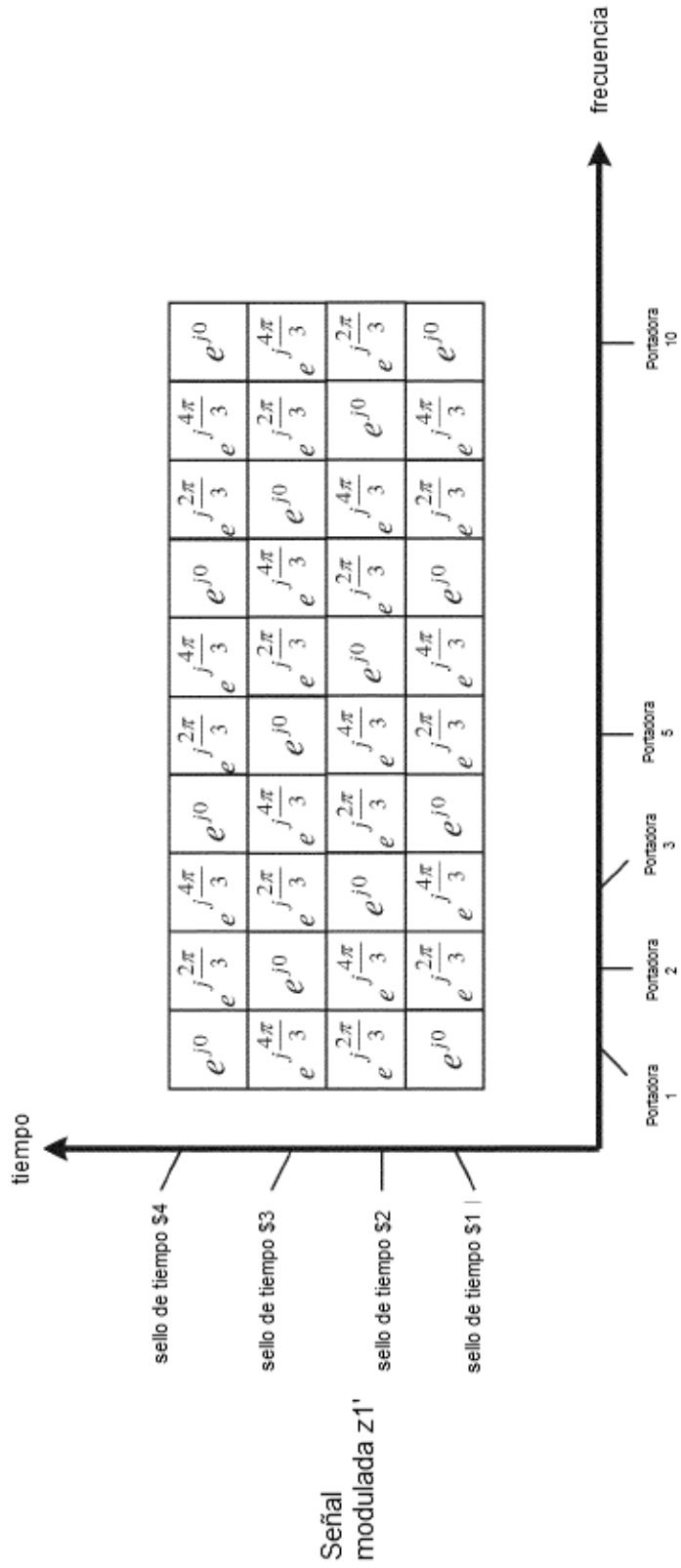


FIG. 31

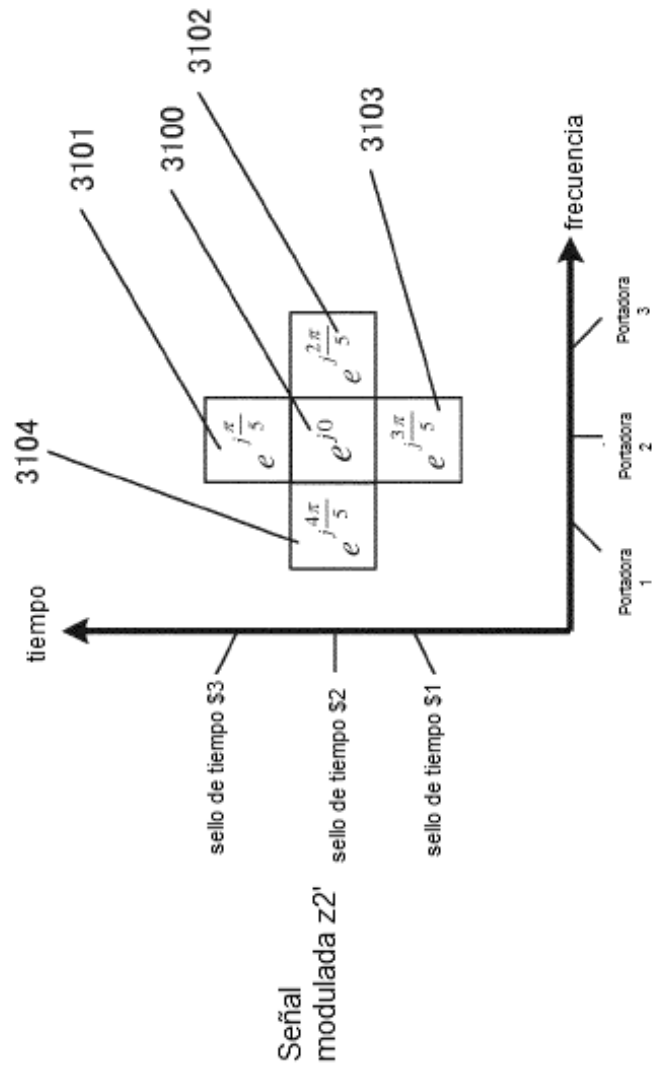


FIG. 32

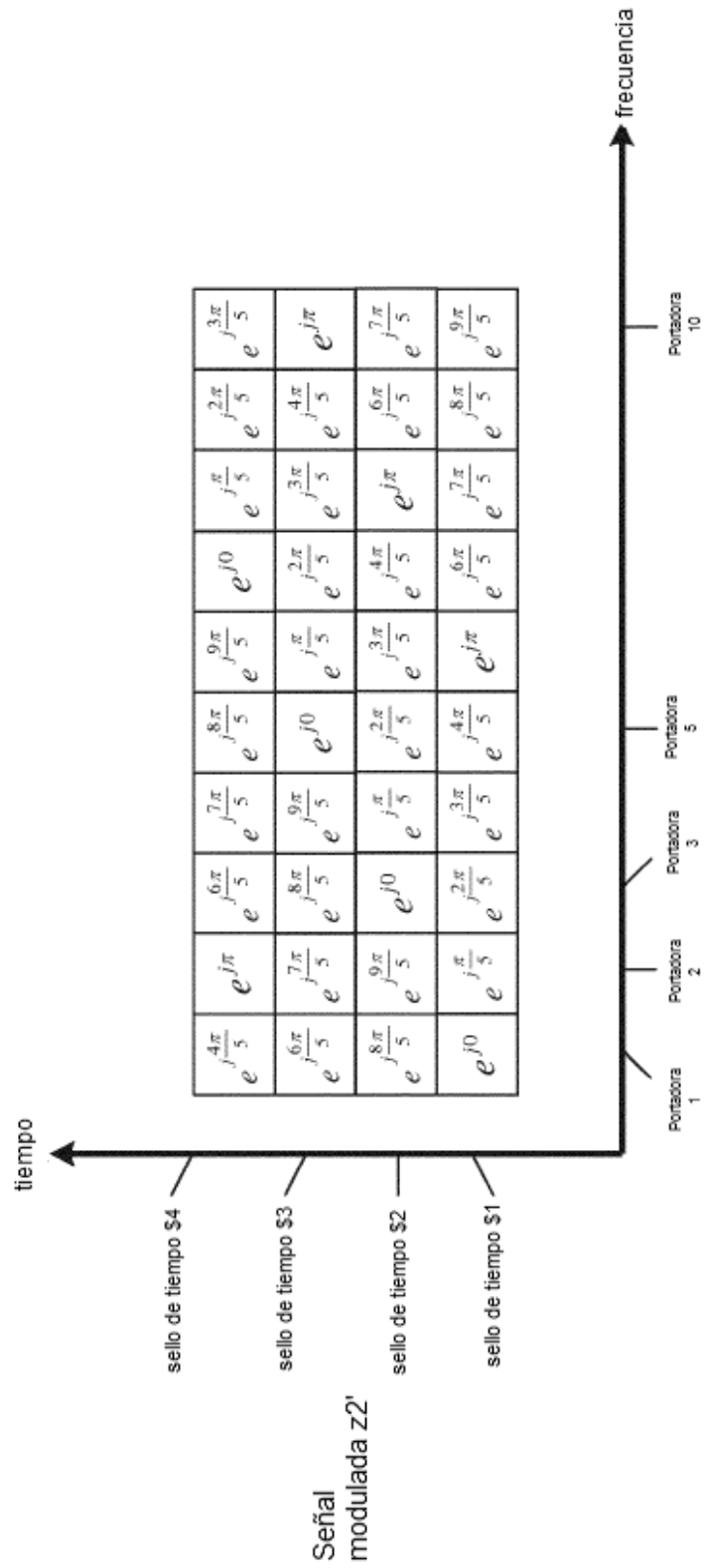




FIG. 34

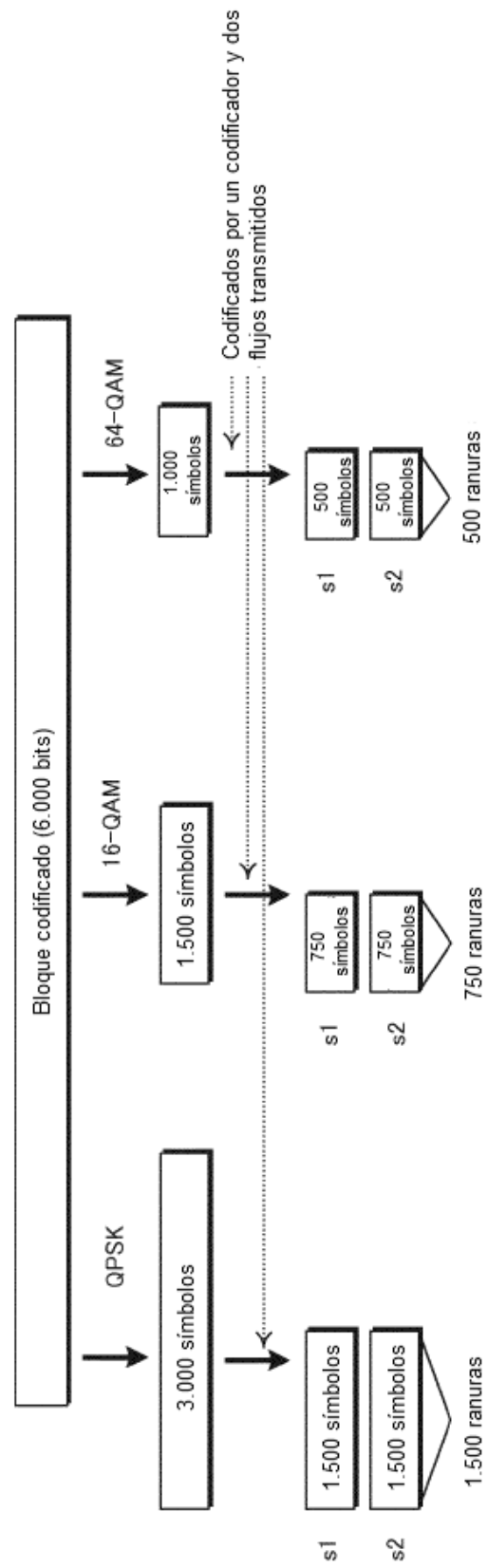
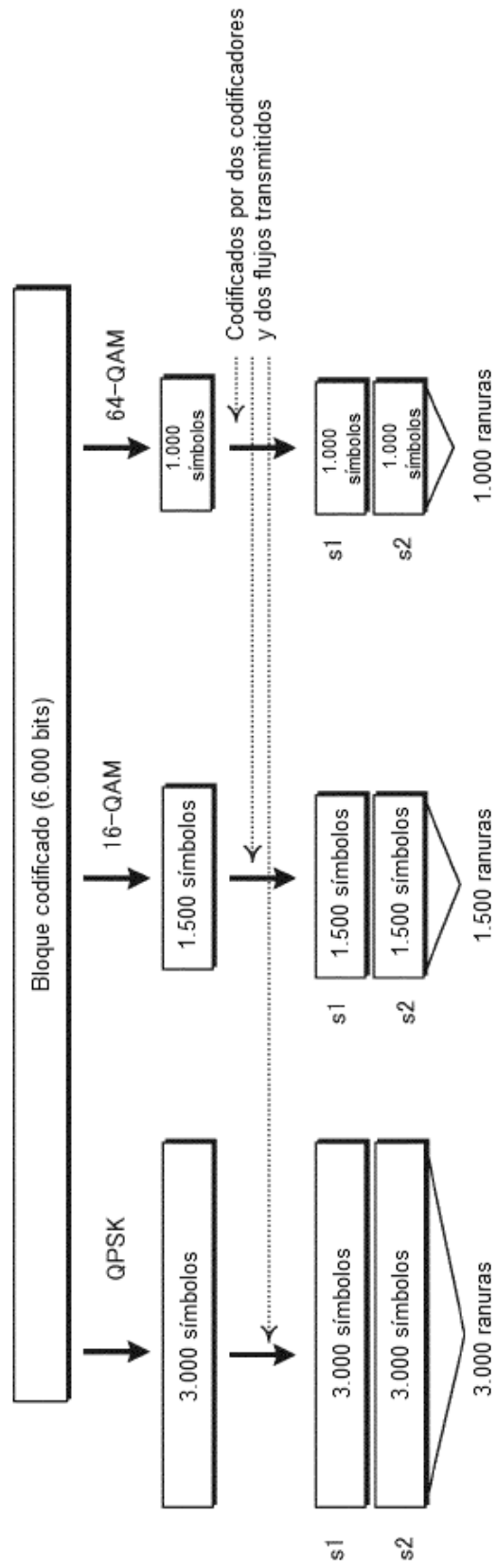
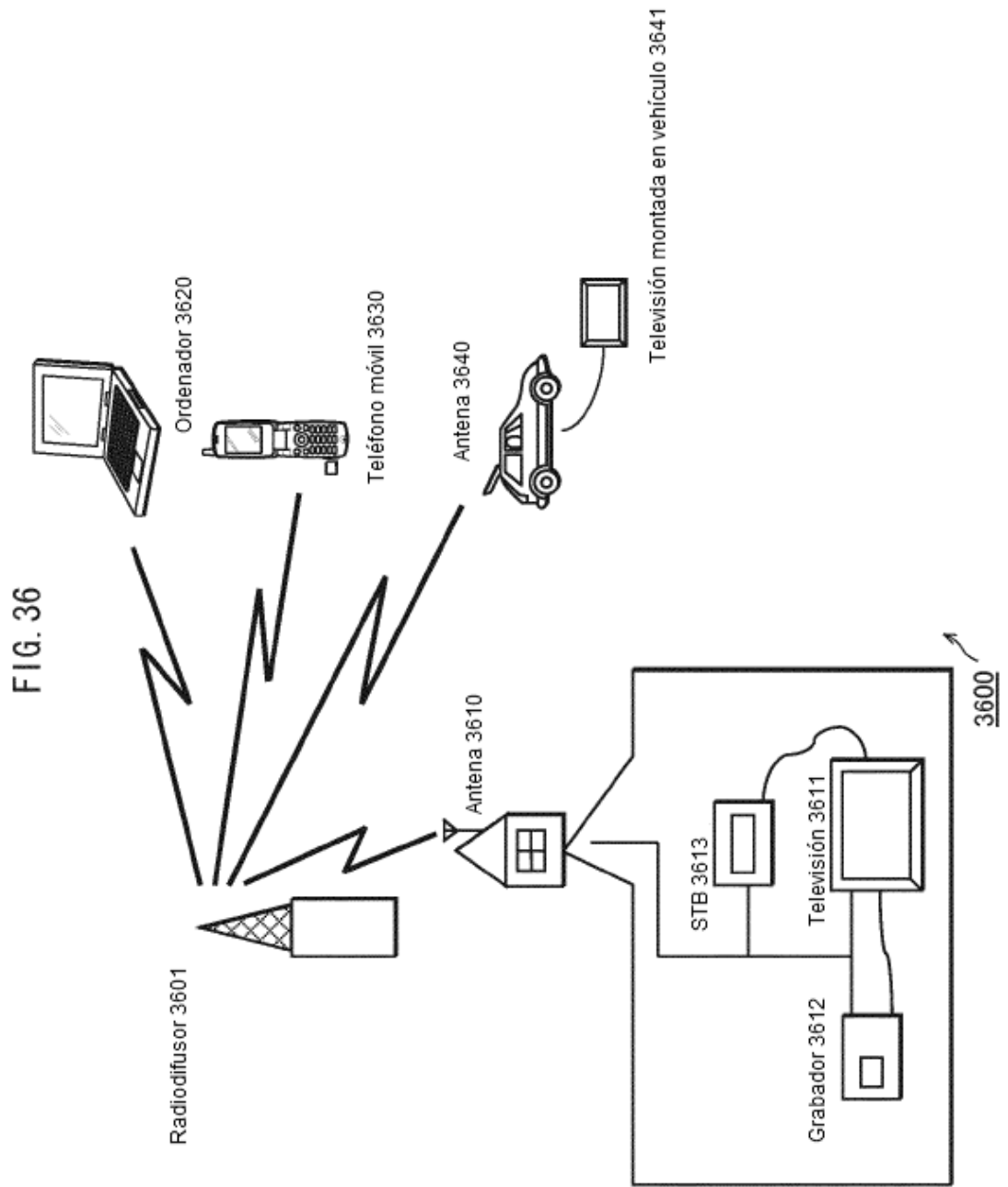




FIG. 35





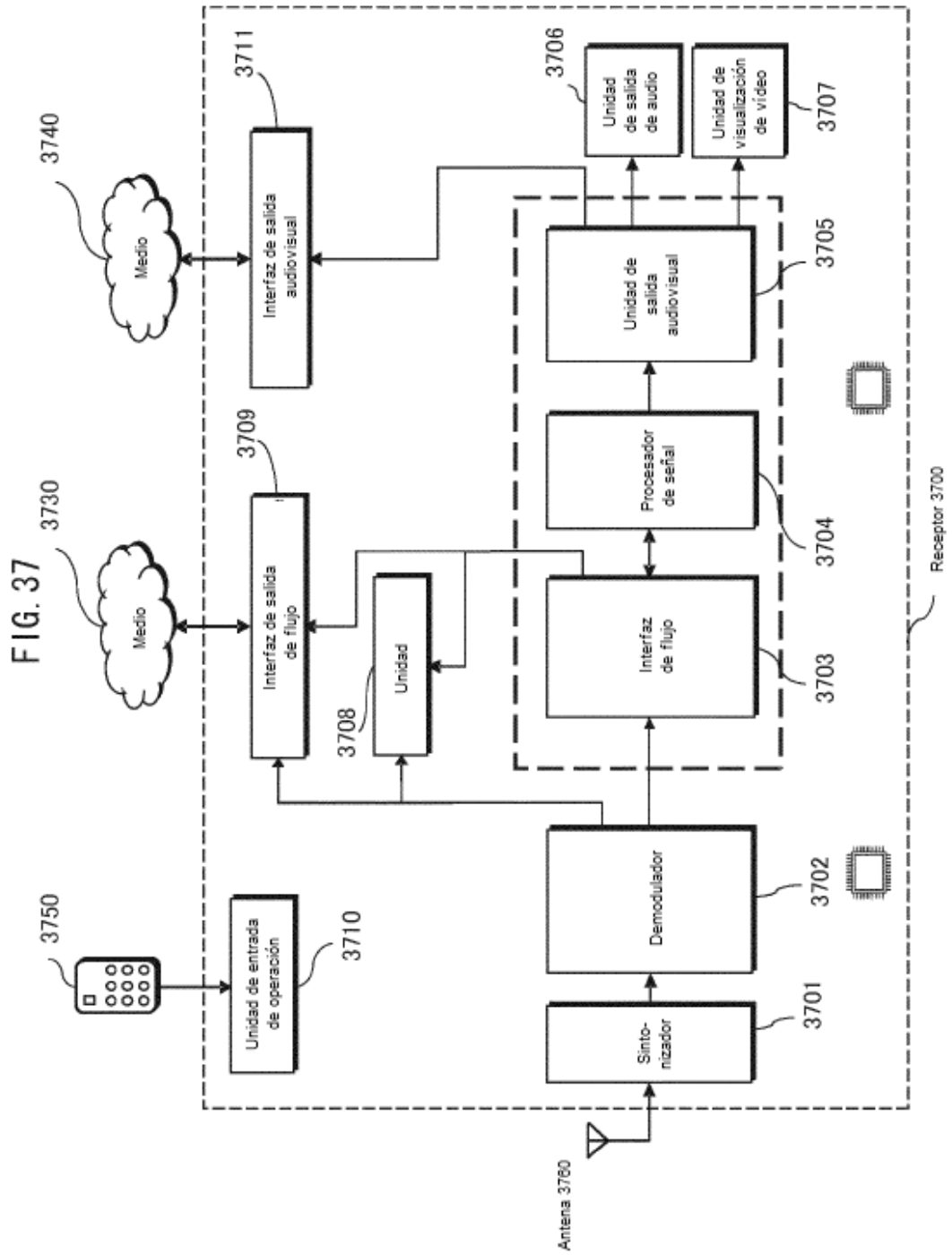


FIG. 38

Flujo de vídeo PID=(0x1011 Vídeo Principal)
Flujo de audio (PID=0x1100)
Flujo de audio (PID=0x1101)
Flujo de gráficos de presentación (PID=0x1200)
Flujo de gráficos de presentación (PID=0x1201)
Flujo de gráficos interactivos (PID=0x1400)
Flujo de vídeo PID=(0x1B00 Subvídeo)
Flujo de vídeo PID=(0x1B01 Subvídeo)

FIG. 39

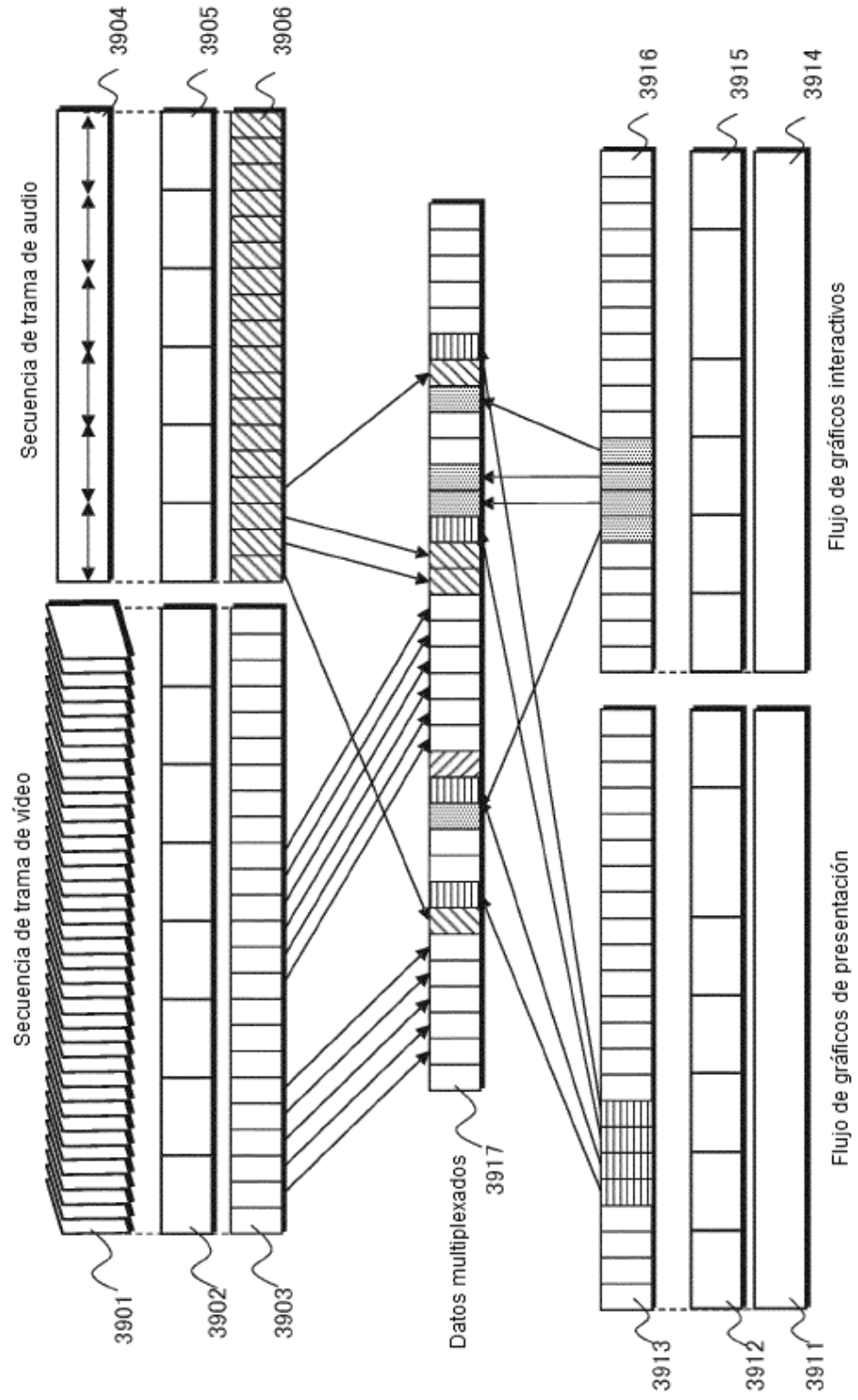


FIG. 40

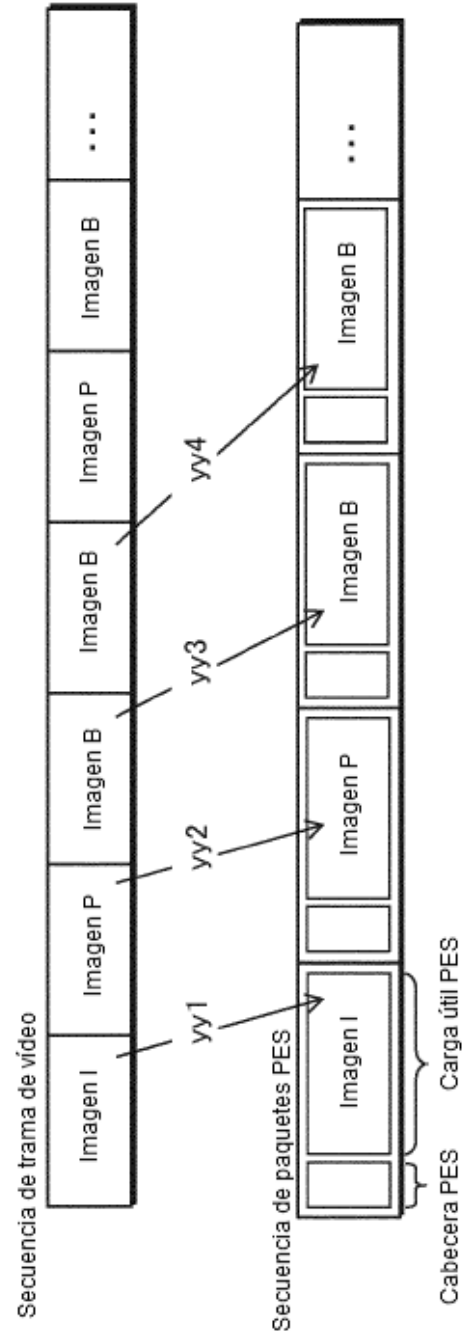


FIG. 41

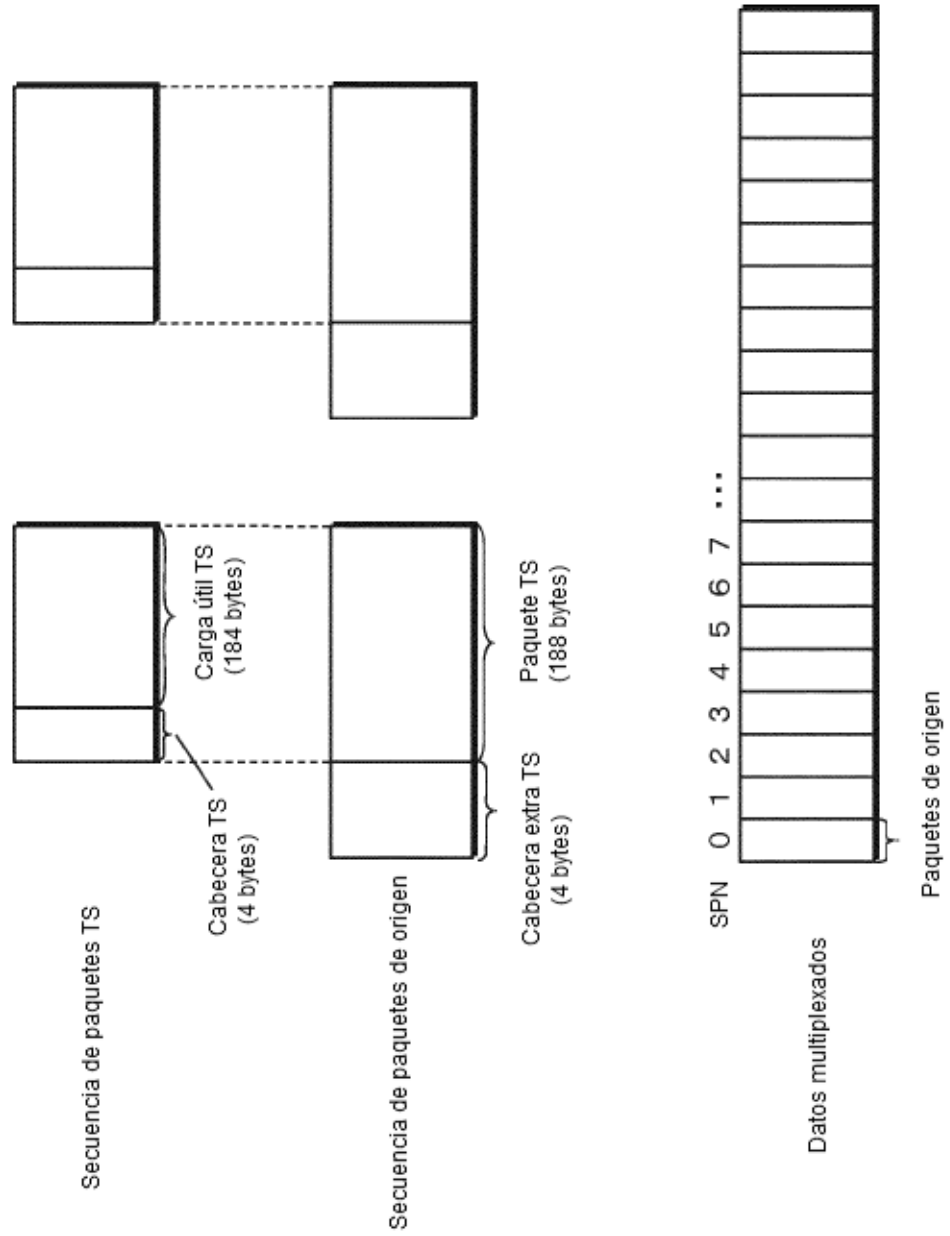


FIG. 42

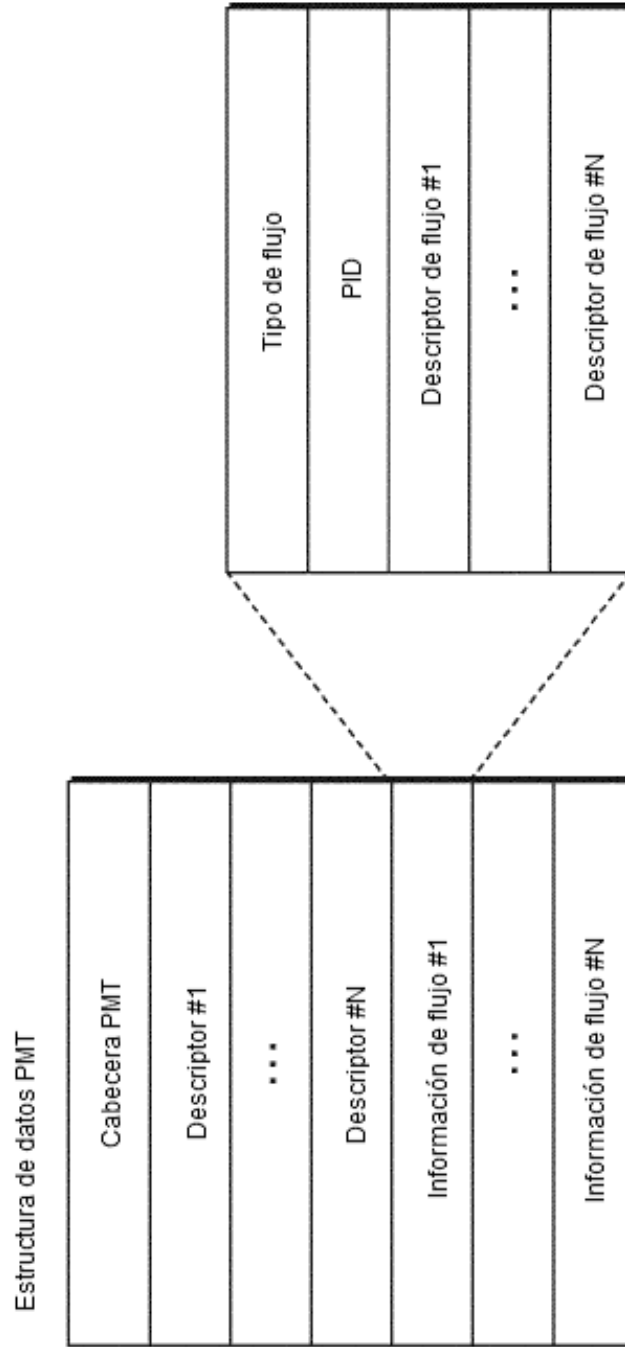




FIG. 43

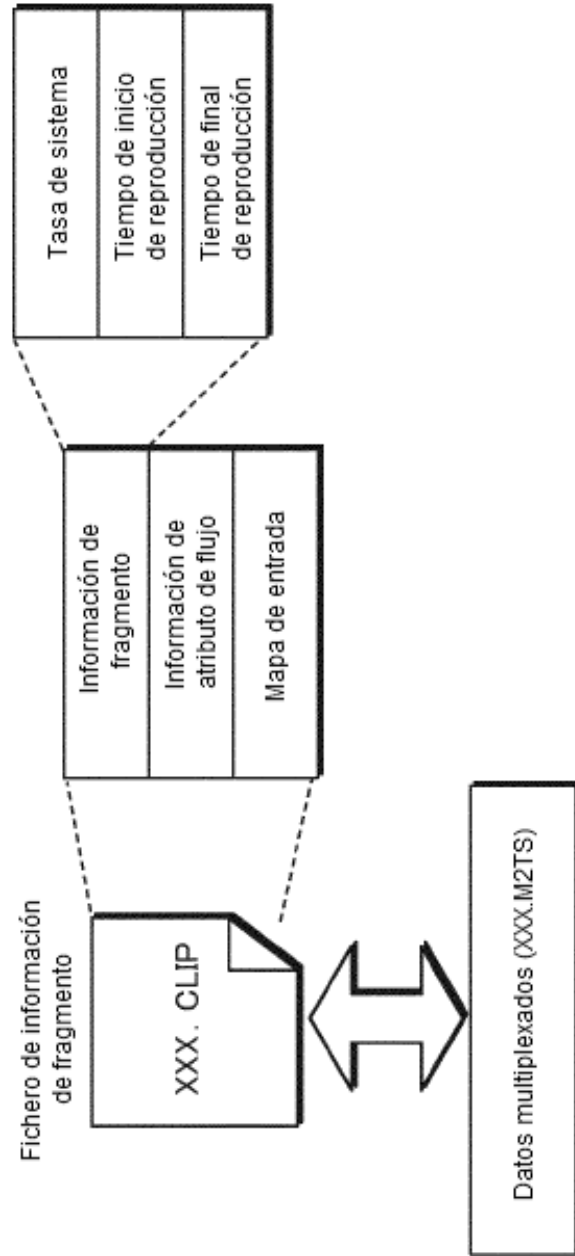
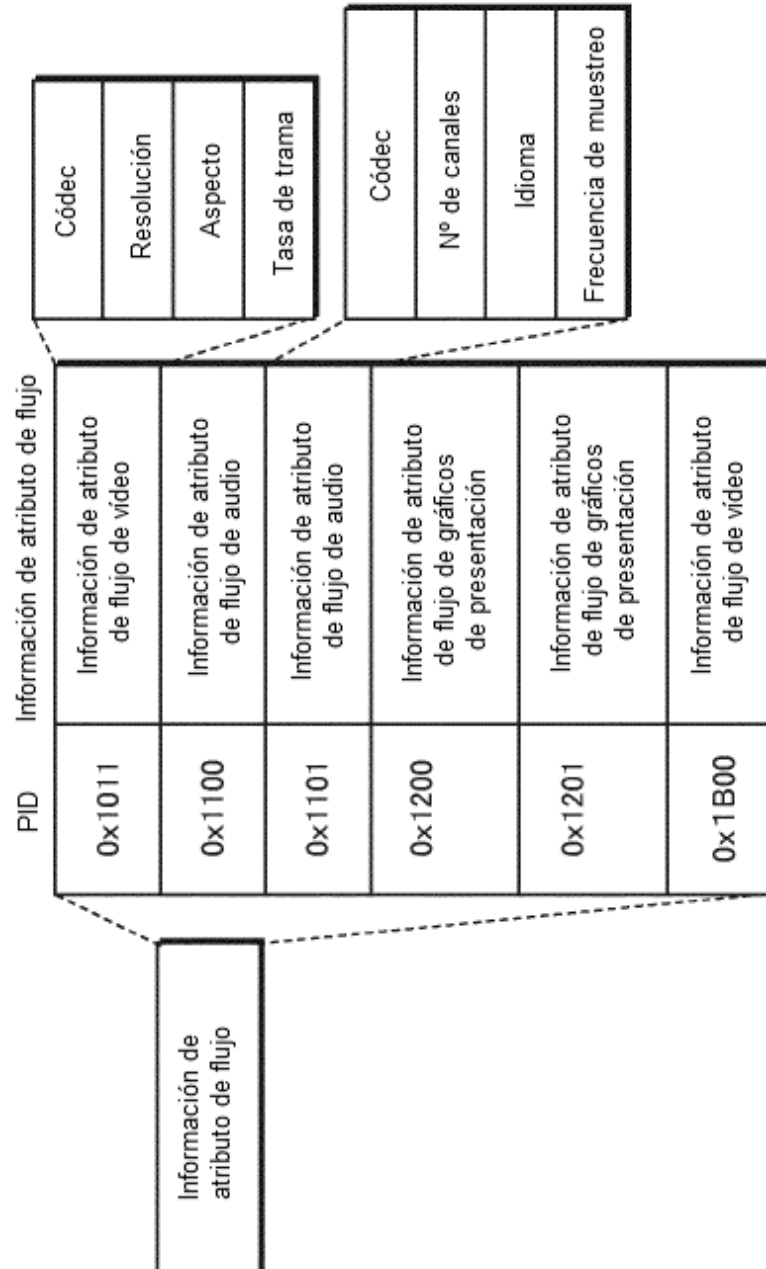


FIG. 44



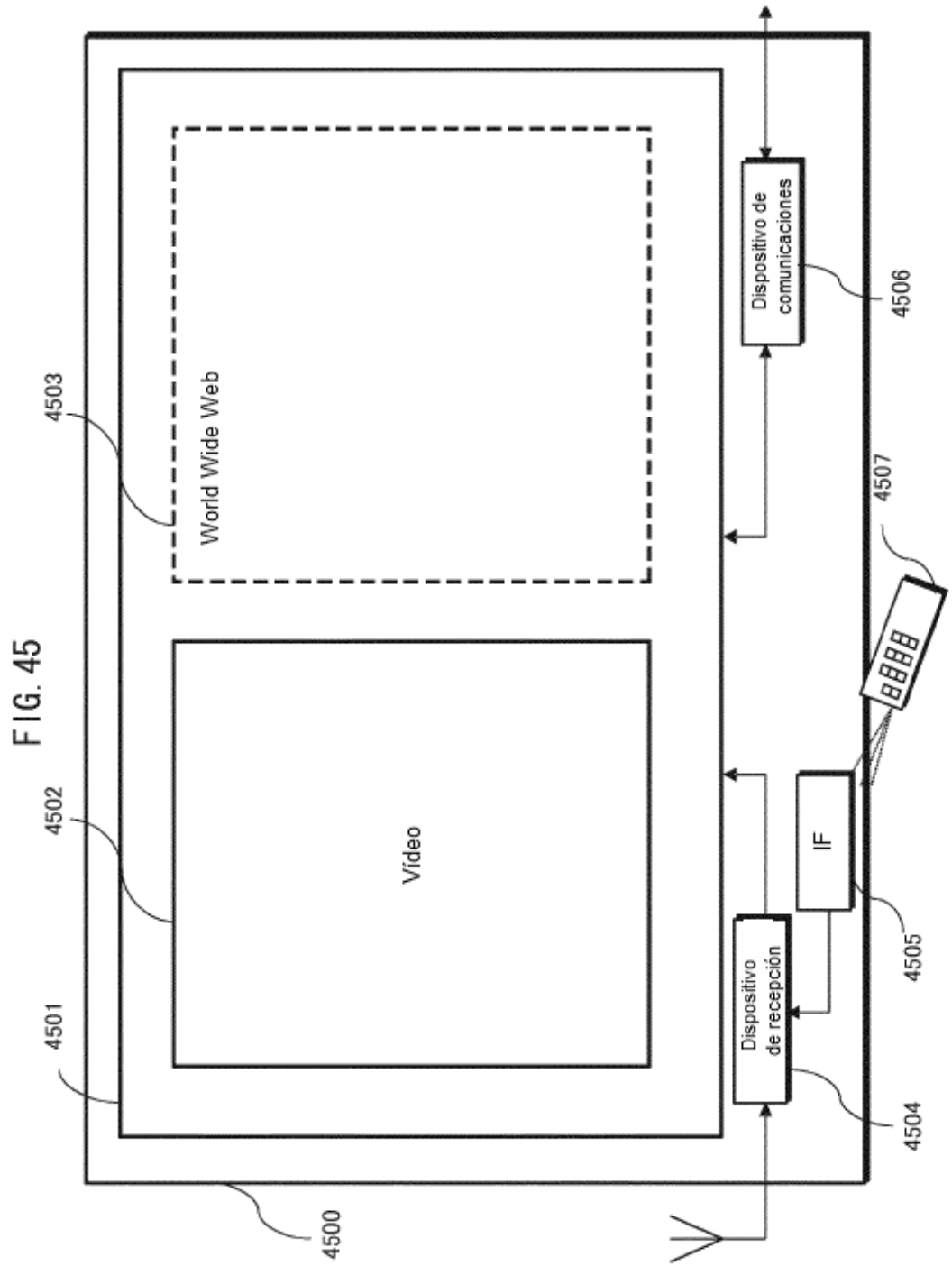
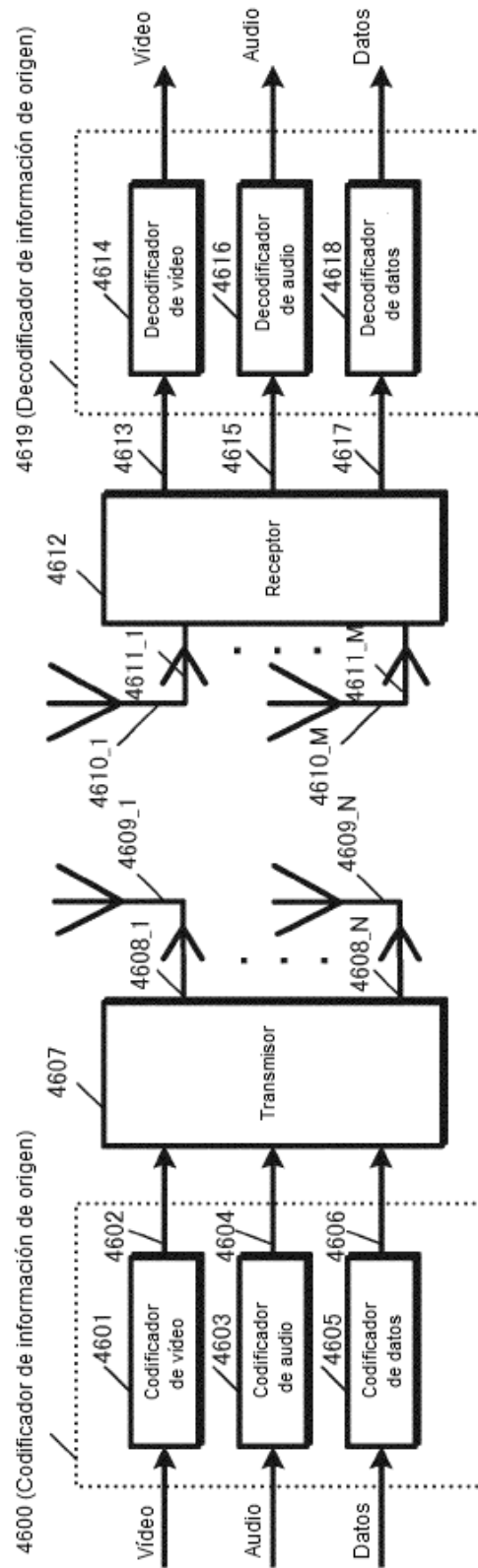
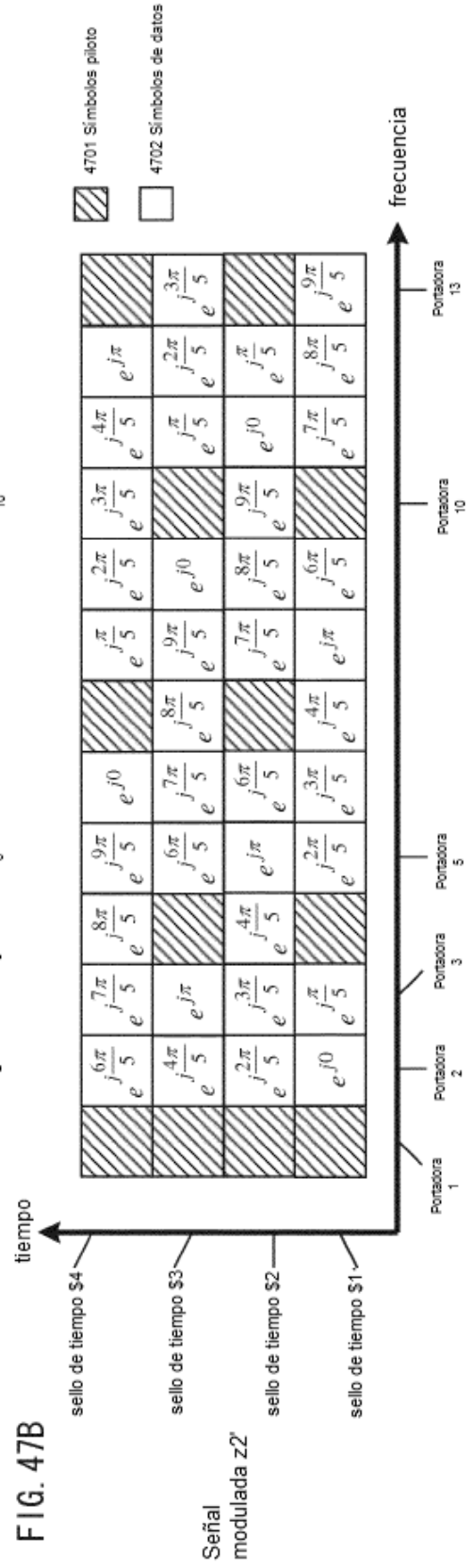
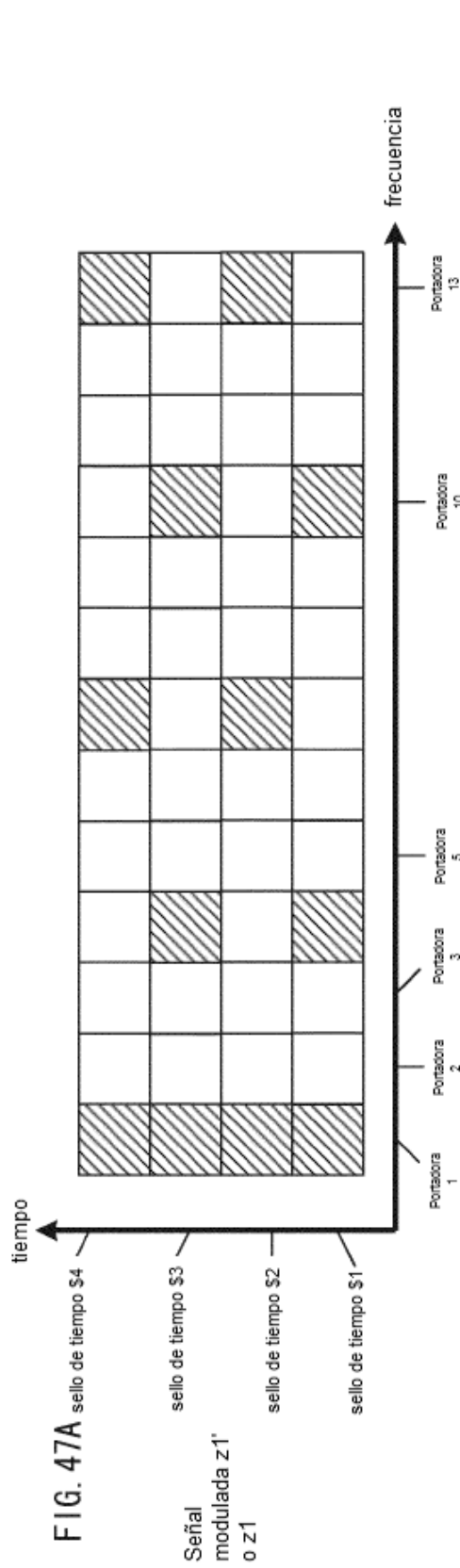
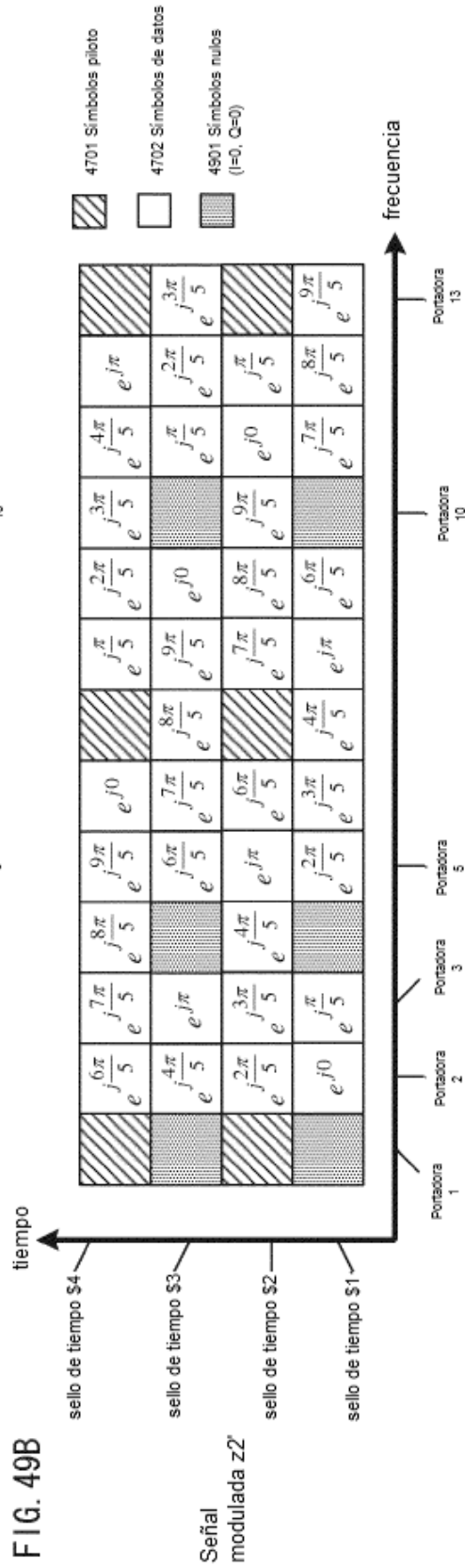
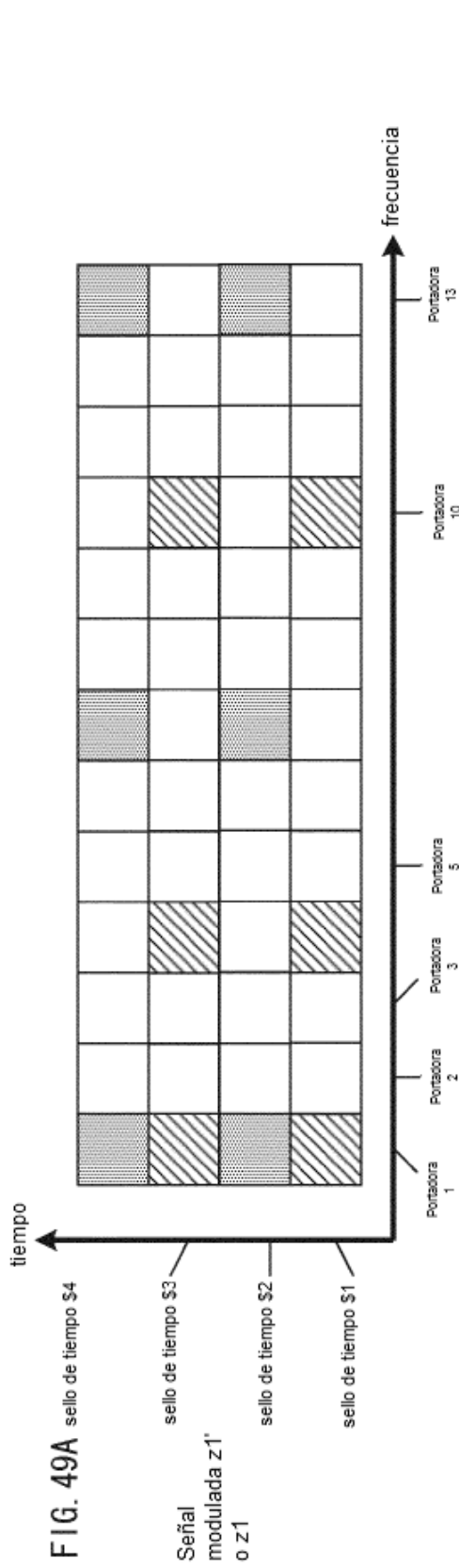


FIG. 46













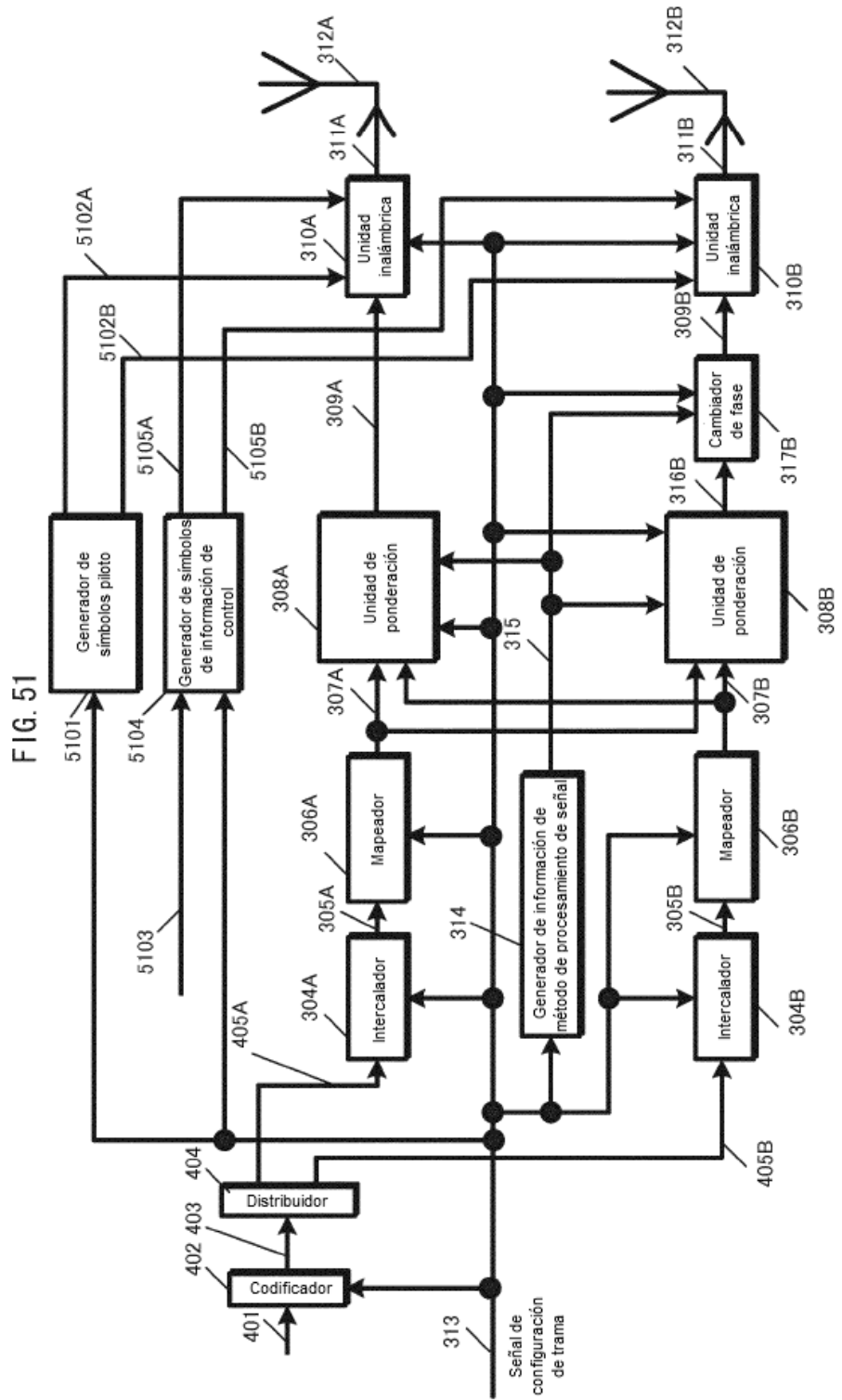


FIG. 52

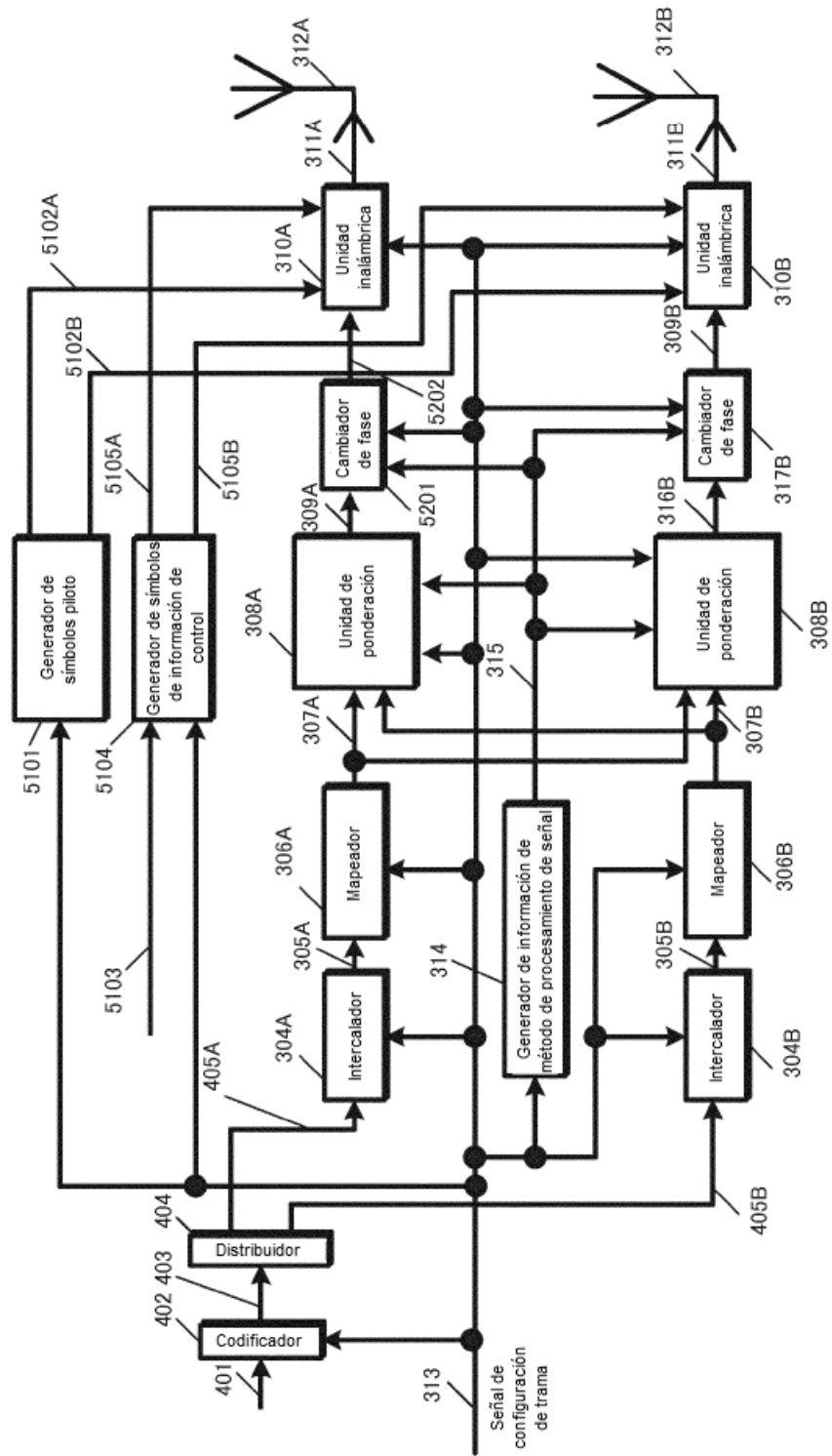


FIG. 53

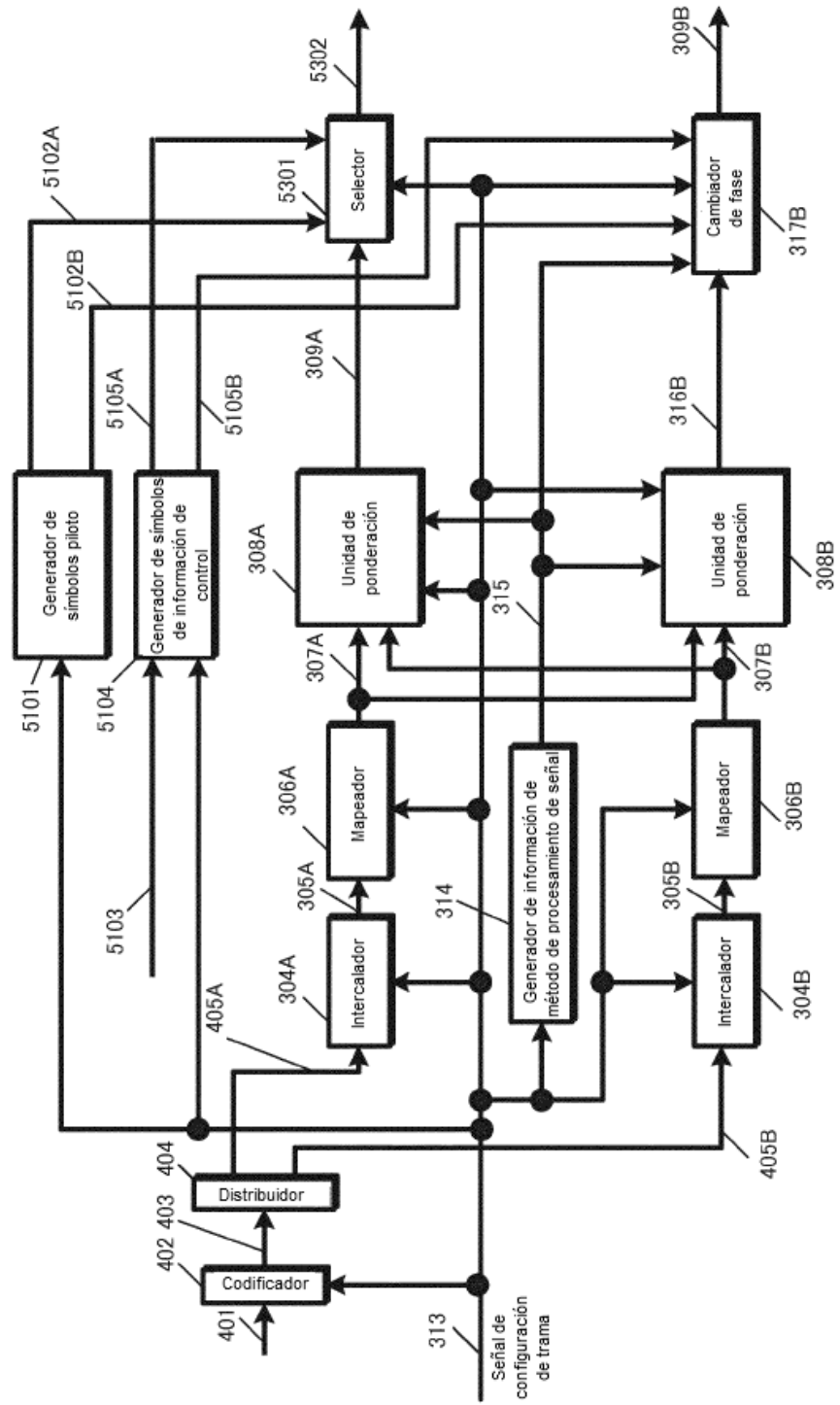


FIG. 54

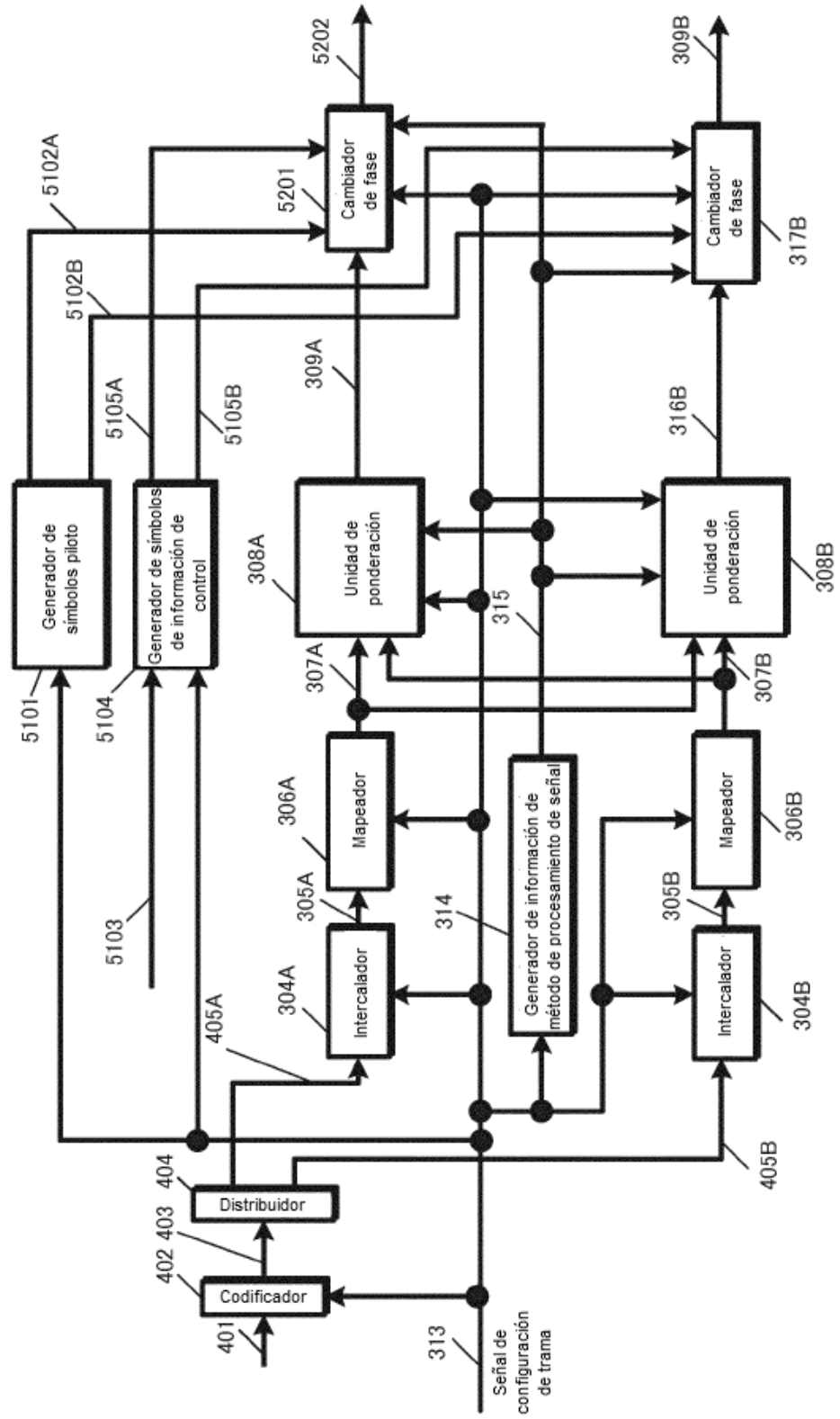


FIG. 55

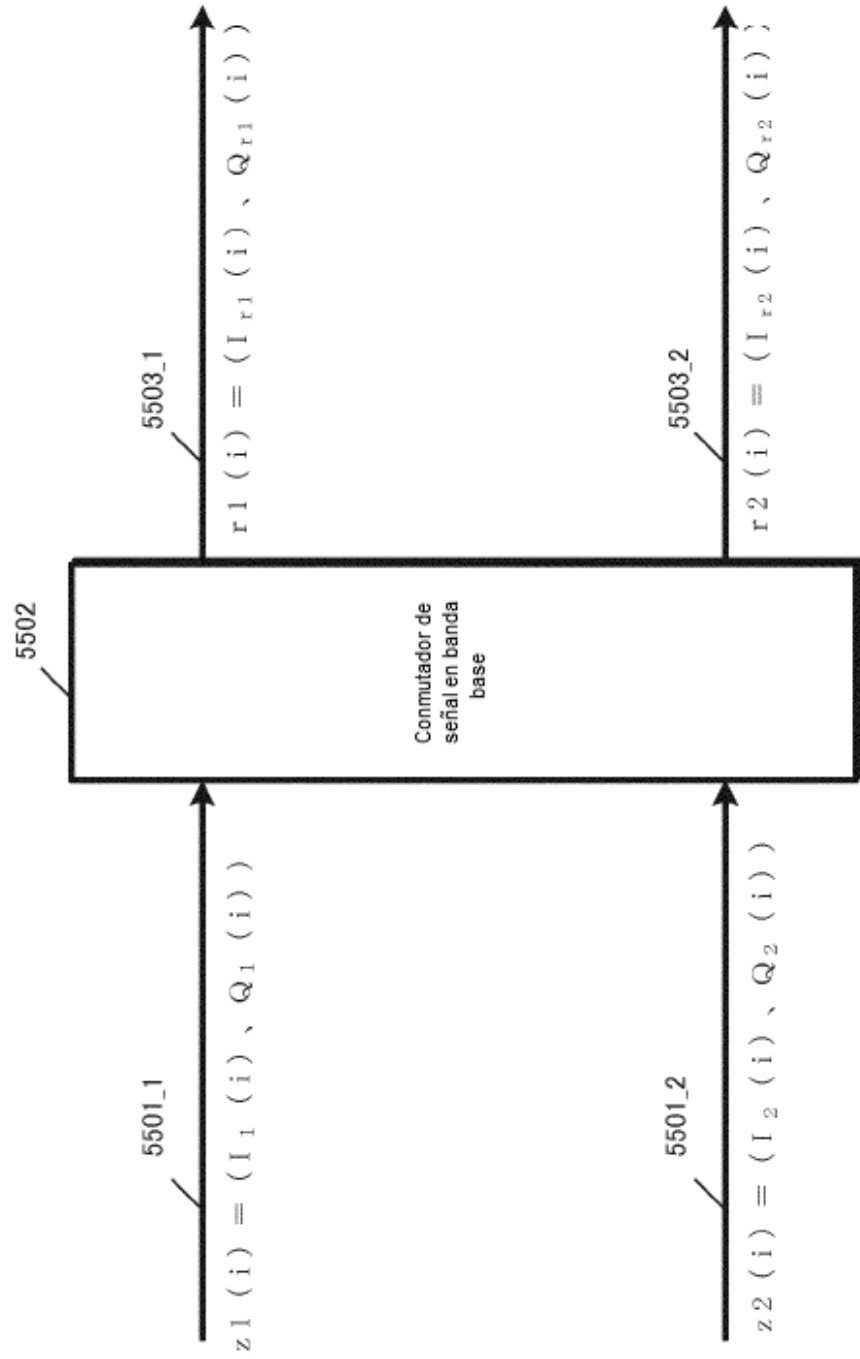


FIG. 56

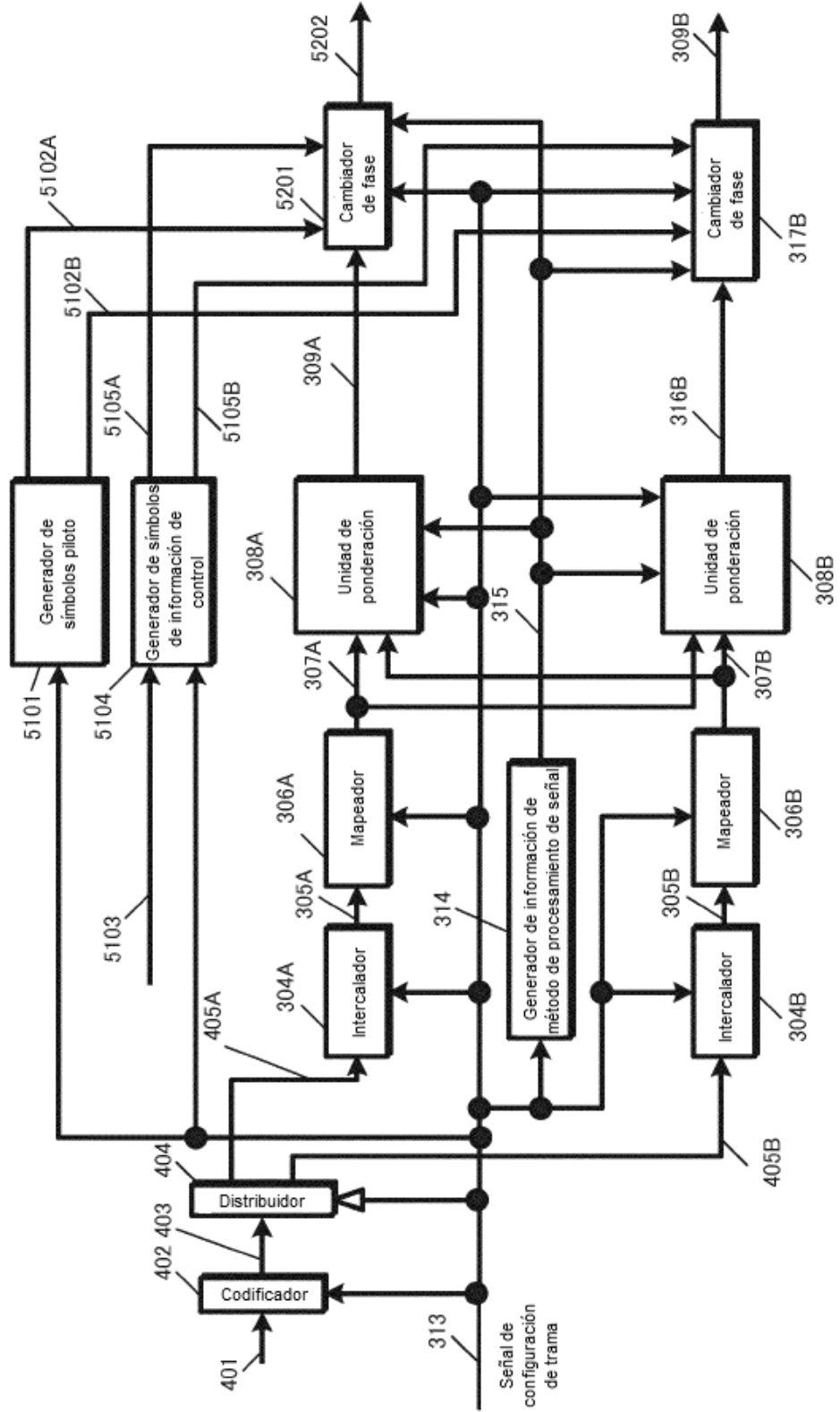


FIG. 57

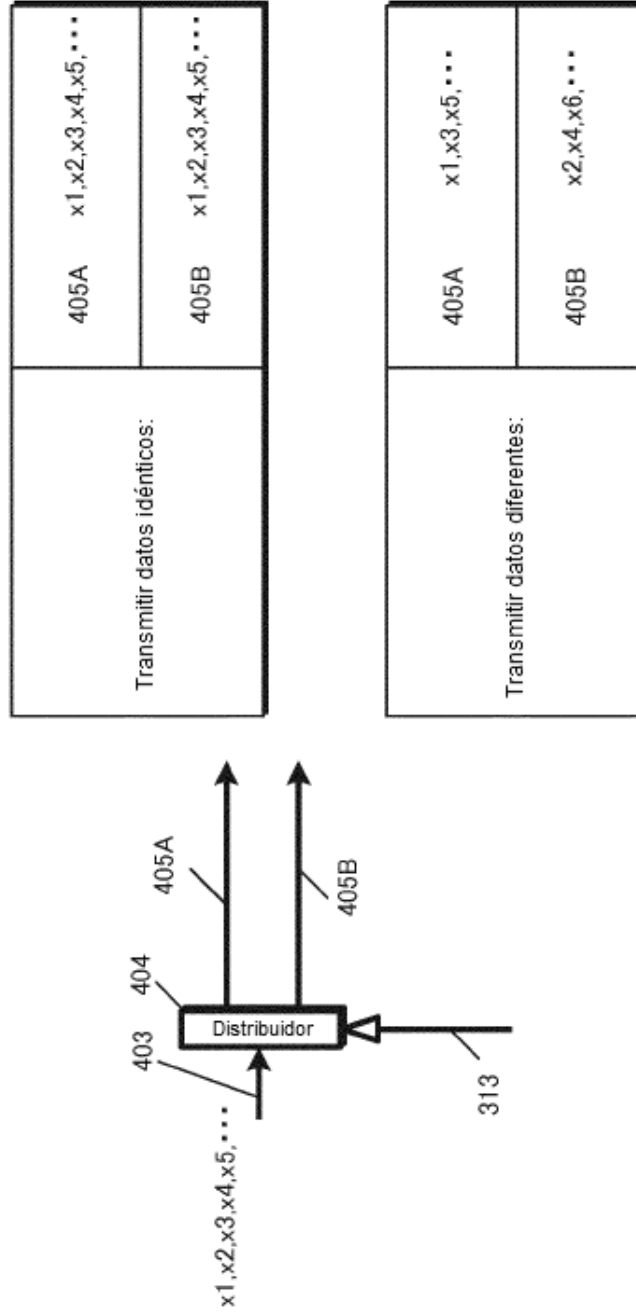
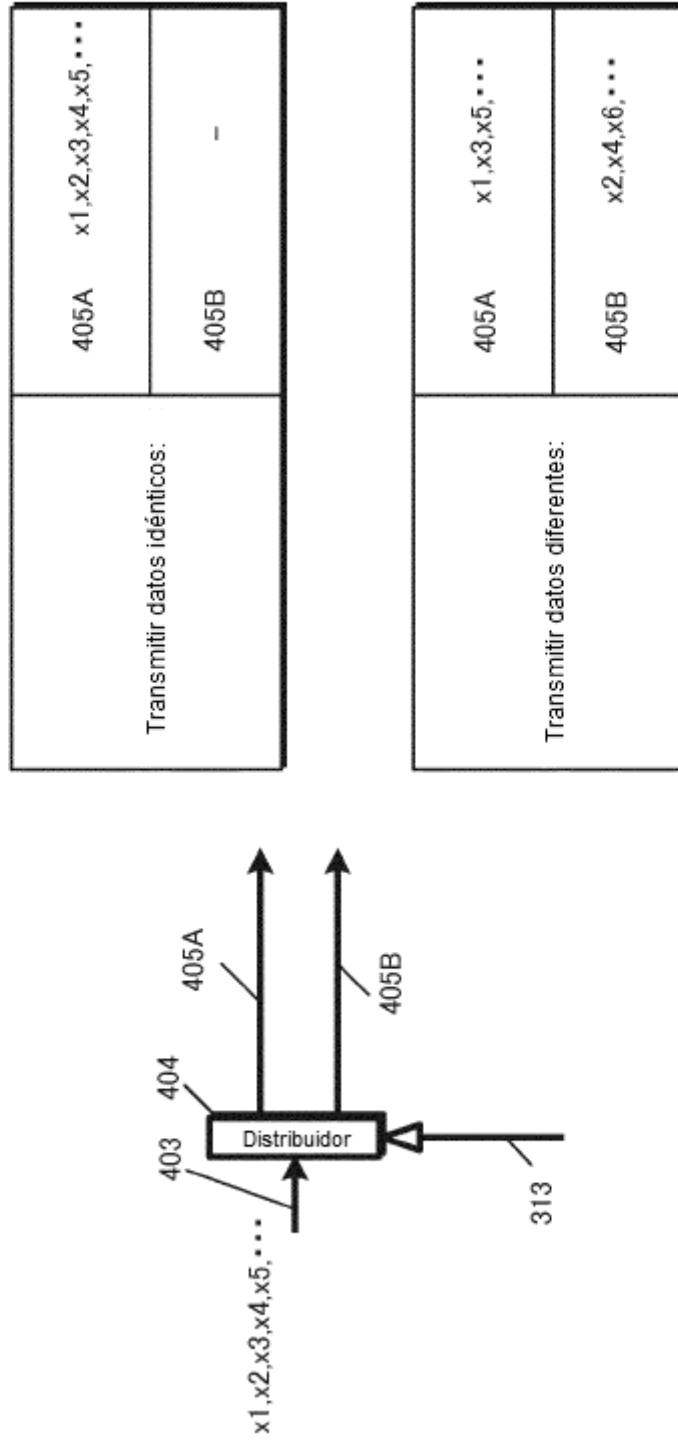
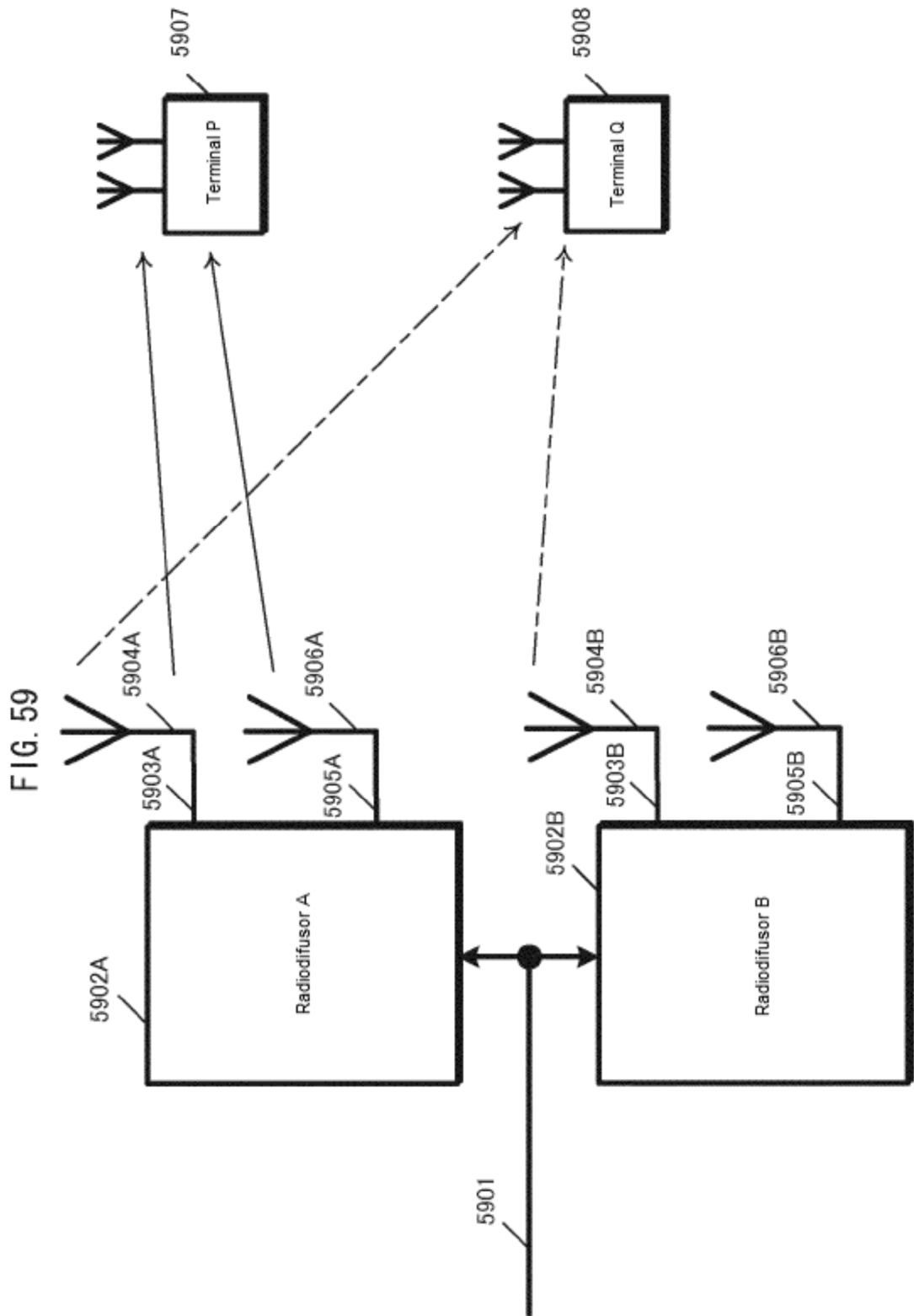
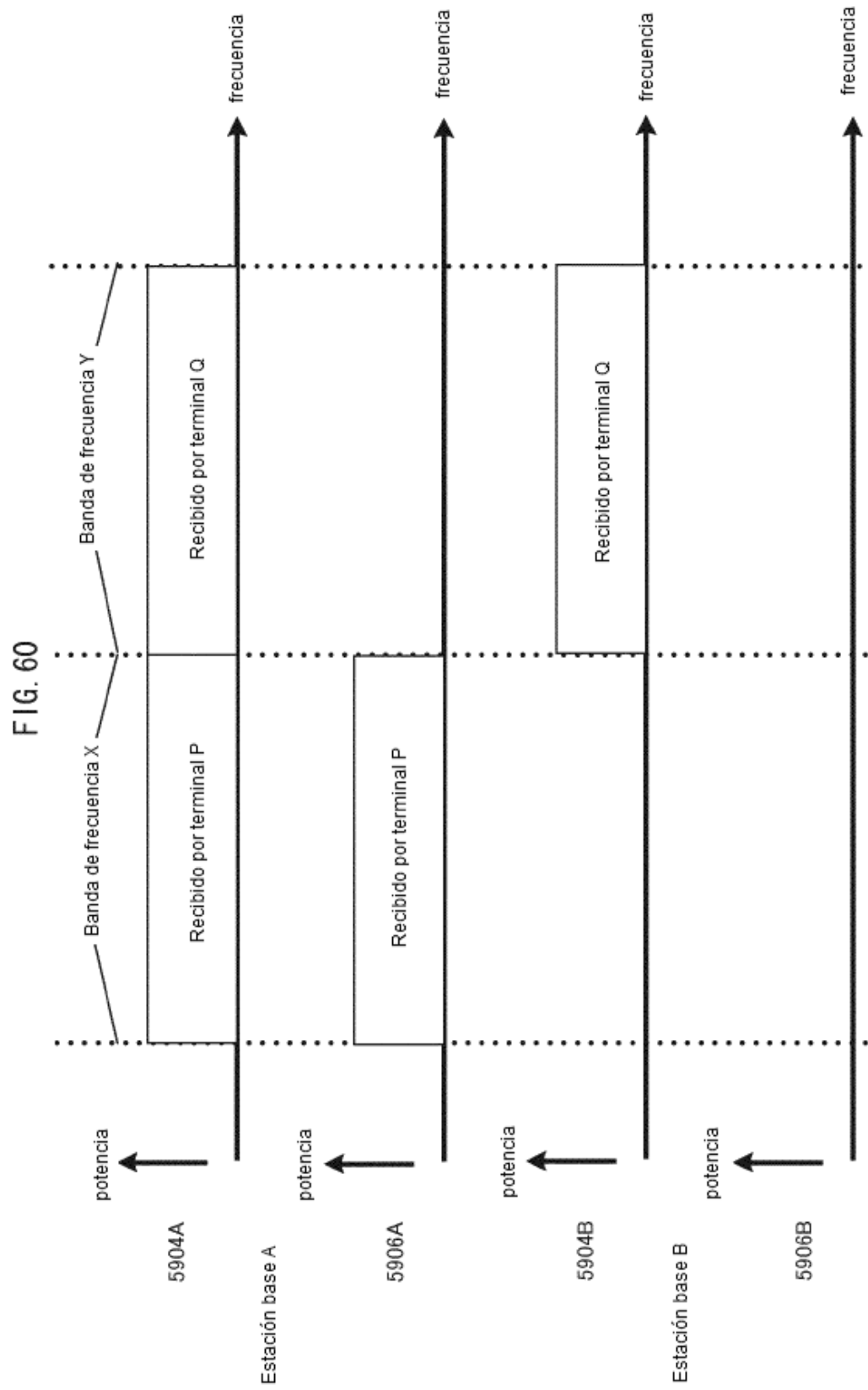


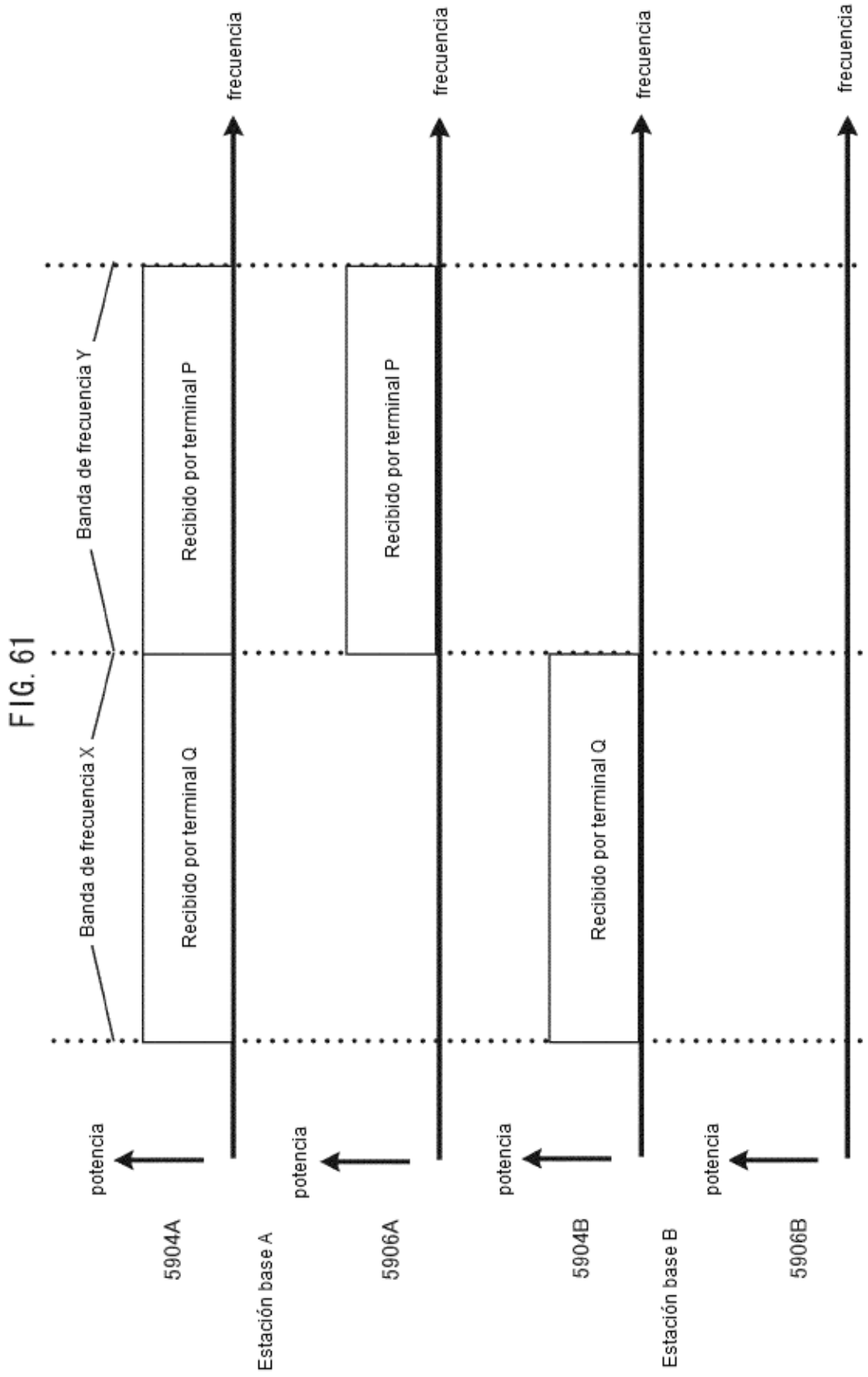
FIG. 58











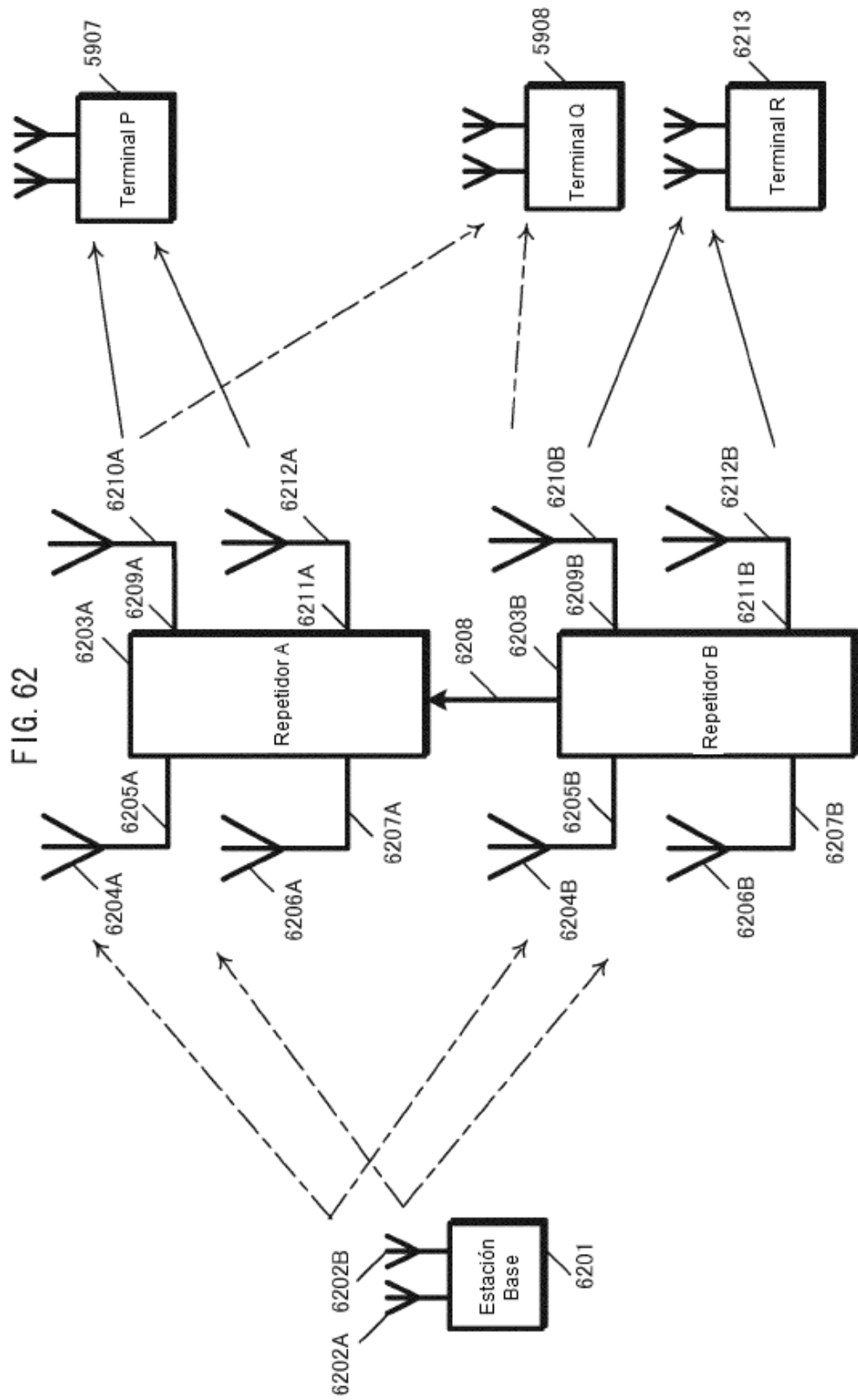
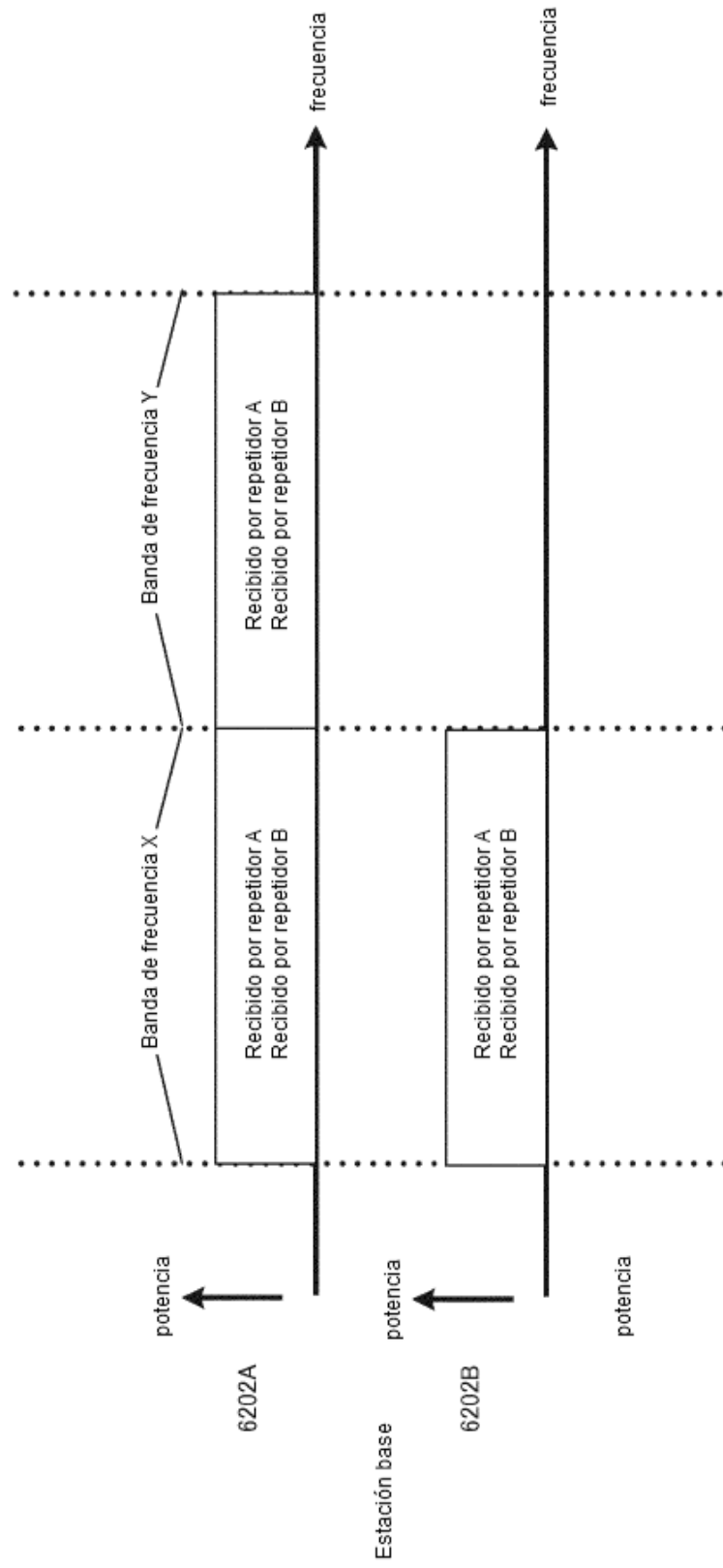


FIG. 63



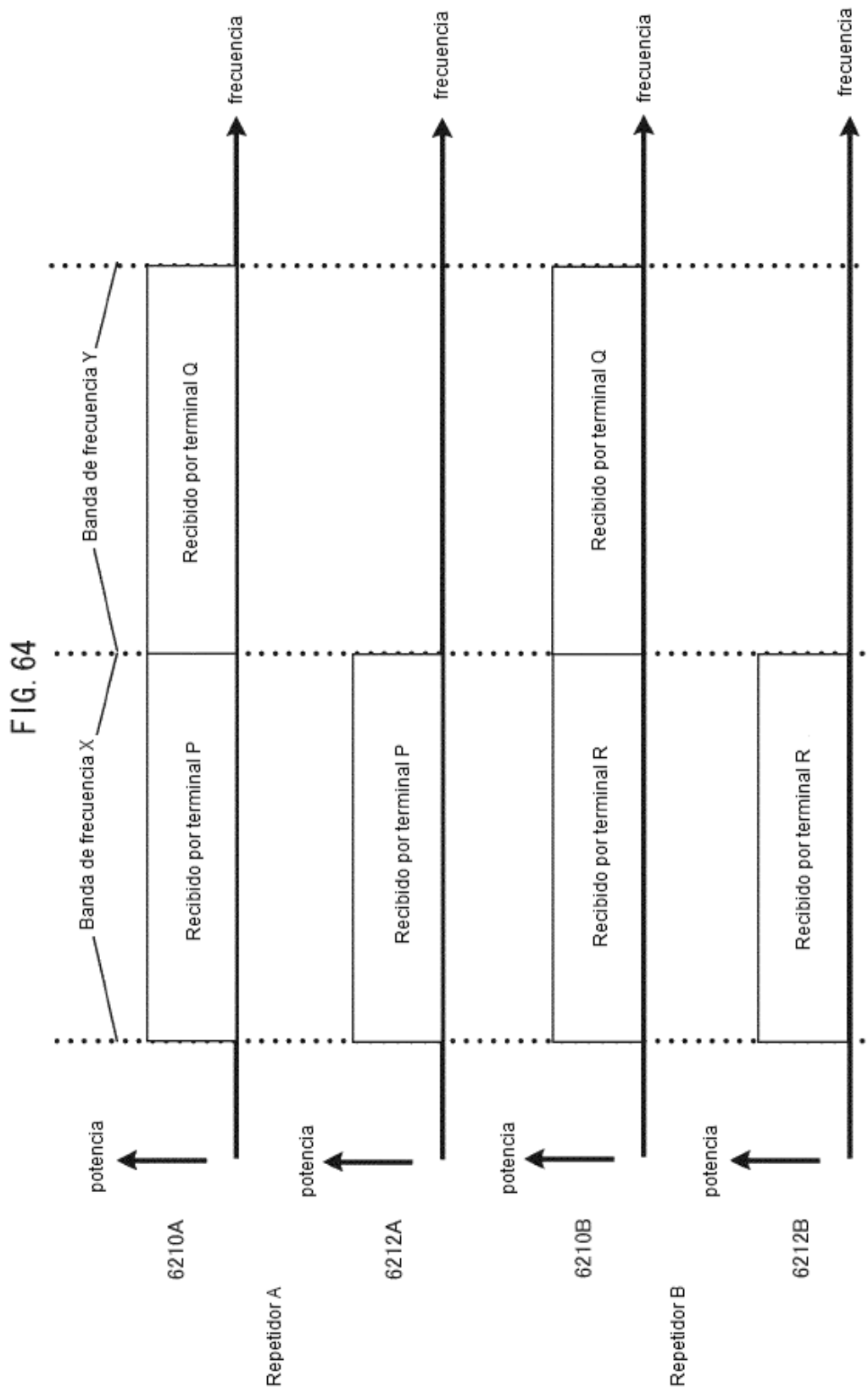


FIG. 65

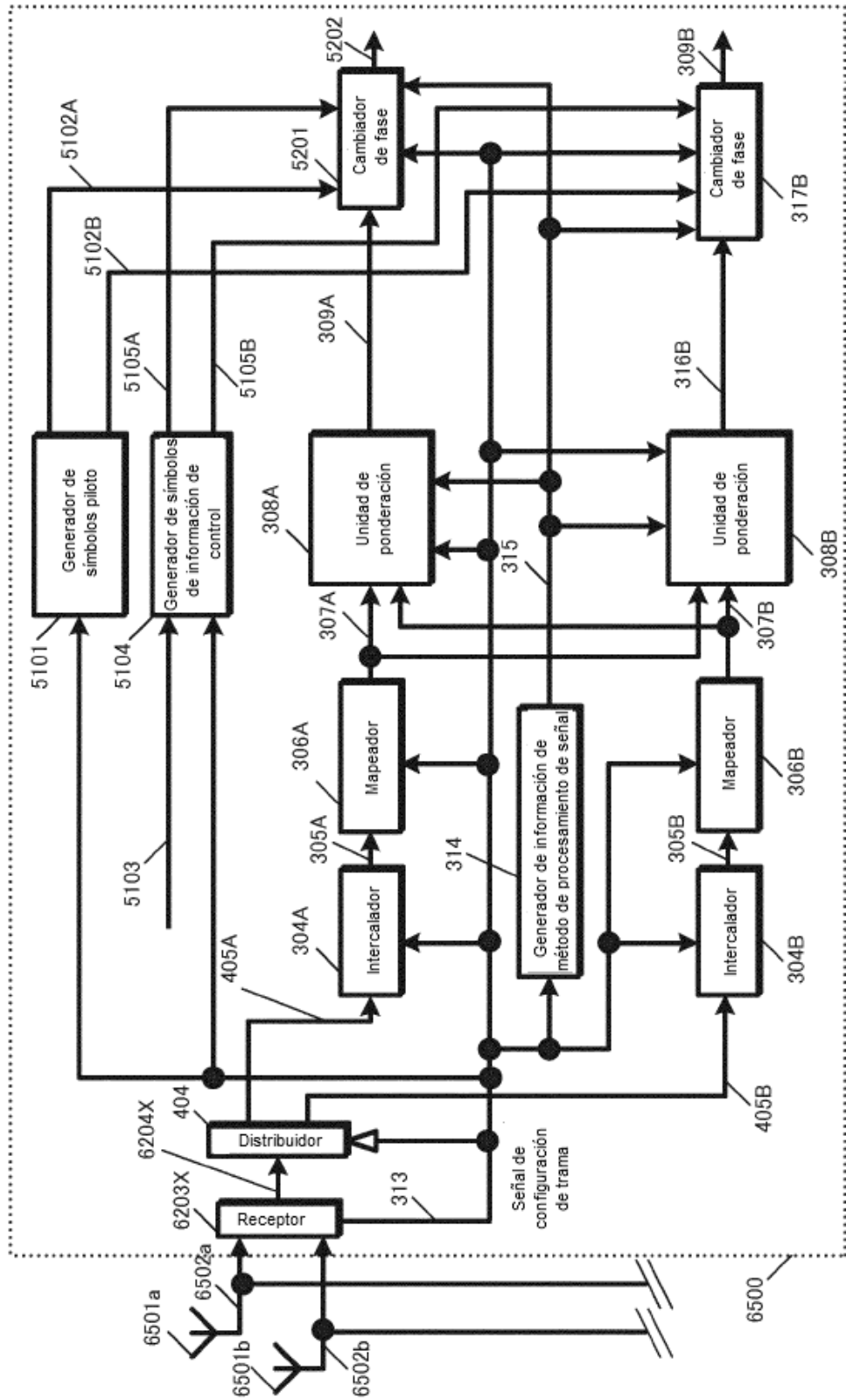


FIG. 66

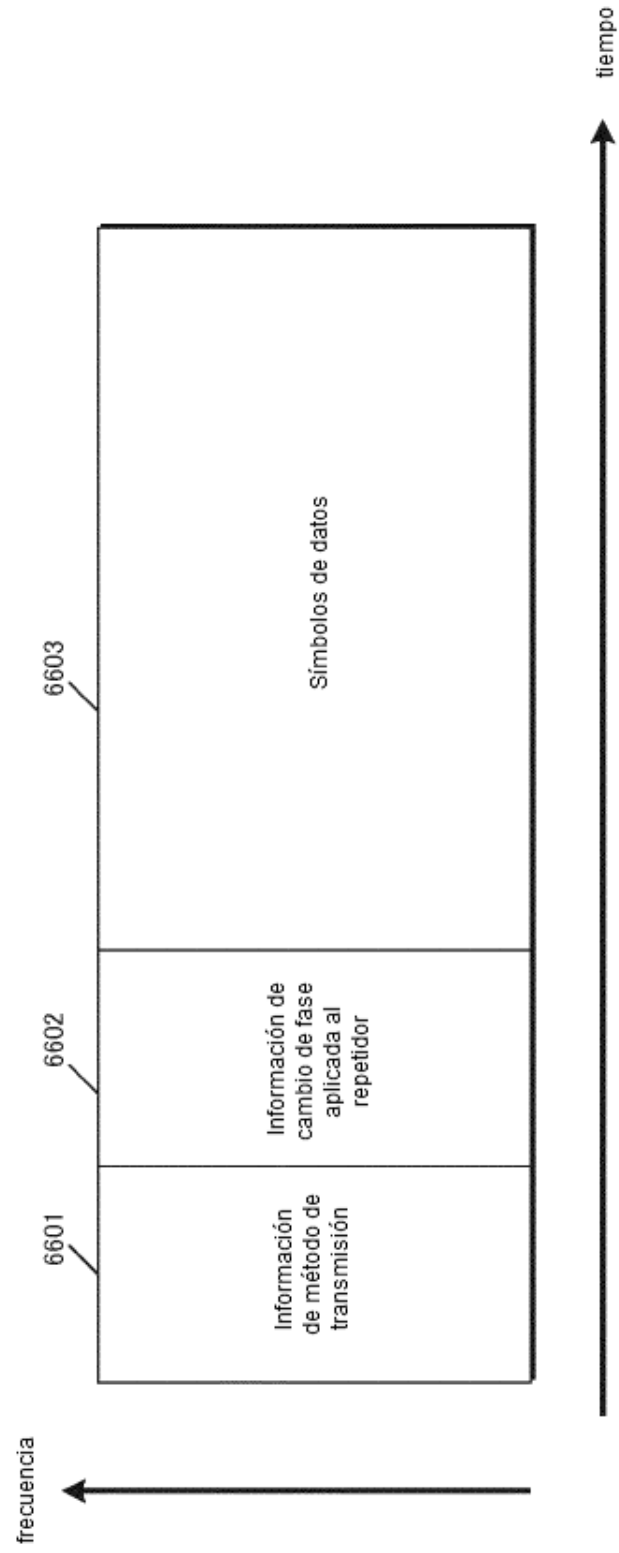
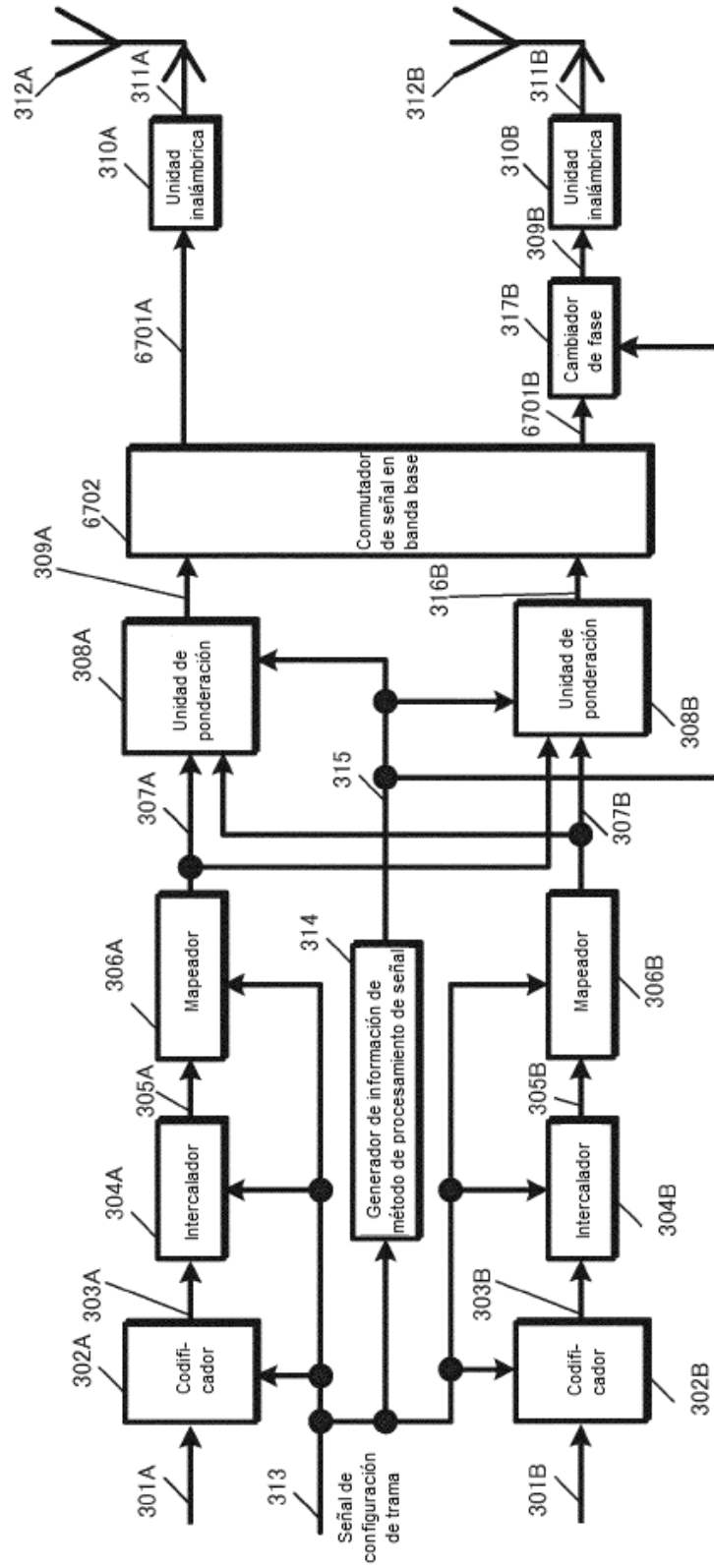




FIG. 67



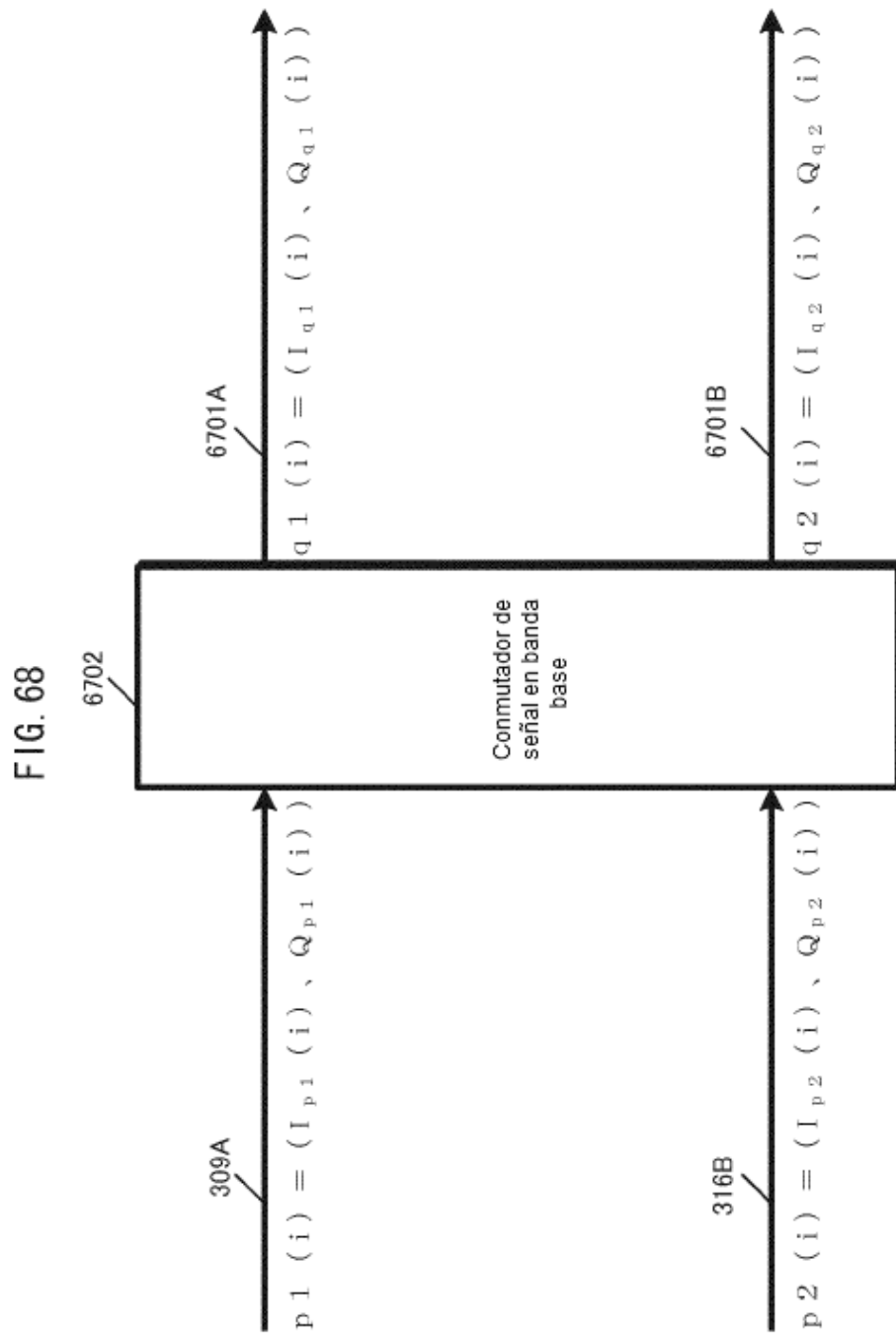
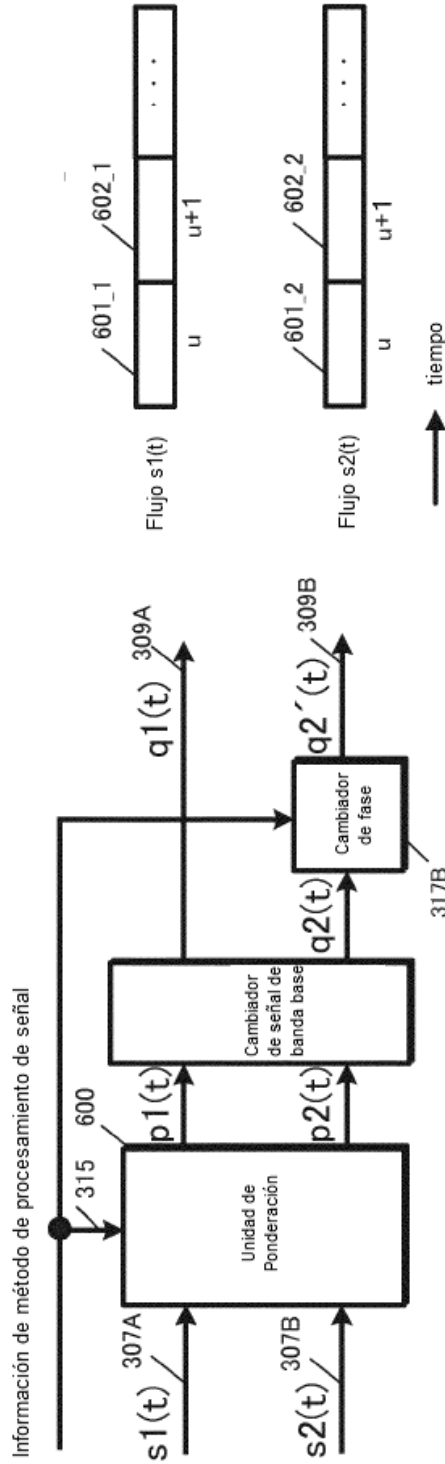


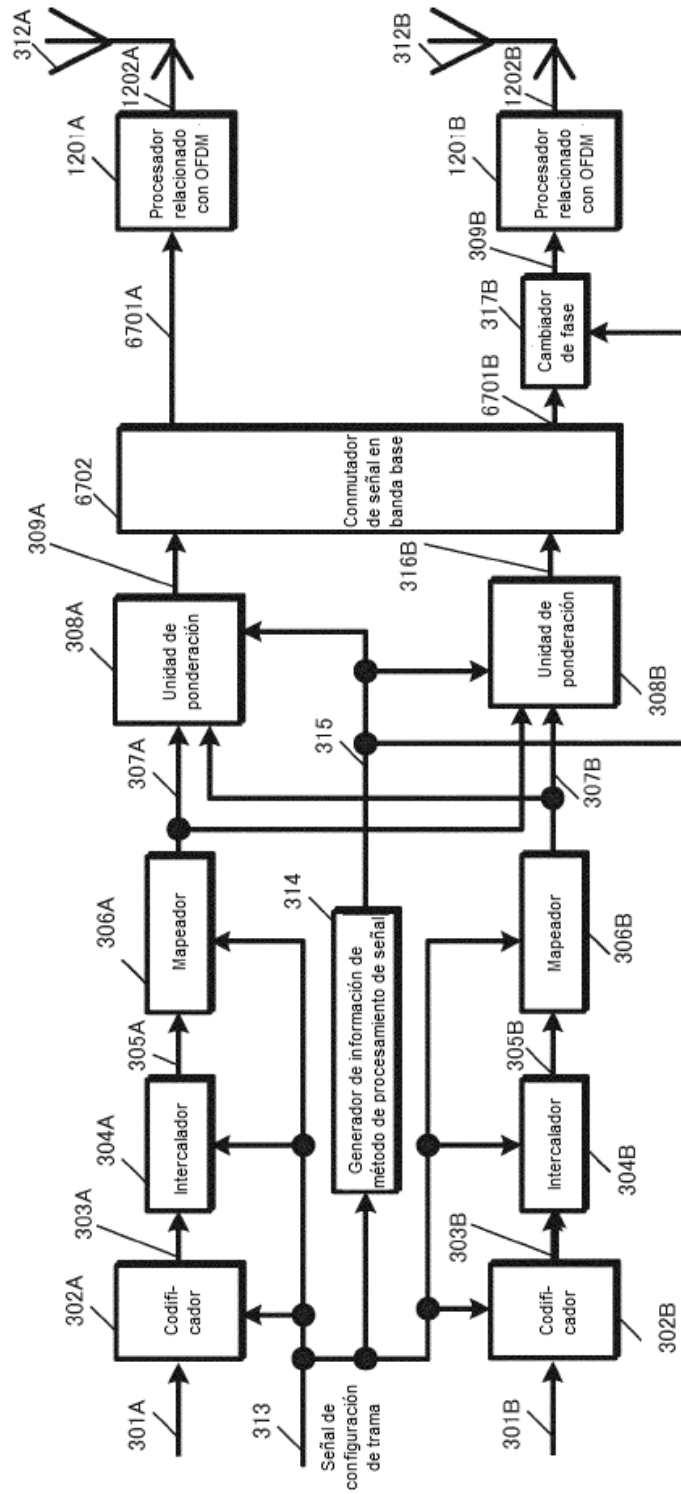
FIG. 69



Variantes de muestra de fórmula de cambio de fase  $y(t)$  usada por el cambiador de fase

selo de tiempo $u$	$y(u) = e^{j0}$	selo de tiempo $u+1$	$y(u+1) = e^{j\frac{\pi}{2}}$	selo de tiempo $u+2$	$y(u+2) = e^{j\pi}$	selo de tiempo $u+3$	$y(u+3) = e^{j\frac{3\pi}{2}}$	selo de tiempo $u+k$	$y(u+k) = e^{j\frac{k\pi}{2}}$
--------------------	-----------------	----------------------	-------------------------------	----------------------	---------------------	----------------------	--------------------------------	----------------------	--------------------------------

FIG. 70



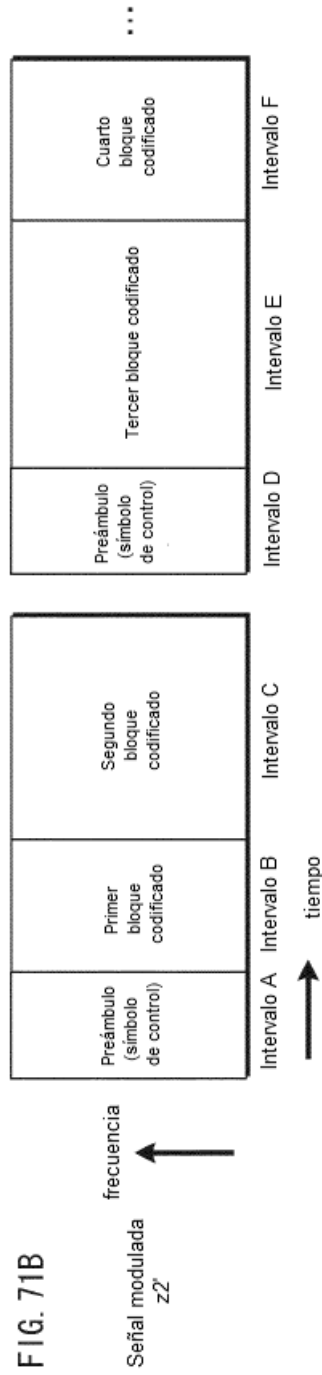
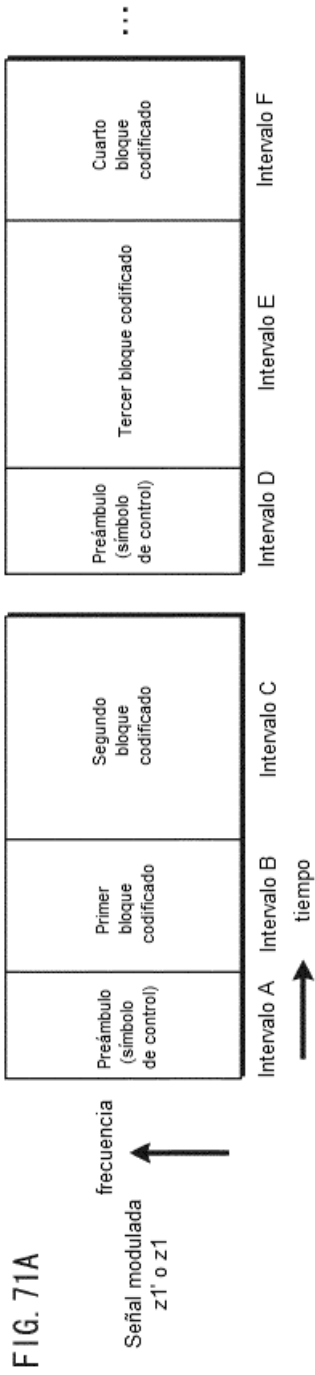


FIG. 72

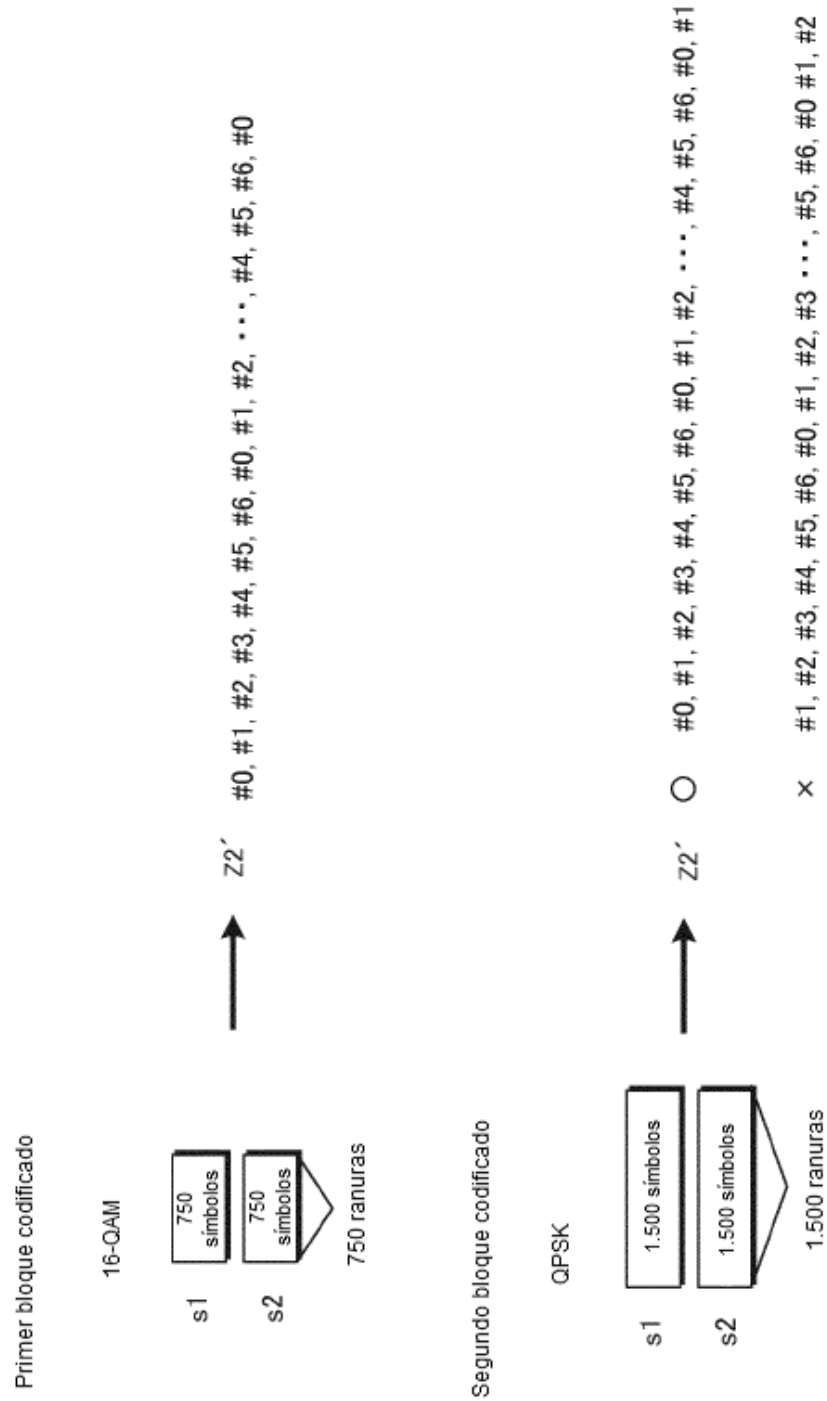


FIG. 73

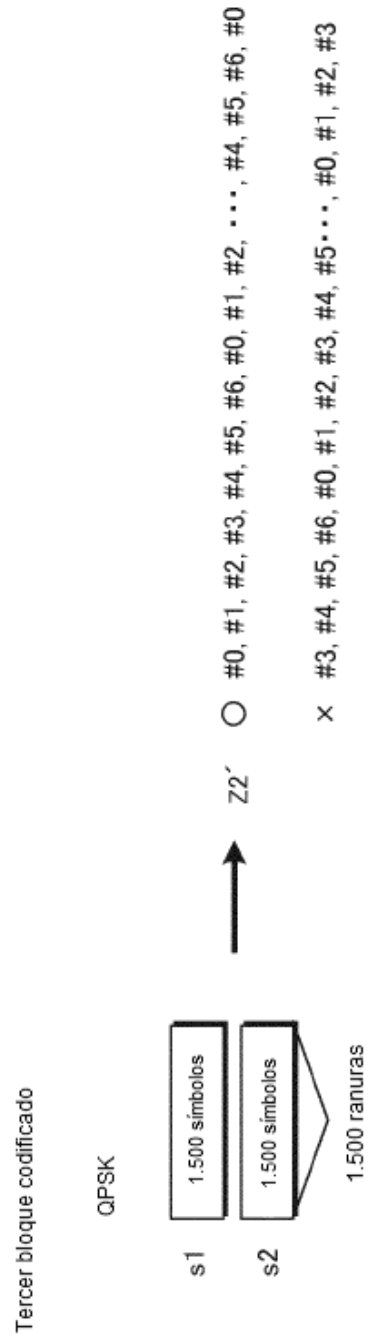


FIG. 74

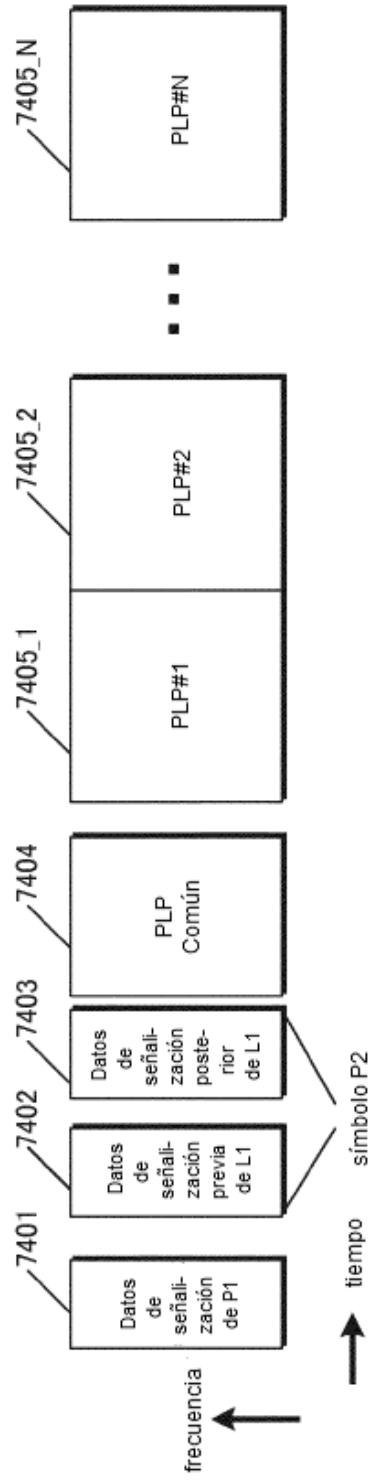
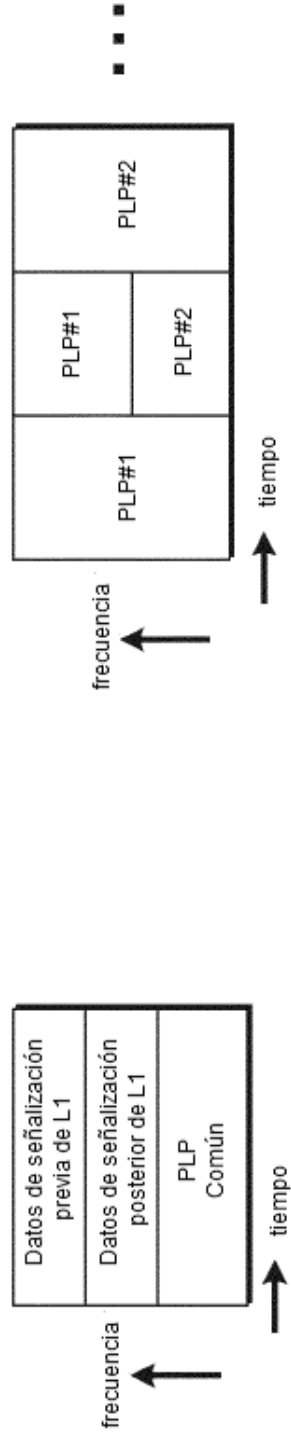
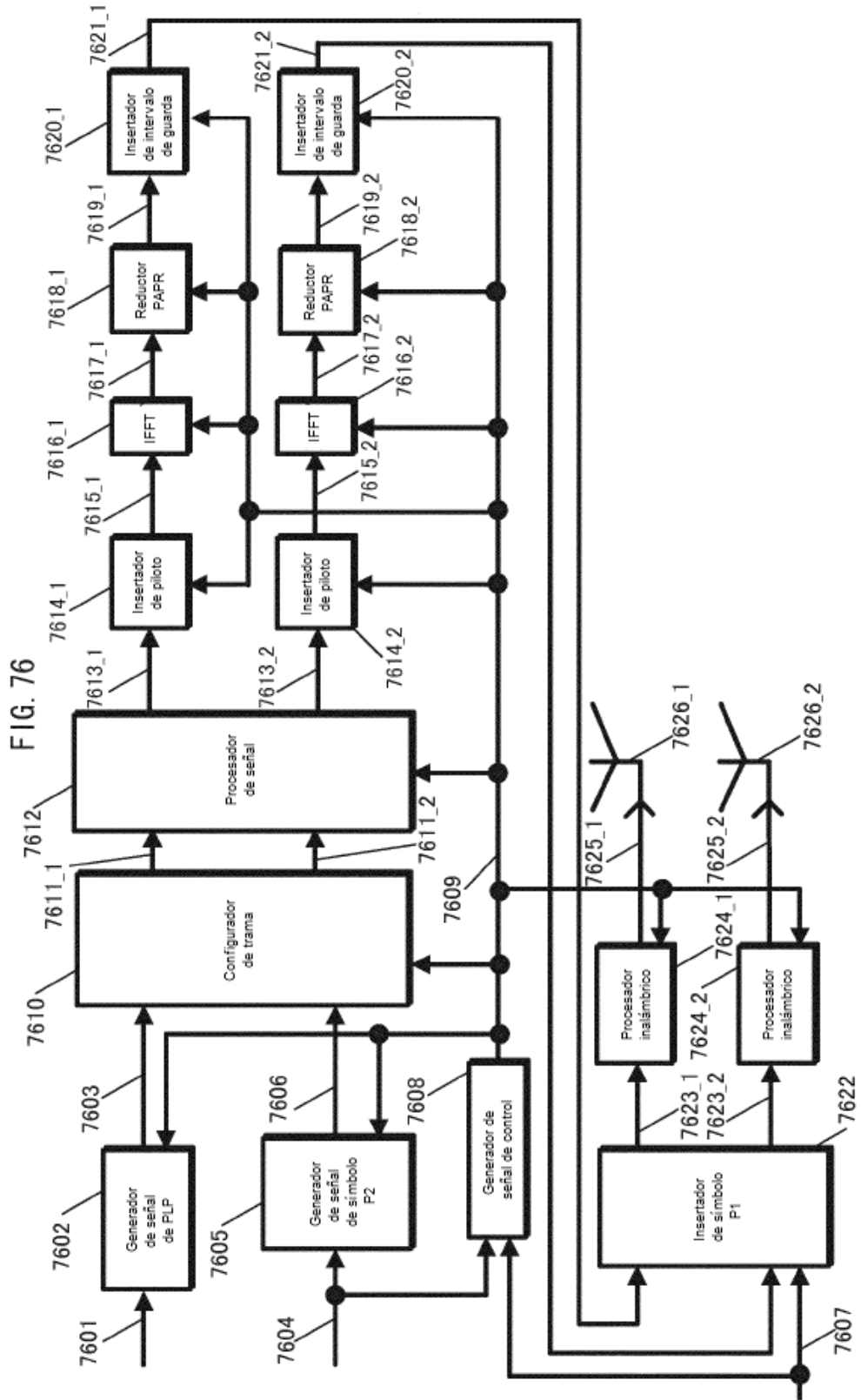




FIG. 75





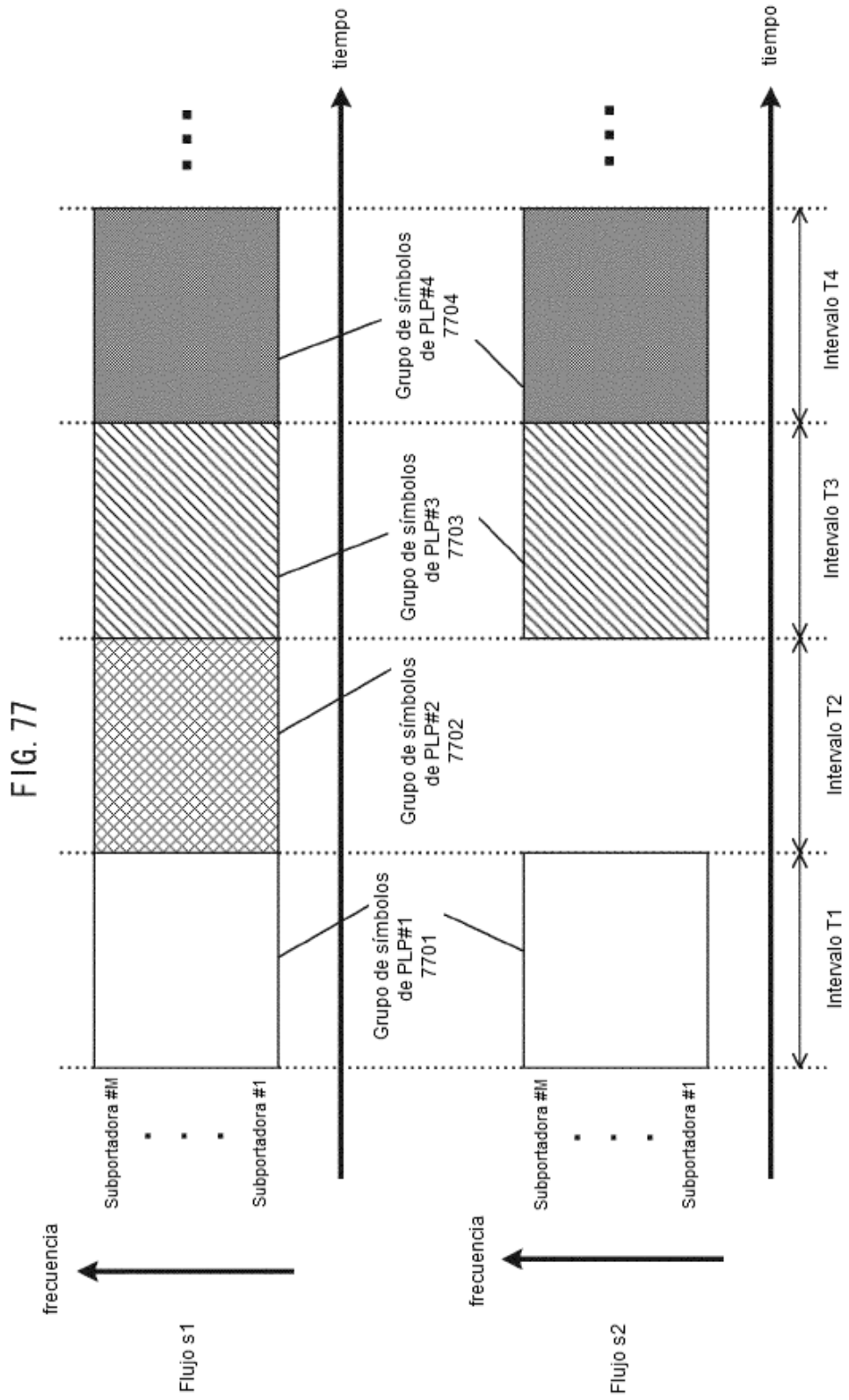


FIG. 78

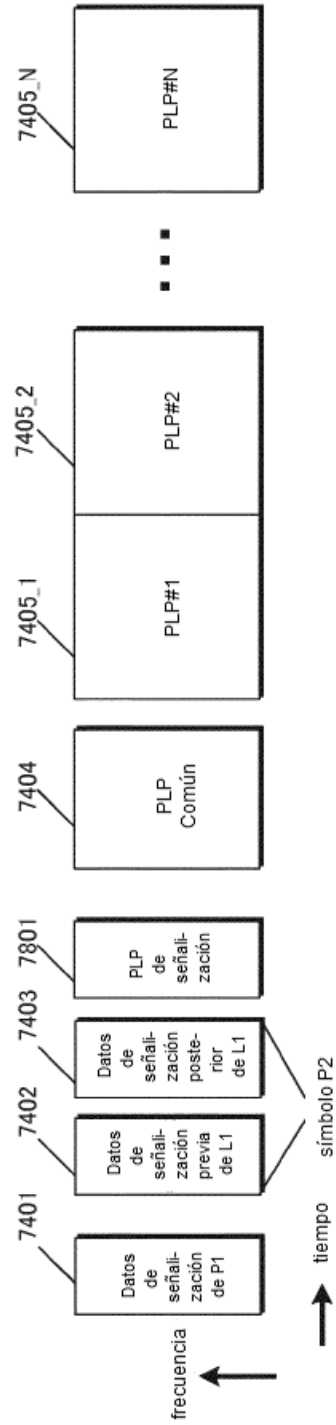
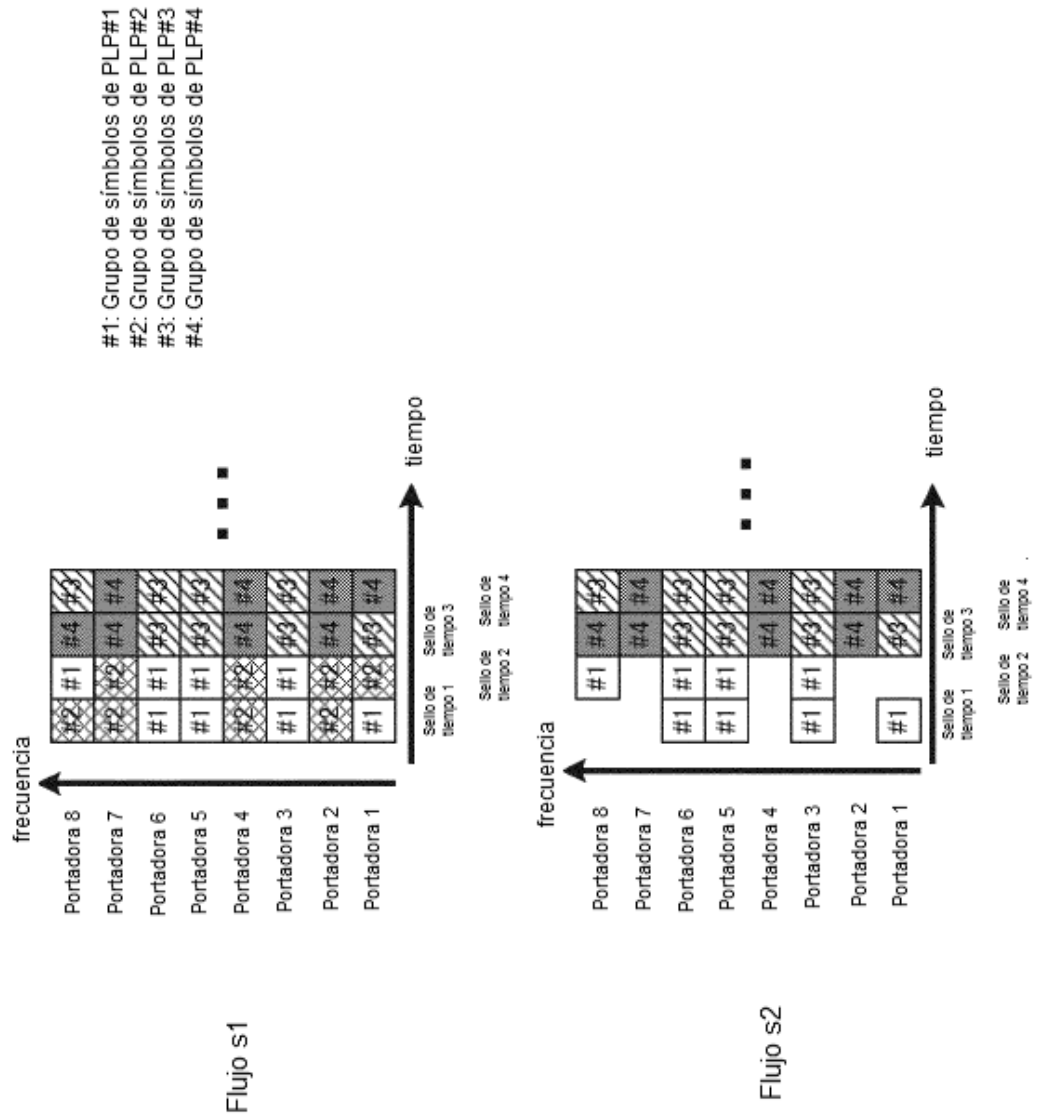


FIG. 79



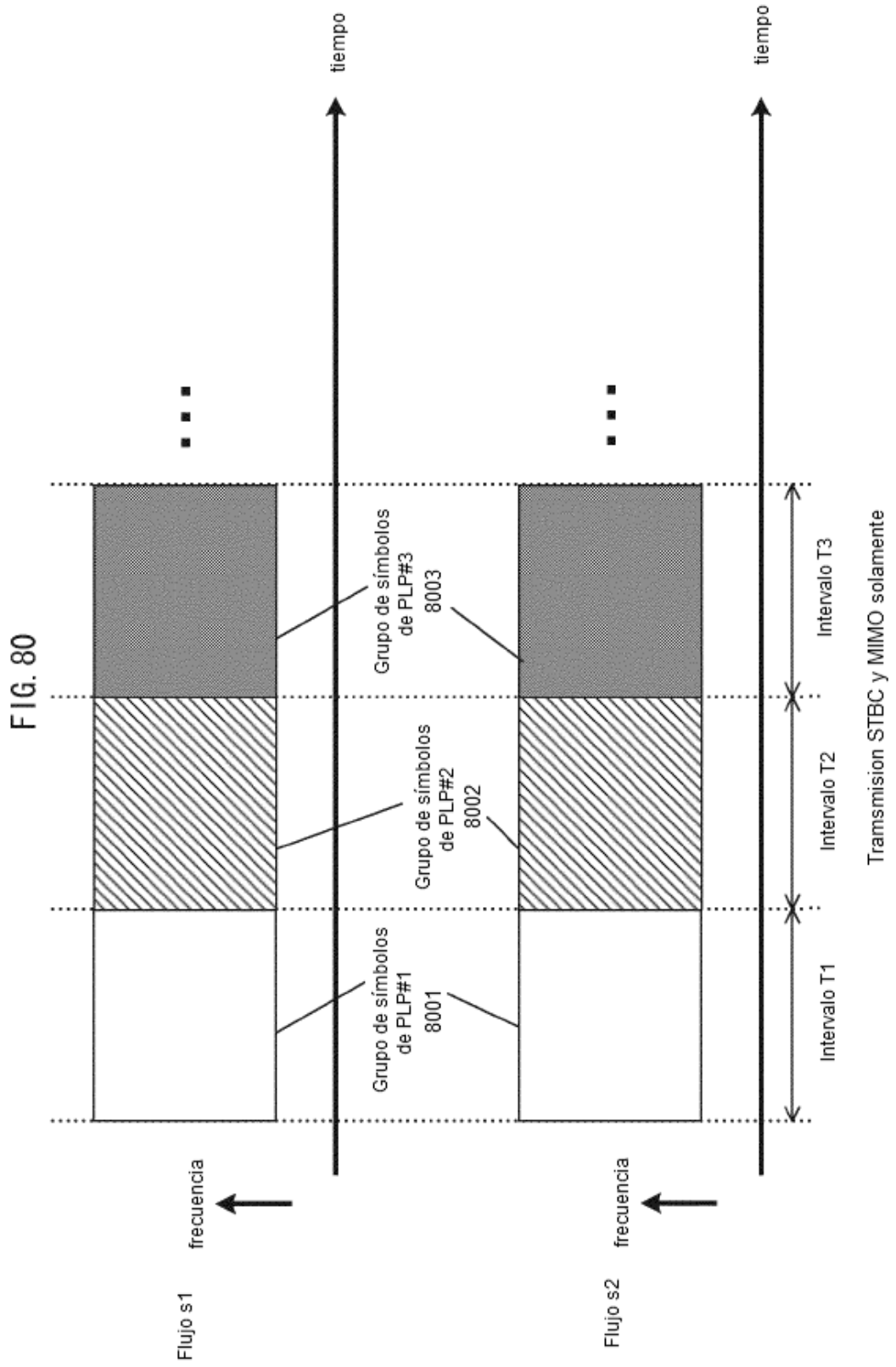
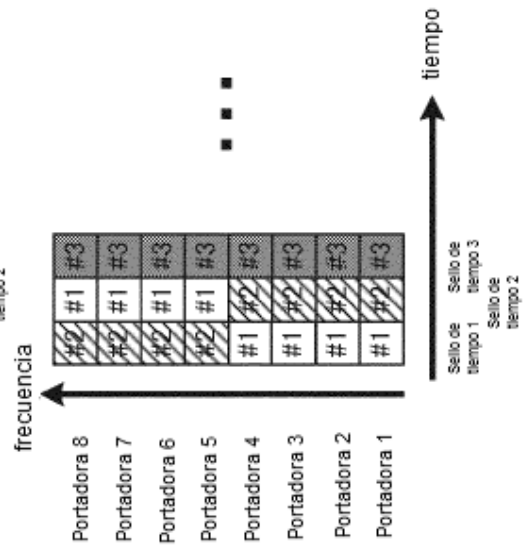
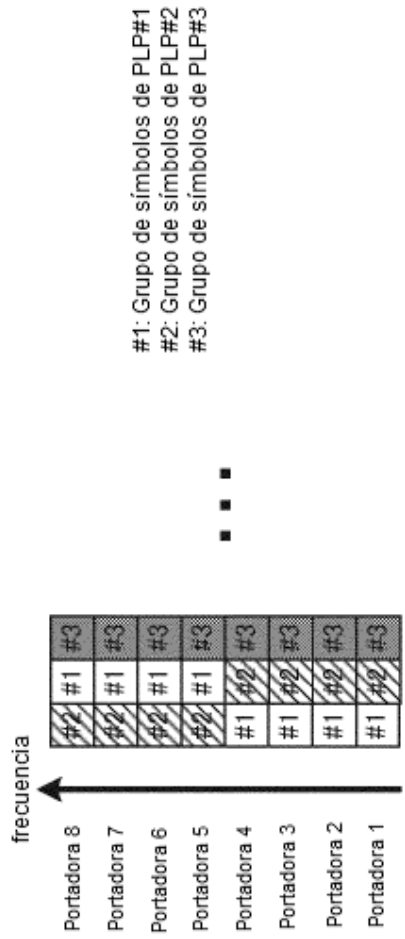


FIG. 81



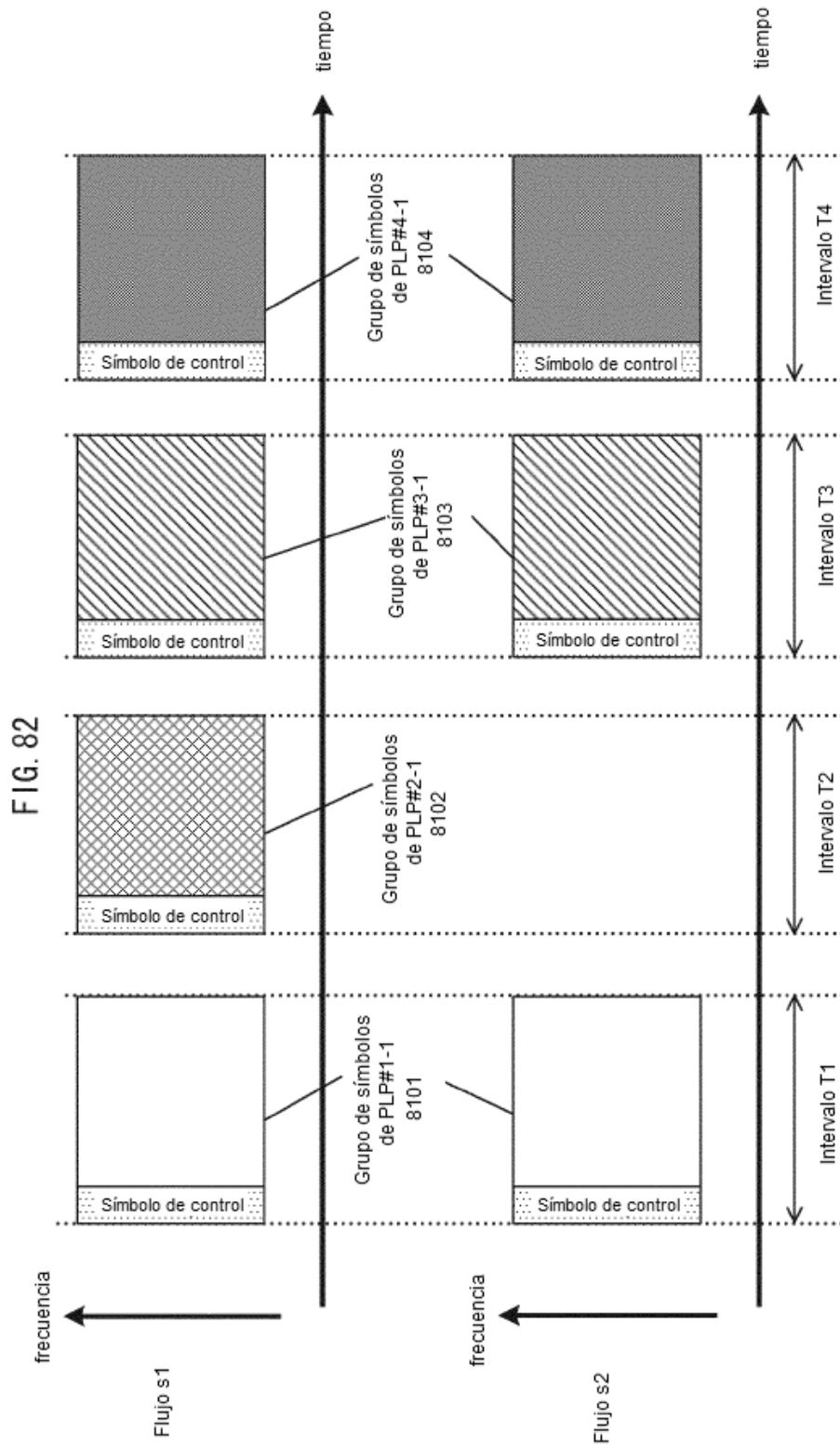




FIG. 83

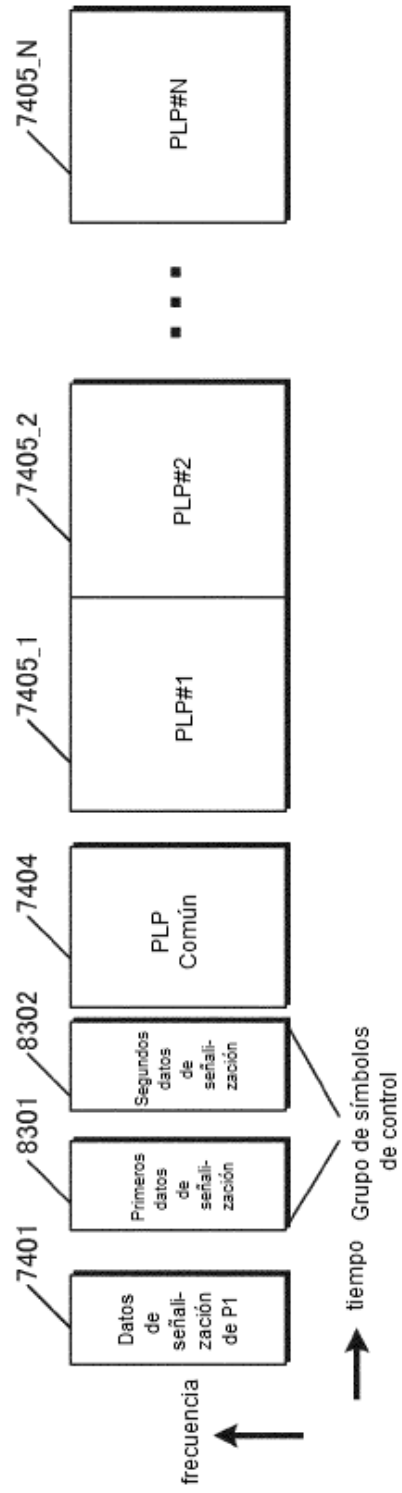
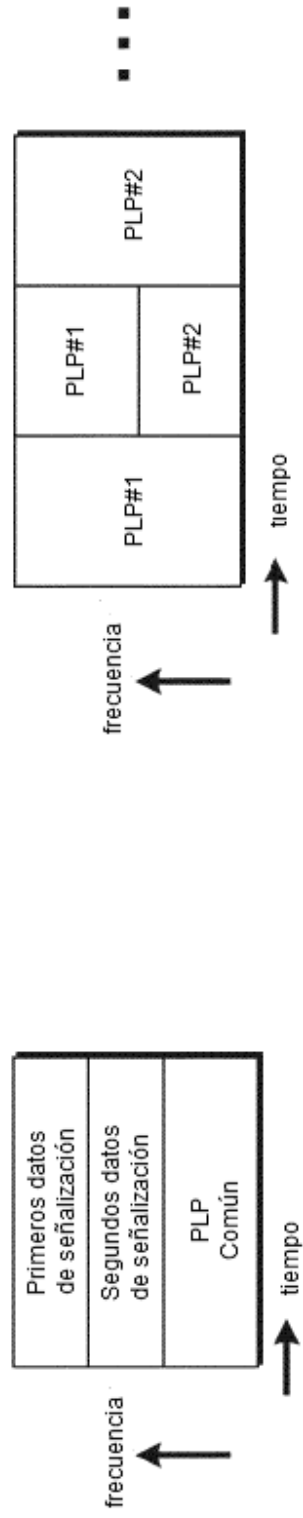
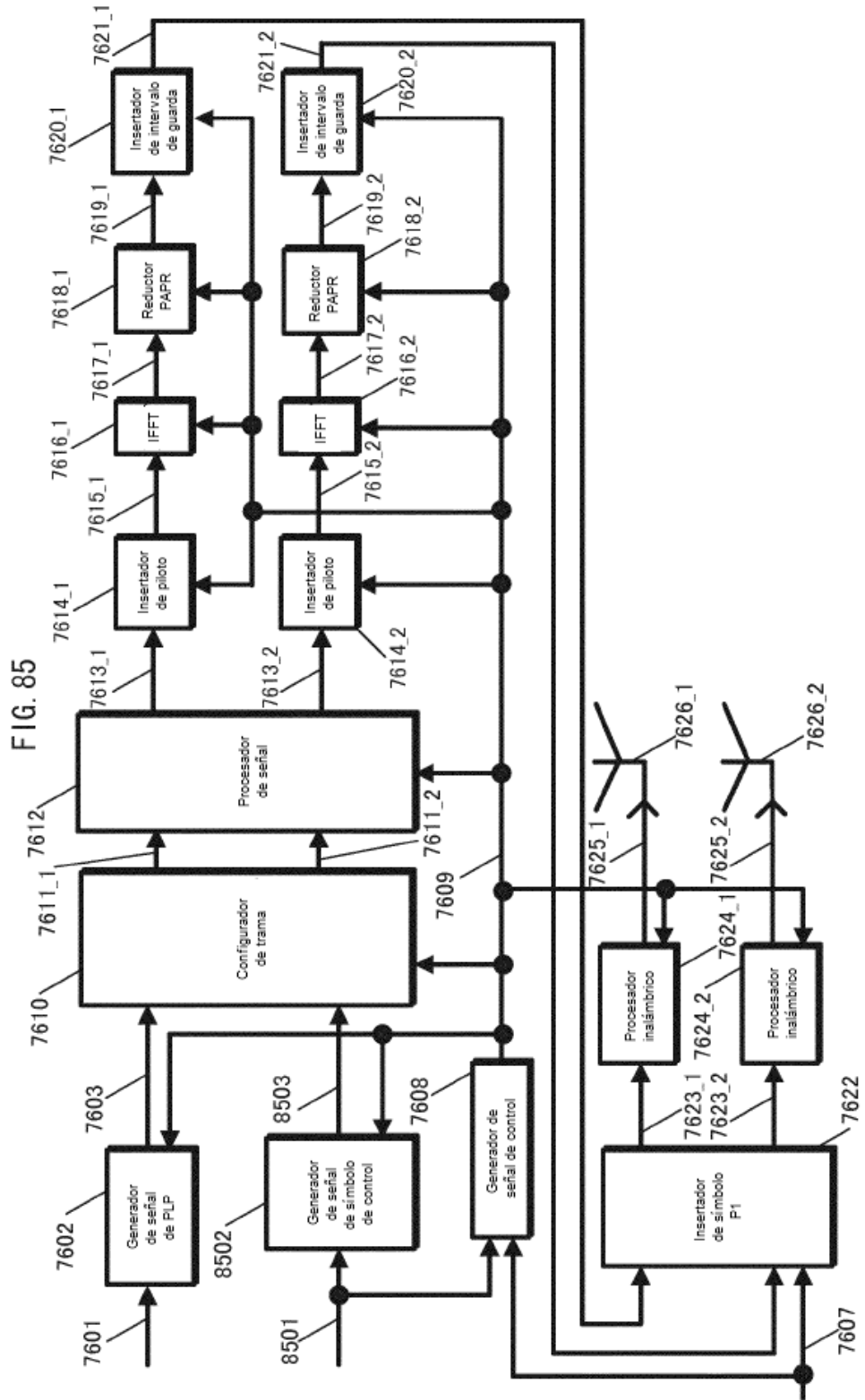
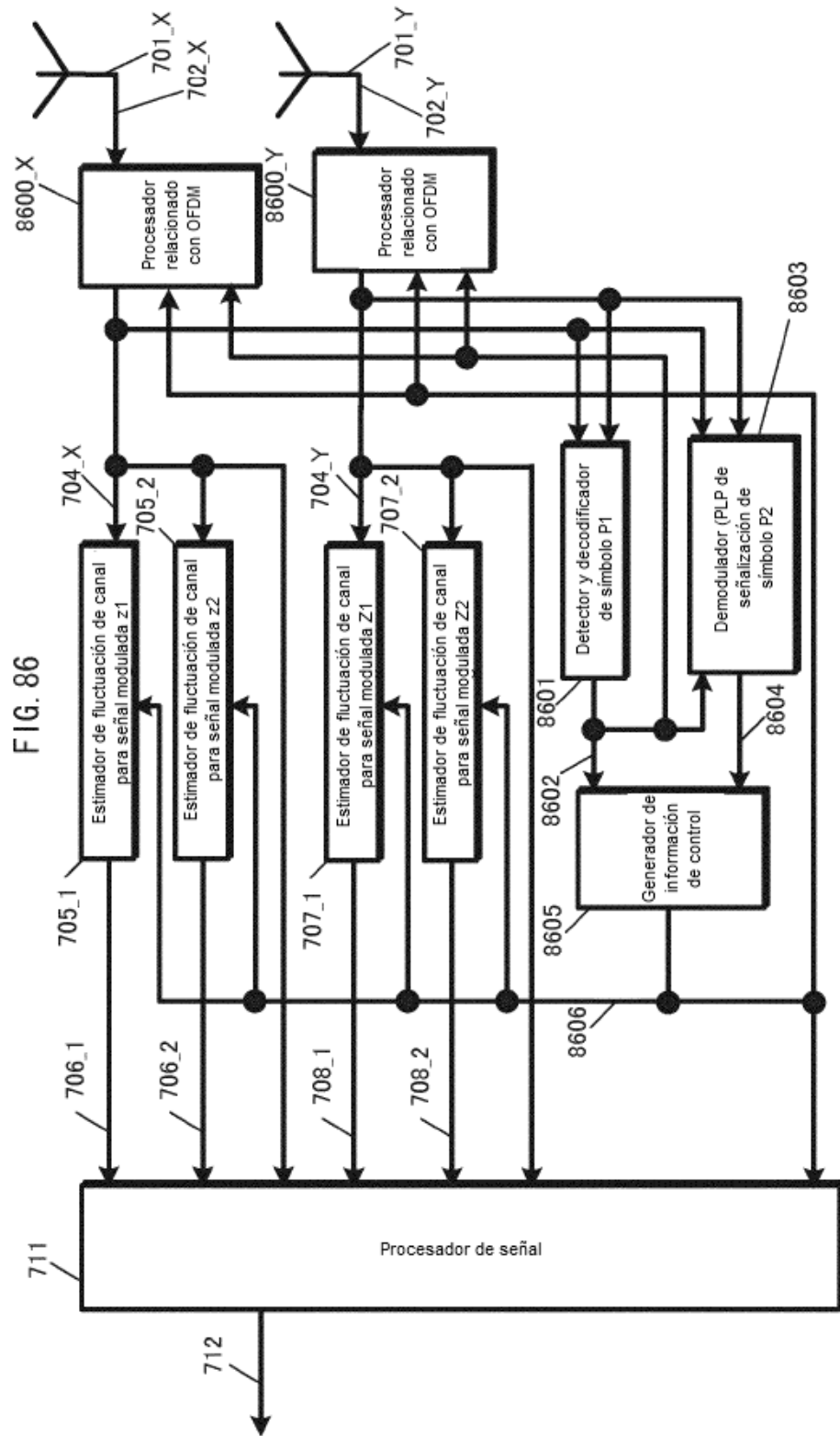


FIG. 84







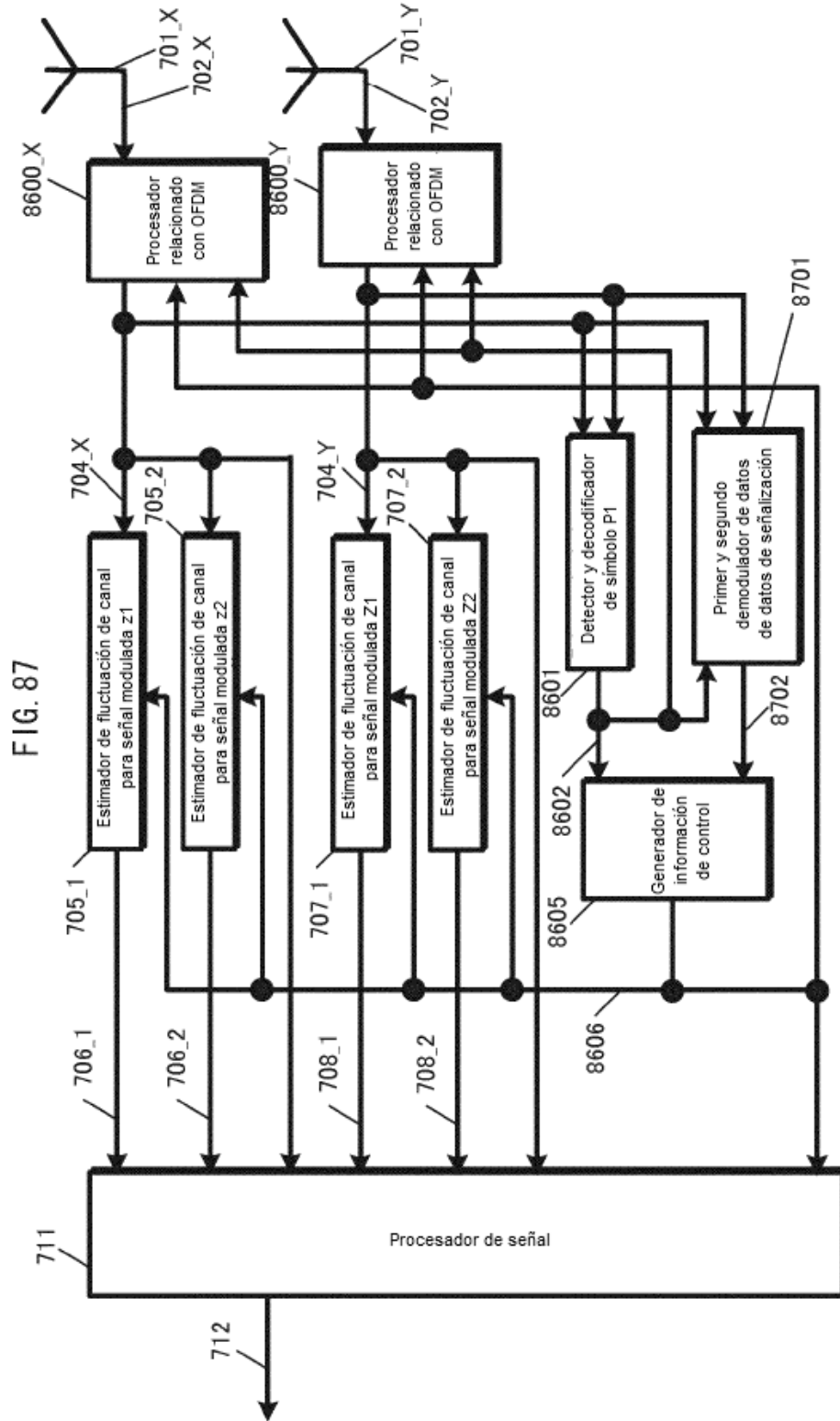
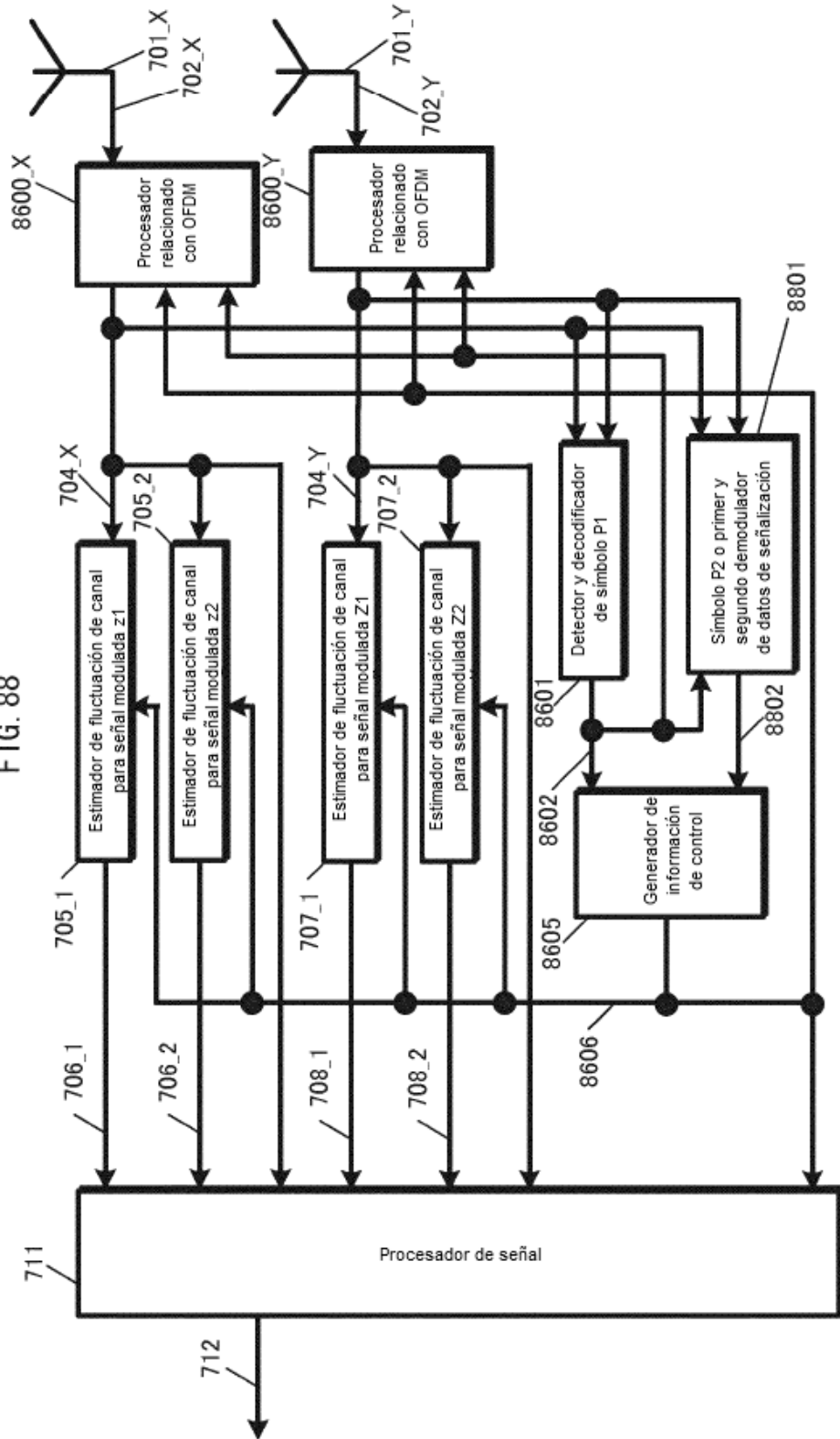
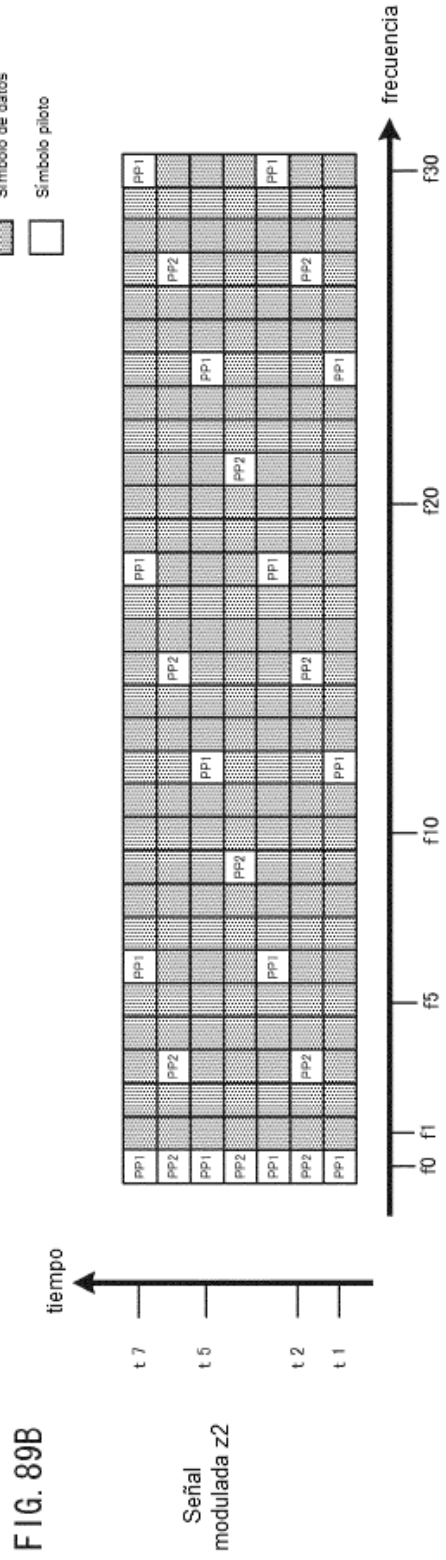
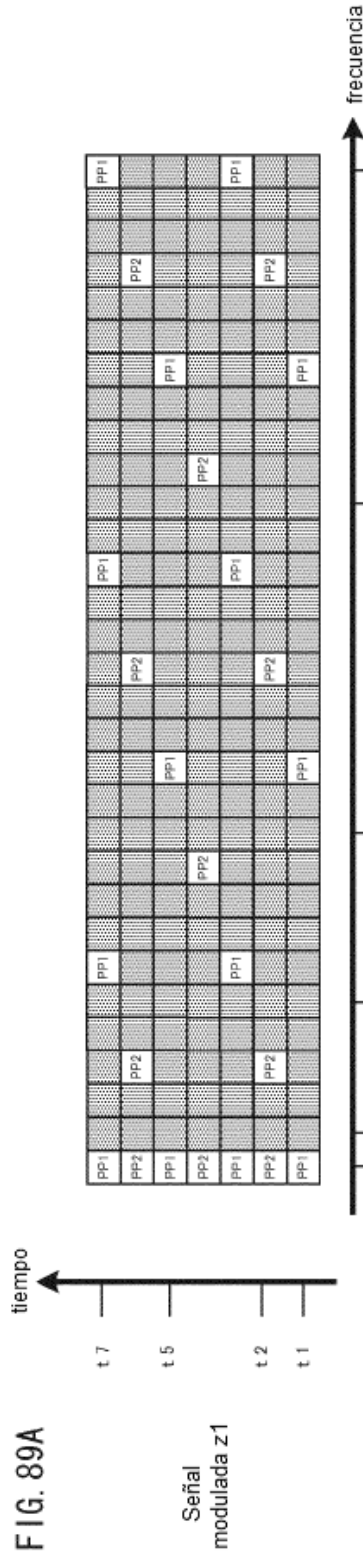
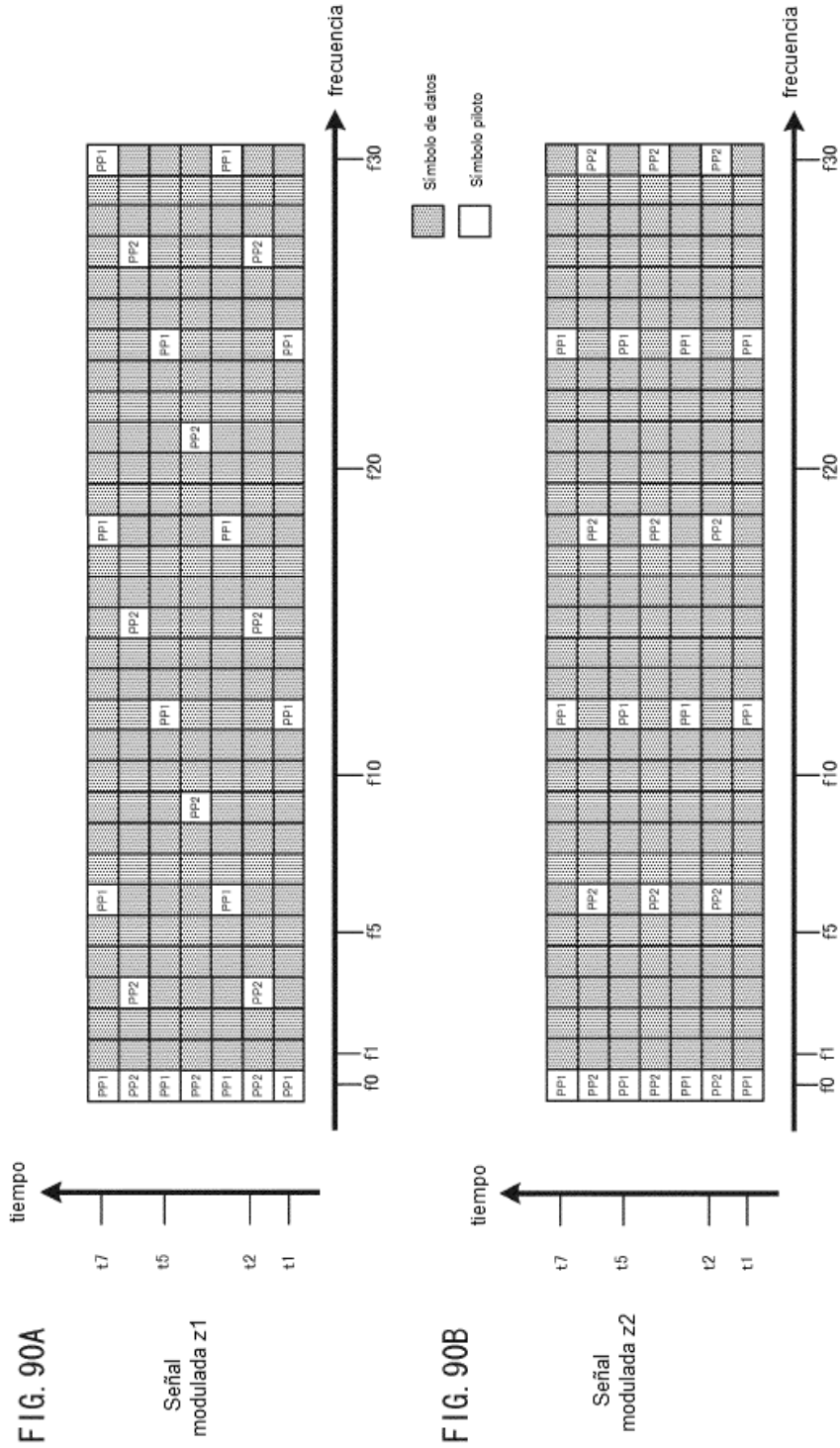


FIG. 88









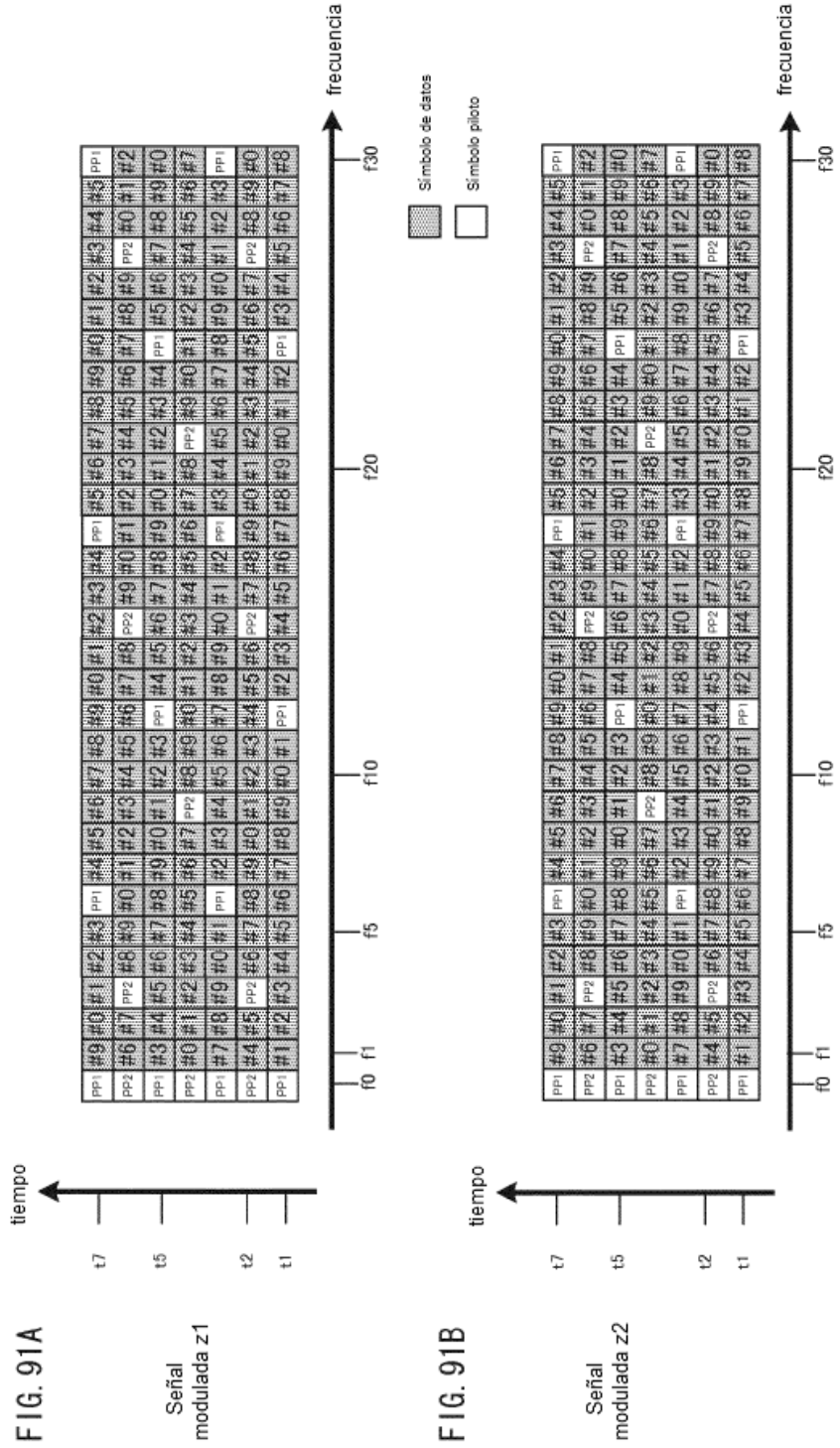
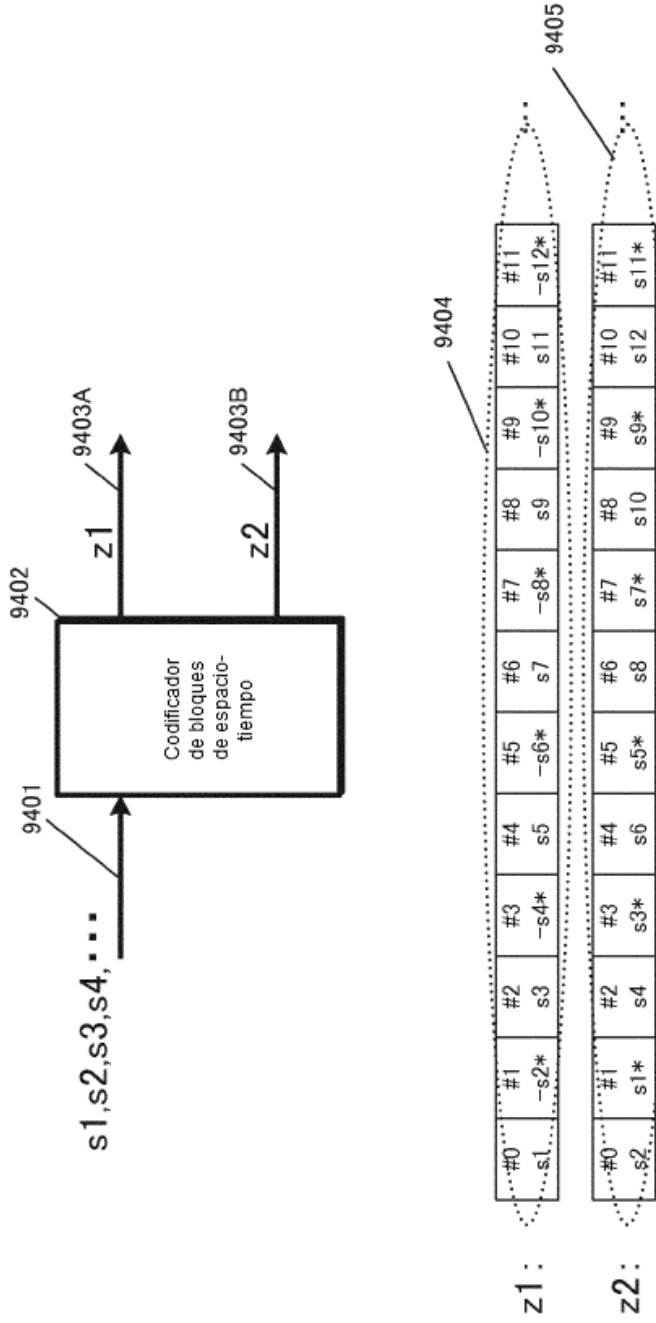






FIG. 94



\*: Coeficiente complejo

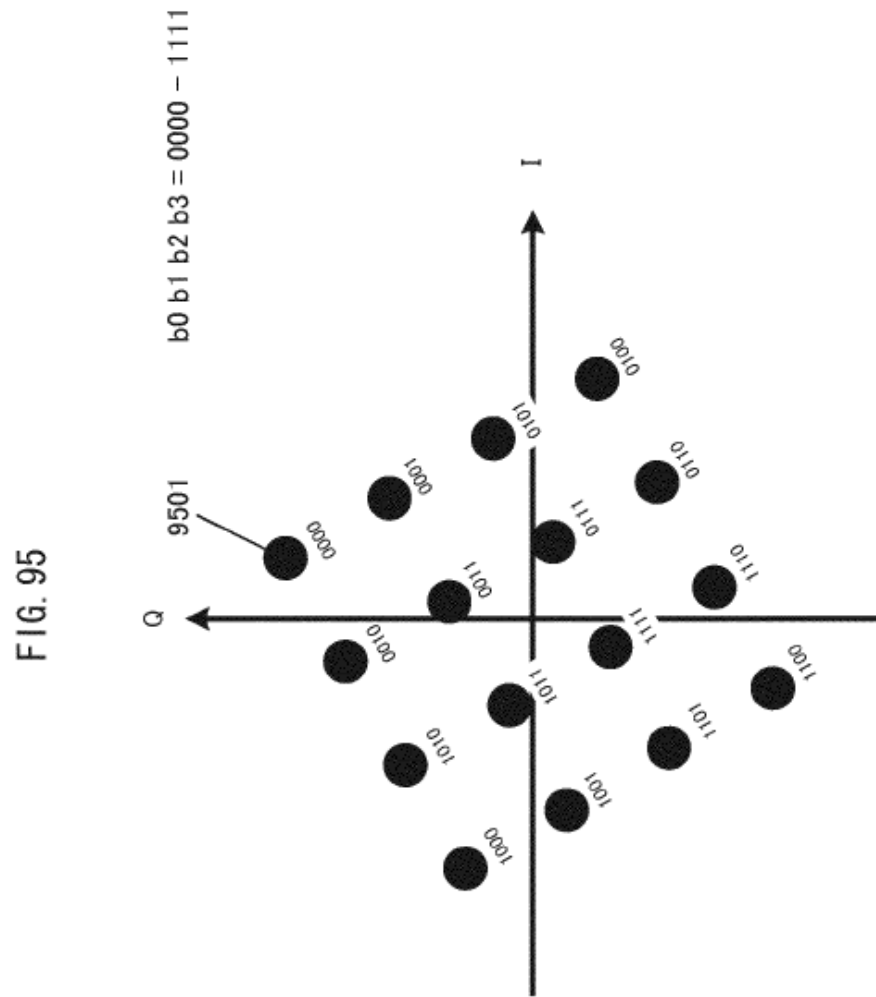


FIG. 96

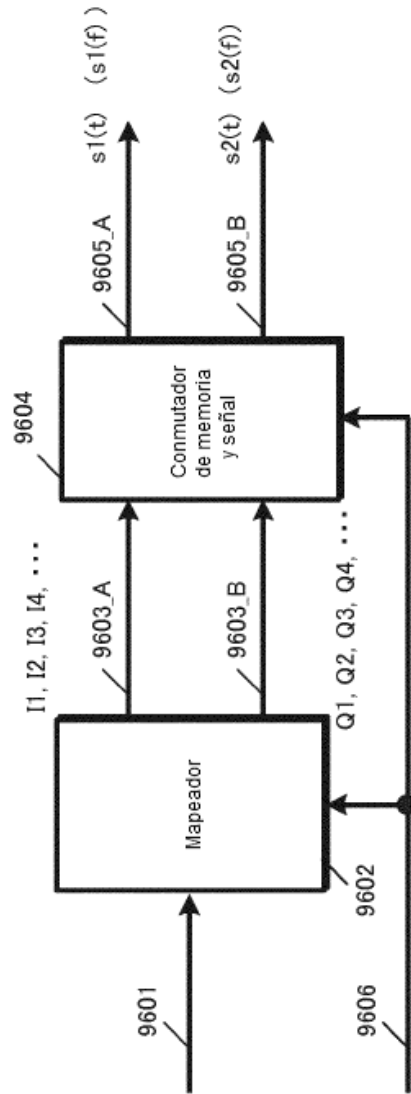
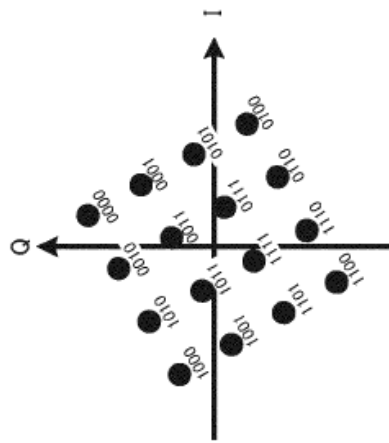


FIG. 97

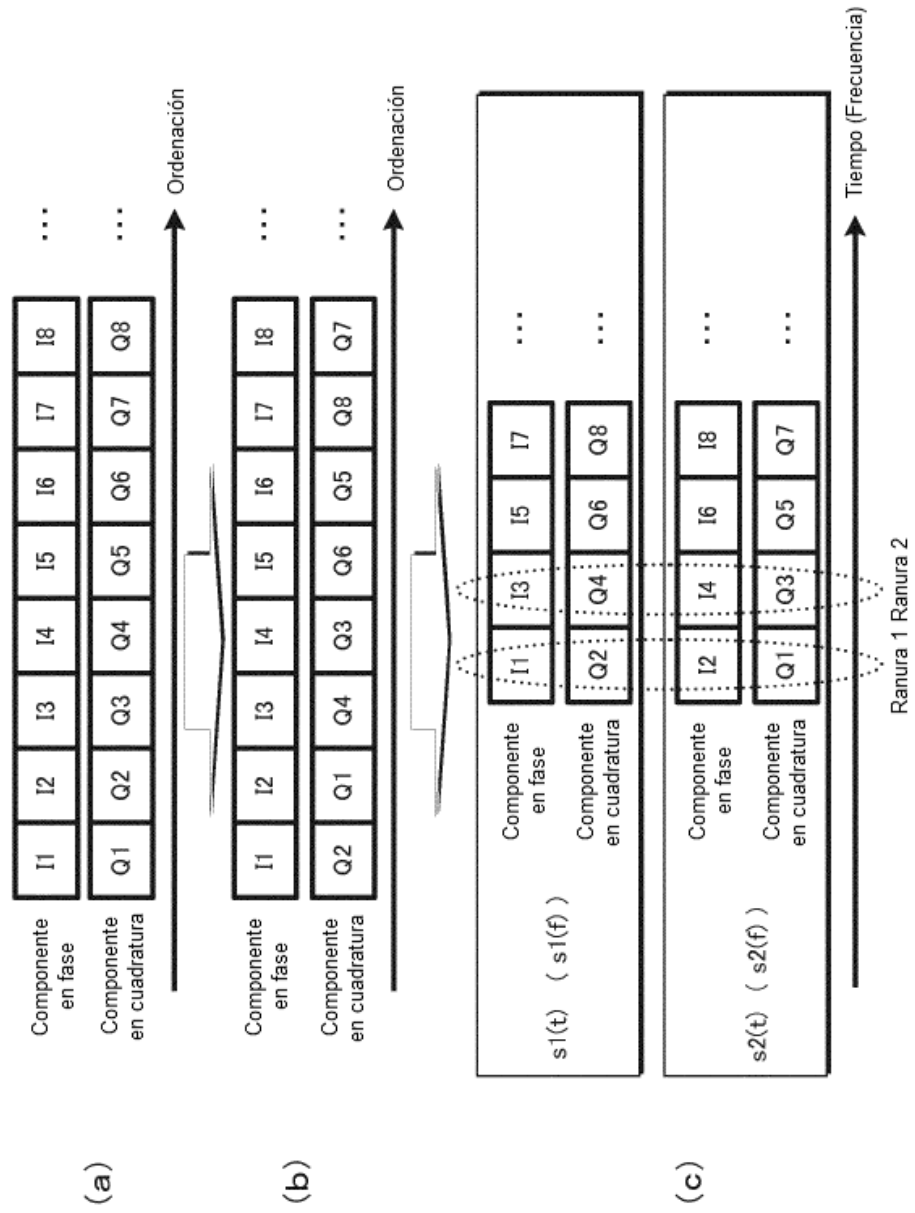
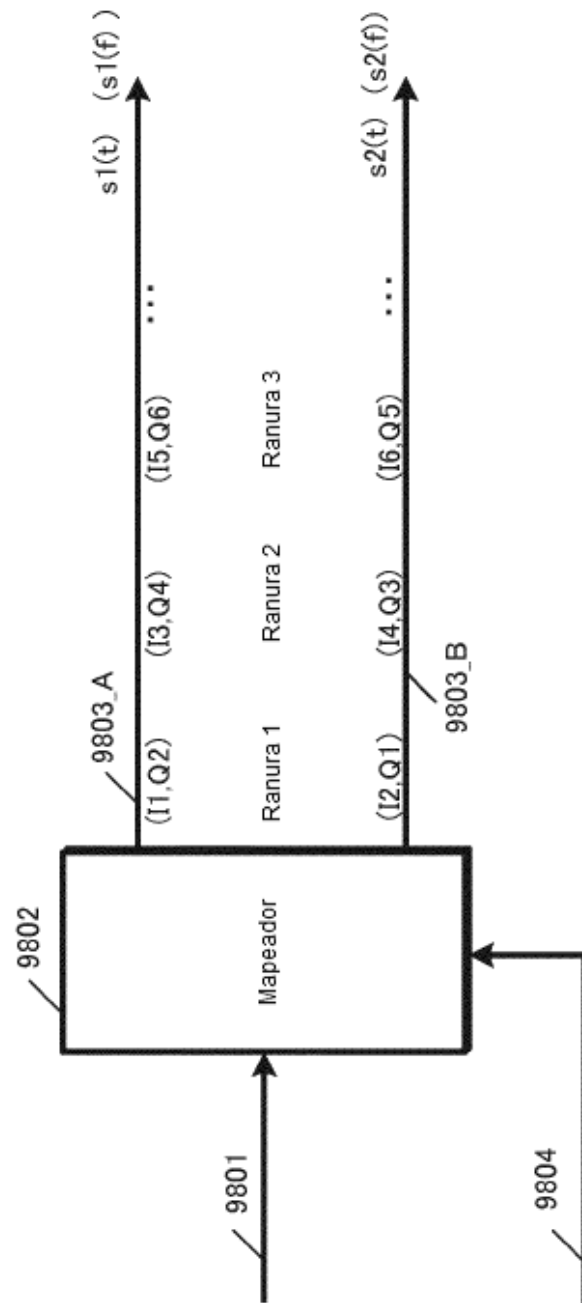


FIG. 98







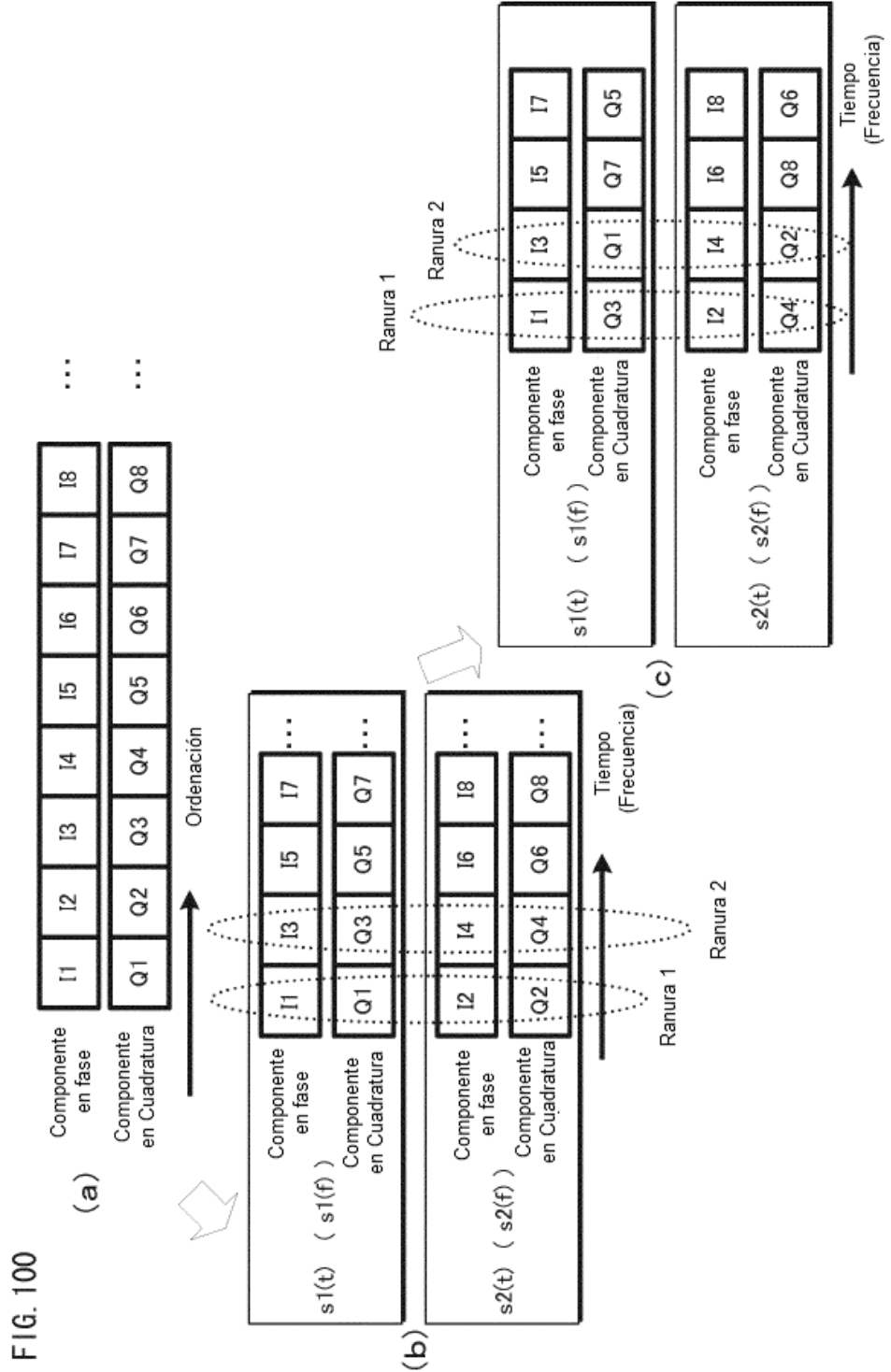


FIG. 101

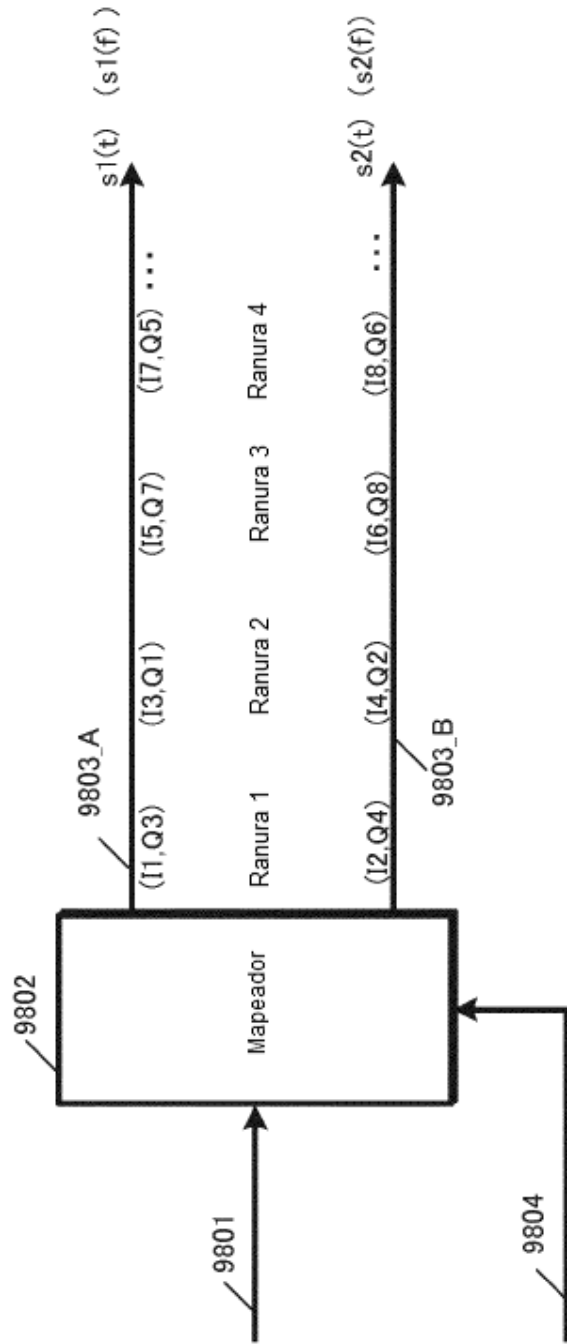


FIG. 102

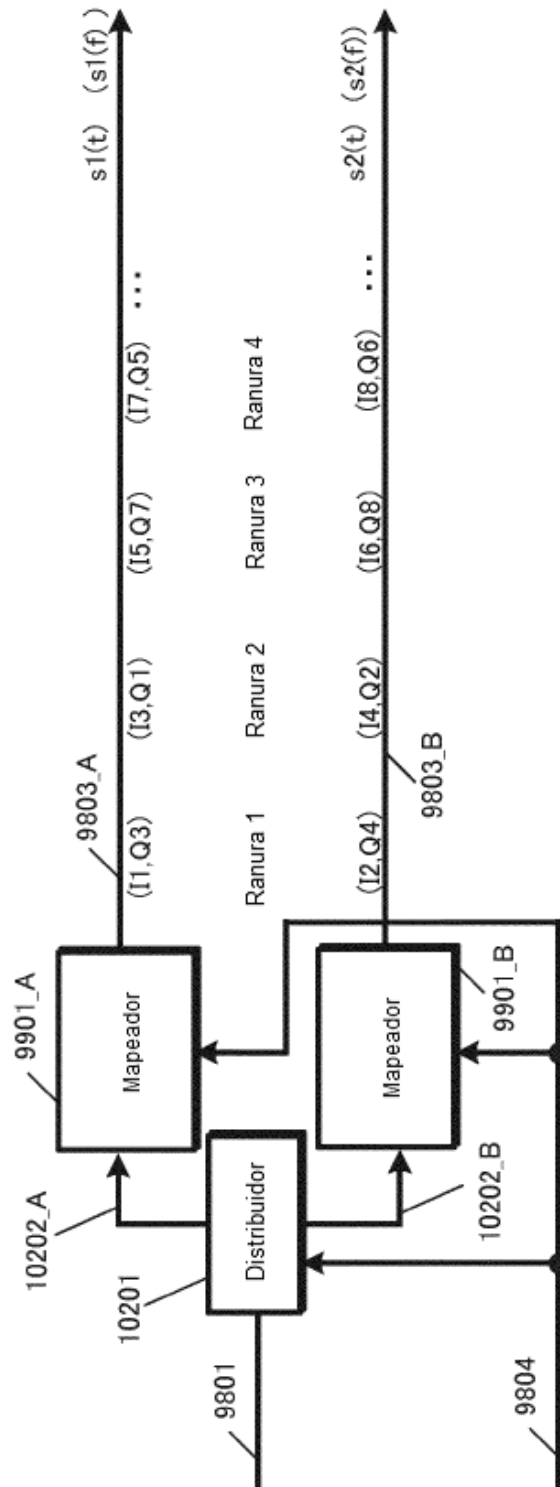


FIG. 103A Estándar DVB-T2

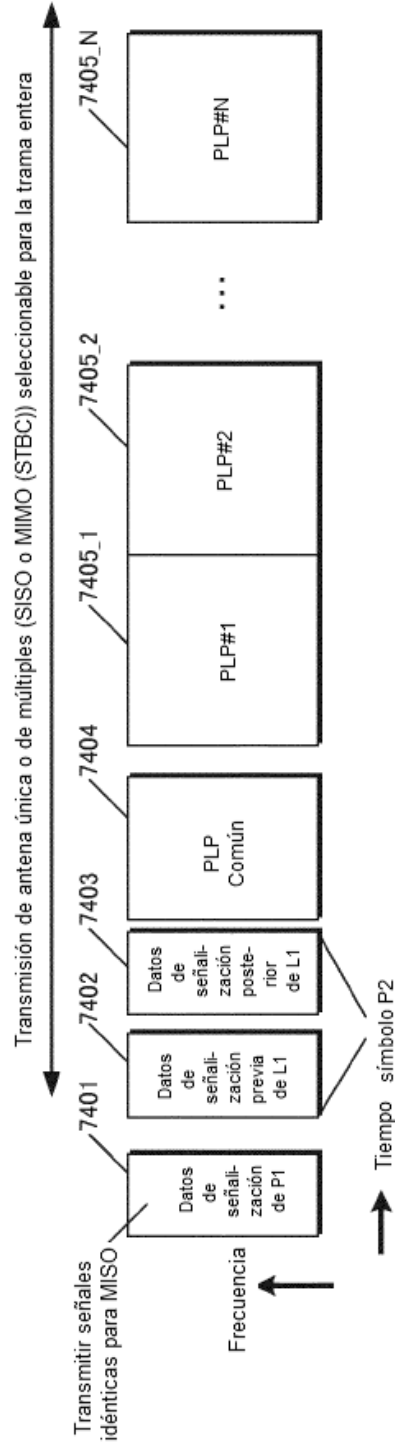


FIG. 103B Estándar futuro

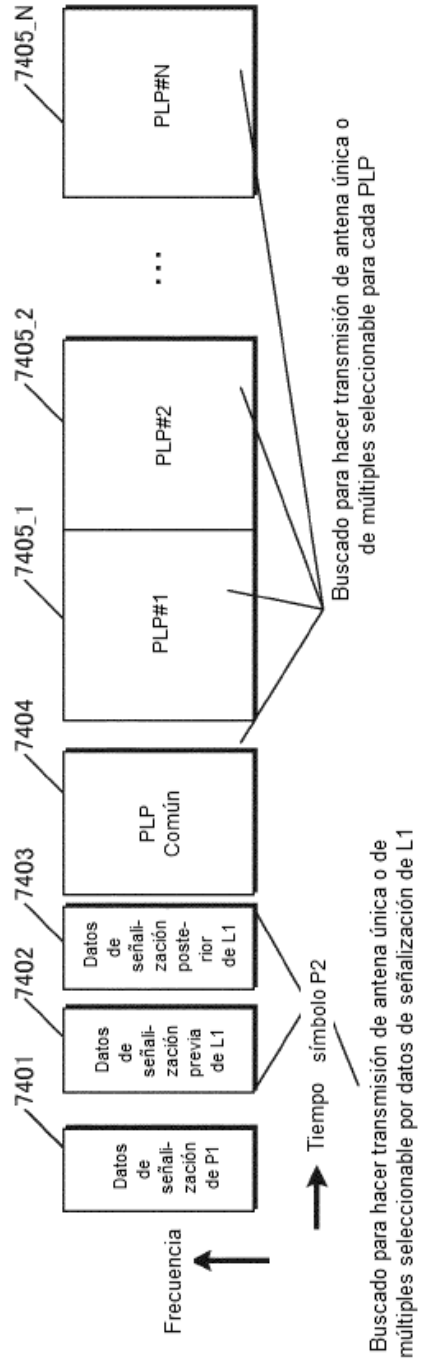


FIG. 104

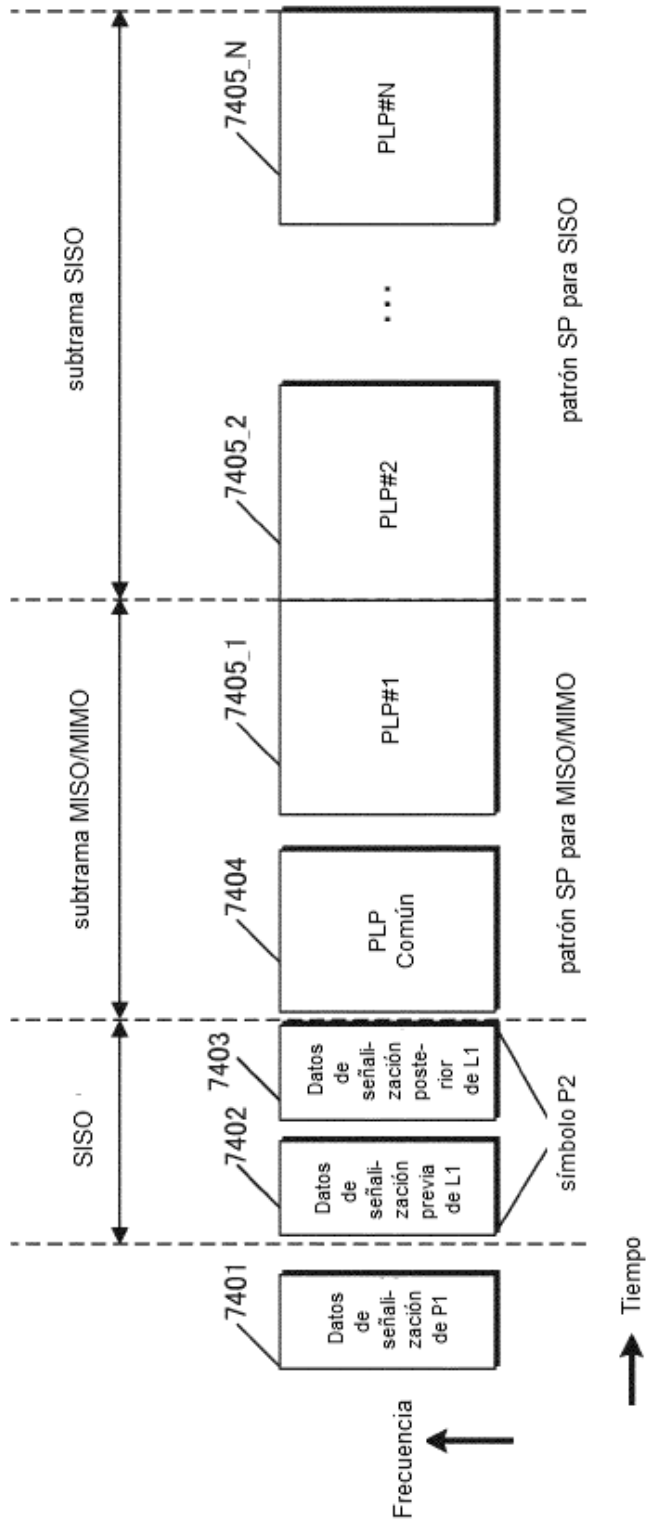


FIG. 105

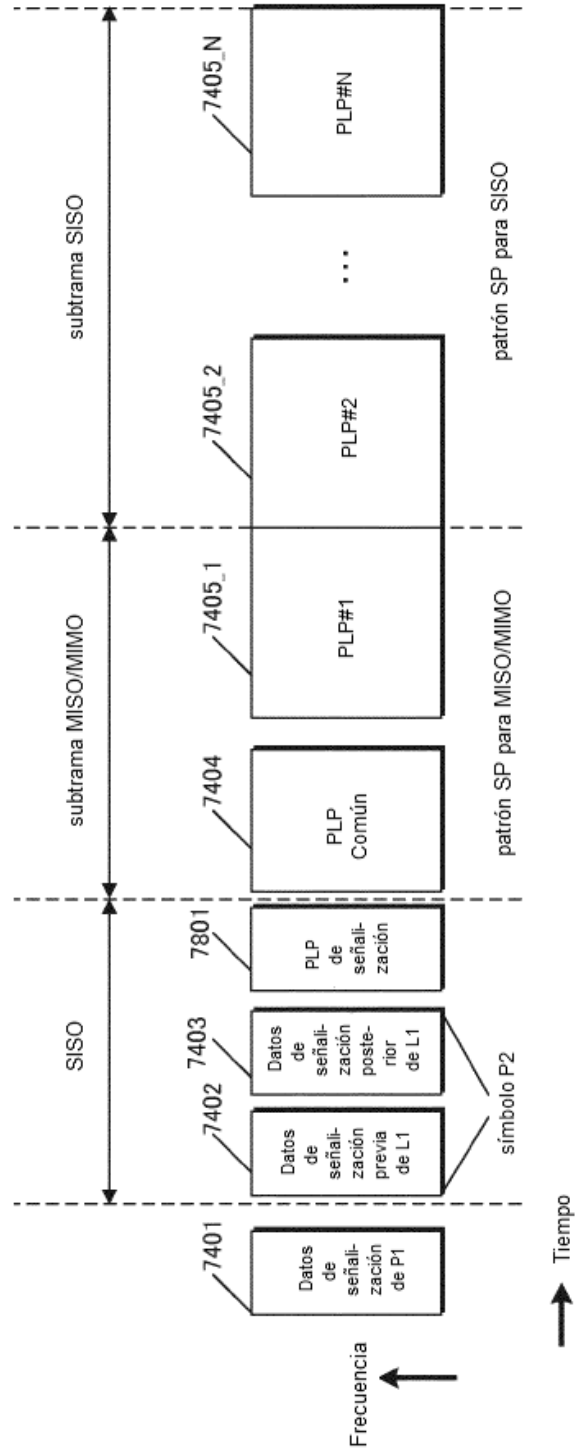
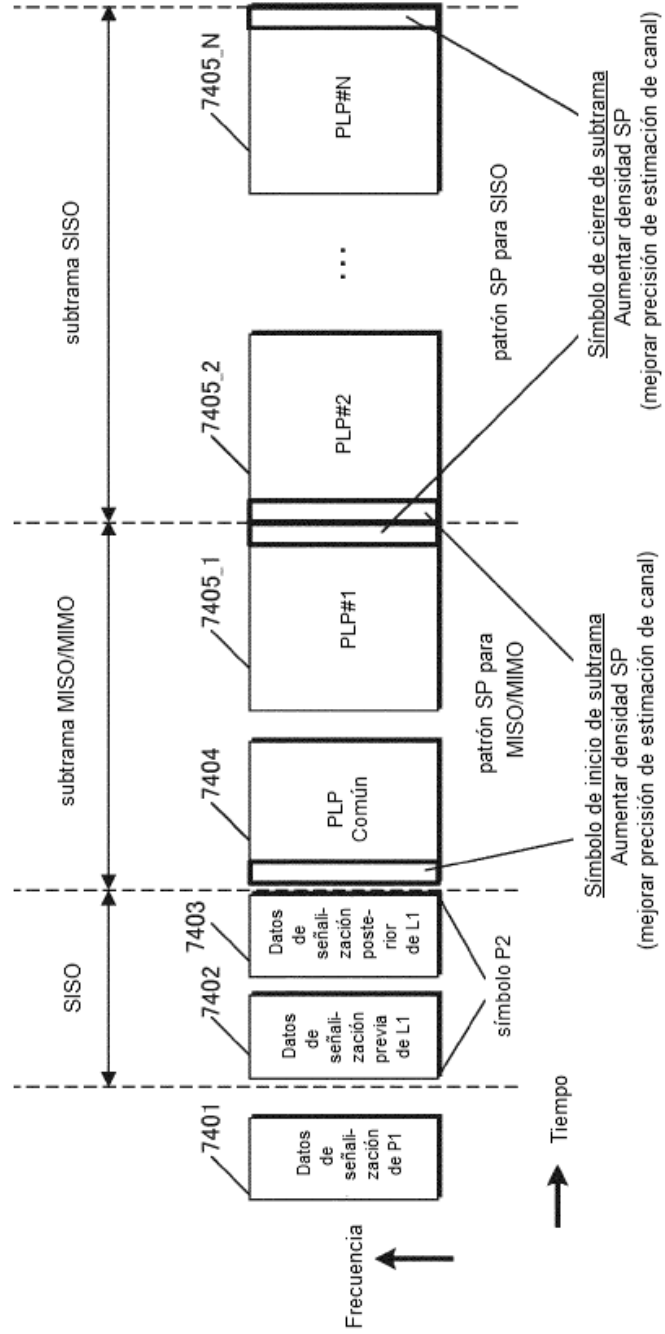


FIG. 106





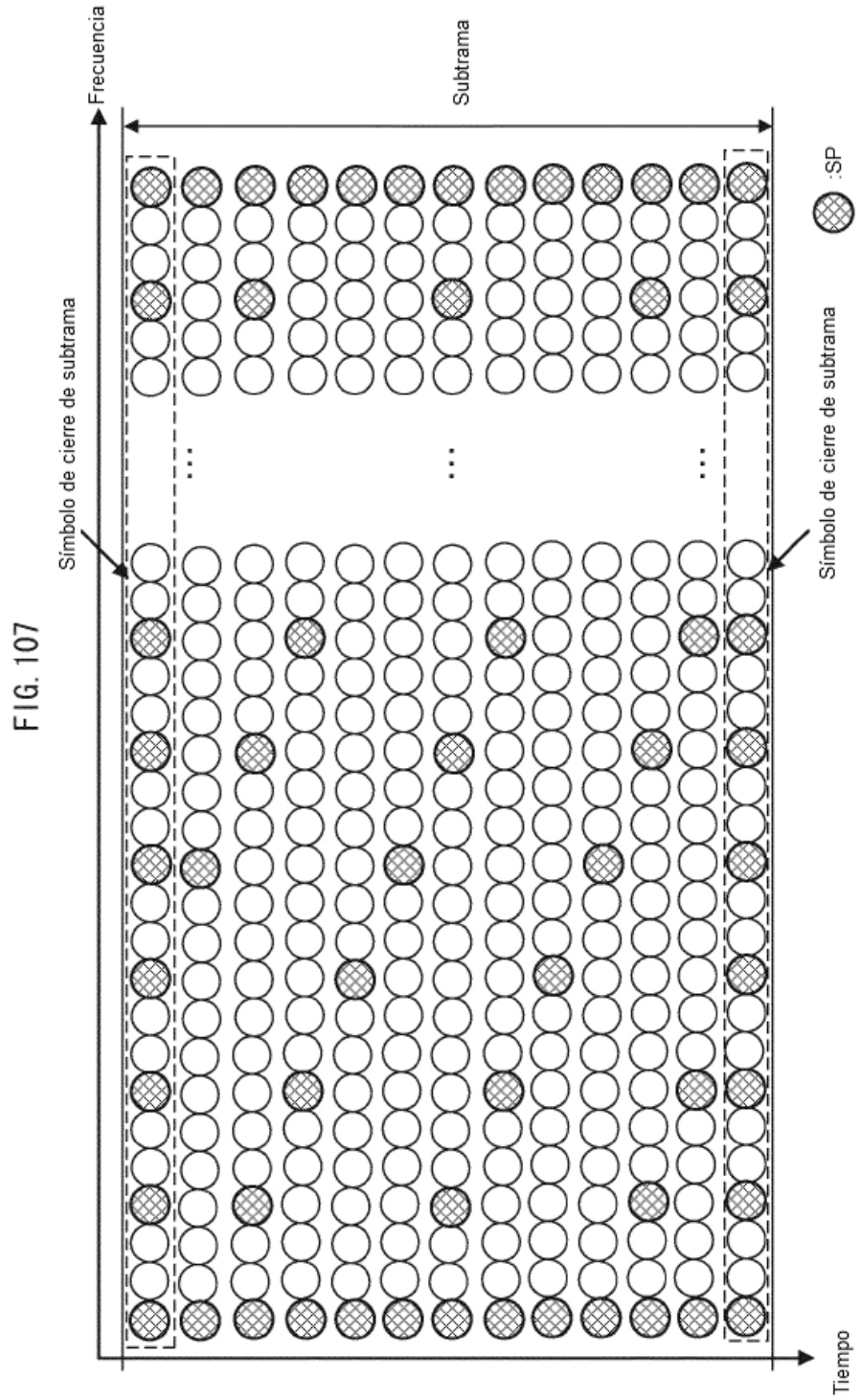
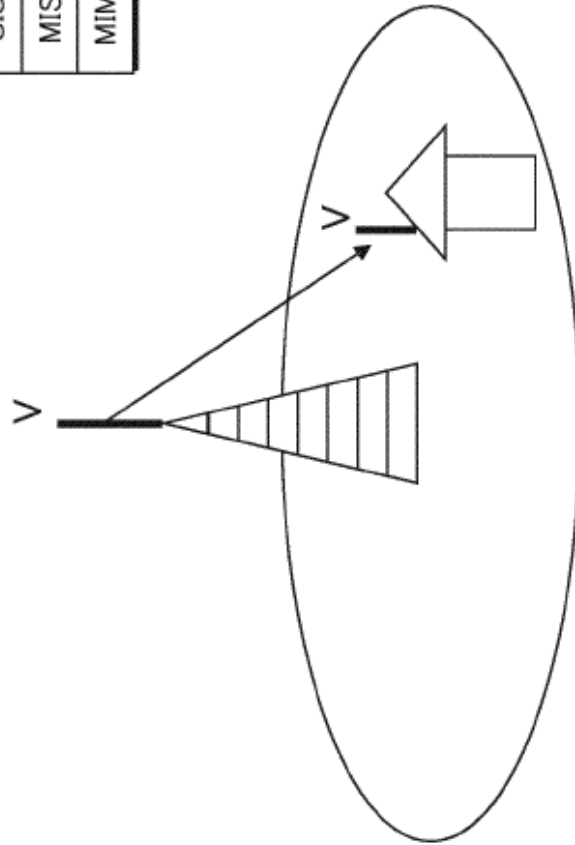


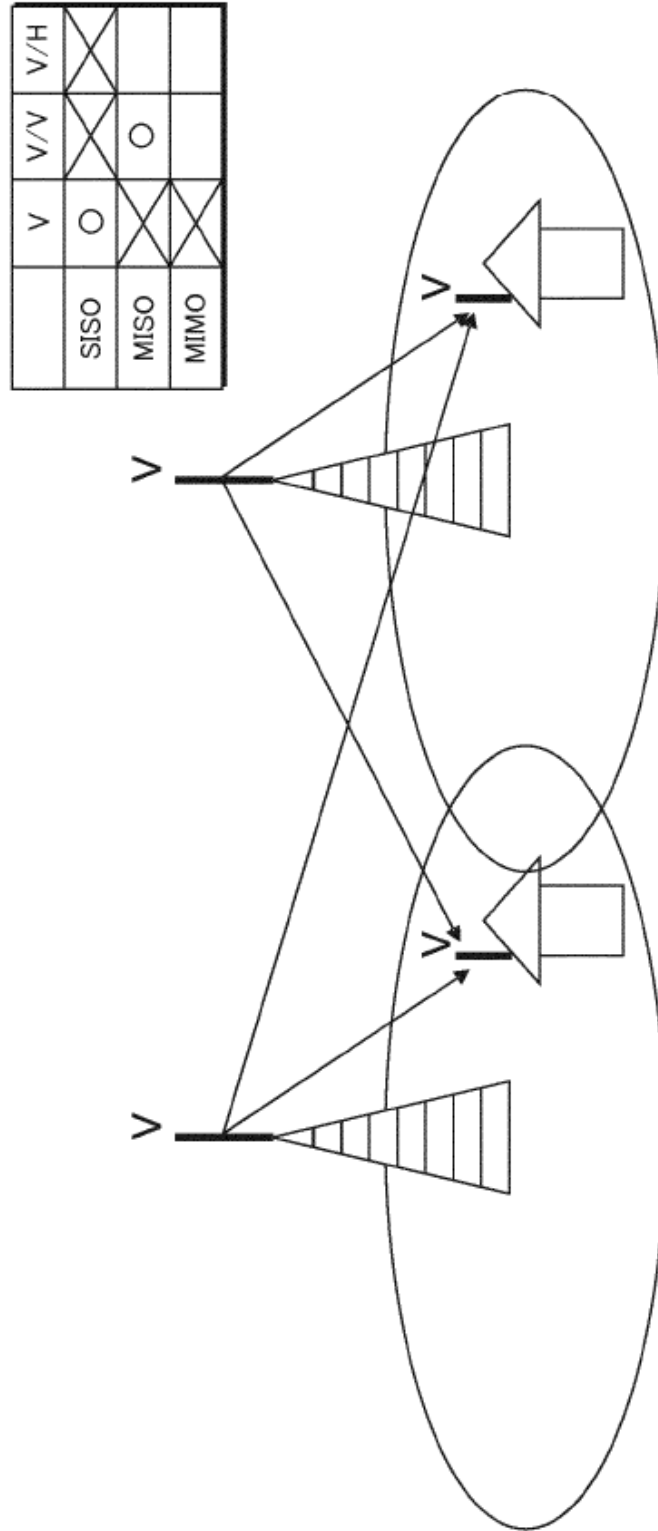
FIG. 108A

	V	V/V	V/H
SISO	O	X	X
MISO	X		
MIMO	X	X	



SISO (Servicio DVB-T2 real actualmente en uso)

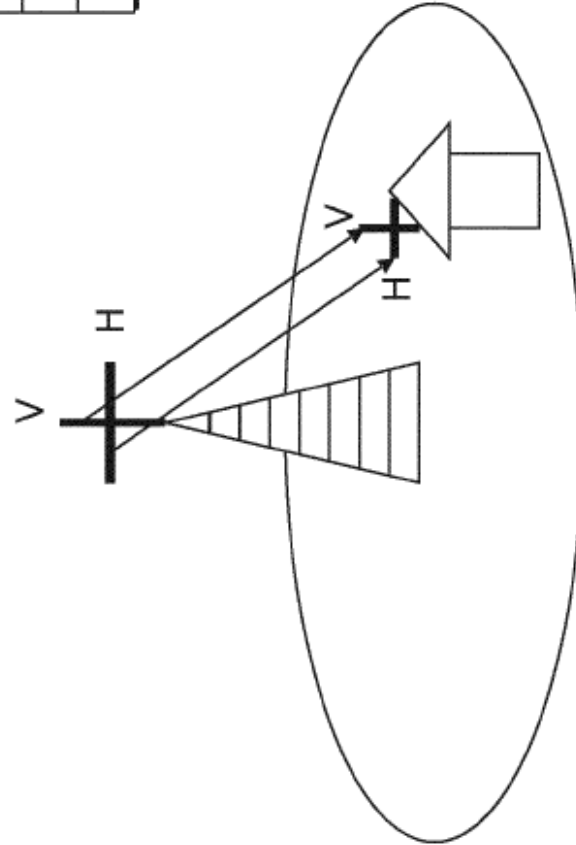
FIG. 108B



MISO distribuido (que emplea antenas de transmisión existentes)  
 ⊗ Soportado SISO

FIG. 108C

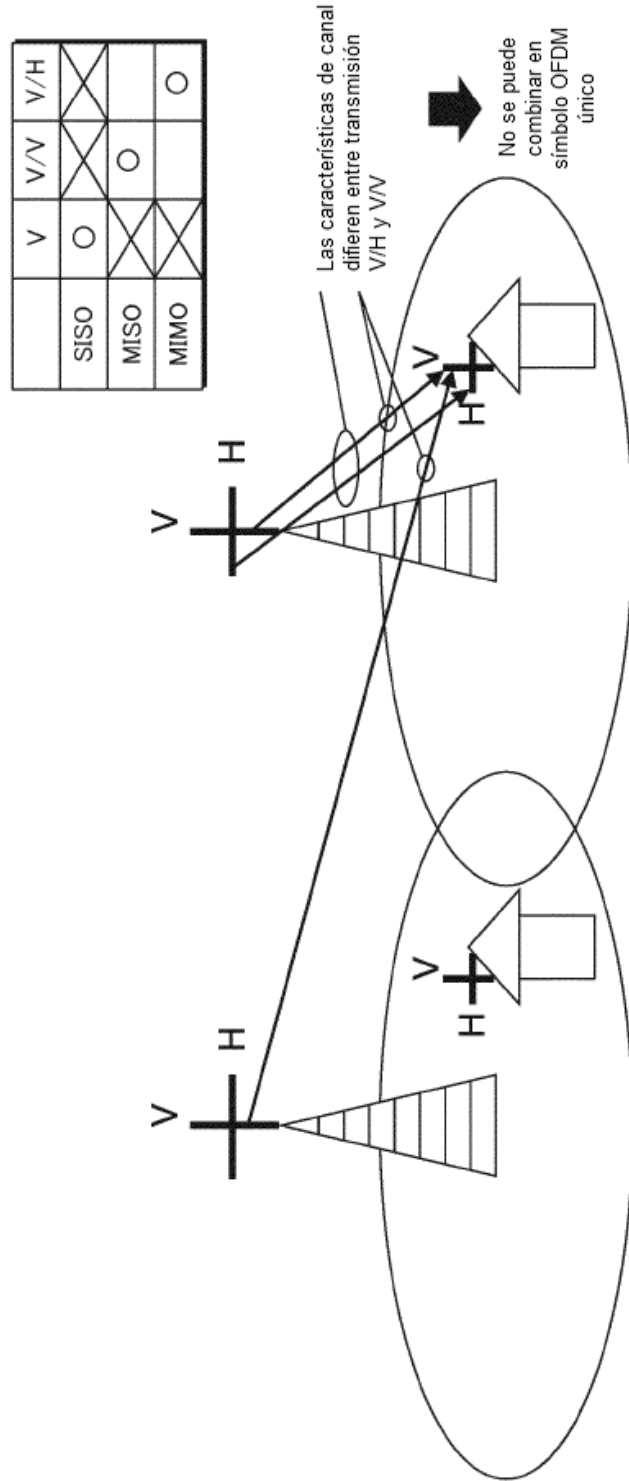
	V	V/V	V/H
SISO	○	⊗	⊗
MISO	⊗		○
MIMO	⊗	⊗	○



MIMO co-ubicado (Las estaciones de transmisión emplean H antenas)

⊗ Soportado SISO, MISO

FIG. 108D



MIMO distribuido y MIMO co-ubicado  
 ⊗ Soportado SISO

FIG. 109

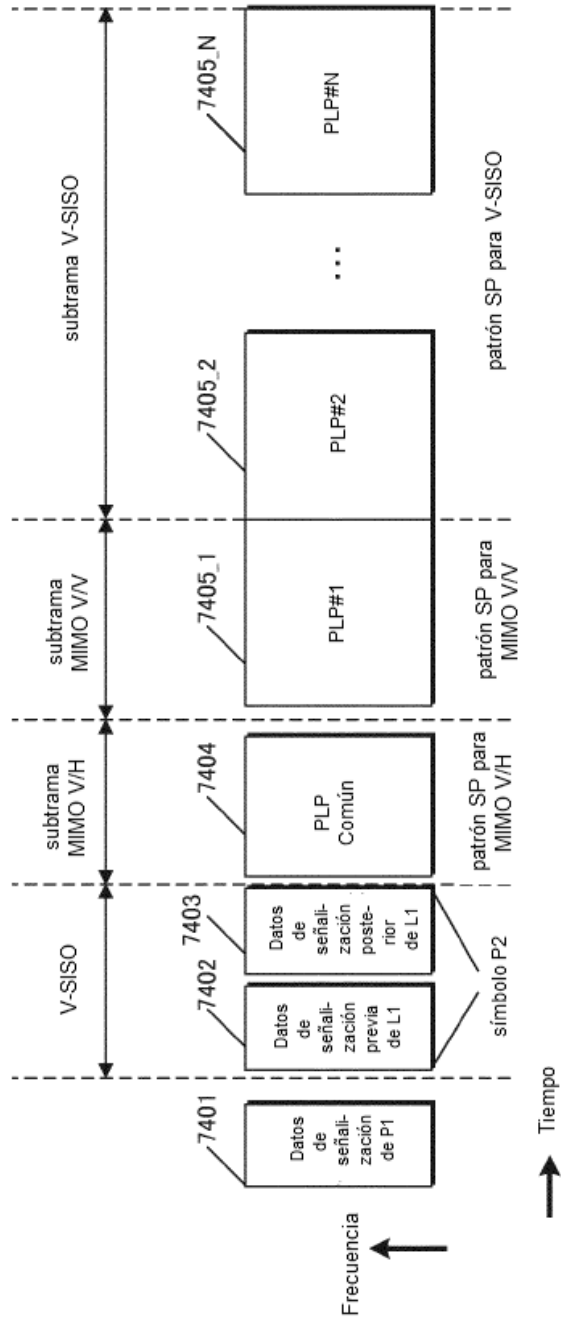


FIG. 110

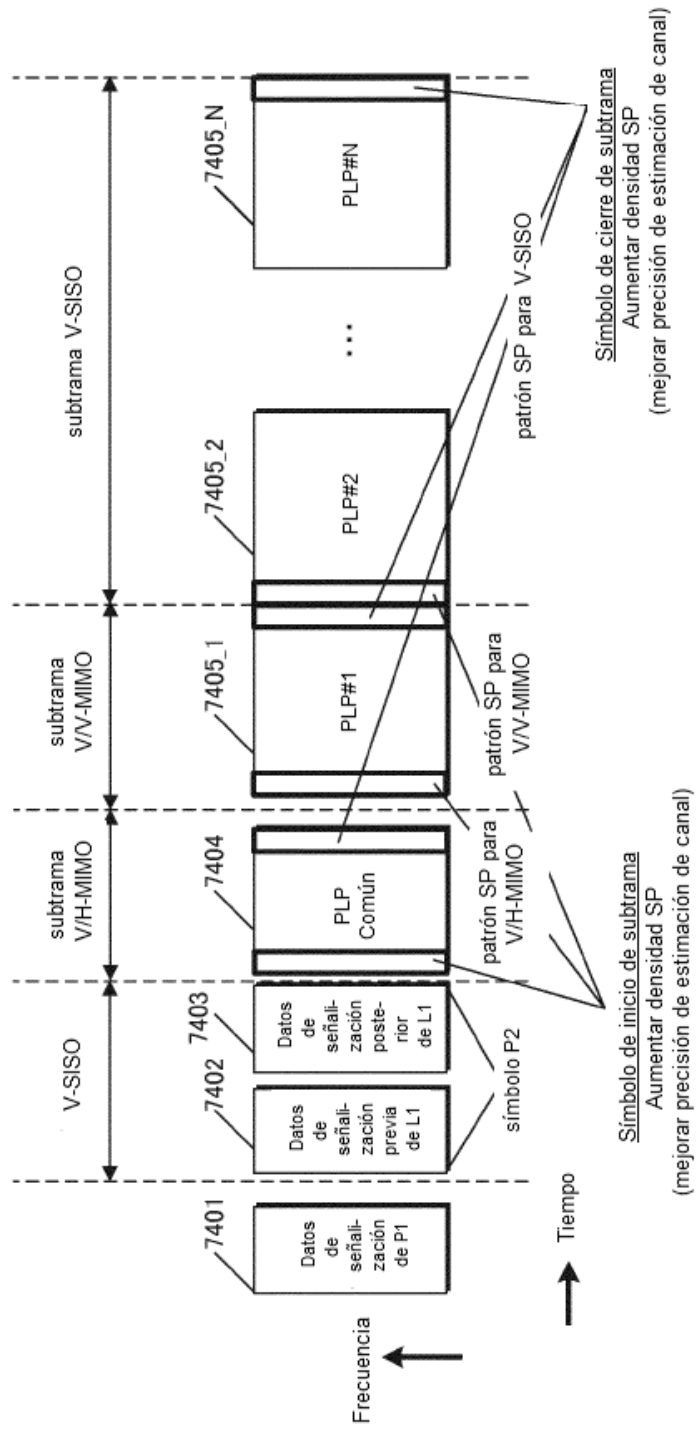


FIG. 111

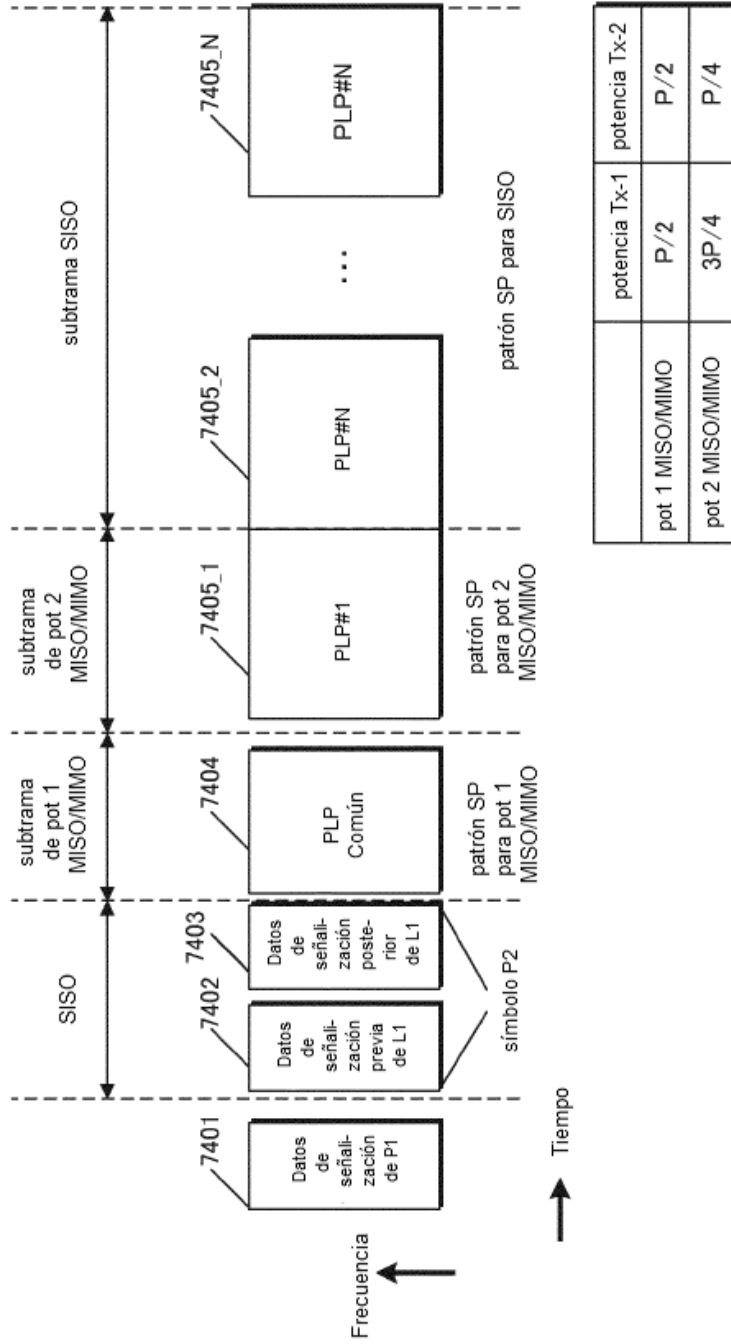




FIG. 112

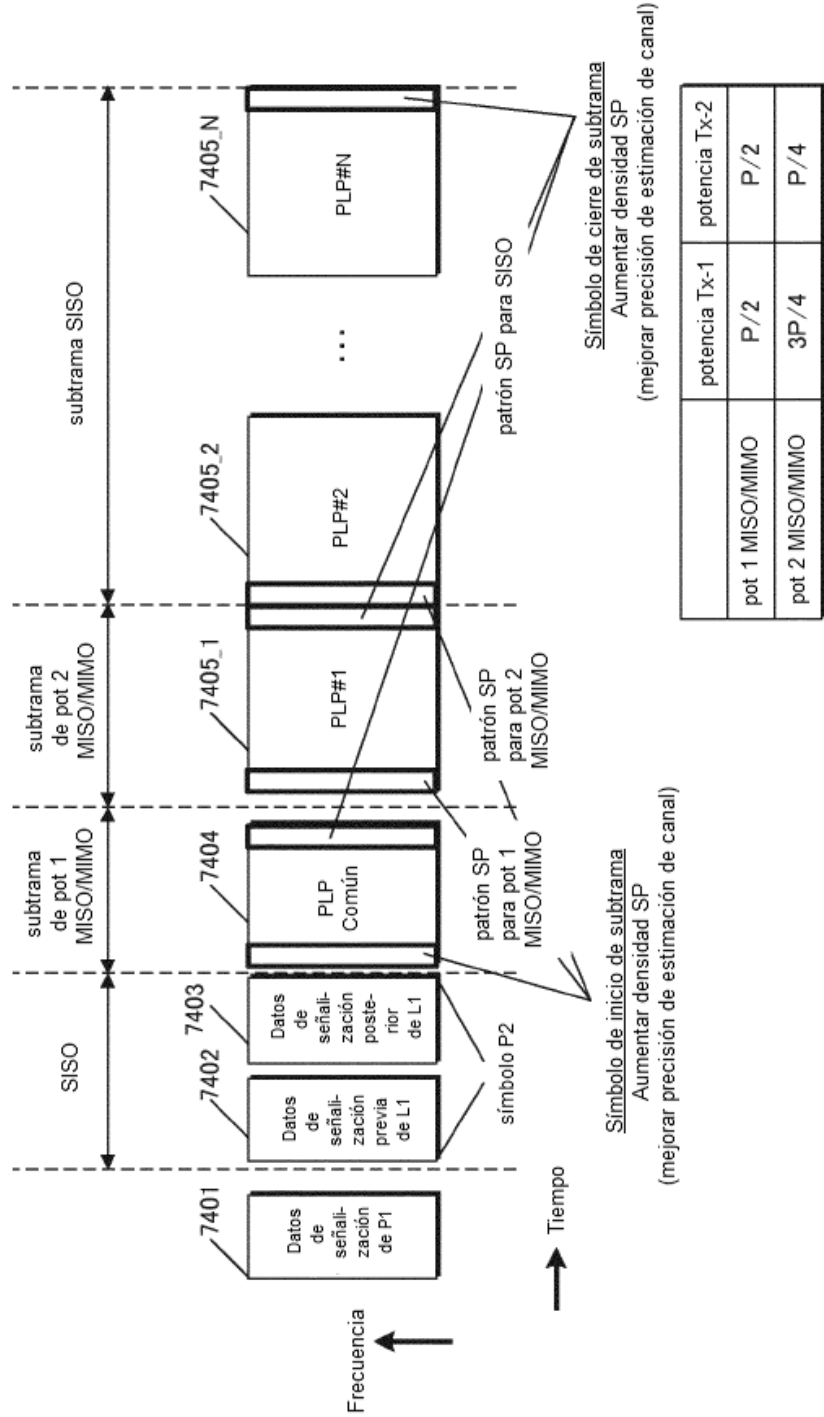


FIG. 113

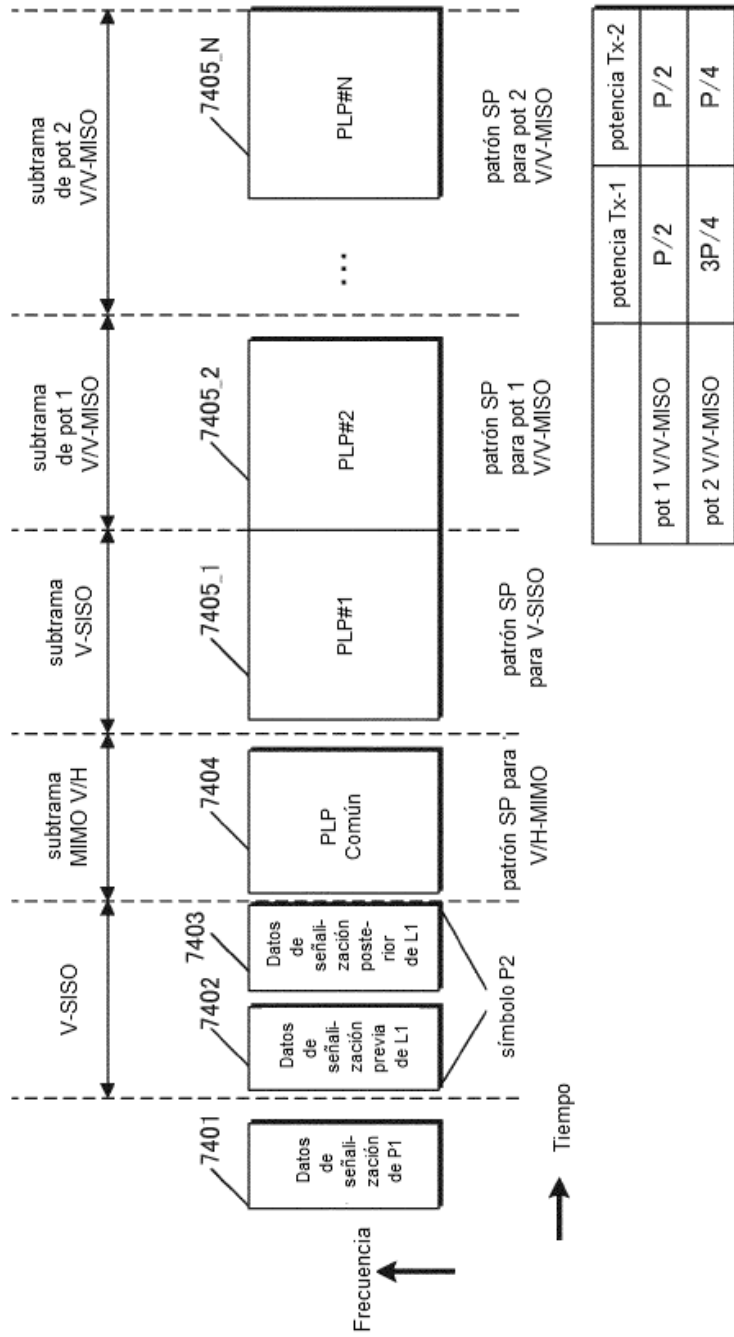


FIG. 114

