

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 651 485**

51 Int. Cl.:

**H04J 99/00** (2009.01)

**H04B 7/04** (2007.01)

**H04J 11/00** (2006.01)

**H04L 25/03** (2006.01)

**H04B 7/06** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **14.06.2011 E 15197216 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **13.09.2017 EP 3032769**

54 Título: **Método y transmisor de precodificación**

30 Prioridad:

**17.06.2010 JP 2010138532**

**02.07.2010 JP 2010152503**

**06.08.2010 JP 2010177310**

**08.11.2010 JP 2010250331**

**09.12.2010 JP 2010275165**

**10.12.2010 JP 2010276456**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**26.01.2018**

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

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

74 Agente/Representante:

**ELZABURU, S.L.P**

ES 2 651 485 T3

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

## DESCRIPCIÓN

Método y transmisor de precodificación

## [Campo técnico]

5 La presente invención se refiere a un esquema de precodificación, un dispositivo de precodificación, un esquema de transmisión, un dispositivo de transmisión, un esquema de recepción y un dispositivo de recepción que realizan, en particular, comunicación usando una multi-antena.

## [Antecedente de la técnica]

Esta solicitud está basada en las Solicitudes de Patentes Japonesas N.º 2010-138532, N.º 2010-152503, N.º 2011-177310, N.º 2011-250331, N.º 2011-275165 y N.º 2011-276456 presentadas en Japón.

10 La Entrada-Múltiple Salida-Múltiple (MIMO) es un ejemplo convencional de un esquema de comunicación usando una multi-antena. En comunicación multi-antena, de la cual MIMO es representativa, las múltiples señales de transmisión están cada una moduladas, y cada señal modulada se transmite desde una antena diferente simultáneamente para aumentar la velocidad de transmisión de datos.

15 La Figura 28 muestra un ejemplo de la estructura de un dispositivo de transmisión y de recepción cuando el número de antenas de transmisión es dos, el número de antenas de recepción es dos, y el número de señales moduladas para transmisión (flujos de transmisión) es dos. En el dispositivo de transmisión, se intercalan los datos codificados, los datos codificados se modulan y se realiza la conversión de frecuencia y similares para generar señales de transmisión, y las señales de transmisión se transmiten desde las antenas. En este caso, el esquema para transmitir simultáneamente diferentes señales moduladas desde diferentes antenas de transmisión al mismo tiempo y a la misma frecuencia es un sistema de MIMO de multiplexación espacial.

20 En este contexto, se ha sugerido en la Bibliografía de patente 1 usar un dispositivo de transmisión proporcionado con un patrón de intercalación diferente para cada antena de transmisión. En otras palabras, el dispositivo de transmisión en la Figura 28 tendría dos patrones de intercalación diferentes con intercalaciones respectivas ( $\pi a$ ,  $\pi b$ ). Como se muestra en Bibliografía no de patente 1 y en la Bibliografía no de patente 2, la calidad de recepción se mejora en el dispositivo de recepción mediante realización iterativa de un esquema de detección que usa valores flexibles (el detector MIMO en la Figura 28).

25 Los modelos de entornos de propagación real en comunicaciones inalámbricas incluyen de no línea de visión (NLOS), de los cuales un entorno de desvanecimiento de Rayleigh es representativo, y de línea de visión (LOS), de los cuales un entorno de desvanecimiento de Rician es representativo. Cuando el dispositivo de transmisión transmite una única señal modulada, y el dispositivo de recepción realiza combinación de relación máxima en las señales recibidas mediante una pluralidad de antenas y a continuación demodula y decodifica la señal resultante desde la combinación de relación máxima, puede conseguirse excelente calidad de recepción en un entorno de LOS, en particular en un entorno donde el factor de Rician es grande, que indica la relación de la potencia recibida de ondas directas frente a la potencia recibida de ondas dispersadas. Sin embargo, dependiendo del sistema de transmisión (por ejemplo, el sistema de MIMO de multiplexación espacial), tiene lugar un problema en que la calidad de recepción se deteriora a medida que el factor de Rician aumenta (véase la Bibliografía no de patente 3).

30 Las Figuras 29A y 29B muestran un ejemplo de resultados de simulación de las características (eje vertical: BER, eje horizontal: relación de potencia de señal a ruido (SNR)) de la Tasa de Errores de Bits (BER) para datos codificados con código de comprobación de paridad de baja densidad (LDPC) y transmitidos a través de un sistema de MIMO de multiplexación espacial de  $2 \times 2$  (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 Figura 29A muestra las características de BER de Probabilidad A Posteriori (APP) Max-log sin detección iterativa (véase la Bibliografía no de patente 1 y la Bibliografía no de patente 2), y la Figura 29B muestran las características de BER de Max-log-APP con detección iterativa (véase la Bibliografía no de patente 1 y la Bibliografía no de patente 2) (número de iteraciones: cinco). Como es evidente a partir de las Figuras 29A y 29B, independientemente de si se realiza detección iterativa, la calidad de recepción se degrada en el sistema de MIMO de multiplexación espacial a medida que el factor de Rician aumenta. Es evidente por lo tanto que el único problema de la "degradación de calidad de recepción tras la estabilización del entorno de propagación en el sistema de MIMO de multiplexación espacial", que no existe en un sistema de transmisión de señal de modulación única convencional, tiene lugar en el sistema de MIMO de multiplexación espacial.

35 La comunicación de difusión o de multidifusión es un servicio dirigido hacia usuarios de línea de visión. El entorno de propagación de onda de radio entre la estación de difusión y los dispositivos de recepción que pertenecen a los usuarios es a menudo un entorno de LOS. Cuando se usa un sistema de MIMO de multiplexación espacial que tiene el problema anterior para comunicación de difusión o de multidifusión, puede tener lugar una situación en la que la intensidad de campo eléctrico recibida es alta en el dispositivo de recepción, pero la degradación en la calidad de recepción hace imposible recibir el servicio. En otras palabras, para usar un sistema de MIMO de multiplexación espacial en comunicación de difusión o de multidifusión en tanto un entorno de NLOS como un entorno de LOS,

existe un deseo para el desarrollo de un sistema de MIMO que ofrezca un cierto grado de calidad de recepción.

La Bibliografía no de patente 8 describe un esquema para seleccionar un libro de códigos usado en precodificación (es decir una matriz de precodificación, también denominada como una matriz de ponderación de precodificación) basándose en información de realimentación desde un compañero de comunicación. La Bibliografía no de patente 8, sin embargo, no desvela en absoluto un esquema para precodificar en un entorno en el que no puede obtenerse información de realimentación desde el compañero de comunicación, tal como en la comunicación de difusión o de multidifusión anterior.

Por otra parte, la Bibliografía no de patente 4 desvela un esquema para saltar la matriz de precodificación con el tiempo. Este esquema puede aplicarse incluso cuando no esté disponible información de realimentación. La Bibliografía no de patente 4 desvela usar una matriz unitaria como la matriz para precodificar y saltar la matriz unitaria aleatoriamente pero no desvela en absoluto un esquema aplicable a la degradación de calidad de recepción en el entorno de LOS anteriormente descrito. La Bibliografía no de patente 4 simplemente indica saltar entre matrices de precodificación aleatoriamente. Evidentemente, la Bibliografía no de patente 4 no hace mención alguna de un esquema de precodificación, o una estructura de una matriz de precodificación, para solucionar la degradación de calidad de recepción en un entorno de LOS.

**[Lista de citas]**

[Bibliografía de patente]

Bibliografía de patente 1

Documento WO 2005/050885

[Bibliografía no de patente]

Bibliografía no de patente 1

“Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel”, IEEE Transaction on Communications, vol. 51, n.º 3, pág. 389-399, marzo de 2003.

Bibliografía no de patente 2

“Performance analysis and design optimization of LDPC-coded MIMO OFDM systems”, IEEE Trans. Signal Processing, vol. 52, n.º 2, pág. 348-361, febrero de 2004.

Bibliografía no de patente 3

“BER performance evaluation in  $2 \times 2$  MIMO spatial multiplexing systems under Rician fading channels”, IEICE Trans. Fundamentals, vol. E91-A, n.º 10, pág. 2798-2807, octubre de 2008.

Bibliografía no de patente 4

“Turbo space-time codes with time varying linear transformations”, IEEE Trans. Wireless communications, vol. 6, n.º 2, pág. 486-493, febrero de 2007.

Bibliografía no de patente 5

“Likelihood function for QR-MLD suitable for soft-decision turbo decoding and its performance”, IEICE Trans. Commun., vol. E88-B, n.º 1, pág. 47-57, enero de 2004.

Bibliografía no de patente 6

“A tutorial on ‘parallel concatenated (Turbo) coding’, ‘Turbo (iterative) decoding’ and related topics”, The Institute of Electronics, Information, and Communication Engineers, Technical Report IT 98-51.

Bibliografía no de patente 7

“Advanced signal processing for PLCs: Wavelet-OFDM”, Proc. of IEEE International symposium on ISPLC 2008, pág.187-192, 2008.

Bibliografía no de patente 8

D. J. Love y R. W. Heath, Jr., “Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems”, IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 51, n.º 8, pág. 2967-2976, agosto de 2005.

Bibliografía no de patente 9

DVB Document A122, Framing structure, channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system, (DVB-T2), junio de 2008.

Bibliografía no de patente 10

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

Bibliografía no de patente 11

T. Ohgane, T. Nishimura e Y. Ogawa, "Application of space division multiplexing and those performance in a MIMO channel", IEICE Trans. Commun., vol. 88-B, n.º 5, pág. 1843-1851, mayo de 2005.

Bibliografía no de patente 12

- 10 R. G. Gallager, "Low-density parity-check codes", IRE Trans. Inform. Theory, IT-8, pág. 21-28, 1962.

Bibliografía no de patente 13

D. J. C. Mackay, "Good error-correcting codes based on very sparse matrices", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 45, n.º 2, pág. 399-431, marzo de 1999.

Bibliografía 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.

Bibliografía no de patente 15

Y.-L. Ueng y 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, pág. 1255-1259.

- 20 Bibliografía no de patente 16

K. Kobayashi, et al. "MIMO system with relative phase difference time-shift modulation for rician fading environment", IEICE Trans. Commun., vol. E91-B, no. 2, págs.459-465, febrero de 2008.

Bibliografía no de patente 17

- 25 Y. Murakami, et al. "Design of transmission technique utilizing linear combination diversity in consideration of LOS environments in MIMO systems" IEICE Trans. Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, vol. E88-A, no. 11, págs 3127-3133, noviembre de 2005.

### **[Compendio de la invención]**

[Problema técnico]

- 30 Es un objeto de la presente invención proporcionar un sistema de MIMO que mejore la calidad de recepción en un entorno de LOS.

[Solución al problema]

El problema anterior se resuelve de acuerdo con las reivindicaciones 1 a 4.

- 35 De acuerdo con cada aspecto de la invención anterior, las señales precodificadas, que se generan precodificando señales usando una matriz de ponderación de precodificación seleccionada de entre una pluralidad de matrices de ponderación de precodificación saltando de manera regular entre las matrices, se transmiten y reciben. Por lo tanto la matriz de ponderación de precodificación usada en la precodificación es cualquiera de una pluralidad de matrices de ponderación de precodificación que se han predeterminado. Esto hace posible mejorar la calidad de recepción en un entorno de LOS basándose en el diseño de la pluralidad de matrices de ponderación de precodificación.

[Efectos ventajosos de la invención]

- 40 Con la estructura anterior, la presente invención proporciona un método de precodificación, un dispositivo de precodificación, un método de transmisión, un método de recepción, un dispositivo de transmisión, y un dispositivo de recepción que solucionan la degradación de la calidad de recepción en un entorno de LOS, proporcionando de esta manera servicio de alta calidad a usuarios de LOS durante comunicación de difusión o de multidifusión.

- 45 La Figura 1 es un ejemplo de la estructura de un dispositivo de transmisión y un dispositivo de recepción en un sistema de MIMO de multiplexación espacial.

**[Breve descripción de las figuras]**

- La Figura 2 es un ejemplo de una estructura de trama.
- La Figura 3 es un ejemplo de la estructura de un dispositivo de transmisión cuando adopta un esquema para saltar entre pesos de precodificación.
- 5 La Figura 4 es un ejemplo de la estructura de un dispositivo de transmisión cuando adopta un esquema para saltar entre pesos de precodificación.
- La Figura 5 es un ejemplo de una estructura de trama.
- La Figura 6 es un ejemplo de un esquema para saltar entre pesos de precodificación.
- La Figura 7 es un ejemplo de la estructura de un dispositivo de recepción.
- 10 La Figura 8 es un ejemplo de la estructura de una unidad de procesamiento de señal en un dispositivo de recepción.
- La Figura 9 es un ejemplo de la estructura de una unidad de procesamiento de señal en un dispositivo de recepción.
- La Figura 10 muestra un esquema de procesamiento de decodificación.
- La Figura 11 es un ejemplo de condiciones de recepción.
- Las Figuras 12A y 12B son ejemplos de características de BER.
- 15 La Figura 13 es un ejemplo de la estructura de un dispositivo de transmisión cuando adopta un esquema para saltar entre pesos de precodificación.
- La Figura 14 es un ejemplo de la estructura de un dispositivo de transmisión cuando adopta un esquema para saltar entre pesos de precodificación.
- Las Figuras 15A y 15B son ejemplos de una estructura de trama.
- 20 Las Figuras 16A y 16B son ejemplos de una estructura de trama.
- Las Figuras 17A y 17B son ejemplos de una estructura de trama.
- Las Figuras 18A y 18B son ejemplos de una estructura de trama.
- Las Figuras 19A y 19B son ejemplos de una estructura de trama.
- La Figura 20 muestra posiciones de puntos de calidad de recepción pobres.
- 25 La Figura 21 muestra posiciones de puntos de calidad de recepción pobres.
- La Figura 22 es un ejemplo de una estructura de trama.
- La Figura 23 es un ejemplo de una estructura de trama.
- Las Figuras 24A y 24B son ejemplos de esquemas de mapeo.
- Las Figuras 25A y 25B son ejemplos de esquemas de mapeo.
- 30 La Figura 26 es un ejemplo de la estructura de una unidad de ponderación.
- La Figura 27 es un ejemplo de un esquema para reordenar símbolos.
- La Figura 28 es un ejemplo de la estructura de un dispositivo de transmisión y un dispositivo de recepción en un sistema de MIMO de multiplexación espacial.
- Las Figuras 29A y 29B son ejemplos de características de BER.
- 35 La Figura 30 es un ejemplo de un sistema de MIMO de multiplexación espacial de MIMO  $2 \times 2$ .
- Las Figuras 31A y 31B muestran posiciones de puntos de recepción pobres.
- La Figura 32 muestra posiciones de puntos de recepción pobres.
- Las Figuras 33A y 33B muestran posiciones de puntos de recepción pobres.
- La Figura 34 muestra posiciones de puntos de recepción pobres.

- Las Figuras 35A y 35B muestran posiciones de puntos de recepción pobres.
- La Figura 36 muestra un ejemplo de características de distancia mínima de puntos de recepción pobres en un plano imaginario.
- 5 La Figura 37 muestra un ejemplo de características de distancia mínima de puntos de recepción pobres en un plano imaginario.
- Las Figuras 38A y 38B muestran posiciones de puntos de recepción pobres.
- Las Figuras 39A y 39B muestran posiciones de puntos de recepción pobres.
- La Figura 40 es un ejemplo de la estructura de un dispositivo de transmisión en la realización 7.
- 10 La Figura 41 es un ejemplo de la estructura de trama de una señal modulada transmitida mediante el dispositivo de transmisión.
- Las Figuras 42A y 42B muestran posiciones de puntos de recepción pobres.
- Las Figuras 43A y 43B muestran posiciones de puntos de recepción pobres.
- Las Figuras 44A y 44B muestran posiciones de puntos de recepción pobres.
- Las Figuras 45A y 45B muestran posiciones de puntos de recepción pobres.
- 15 La Figuras 46A y 46B muestran posiciones de puntos de recepción pobres.
- Las Figuras 47A y 47B son ejemplos de una estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia.
- Las Figuras 48A y 48B son ejemplos de una estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia.
- La Figura 49 muestra un esquema de procesamiento de señal.
- La Figura 50 muestra la estructura de señales moduladas cuando se usa codificación de bloque de espacio tiempo.
- 20 La Figura 51 es un ejemplo detallado de una estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia.
- La Figura 52 es un ejemplo de la estructura de un dispositivo de transmisión.
- La Figura 53 es un ejemplo de una estructura de las unidades de generación de señal modulada n.º 1-n.º M en la Figura 52.
- La Figura 54 muestra la estructura de los procesadores relacionados con OFDM (5207\_1 y 5207\_2) en la Figura 52.
- 25 La Figuras 55A y 55B son ejemplos detallados de una estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia.
- La Figura 56 es un ejemplo de la estructura de un dispositivo de recepción.
- La Figura 57 muestra la estructura de los procesadores relacionados con OFDM (5600\_X y 5600\_Y) en la Figura 56.
- 30 La Figuras 58A y 58B son ejemplos detallados de una estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia.
- La Figura 59 es un ejemplo de un sistema de difusión.
- Las Figuras 60A y 60B muestran posiciones de puntos de recepción pobres.
- La Figura 61 es un ejemplo de la estructura de trama.
- La Figura 62 es un ejemplo de una estructura de trama en el dominio de tiempo y de frecuencia.
- 35 La Figura 63 es un ejemplo de una estructura de un dispositivo de transmisión.
- La Figura 64 es un ejemplo de una estructura de trama en el dominio de frecuencia y de tiempo.
- La Figura 65 es un ejemplo de la estructura de trama.
- La Figura 66 es un ejemplo de esquema de disposición de símbolos.
- La Figura 67 es un ejemplo de esquema de disposición de símbolos.

- La Figura 68 es un ejemplo de esquema de disposición de símbolos.
- La Figura 69 es un ejemplo de la estructura de trama.
- La Figura 70 muestra una estructura de trama en el dominio de tiempo y de frecuencia.
- La Figura 71 es un ejemplo de una estructura de trama en el dominio de tiempo y de frecuencia.
- 5 La Figura 72 es un ejemplo de una estructura de un dispositivo de transmisión.
- La Figura 73 es un ejemplo de una estructura de un dispositivo de recepción.
- La Figura 74 es un ejemplo de una estructura de un dispositivo de recepción.
- La Figura 75 es un ejemplo de una estructura de un dispositivo de recepción.
- Las Figuras 76A y 76B muestran ejemplos de una estructura de trama en un dominio de frecuencia-tiempo.
- 10 Las Figuras 77A y 77B muestran ejemplos de una estructura de trama en un dominio de frecuencia-tiempo.
- Las Figuras 78A y 78B muestran un resultado de asignación de matrices de precodificación.
- Las Figuras 79A y 79B muestran un resultado de asignación de matrices de precodificación.
- Las Figuras 80A y 80B muestran un resultado de asignación de matrices de precodificación.
- La Figura 81 es un ejemplo de la estructura de una unidad de procesamiento de señal.
- 15 La Figura 82 es un ejemplo de la estructura de una unidad de procesamiento de señal.
- La Figura 83 es un ejemplo de la estructura del dispositivo de transmisión.
- La Figura 84 muestra la estructura global de un sistema de difusión digital.
- La Figura 85 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo de la estructura de un dispositivo de recepción.
- La Figura 86 muestra la estructura de datos multiplexados.
- 20 La Figura 87 muestra esquemáticamente cómo se multiplexa cada flujo en los datos multiplexados.
- La Figura 88 muestra en más detalle cómo se almacena un flujo de vídeo en una secuencia de paquetes de PES.
- La Figura 89 muestra la estructura de un paquete de TS y un paquete de fuente en datos multiplexados.
- La Figura 90 muestra la estructura de datos de una PMT.
- La Figura 91 muestra la estructura interna de información de datos multiplexados.
- 25 La Figura 92 muestra la estructura interna de información de atributo de flujo.
- La Figura 93 es un diagrama estructural de una pantalla de vídeo y un dispositivo de salida de audio.
- La Figura 94 es un ejemplo de distribución de punto de señal para 16QAM.
- La Figura 95 es un ejemplo de distribución de punto de señal para QPSK.
- La Figura 96 muestra una unidad de salto de señal de banda base.
- 30 **[Descripción de las realizaciones]**
- Lo siguiente describe realizaciones de la presente invención con referencia a los dibujos.
- (Realización 1)
- Lo siguiente describe el esquema de transmisión, dispositivo de transmisión, esquema de recepción y dispositivo de recepción de la presente realización.
- 35 Antes de describir la presente realización, se proporciona una vista general de un esquema de transmisión y esquema de decodificación de en un sistema de MIMO de multiplexación espacial convencional.
- La Figura 1 muestra la estructura de un sistema de MIMO de multiplexación espacial  $N_t \times N_r$ . Un vector de información  $z$  se codifica e intercala. Como salida de la intercalación, se obtiene un vector de bits codificados  $u = (u_1,$

...,  $u_{Nt}$ ). Obsérvese que  $u_i = (u_{i1}, \dots, u_{iM})$  (donde M es el número de bits de transmisión por símbolo). Siendo el vector de transmisión  $\mathbf{s} = (s_1, \dots, s_{Nt})^T$  y la señal de transmisión desde la antena de transmisión n.º 1 representada como  $s_i = \text{map}(u_i)$ , la energía de transmisión normalizada se representa como  $E\{|s_i|^2\} = E_s/Nt$  (siendo  $E_s$  la energía total por canal). Adicionalmente, siendo el vector recibido  $\mathbf{y} = (y_1, \dots, y_{Nr})^T$ , el vector recibido se representa como en la Ecuación 1.

5

Cálculo 1

Ecuación 1

$$\mathbf{y} = (y_1, \dots, y_{Nr})^T$$

$$= \mathbf{H}_{NtNr} \mathbf{s} + \mathbf{n}$$

10 En esta Ecuación,  $\mathbf{H}_{NtNr}$  es la matriz de canal,  $\mathbf{n} = (n_1, \dots, n_{Nr})^T$  es el vector de ruido, y  $n_i$  es el ruido aleatorio Gaussiano complejo i.i.d. con un valor medio de 0 y varianza  $\sigma^2$ . A partir de la relación entre los símbolos de transmisión y los símbolos de recepción que se induce en el dispositivo de recepción, la probabilidad para el vector recibido puede proporcionarse como una distribución Gaussiana multi-dimensional, como en la Ecuación 2.

Cálculo 2

Ecuación 2

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

15

En este punto, se considera un dispositivo de recepción que realiza decodificación iterativa compuesto de un decodificador de entrada flexible/salida flexible exterior y un detector de MIMO, como en la Figura 1. El vector de una relación de probabilidad logarítmica (valor L) en la Figura 1 se representa como en las Ecuaciones 3-5.

Cálculo 3

20 Ecuación 3

$$L(\mathbf{u}) = (L(u_1), \dots, L(u_{Nt}))^T$$

Cálculo 4

Ecuación 4

$$L(u_i) = (L(u_{i1}), \dots, L(u_{iM}))$$

25 Cálculo 5

Ecuación 5

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

<Esquema de detección iterativa>

Lo siguiente describe detección iterativa de señales de MIMO en el sistema de MIMO de multiplexación espacial  $N_t \times$

Nr. La relación de probabilidad logarítmica de  $u_{mn}$  se define como en la Ecuación 6.

Cálculo 6

Ecuación 6

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

5 A partir del teorema de Bayes, la Ecuación 6 puede expresarse como la Ecuación 7.

Cálculo 7

Ecuación 7

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

10 Sea  $U_{mn,\pm 1} = \{\mathbf{u} | u_{mn} = \pm 1\}$ . Cuando se aproxima  $\ln \sum a_j \sim \max \ln a_j$ , puede buscarse una aproximación de la Ecuación 7 como la Ecuación 8. Obsérvese que el símbolo anterior “ $\sim$ ” indica aproximación.

Cálculo 8

Ecuación 8

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

$P(\mathbf{u} | u_{mn})$  y  $\ln P(\mathbf{u} | u_{mn})$  en la Ecuación 8 se representan como sigue.

15 Cálculo 9

Ecuación 9

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

Cálculo 10

Ecuación 10

$$\ln P(\mathbf{u} | \mathbf{u}_{mn}) = \left( \sum_{ij} \ln P(\mathbf{u}_{ij}) \right) - \ln P(\mathbf{u}_{mn})$$

Cálculo 11

5 Ecuación 11

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

Adicionalmente, la probabilidad logarítmica de la ecuación definida en la Ecuación 2 se representa en la Ecuación 12.

Cálculo 12

10 Ecuación 12

$$\ln P(\mathbf{y} | \mathbf{u}) = -\frac{N_r}{2} \ln(2\pi \sigma^2) - \frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{Hs}(\mathbf{u})\|^2$$

Por consiguiente, a partir de las Ecuaciones 7 y 13, en MAP o Probabilidad a Posteriori (APP), el valor L a posteriori se representa como sigue.

Cálculo 13

15 Ecuación 13

$$L(\mathbf{u}_{mn} | \mathbf{y}) = \ln \frac{\sum_{U_{mn,+1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{Hs}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(\mathbf{u}_{ij}) \right\}}{\sum_{U_{mn,-1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{Hs}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(\mathbf{u}_{ij}) \right\}}$$

En lo sucesivo, esto se denomina como decodificación de APP iterativa. A partir de las Ecuaciones 8 y 12, en la relación de probabilidad logarítmica que utiliza la aproximación Max-Log (Max-Log APP), el valor L a posteriori se representa como sigue.

Cálculo 14

Ecuación 14

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

Cálculo 15

5 Ecuación 15

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

En lo sucesivo, esto se denomina como como decodificación de Max-log APP iterativa. La información extrínseca requerida en un sistema de decodificación iterativa puede buscarse restando entradas anteriores a partir de las Ecuaciones 13 y 14.

10 <Modelo de sistema>

La Figura 28 muestra la estructura básica del sistema que está relacionado con la posterior descripción. Este sistema es un sistema de MIMO de multiplexación espacial  $2 \times 2$ . Hay un codificador exterior para cada uno de los flujos A y B. Los dos codificadores exteriores son codificadores de LDPC idénticos. (En este punto, se describe una estructura que usa codificadores de LDPC como los codificadores exteriores como un ejemplo, pero la codificación de corrección de errores usada mediante el codificador exterior no está limitada a codificación de LDPC. La presente invención puede realizarse de manera similar usando otra codificación de corrección de errores tales como turbo codificación, codificación convolucional, codificación convolucional de LDPC y similares. Adicionalmente, cada codificador exterior se describe como que tiene una antena de transmisión, pero los codificadores exteriores no están limitados a esta estructura. Puede usarse una pluralidad de antenas de transmisión, y el número de codificadores exteriores puede ser uno. También, puede usarse un número mayor de codificadores exteriores que el número de antenas de transmisión). Los flujos A y B tienen respectivamente intercaladores ( $\pi_a, \pi_b$ ). En este punto, el esquema de modulación es  $2^h$ -QAM (con h bits transmitidos en un símbolo).

El dispositivo de recepción realiza detección iterativa en las señales de MIMO anteriores (decodificación de APP iterativa (o Maxlog APP iterativa)). La decodificación de los códigos de LDPC se realiza mediante, por ejemplo, decodificación de suma-producto.

La Figura 2 muestra una estructura de trama e indica el orden de los símbolos después de intercalación. En este caso,  $(i_a, j_a)$ ,  $(i_b, j_b)$  se representan mediante las siguientes Ecuaciones.

Cálculo 16

Ecuación 16

30 
$$(i_a, j_a) = \pi_a(\Omega_{ia,ja}^a)$$

Cálculo 17

Ecuación 17

$$(i_b, j_b) = \pi_b(\Omega_{ib,jb}^a)$$

En este caso,  $i^a, i^b$  indican el orden de los símbolos después de intercalación,  $j^a, j^b$  indican las posiciones de bits ( $j^a, j^b = 1, \dots, h$ ) en el esquema de modulación,  $\pi^a, \pi^b$  indican los intercaladores para los flujos A y B, y  $\Omega_{ia,ja}^a, \Omega_{ib,jb}^b$  indican el orden de datos en los flujos A y B antes de intercalación. Obsérvese que la Figura 2 muestra la estructura de trama para  $i_a = i_b$ .

<Decodificación iterativa>

Lo siguiente es una descripción detallada de los algoritmos para decodificación de suma-producto usados en la decodificación de códigos de LDPC y para detección iterativa de señales de MIMO en el dispositivo de recepción.

Decodificación de suma-producto

- 5 Sea una matriz bidimensional  $M \times N$   $H = \{H_{mn}\}$  la matriz de comprobación para códigos de LDPC que se dirigen para decodificación. Los subconjuntos  $A(m)$ ,  $B(n)$  del conjunto  $[1, N] = \{1, 2, \dots, N\}$  se definen mediante las siguientes Ecuaciones.

Cálculo 18

Ecuación 18

10

$$A(m) \equiv \{n : H_{mn} = 1\}$$

Cálculo 19

Ecuación 19

$$B(n) \equiv \{m : H_{mn} = 1\}$$

15

En estas Ecuaciones,  $A(m)$  representa el conjunto de índices de columna de los 1 en la  $m$ -ésima columna de la matriz de comprobación  $H$ , y  $B(n)$  representa el conjunto de índices de fila de los 1 en la  $n$ -ésima fila de la matriz de comprobación  $H$ . El algoritmo para decodificación de suma-producto es como sigue.

Etapa A-1 (inicialización): sea la relación de probabilidad logarítmica de valor a priori  $\beta_{mn} = 0$  para todas las combinaciones  $(m, n)$  que satisfacen  $H_{mn} = 1$ . Suponiendo que la variable de bucle (el número de iteraciones)  $l_{sum} = 1$  y el número máximo de bucles se establece a  $l_{sum, max}$ .

20

Etapa A-2 (procesamiento de fila): la relación de probabilidad logarítmica de valor extrínseco  $\alpha_{mn}$  se actualiza para todas las combinaciones  $(m, n)$  que satisfacen  $H_{mn} = 1$  en el orden de  $m = 1, 2, \dots, M$ , usando las siguientes Ecuaciones de actualización.

Cálculo 20

Ecuación 20

25

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

Cálculo 21

Ecuación 21

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

Cálculo 22

Ecuación 22

$$f(x) \equiv \ln \frac{\exp(x) + 1}{\exp(x) - 1}$$

5 En estas Ecuaciones, f representa una función de Gallager. Adicionalmente, el esquema para buscar  $\lambda_n$  se describe en detalle más adelante.

Etapa A-3 (procesamiento de columna): la relación de probabilidad logarítmica de valor extrínseco  $\beta_{mn}$  se actualiza para todas las combinaciones (m, n) que satisfacen  $H_{mn} = 1$  en el orden de  $n = 1, 2, \dots, N$ , usando la siguiente Ecuación de actualización.

Cálculo 23

10 Ecuación 23

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

Etapa A-4 (calcular una relación de una relación de probabilidad logarítmica): se busca la relación de probabilidad logarítmica  $L_n$  para  $n \in [1, N]$  mediante la siguiente Ecuación.

Cálculo 24

15 Ecuación 24

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

Etapa A-5 (recuento del número de iteraciones): si  $I_{sum} < I_{sum, max}$ , entonces  $I_{sum}$  se incrementa, y el procesamiento vuelve a la etapa A-2. Si  $I_{sum} = I_{sum, max}$ , la decodificación de suma-producto en esta ronda se termina.

20 Se han descrito las operaciones en una decodificación de suma-producto. Posteriormente, se realiza detección de señal de MIMO iterativa. En las variables  $m, n, \alpha_{mn}, \beta_{mn}, \lambda_n$  y  $L_n$ , usadas en la descripción anterior de las operaciones de decodificación de suma-producto, las variables en el flujo A son  $m_a, n_a, \alpha^a_{mana}, \beta^a_{mana}, \lambda_{na}$  y  $L_{na}$ , y las variables en el flujo B son  $m_b, n_b, \alpha^b_{mbnb}, \beta^b_{mbnb}, \lambda_{nb}$  y  $L_{nb}$ .

<Detección de señal MIMO iterativa>

Lo siguiente describe el esquema para buscar  $\lambda_n$  en detección de señal de MIMO iterativa en detalle.

25 La siguiente Ecuación se mantiene a partir de la Ecuación 1.

Cálculo 25

Ecuación 25

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= \left( y_1(t), y_2(t) \right)^T \\ &= \mathbf{H}_{22}(t) \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \end{aligned}$$

30 Las siguientes ecuaciones se definen a partir de las estructuras de trama de la Figura 2 y a partir de las Ecuaciones 16 y 17.

Cálculo 26

Ecuación 26

$$n_a = \Omega_{ia,ja}^a$$

Cálculo 27

5 Ecuación 27

$$n_b = \Omega_{ib,jb}^b$$

En este caso,  $n_a, n_b \in [1, N]$ . En lo sucesivo,  $\lambda_{na}$ ,  $L_{na}$ ,  $\lambda_{nb}$  y  $L_{nb}$ , donde el número de iteraciones de la detección de señal de MIMO iterativa es  $k$ , se representan como  $\lambda_{k, na}$ ,  $L_{k, na}$ ,  $\lambda_{k, nb}$  y  $L_{k, nb}$ .

Etapa B-1 (detección inicial;  $k = 0$ ): se buscan  $\lambda_{0, na}$  y  $\lambda_{0, nb}$  como sigue en el caso de detección inicial.

10 En decodificación de APP iterativa:

Cálculo 28

Ecuación 28

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

En decodificación de Max-log APP iterativa:

15 Cálculo 29

Ecuación 29

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

Cálculo 30

Ecuación 30

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

20

En este punto, sea  $X = a, b$ . Entonces, suponiendo que el número de iteraciones de la detección de señal de MIMO iterativa es  $l_{mimo} = 0$  y el número de iteraciones máximo se establece a  $l_{mimo, max}$ .

Etapa B-2 (detección iterativa; el número de iteraciones  $k$ ):  $\lambda_{k, na}$  y  $\lambda_{k, nb}$ , donde el número de iteraciones es  $k$ , se representan como en las Ecuaciones 31-34, a partir de las Ecuaciones 11, 13-15, 16 y 17. Sea  $(X, Y) = (a, b)(b, a)$ .

25 En decodificación de APP iterativa:

Cálculo 31

Ecuación 31

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

Cálculo 32

5 Ecuación 32

$$\rho(u_{\Omega_{i_X,j_X}^x}) = \sum_{\substack{\gamma=1 \\ \gamma \neq j_X}}^h \left| \frac{L_{k-1,\Omega_{i_X,\gamma}^x}(u_{\Omega_{i_X,\gamma}^x})}{2} \right| \left( u_{\Omega_{i_X,\gamma}^x} \operatorname{sign}(L_{k-1,\Omega_{i_X,\gamma}^x}(u_{\Omega_{i_X,\gamma}^x})) - 1 \right) + \sum_{\gamma=1}^h \left| \frac{L_{k-1,\Omega_{i_X,\gamma}^y}(u_{\Omega_{i_X,\gamma}^y})}{2} \right| \left( u_{\Omega_{i_X,\gamma}^y} \operatorname{sign}(L_{k-1,\Omega_{i_X,\gamma}^y}(u_{\Omega_{i_X,\gamma}^y})) - 1 \right)$$

En decodificación de Max-log APP iterativa:

Cálculo 33

Ecuación 33

10

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

Cálculo 34

Ecuación 34

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

15 Etapa B-3 (contar el número de iteraciones y estimar una palabra de código): incrementar  $l_{\text{mimo}}$  si  $l_{\text{mimo}} < l_{\text{mimo,max}}$ , y volver a la etapa B-2. Suponiendo que  $l_{\text{mimo}} = l_{\text{mimo,max}}$ , se busca la palabra de código estimada como en la siguiente Ecuación.

Cálculo 35

Ecuación 35

$$\hat{\mathbf{u}}_{n_X} = \begin{cases} 1 & L_{l_{\text{mimo}},n_X} \geq 0 \\ -1 & L_{l_{\text{mimo}},n_X} < 0 \end{cases}$$

20 En este punto, sea  $X = a, b$ .

25 La Figura 3 es un ejemplo de la estructura de un dispositivo de transmisión 300 en la presente realización. Un codificador 302A recibe información (datos) 301A y una señal de estructura de trama 313 como entradas y, de acuerdo con la señal de estructura de trama 313, realiza codificación de corrección de errores tal como codificación convolucional, codificación de LDPC, turbo codificación o similares, emitiendo datos codificados 303A. (La señal de estructura de trama 313 incluye información tal como el esquema de corrección de errores usado para codificación de corrección de errores de datos, la tasa de codificación, la longitud de bloque y similares. El codificador 302A usa el esquema de corrección de errores indicado mediante la señal de estructura de trama 313. Adicionalmente, el esquema de corrección de errores puede saltarse).

Un intercalador 304A recibe los datos codificados 303A y la señal de estructura de trama 313 como entradas y realiza intercalación, es decir cambiar el orden de los datos, para emitir datos intercalados 305A. (El esquema de intercalación puede saltarse basándose en la señal de estructura de trama 313).

5 Una unidad de mapeo 306A recibe los datos intercalados 305A y la señal de estructura de trama 313 como entradas, realiza modulación tal como Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura (QPSK), Modulación de Amplitud en Cuadratura de 16 (16QAM), Modulación de Amplitud en Cuadratura de 64 (64QAM) o similares, y emite una señal de banda base resultante 307A. (El esquema de modulación puede saltarse basándose en la señal de estructura de trama 313).

10 Las Figuras 24A y 24B son un ejemplo de un esquema de mapeo a través de un plano de I-Q, que tiene un componente en fase I y un componente de cuadratura Q, para formar una señal de banda base en modulación de QPSK. Por ejemplo, como se muestra en la Figura 24A, si los datos de entrada son "00", la salida es  $I = 1,0$ ,  $Q = 1,0$ . De manera similar, para los datos de entrada "01", la salida es  $I = -1,0$ ,  $Q = 1,0$  y así sucesivamente. La Figura 24B es un ejemplo de un esquema de mapeo diferente en un plano de I-Q para modulación de QPSK de el de la Figura 24A. La diferencia entre la Figura 24B y la Figura 24A es que los puntos de señal en la Figura 24A se han rotado  
15 alrededor del origen para producir los puntos de señal de la Figura 24B. La Bibliografía no de patente 9 y la Bibliografía no de patente 10 describen un esquema de rotación de constelación de este tipo, y puede adoptarse también el Retardo Q Cíclico descrito en la Bibliografía no de patente 9 y en la Bibliografía no de patente 10. Como otro ejemplo además de las Figuras 24A y 24B, las Figuras 25A y 25B muestran la distribución de punto de señal en el plano I-Q para 16QAM. El ejemplo que corresponde a la Figura 24A se muestra en la Figura 25A, y el ejemplo que  
20 corresponde a la Figura 24B se muestra en la Figura 25B.

Un codificador 302B recibe información (datos) 301B y la señal de estructura de trama 313 como entradas y, de acuerdo con la señal de estructura de trama 313, realiza codificación de corrección de errores tal como codificación convolucional, codificación de LDPC, turbo codificación o similares, emitiendo datos codificados 303B. (La señal de estructura de trama 313 incluye información tal como el esquema de corrección de errores usado, la tasa de  
25 codificación, la longitud de bloque y similares. Se usa el esquema de corrección de errores indicado mediante la señal de estructura de trama 313. Adicionalmente, el esquema de corrección de errores puede saltarse).

Un intercalador 304B recibe los datos codificados 303B y la señal de estructura de trama 313 como entradas y realiza intercalación, es decir cambiar el orden de los datos, para emitir datos intercalados 305B. (El esquema de intercalación puede saltarse basándose en la señal de estructura de trama 313).

30 Una unidad de mapeo 306B recibe los datos intercalados 305B y la señal de estructura de trama 313 como entradas, realiza modulación tal como Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura (QPSK), Modulación de Amplitud en Cuadratura de 16 (16QAM), Modulación de Amplitud en Cuadratura de 64 (64QAM) o similares, y emite una señal de banda base resultante 307B. (El esquema de modulación puede saltarse basándose en la señal de estructura de trama 313).

35 Una unidad de generación de información de ponderación 314 recibe la señal de estructura de trama 313 como una entrada y emite información 315 con respecto a un esquema de ponderación basándose en la señal de estructura de trama 313. El esquema de ponderación está caracterizado por salto regular entre pesos.

40 Una unidad de ponderación 308A recibe la señal de banda base 307A, la señal de banda base 307B y la información 315 con respecto al esquema de ponderación, y basándose en la información 315 con respecto al esquema de ponderación, realiza ponderación en la señal de banda base 307A y en la señal de banda base 307B y emite una señal 309A que resulta de la ponderación. Los detalles sobre el esquema de ponderación se proporcionan más adelante.

45 Una unidad inalámbrica 310A recibe la señal 309A que resulta de la ponderación como una entrada y realiza procesamiento tal como modulación ortogonal, limitación de banda, conversión de frecuencia, amplificación y similares, emitiendo una señal de transmisión 311A. Una señal de transmisión 511A se emite como una onda de radio desde una antena 312A.

50 Una unidad de ponderación 308B recibe la señal de banda base 307A, la señal de banda base 307B y la información 315 con respecto al esquema de ponderación, y basándose en la información 315 con respecto al esquema de ponderación, realiza ponderación en la señal de banda base 307A y en la señal de banda base 307B y emite una señal 309B que resulta de la ponderación.

La Figura 26 muestra la estructura de una unidad de ponderación. La señal de banda base 307A se multiplica por  $w_{11}(t)$ , que produce  $w_{11}(t)s_1(t)$ , y se multiplica por  $w_{21}(t)$ , que produce  $w_{21}(t)s_1(t)$ . De manera similar, la señal de banda base 307B se multiplica por  $w_{12}(t)$  para generar  $w_{12}(t)s_2(t)$  y se multiplica por  $w_{22}(t)$  para generar  $w_{22}(t)s_2(t)$ . A continuación se obtienen  $z_1(t) = w_{11}(t)s_1(t) + w_{12}(t)s_2(t)$  y  $z_2(t) = w_{21}(t)s_1(t) + w_{22}(t)s_2(t)$ .

55 Los detalles sobre el esquema de ponderación se proporcionan más adelante.

Una unidad inalámbrica 310B recibe la señal 309B que resulta de la ponderación como una entrada y realiza

procesamiento tal como modulación ortogonal, limitación de banda, conversión de frecuencia, amplificación y similares, emitiendo una señal de transmisión 311B. Una señal de transmisión 511B se emite como una onda de radio desde una antena 312B.

5 La Figura 4 muestra un ejemplo de la estructura de un dispositivo de transmisión 400 que se diferencia de el de la Figura 3. Se describen las diferencias en la Figura 4 a partir de la Figura 3.

Un codificador 402 recibe información (datos) 401 y la señal de estructura de trama 313 como entradas y, de acuerdo con la señal de estructura de trama 313, realiza codificación de corrección de errores y emite datos codificados 402.

10 Una unidad de distribución 404 recibe los datos codificados 403 como una entrada, distribuye los datos 403, y emite los datos 405A y los datos 405B. Obsérvese que en la Figura 4, se muestra un codificador, pero el número de codificadores no está limitado de esta manera. La presente invención puede realizarse de manera similar cuando el número de codificadores es m (donde m es un entero mayor que o igual a uno) y la unidad de distribución divide datos codificados generados mediante cada codificador en dos partes y emite los datos divididos.

15 La Figura 5 muestra un ejemplo de una estructura de trama en el dominio de tiempo para un dispositivo de transmisión de acuerdo con la presente realización. Un símbolo 500\_1 es un símbolo para notificar al dispositivo de recepción del esquema de transmisión. Por ejemplo, el símbolo 500\_1 transporta información tal como el esquema de corrección de errores usado para transmitir símbolos de datos, la tasa de codificación y el esquema de modulación usado para transmitir símbolos de datos.

20 El símbolo 501\_1 es para estimar fluctuación de canal para la señal modulada  $z1(t)$  (donde t es tiempo) transmitida mediante el dispositivo de transmisión. El símbolo 502\_1 es el símbolo de datos transmitido como el número de símbolo u (en el dominio de tiempo) mediante la señal modulada  $z1(t)$ , y el símbolo 503\_1 es el símbolo de datos transmitido como el número de símbolo u + 1 mediante la señal modulada  $z1(t)$ .

25 El símbolo 501\_2 es para estimar fluctuación de canal para la señal modulada  $z2(t)$  (donde t es tiempo) transmitida mediante el dispositivo de transmisión. El símbolo 502\_2 es el símbolo de datos transmitido como el número de símbolo u mediante la señal modulada  $z2(t)$ , y el símbolo 503\_2 es el símbolo de datos transmitido como el número de símbolo u + 1 mediante la señal modulada  $z2(t)$ .

Lo siguiente describe las relaciones entre las señales moduladas  $z1(t)$  y  $z2(t)$  transmitidas mediante el dispositivo de transmisión y las señales recibidas  $r1(t)$  y  $r2(t)$  recibidas mediante el dispositivo de recepción.

30 En la Figura 5, 504 n.º 1 y 504 n.º 2 indican antenas de transmisión en el dispositivo de transmisión, y 505 n.º 1 y 505 n.º 2 indican antenas de recepción en el dispositivo de recepción. El dispositivo de transmisión transmite la señal modulada  $z1(t)$  desde la antena de transmisión 504 n.º 1 y transmite la señal modulada  $z2(t)$  desde la antena de transmisión 504 n.º 2. En este caso, la señal modulada  $z1(t)$  y la señal modulada  $z2(t)$  se supone que ocupan la misma (una compartida/común) frecuencia (ancho de banda). Siendo la fluctuación de canal para las antenas de transmisión del dispositivo de transmisión y las antenas del dispositivo de recepción  $h_{11}(t)$ ,  $h_{12}(t)$ ,  $h_{21}(t)$  y  $h_{22}(t)$ , la señal recibida mediante la antena de recepción 505 n.º 1 del dispositivo de recepción  $r1(t)$ , y siendo la señal recibida mediante la antena de recepción 505 n.º 2 del dispositivo de recepción  $r2(t)$ , se mantiene la siguiente relación.  
Cálculo 36

Ecuación 36

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

40 La Figura 6 se refiere al esquema de ponderación (esquema de precodificación) en la presente realización. Una unidad de ponderación 600 integra las unidades de ponderación 308A y 308B en la Figura 3. Como se muestra en la Figura 6, un flujo  $s1(t)$  y un flujo  $s2(t)$  corresponden a las señales de banda base 307A y 307B en la Figura 3. En otras palabras, los flujos  $s1(t)$  y  $s2(t)$  son los componentes en fase I y los componentes de cuadratura Q de la señal de banda base cuando se mapean de acuerdo con un esquema de modulación tal como QPSK, 16QAM, 64QAM o similares. Como se indica mediante la estructura de trama de la Figura 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 recibe las señales de banda base 307A ( $s1(t)$ ) y 307B ( $s2(t)$ ) y la información 315 con respecto a la información de ponderación en la Figura 3 como entradas, realiza ponderación de acuerdo con la información 315 con respecto a ponderación, y emite las señales 309A ( $z1(t)$ ) y 309B ( $z2(t)$ ) después de ponderar en la Figura 3. En este caso,  $z1(t)$  y  $z2(t)$  se representan como sigue.

Para el número de símbolo  $4i$  (donde  $i$  es un entero mayor que o igual a cero):

Cálculo 37

Ecuación 37

$$\begin{pmatrix} z1(4i) \\ z2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\frac{3}{4}\pi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

5 En este punto,  $j$  es una unidad imaginaria.

Para el número de símbolo  $4i + 1$ :

Cálculo 38

Ecuación 38

$$\begin{pmatrix} z1(4i + 1) \\ z2(4i + 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{3}{4}\pi} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i + 1) \\ s2(4i + 1) \end{pmatrix}$$

10 Para el número de símbolo  $4i + 2$ :

Cálculo 39

Ecuación 39

$$\begin{pmatrix} z1(4i + 2) \\ z2(4i + 2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\frac{3}{4}\pi} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i + 2) \\ s2(4i + 2) \end{pmatrix}$$

Para el número de símbolo  $4i + 3$ :

15 Cálculo 40

Ecuación 40

$$\begin{pmatrix} z1(4i + 3) \\ z2(4i + 3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\frac{3}{4}\pi} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i + 3) \\ s2(4i + 3) \end{pmatrix}$$

20 De esta manera, la unidad de ponderación en la Figura 6 salta de manera regular entre pesos de precodificación a través de un periodo (ciclo) de cuatro intervalos. (Aunque se han descrito pesos de precodificación como que se saltan a través de cuatro intervalos de manera regular, el número de intervalos para salto regular no está limitado a cuatro).

25 Adicionalmente, la Bibliografía no de patente 4 describe saltar los pesos de precodificación para cada intervalo. Este salto de los pesos de precodificación está caracterizado por ser aleatorio. Por otra parte, en la presente realización, se proporciona un cierto periodo (ciclo), y se salta entre los pesos de precodificación de manera regular. Adicionalmente, en cada matriz de ponderación de precodificación  $2 \times 2$  compuesta de cuatro pesos de precodificación, el valor absoluto de cada uno de los cuatro pesos de precodificación es equivalente a  $(1/\sqrt{2})$ , y el salto se realiza de manera regular entre las matrices de ponderación de precodificación que tienen esta

característica.

En un entorno de LOS, si se usa una matriz de precodificación especial, la calidad de recepción puede mejorar enormemente, pero la matriz de precodificación especial se diferencia dependiendo de las condiciones de las ondas directas. En un entorno de LOS, sin embargo, existe una cierta tendencia, y si se salta entre las matrices de precodificación de manera regular de acuerdo con esta tendencia, la calidad de recepción de datos mejora enormemente. Por otra parte, cuando se salta entre matrices de precodificación aleatoriamente, puede existir una matriz de precodificación distinta de la matriz de precodificación especial anteriormente descrita, y también existe la posibilidad de realizar precodificación únicamente con matrices de precodificación desviadas que no son adecuadas para el entorno de LOS. Por lo tanto, en un entorno de LOS, no siempre puede obtenerse excelente calidad de recepción. Por consiguiente, existe una necesidad de un esquema de salto de precodificación adecuado para un entorno de LOS. La presente invención propone un esquema de precodificación de este tipo.

La Figura 7 es un ejemplo de la estructura de un dispositivo de recepción 700 en la presente realización. Una unidad inalámbrica 703\_X recibe, como una entrada, una señal recibida 702\_X recibida mediante una antena 701\_X, realiza procesamiento tal como conversión de frecuencia, demodulación de cuadratura y similares, y emite una señal de banda base 704\_X.

Una unidad de estimación de fluctuación de canal 705\_1 para la señal modulada z1 transmitida mediante el dispositivo de transmisión recibe la señal de banda base 704\_X como una entrada, extrae un símbolo de referencia 501\_1 para estimación de canal como en la Figura 5, estima un valor que corresponde a  $h_{11}$  en la Ecuación 36, y emite una señal de estimación de canal 706\_1.

Una unidad de estimación de fluctuación de canal 705\_2 para la señal modulada z2 transmitida mediante el dispositivo de transmisión recibe la señal de banda base 704\_X como una entrada, extrae un símbolo de referencia 501\_2 para estimación de canal como en la Figura 5, estima un valor que corresponde a  $h_{12}$  en la Ecuación 36, y emite una señal de estimación de canal 706\_2.

Una unidad inalámbrica 703\_Y recibe, como entrada, una señal recibida 702\_Y recibida mediante una antena 701\_Y, realiza procesamiento tal como conversión de frecuencia, demodulación de cuadratura y similares, y emite una señal de banda base 704\_Y.

Una unidad de estimación de fluctuación de canal 707\_1 para la señal modulada z1 transmitida mediante el dispositivo de transmisión recibe la señal de banda base 704\_Y como una entrada, extrae un símbolo de referencia 501\_1 para estimación de canal como en la Figura 5, estima un valor que corresponde a  $h_{21}$  en la Ecuación 36, y emite una señal de estimación de canal 708\_1.

Una unidad de estimación de fluctuación de canal 707\_2 para la señal modulada z2 transmitida mediante el dispositivo de transmisión recibe la señal de banda base 704\_Y como una entrada, extrae un símbolo de referencia 501\_2 para estimación de canal como en la Figura 5, estima un valor que corresponde a  $h_{22}$  en la Ecuación 36, y emite una señal de estimación de canal 708\_2.

Una unidad de decodificación de información de control 709 recibe la señal de banda base 704\_X y la señal de banda base 704\_Y como entradas, detecta el símbolo 500\_1 que indica el esquema de transmisión como en la Figura 5, y emite una señal 710 con respecto a información sobre el esquema de transmisión indicada mediante el dispositivo de transmisión.

Una unidad de procesamiento de señal 711 recibe, como entradas, las señales de 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 710 con respecto a información sobre el esquema de transmisión indicado mediante el dispositivo de transmisión, realiza detección y decodificación, y emite datos recibidos 712\_1 y 712\_2.

A continuación se describen en detalle las operaciones mediante la unidad de procesamiento de señal 711 en la Figura 7. La Figura 8 es un ejemplo de la estructura de la unidad de procesamiento de señal 711 en la presente realización. La Figura 8 muestra un detector de MIMO INTERNO, un decodificador de entrada flexible/salida flexible, y una unidad de generación de coeficiente de ponderación como los elementos principales. La Bibliografía no de patente 2 y la Bibliografía no de patente 3 describen el esquema de decodificación iterativa con esta estructura. El sistema de MIMO descrito en la Bibliografía no de patente 2 y en la Bibliografía no de patente 3 es un sistema de MIMO de multiplexación espacial, mientras que la presente realización se diferencia de la Bibliografía no de patente 2 y de la Bibliografía no de patente 3 describiendo un sistema de MIMO que cambia pesos de precodificación con el tiempo. Siendo la (canal) matriz en la Ecuación 36  $H(t)$ , siendo la matriz de ponderación de precodificación en la Figura 6  $W(t)$  (donde la matriz de ponderación de precodificación cambia a través de  $t$ ), siendo el vector recibido  $R(t) = (r_1(t), r_2(t))^T$ , y siendo el vector de flujo  $S(t) = (s_1(t), s_2(t))^T$ , se cumple la siguiente ecuación.

Cálculo 41

55 Ecuación 41

$$R(t) = H(t)W(t)S(t)$$

En este caso, el dispositivo de recepción puede aplicar el esquema de decodificación en la Bibliografía no de patente 2 y en la Bibliografía no de patente 3 al vector recibido  $R(t)$  considerando  $H(t)W(t)$  como la matriz de canal.

5 Por lo tanto, una unidad de generación de coeficiente de ponderación 819 en la Figura 8 recibe, como entrada, una señal 818 con respecto a información sobre el esquema de transmisión indicada mediante el dispositivo de transmisión (que corresponde a 710 en la Figura 7) y emite una señal 820 con respecto a información sobre coeficientes de ponderación.

10 Un detector de MIMO INTERNO 803 recibe la señal 820 con respecto a información sobre coeficientes de ponderación como entrada y, usando la señal 820, realiza el cálculo en la Ecuación 41. Se realiza por lo tanto detección y decodificación iterativa. Lo siguiente describe las operaciones de las mismas.

15 En la unidad de procesamiento de señal en la Figura 8, un esquema de procesamiento tal como el mostrado en la Figura 10 es necesario para decodificación iterativa (detección iterativa). En primer lugar, una palabra de código (o una trama) de la señal modulada (flujo)  $s_1$  y una palabra de código (o una trama) de la señal modulada (flujo)  $s_2$  se decodifican. Como resultado, se obtiene la Relación de Probabilidad Logarítmica (LLR) de cada bit de una palabra de código (o una trama) de la señal modulada (flujo)  $s_1$  y de una palabra de código (o una trama) de la señal modulada (flujo)  $s_2$  desde el decodificador de entrada flexible/salida flexible. La detección y decodificación se realiza de nuevo usando la LLR. Estas operaciones se realizan múltiples veces (denominándose estas operaciones como decodificación iterativa (detección iterativa)). En lo sucesivo, la descripción se centra en el esquema para generar la relación de probabilidad logarítmica (LLR) de un símbolo en un tiempo particular en una trama.

20 En la Figura 8, una unidad de almacenamiento 815 recibe, como entradas, una señal de banda base 801X (que corresponde a la señal de banda base 704\_X en la Figura 7), un grupo de señal de estimación de canal 802X (que corresponde a las señales de estimación de canal 706\_1 y 706\_2 en la Figura 7), una señal de banda base 801Y (que corresponde a la señal de banda base 704\_Y en la Figura 7), y un grupo de señal de estimación de canal 802Y (que corresponde a las señales de estimación de canal 708\_1 y 708\_2 en la Figura 7). Para conseguir decodificación iterativa (detección iterativa), la unidad de almacenamiento 815 calcula  $H(t)W(t)$  en la Ecuación 41 y almacena la matriz calculada como un grupo de señal de canal transformado. La unidad de almacenamiento 815 emite las señales anteriores cuando sea necesario como una señal de banda base 816X, un grupo de señal de estimación de canal transformado 817X, una señal de banda base 816Y, y un grupo de señal de estimación de canal transformado 817Y.

30 Las siguientes operaciones se describen por separado para detección inicial y para decodificación iterativa (detección iterativa).

<Detección inicial>

35 El detector de MIMO INTERNO 803 recibe, como entradas, la señal de banda base 801X, el grupo de señal de estimación de canal 802X, la señal de banda base 801Y, y el grupo de señal de estimación de canal 802Y. En este punto, el esquema de modulación para la señal modulada (flujo)  $s_1$  y la señal modulada (flujo)  $s_2$  se describe como 16QAM.

40 El detector de MIMO INTERNO 803 calcula en primer lugar  $H(t)W(t)$  desde el grupo de señal de estimación de canal 802X y el grupo de señal de estimación de canal 802Y para buscar puntos de señal candidatos que corresponden a la señal de banda base 801X. La Figura 11 muestra tal cálculo. En la Figura 11, cada punto negro (●) es un punto de señal candidato en el plano I-Q. Puesto que el esquema de modulación es 16QAM, existen 256 puntos de señal candidatos. (Puesto que la Figura 11 es únicamente para ilustración, no se muestran todos los 256 puntos de señal candidatos). En este punto, siendo los cuatro bits transferidos mediante la señal modulada  $s_1$   $b_0$ ,  $b_1$ ,  $b_2$  y  $b_3$ , y siendo los cuatro bits transferidos mediante la señal modulada  $s_2$   $b_4$ ,  $b_5$ ,  $b_6$  y  $b_7$ , existen los puntos de señal candidatos que corresponden a ( $b_0$ ,  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $b_3$ ,  $b_4$ ,  $b_5$ ,  $b_6$ ,  $b_7$ ) en la Figura 11. La distancia Euclídea cuadrada se busca entre un punto de señal recibido 1101 (que corresponde a la señal de banda base 801X) y cada punto de señal candidato. Cada distancia Euclídea cuadrada se divide por la varianza de ruido  $\sigma^2$ . Por consiguiente, se busca  $E_x(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ , es decir el valor de la distancia Euclídea cuadrada entre un punto de señal candidato que corresponde a ( $b_0$ ,  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $b_3$ ,  $b_4$ ,  $b_5$ ,  $b_6$ ,  $b_7$ ) y un punto de señal recibido, dividido por la varianza de ruido. Obsérvese que las señales de banda base y las señales moduladas  $s_1$  y  $s_2$  son cada una señales complejas.

50 De manera similar, se calcula  $H(t)W(t)$  desde el grupo de señal de estimación de canal 802X y el grupo de señal de estimación de canal 802Y, se buscan puntos de señal candidatos que corresponden a la señal de banda base 801Y, se busca la distancia Euclídea cuadrada para el punto de señal recibido (que corresponde a la señal de banda base 801Y), y la distancia Euclídea cuadrada se divide por la varianza de ruido  $\sigma^2$ . Por consiguiente, se busca  $E_y(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ , es decir el valor de la distancia Euclídea cuadrada entre un punto de señal candidato que

corresponde a  $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$  y un punto de señal recibido, dividido por la varianza de ruido.

Entonces se busca  $E_x(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7) + E_y(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7) = E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ .

El detector de MIMO INTERNO 803 emite  $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$  como una señal 804.

- 5 Una unidad de cálculo de probabilidad logarítmica 805A recibe la señal 804 como entrada, calcula la probabilidad logarítmica para los bits  $b_0, b_1, b_2$  y  $b_3$ , y emite una señal de probabilidad logarítmica 806A. Obsérvese que durante el cálculo de la probabilidad logarítmica, se calcula la probabilidad logarítmica para "1" y la probabilidad logarítmica para "0". El esquema de cálculo es como se muestra en las Ecuaciones 28, 29 y 30. Pueden encontrarse detalles en la Bibliografía no de patente 2 y en la Bibliografía no de patente 3.
- 10 De manera similar, una unidad de cálculo de probabilidad logarítmica 805B recibe la señal 804 como entrada, calcula la probabilidad logarítmica para los bits  $b_4, b_5, b_6$  y  $b_7$ , y emite una señal de probabilidad logarítmica 806B.
- Un desintercalador (807A) recibe la señal de probabilidad logarítmica 806A como una entrada, realiza desintercalación que corresponde al intercalador (el intercalador (304A) en la Figura 3), y emite una señal de probabilidad logarítmica desintercalada 808A.
- 15 De manera similar, un desintercalador (807B) recibe la señal de probabilidad logarítmica 806B como una entrada, realiza desintercalación que corresponde al intercalador (el intercalador (304B) en la Figura 3), y emite una señal de probabilidad logarítmica desintercalada 808B.
- Una unidad de cálculo de relación de probabilidad logarítmica 809A recibe la señal de probabilidad logarítmica intercalada 808A como una entrada, calcula la relación de probabilidad logarítmica (LLR) de los bits codificados mediante el codificador 302A en la Figura 3, y emite una señal de relación de probabilidad logarítmica 810A.
- 20 De manera similar, una unidad de cálculo de relación de probabilidad logarítmica 809B recibe la señal de probabilidad logarítmica intercalada 808B como una entrada, calcula la relación de probabilidad logarítmica (LLR) de los bits codificados mediante el codificador 302B en la Figura 3, y emite una señal de relación de probabilidad logarítmica 810B.
- 25 Un decodificador de entrada flexible/salida flexible 811A recibe la señal de relación de probabilidad logarítmica 810A como una entrada, realiza decodificación, y emite una relación de probabilidad logarítmica decodificada 812A.
- De manera similar, un decodificador de entrada flexible/salida flexible 811B recibe la señal de relación de probabilidad logarítmica 810B como una entrada, realiza decodificación, y emite una relación de probabilidad logarítmica decodificada 812B.
- 30 <Decodificación iterativa (detección iterativa), número de iteraciones  $k$ >
- Un intercalador (813A) recibe la relación de probabilidad logarítmica 812A decodificada mediante el decodificador de entrada flexible/salida flexible en la  $(k - 1)$ -ésima iteración como una entrada, realiza intercalación, y emite una relación de probabilidad logarítmica intercalada 814A. El patrón de intercalación en el intercalador (813A) es similar al patrón de intercalación en el intercalador (304A) en la Figura 3.
- 35 Un intercalador (813B) recibe la relación de probabilidad logarítmica 812B decodificada mediante el decodificador de entrada flexible/salida flexible en la  $(k - 1)$ -ésima como una entrada, realiza intercalación, y emite una relación de probabilidad logarítmica intercalada 814B. El patrón de intercalación en el intercalador (813B) es similar al patrón de intercalación en el intercalador (304B) en la Figura 3.
- 40 El detector de MIMO INTERNO 803 recibe, como entradas, la señal de banda base 816X, el grupo de señal de estimación de canal transformado 817X, la señal de banda base 816Y, el grupo de señal de estimación de canal transformado 817Y, la relación de probabilidad logarítmica intercalada 814A, y la relación de probabilidad logarítmica intercalada 814B. La razón para usar la señal de banda base 816X, el grupo de señal de estimación de canal transformado 817X, la señal de banda base 816Y, y el grupo de señal de estimación de canal transformado 817Y en lugar de la señal de banda base 801X, el grupo de señal de estimación de canal 802X, la señal de banda base 801Y, y el grupo de señal de estimación de canal 802Y es debido a que tiene lugar un retardo debido a decodificación iterativa.
- 45
- La diferencia entre las operaciones mediante el detector de MIMO INTERNO 803 para decodificación iterativa y para detección inicial es el uso de la relación de probabilidad logarítmica intercalada 814A y la relación de probabilidad logarítmica intercalada 814B durante procesamiento de señal. El detector de MIMO INTERNO 803 en primer lugar busca  $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ , como durante la detección inicial. Adicionalmente, los coeficientes que corresponden a las Ecuaciones 11 y 32 se buscan a partir de la relación de probabilidad logarítmica intercalada 814A y la relación de probabilidad logarítmica intercalada 914B. El valor  $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$  se ajusta usando los coeficientes buscados, y el valor resultante  $E'(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$  se emite como la señal 804.
- 50

La unidad de cálculo de probabilidad logarítmica 805A recibe la señal 804 como entrada, calcula la probabilidad logarítmica para los bits  $b_0$ ,  $b_1$ ,  $b_2$  y  $b_3$ , y emite la señal de probabilidad logarítmica 806A. Obsérvese que durante el cálculo de la probabilidad logarítmica, se calcula la probabilidad logarítmica para "1" y la probabilidad logarítmica para "0". El esquema de cálculo es como se muestra en las Ecuaciones 31, 32, 33, 34 y 35. Pueden encontrarse detalles en la Bibliografía no de patente 2 y en la Bibliografía no de patente 3.

De manera similar, la unidad de cálculo de probabilidad logarítmica 805B recibe la señal 804 como entrada, calcula la probabilidad logarítmica para los bits  $b_4$ ,  $b_5$ ,  $b_6$  y  $b_7$ , y emite la señal de probabilidad logarítmica 806B. Las operaciones mediante el desintercalador hacia delante son similares a la detección inicial.

Obsérvese que mientras la Figura 8 muestra la estructura de la unidad de procesamiento de señal cuando se realiza detección iterativa, la detección iterativa no es siempre esencial para obtener excelente calidad de recepción, y es posible una estructura que no incluya los intercaladores 813A y 813B, que son necesarios únicamente para detección iterativa. En un caso de este tipo, el detector de MIMO INTERNO 803 no realiza detección iterativa.

La parte principal de la presente realización es el cálculo de  $H(t)W(t)$ . Obsérvese que como se muestra en Bibliografía no de patente 5 y similares, puede usarse la descomposición de QR para realizar detección inicial y detección iterativa.

Adicionalmente, como se muestra en Bibliografía no de patente 11, basándose en  $H(t)W(t)$ , puede realizarse la operación lineal de Mínimo Error Cuadrático Medio (MMSE) y Forzado a Cero (ZF) para realizar la detección inicial.

La Figura 9 es la estructura de una unidad de procesamiento de señal diferente a la de la Figura 8 y es para la señal modulada transmitida mediante el dispositivo de transmisión en la Figura 4. La diferencia con la Figura 8 es el número de decodificadores de entrada flexible/salida flexible. Un decodificador de entrada flexible/salida flexible 901 recibe, como entradas, las señales de relación de probabilidad logarítmica 810A y 810B, realiza decodificación, y emite una relación de probabilidad logarítmica decodificada 902. Una unidad de distribución 903 recibe la relación de probabilidad logarítmica decodificada 902 como una entrada y distribuye la relación de probabilidad logarítmica 902. Otras operaciones son similares a la Figura 8.

Las Figuras 12A y 12B muestran características de BER para un esquema de transmisión que usa los pesos de precodificación de la presente realización bajo condiciones similares a las Figuras 29A y 29B. La Figura 12A muestra las características de BER de Probabilidad A Posteriori (APP) Max-log sin detección iterativa (véase la Bibliografía no de patente 1 y la Bibliografía no de patente 2), y la Figura 12B muestra las características de BER de Max-log-APP con detección iterativa (véase la Bibliografía no de patente 1 y la Bibliografía no de patente 2) (número de iteraciones: cinco). Comparando las Figuras 12A, 12B, 29A y 29B muestran cómo si se usa el esquema de transmisión de la presente realización, las características de BER cuando el factor de Rician es grande mejoran enormemente sobre las características de BER cuando se usa el sistema de MIMO de multiplexación espacial, confirmando de esta manera la utilidad del esquema en la presente realización.

Como se ha descrito anteriormente, cuando un dispositivo de transmisión transmite una pluralidad de señales moduladas a partir de una pluralidad de antenas en un sistema de MIMO, se consigue el efecto ventajoso de la calidad de transmisión mejorada, en comparación con el sistema de MIMO de multiplexación espacial convencional, en un entorno de LOS en el que predominan las ondas directas saltando entre pesos de precodificación de manera regular con el tiempo, como en la presente realización.

En la presente realización, y en particular con respecto a la estructura del dispositivo de recepción, se han descrito las operaciones para un número limitado de antenas, pero la presente invención puede realizarse de la misma manera incluso si el número de antenas aumenta. En otras palabras, el número de antenas en el dispositivo de recepción no afecta a las operaciones o efectos ventajosos de la presente realización. Adicionalmente, en la presente realización, se ha explicado particularmente el ejemplo de codificación de LDPC, pero la presente invención no está limitada a codificación de LDPC. Adicionalmente, con respecto al esquema de decodificación, los decodificadores de entrada flexible/salida flexible no están limitados al ejemplo de decodificación de suma-producto. Puede usarse otro esquema de decodificación de entrada flexible/salida flexible, tal como un algoritmo BCJR, un algoritmo SOVA, un algoritmo Max-log-MAP y similares. Se proporcionan detalles en la Bibliografía no de patente 6.

Adicionalmente, en la presente realización, se ha descrito el ejemplo de un esquema de portadora única, pero la presente invención no está limitada de esta manera y puede realizarse de manera similar para transmisión multi-portadora. Por consiguiente, cuando se usa un esquema tal como comunicación de espectro ensanchado, Multiplexación por División Ortogonal de Frecuencia (OFDM), Acceso Múltiple por División de Frecuencia de Portadora Única (SC-FDMA), Multiplexación por División Ortogonal de Frecuencia de Portadora Única (SC-OFDM), u OFDM de ondicula como se describe en Bibliografía no de patente 7 y similares, por ejemplo, la presente invención puede realizarse de manera similar. Adicionalmente, en la presente realización, los símbolos distintos de los símbolos de datos, tales como símbolos piloto (preámbulo, palabra única y similares), símbolos para transmisión de información de control y similares, pueden disponerse en la trama de cualquier manera.

Lo siguiente describe un ejemplo para usar OFDM como un ejemplo de un esquema multi-portadora.

La Figura 13 muestra la estructura de un dispositivo de transmisión cuando se usa OFDM. En la Figura 13, los elementos que operan de una manera similar a los de la Figura 3 llevan los mismos signos de referencia.

5 Un procesador relacionado con OFDM 1301A recibe, como entrada, la señal ponderada 309A, realiza procesamiento relacionado con OFDM, y emite una señal de transmisión 1302A. De manera similar, un procesador relacionado con OFDM 1301B recibe, como entrada, la señal ponderada 309B, realiza procesamiento relacionado con OFDM, y emite una señal de transmisión 1302B.

10 La Figura 14 muestra un ejemplo de una estructura a partir de los procesadores relacionados con OFDM 1301A y 1301B en la Figura 13 hacia delante. La parte a partir de 1401A a 1410A está relacionada con la parte a partir de 1301A a 312A en la Figura 13, y la parte a partir de 1401B a 1410B está relacionada con la parte a partir de 1301B a 312B en la Figura 13.

Un convertidor serie/paralelo 1402A realiza conversión serie/paralelo en una señal ponderada 1401A (que corresponde a la señal ponderada 309A en la Figura 13) y emite una señal paralela 1403A.

Una unidad de reordenación 1404A recibe una señal paralela 1403A como entrada, realiza reordenación, y emite una señal reordenada 1405A. La reordenación se describe en detalle más adelante.

15 Un transformador rápido de Fourier inverso 1406A recibe la señal reordenada 1405A como una entrada, realiza una transformada rápida de Fourier, y emite una señal de transformada rápida de Fourier 1407A.

Una unidad inalámbrica 1408A recibe la señal de la transformada rápida de Fourier 1407A como una entrada, realiza procesamiento tal como conversión de frecuencia, amplificación y similares, y emite una señal modulada 1409A. La señal modulada 1409A se emite como una onda de radio desde una antena 1410A.

20 Un convertidor serie/paralelo 1402B realiza conversión serie/paralelo en una señal ponderada 1401B (que corresponde a la señal ponderada 309B en la Figura 13) y emite una señal paralela 1403B.

Una unidad de reordenación 1404B recibe una señal paralela 1403B como entrada, realiza reordenación, y emite una señal reordenada 1405B. La reordenación se describe en detalle más adelante.

25 Un transformador rápido de Fourier inverso 1406B recibe la señal reordenada 1405B como una entrada, realiza una transformada rápida de Fourier, y emite una señal de transformada rápida de Fourier 1407B.

Una unidad inalámbrica 1408B recibe la señal de la transformada rápida de Fourier 1407B como una entrada, realiza procesamiento tal como conversión de frecuencia, amplificación y similares, y emite una señal modulada 1409B. La señal modulada 1409B se emite como una onda de radio desde una antena 1410B.

30 En el dispositivo de transmisión de la Figura 3, puesto que el esquema de transmisión no usa multi-portadora, los saltos de precodificación para formar un periodo (ciclo) de cuatro intervalos, como se muestra en la Figura 6, y los símbolos precodificados se disponen en el dominio de tiempo. Cuando se usa un esquema de transmisión multi-portadora como en el esquema de OFDM mostrado en la Figura 13, es por supuesto posible disponer los símbolos precodificados en el dominio de tiempo como en la Figura 3 para cada (sub)portadora. En el caso de un esquema de transmisión multi-portadora, sin embargo, es posible disponer símbolos en el dominio de frecuencia, o en ambos de  
35 los dominios de frecuencia y de tiempo. Lo siguiente describe estas disposiciones.

Las Figuras 15A y 15B muestran un ejemplo de un esquema para reordenar símbolos mediante las unidades de reordenación 1401A y 1401B en la Figura 14, representando el eje horizontal frecuencia, y representando el eje vertical tiempo. El dominio de frecuencia recorre desde la (sub)portadora 0 a la (sub)portadora 9. Las señales moduladas z1 y z2 usan el mismo ancho de banda de frecuencia al mismo tiempo. La Figura 15A muestra el  
40 esquema de reordenación para los símbolos de la señal modulada z1, y la Figura 15B muestra el esquema de reordenación para los símbolos de la señal modulada z2. Los números n.º 1, n.º 2, n.º 3, n.º 4, ... se asignan en orden a los símbolos de la señal ponderada 1401A que se introduce en el convertidor serie/paralelo 1402A. En este punto, los símbolos se asignan de manera regular, como se muestra en la Figura 15A. Los símbolos n.º 1, n.º 2, n.º 3, n.º 4, ... están dispuestos en orden empezando desde la portadora 0. Los símbolos n.º 1 a n.º 9 están asignados  
45 al tiempo \$1, y posteriormente, los símbolos n.º 10 a n.º 19 están asignados al tiempo \$2.

De manera similar, los números n.º 1, n.º 2, n.º 3, n.º 4, ... están asignados en orden a los símbolos de la señal ponderada 1401B que se introduce en el convertidor serie/paralelo 1402B. En este punto, los símbolos se asignan de manera regular, como se muestra en la Figura 15B. Los símbolos n.º 1, n.º 2, n.º 3, n.º 4, ... están dispuestos en orden empezando desde la portadora 0. Los símbolos n.º 1 a n.º 9 están asignados al tiempo \$1, y posteriormente,  
50 los símbolos n.º 10 a n.º 19 están asignados al tiempo \$2. Obsérvese que las señales moduladas z1 y z2 son señales complejas.

El grupo de símbolos 1501 y el grupo de símbolos 1502 mostrados en las Figuras 15A y 15B son los símbolos para un periodo (ciclo) cuando se usa el esquema de salto de ponderación de precodificación mostrado en la Figura 6. El símbolo n.º 0 es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo 4i en la Figura 6. El símbolo n.º 1

es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $4i + 1$  en la Figura 6. El símbolo  $n.º 2$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $4i + 2$  en la Figura 6. El símbolo  $n.º 3$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $4i + 3$  en la Figura 6. Por consiguiente, el símbolo  $n.º x$  es como sigue. Cuando  $x \bmod 4$  es 0, el símbolo  $n.º x$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $4i$  en la Figura 6. Cuando  $x \bmod 4$  es 1, el símbolo  $n.º x$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $4i + 1$  en la Figura 6. Cuando  $x \bmod 4$  es 2, el símbolo  $n.º x$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $4i + 2$  en la Figura 6. Cuando  $x \bmod 4$  es 3, el símbolo  $n.º x$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $4i + 3$  en la Figura 6.

De esta manera, cuando se usa un esquema de transmisión multi-portadora tal como OFDM, a diferencia de durante la transmisión de portadora única, los símbolos pueden disponerse en el dominio de frecuencia. Adicionalmente, la ordenación de los símbolos no está limitada a la ordenación mostrada en las Figuras 15A y 15B. Se describen otros ejemplos con referencia a las Figuras 16A, 16B, 17A y 17B.

Las Figuras 16A y 16B muestran un ejemplo de un esquema para reordenar símbolos mediante las unidades de reordenación 1404A y 1404B en la Figura 14, representando el eje horizontal frecuencia, y representando el eje vertical tiempo, que se diferencia de el de las Figuras 15A y 15B. La Figura 16A muestra el esquema de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z1$ , y la Figura 16B muestra el esquema de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z2$ . La diferencia en las Figuras 16A y 16B en comparación con las Figuras 15A y 15B es que el esquema de reordenación de los símbolos de la señal modulada  $z1$  se diferencia del esquema de reordenación de los símbolos de la señal modulada  $z2$ . En la Figura 16B, los símbolos  $n.º 0$  a  $n.º 5$  se asignan a las portadoras 4 a 9, y los símbolos  $n.º 6$  a  $n.º 9$  se asignan a las portadoras 0 a 3. Posteriormente, los símbolos  $n.º 10$  a  $n.º 19$  se asignan de manera regular de la misma manera. En este punto, como en las Figuras 15A y 15B, el grupo de símbolos 1601 y el grupo de símbolos 1602 mostrados en las Figuras 16A y 16B son los símbolos para un periodo (ciclo) cuando se usa el esquema de salto de ponderación de precodificación mostrado en la Figura 6.

Las Figuras 17A y 17B muestran un ejemplo de un esquema para reordenar símbolos mediante las unidades de reordenación 1404A y 1404B en la Figura 14, representando el eje horizontal frecuencia, y representando el eje vertical tiempo, que se diferencia de el de las Figuras 15A y 15B. La Figura 17A muestra el esquema de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z1$ , y la Figura 17B muestra el esquema de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z2$ . La diferencia en las Figuras 17A y 17B en comparación con las Figuras 15A y 15B es que mientras que los símbolos están dispuestos en orden por portadora en las Figuras 15A y 15B, los símbolos no están dispuestos en orden por portadora en las Figuras 17A y 17B. Es evidente que, en las Figuras 17A y 17B, el esquema de reordenación de los símbolos de la señal modulada  $z1$  puede diferenciarse del esquema de reordenación de los símbolos de la señal modulada  $z2$ , como en las Figuras 16A y 16B.

Las Figuras 18A y 18B muestran un ejemplo de un esquema para reordenar símbolos mediante las unidades de reordenación 1404A y 1404B en la Figura 14, representando el eje horizontal frecuencia, y representando el eje vertical tiempo, que se diferencia de el de las Figuras 15A a 17B. La Figura 18A muestra el esquema de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z1$ , y la Figura 18B muestra el esquema de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z2$ . En las Figuras 15A a 17B, los símbolos están dispuestos en el dominio de frecuencia, mientras que en las Figuras 18A y 18B, los símbolos están dispuestos en ambos de los dominios de frecuencia y de tiempo.

En la Figura 6, se ha descrito un ejemplo para saltar entre pesos de precodificación a través de cuatro intervalos. En este punto, sin embargo, se describe un ejemplo para saltar a través de ocho intervalos. El grupo de símbolos 1801 y 1802 mostrado en las Figuras 18A y 18B son los símbolos para un periodo (ciclo) cuando se usa el esquema de salto de ponderación de precodificación (y son por lo tanto grupos de ocho símbolos). El símbolo  $n.º 0$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $8i$ . El símbolo  $n.º 1$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $8i + 1$ . El símbolo  $n.º 2$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $8i + 2$ . El símbolo  $n.º 3$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $8i + 3$ . El símbolo  $n.º 4$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $8i + 4$ . El símbolo  $n.º 5$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $8i + 5$ . El símbolo  $n.º 6$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $8i + 6$ . El símbolo  $n.º 7$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $8i + 7$ . Por consiguiente, el símbolo  $n.º x$  es como sigue. Cuando  $x \bmod 8$  es 0, el símbolo  $n.º x$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $8i$ . Cuando  $x \bmod 8$  es 1, el símbolo  $n.º x$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $8i + 1$ . Cuando  $x \bmod 8$  es 2, el símbolo  $n.º x$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $8i + 2$ . Cuando  $x \bmod 8$  es 3, el símbolo  $n.º x$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $8i + 3$ . Cuando  $x \bmod 8$  es 4, el símbolo  $n.º x$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $8i + 4$ . Cuando  $x \bmod 8$  es 5, el símbolo  $n.º x$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $8i + 5$ . Cuando  $x \bmod 8$  es 6, el símbolo  $n.º x$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $8i + 6$ . Cuando  $x \bmod 8$  es 7, el símbolo  $n.º x$  es el símbolo cuando se usa el peso de precodificación del intervalo  $8i + 7$ . En la ordenación de símbolos en las Figuras 18A y 18B, se usan cuatro intervalos en el dominio de tiempo y dos intervalos en el dominio de frecuencia para un total de  $4 \times 2 = 8$  intervalos para disponer símbolos para un periodo (ciclo). En este caso, siendo el número de símbolos en un periodo (ciclo)  $m \times n$  símbolos (en otras palabras, existen  $m \times n$  pesos de precodificación), el número de intervalos (el número de portadoras) en el dominio de frecuencia usados para

5 disponer los símbolos en un periodo (ciclo) es  $n$ , y el número de intervalos usados en el dominio de tiempo es  $m$ , entonces debería satisfacerse  $m > n$ . Esto es debido a que la fase de las ondas directas fluctúa más lentamente en el dominio de tiempo que en el dominio de frecuencia. Por lo tanto, puesto que se cambian los pesos de precodificación en la presente realización para minimizar la influencia de ondas directas sostenidas, se prefiere reducir la fluctuación en las ondas directas en el periodo (ciclo) para cambiar los pesos de precodificación. Por consiguiente, debería satisfacerse  $m > n$ . Adicionalmente, considerando los puntos anteriores, en lugar de reordenar los símbolos únicamente en el dominio de frecuencia o únicamente en el dominio de tiempo, es más probable que las ondas directas se hagan estables cuando los símbolos se reordenan en ambos de los dominios de frecuencia y de tiempo como en las Figuras 18A y 18B, haciendo de esta manera más fácil conseguir los efectos ventajosos de la presente invención. Cuando los símbolos se ordenan en el dominio de frecuencia, sin embargo, las fluctuaciones en el dominio de frecuencia son bruscas, conduciendo a la posibilidad de producir ganancia de diversidad. Por lo tanto, la reordenación en ambos de los dominios de frecuencia y de tiempo no es necesariamente siempre el mejor esquema.

15 Las Figuras 19A y 19B muestran un ejemplo de un esquema para reordenar símbolos mediante las unidades de reordenación 1404A y 1404B en la Figura 14, representando el eje horizontal frecuencia, y representando el eje vertical tiempo, que se diferencia de el de las Figuras 18A y 18B. La Figura 19A muestra el esquema de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_1$ , y la Figura 19B muestra el esquema de reordenación para los símbolos de la señal modulada  $z_2$ . Como en las Figuras 18A y 18B, las Figuras 19A y 19B muestran la disposición de símbolos usando tanto los ejes de frecuencia como de tiempo. La diferencia en comparación con las Figuras 18A y 18B es que, mientras que los símbolos están dispuestos en primer lugar en el dominio de frecuencia y a continuación en el dominio de tiempo en las Figuras 18A y 18B, los símbolos están dispuestos en primer lugar en el dominio de tiempo y a continuación en el dominio de frecuencia en las Figuras 19A y 19B. En las Figuras 19A y 19B, el grupo de símbolos 1901 y el grupo de símbolos 1902 son los símbolos para un periodo (ciclo) cuando se usa el esquema de salto de precodificación.

25 Obsérvese que en las Figuras 18A, 18B, 19A y 19B, como en las Figuras 16A y 16B, la presente invención puede realizarse de manera similar, y conseguirse el efecto ventajoso de alta calidad de recepción, con el esquema de disposición de símbolos de la señal modulada  $z_1$  que se diferencia del esquema de disposición de símbolos de la señal modulada  $z_2$ . Adicionalmente, en las Figuras 18A, 18B, 19A y 19B, como en las Figuras 17A y 17B, la presente invención puede realizarse de manera similar, y conseguirse el efecto ventajoso de alta calidad de recepción, sin disponer los símbolos en orden.

35 La Figura 27 muestra un ejemplo de un esquema para reordenar símbolos mediante las unidades de reordenación 1404A y 1404B en la Figura 14, representando el eje horizontal frecuencia, y representando el eje vertical tiempo, que se diferencia de los ejemplos anteriores. Se considera el caso para saltar entre las matrices de precodificación de manera regular a través de cuatro intervalos, como en las Ecuaciones 37-40. El rasgo característico de la Figura 27 es que los símbolos están dispuestos en orden en el dominio de frecuencia, pero cuando se progresa en el dominio de tiempo, los símbolos están desplazados cíclicamente en  $n$  símbolos (en el ejemplo en la Figura 27,  $n = 1$ ). En los cuatro símbolos mostrados en el grupo de símbolos 2710 en el dominio de frecuencia en la Figura 27, la precodificación salta entre las matrices de precodificación de las Ecuaciones 37-40.

40 En este caso, el símbolo  $n.º 0$  se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 37, el símbolo  $n.º 1$  se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 38, el símbolo  $n.º 2$  se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 39, y el símbolo  $n.º 3$  se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 40.

45 De manera similar, para el grupo de símbolos 2720 en el dominio de frecuencia, el símbolo  $n.º 4$  se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 37, el símbolo  $n.º 5$  se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 38, el símbolo  $n.º 6$  se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 39, y el símbolo  $n.º 7$  se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 40.

Para los símbolos en el tiempo \$1, la precodificación salta entre las matrices de precodificación anteriores, pero en el dominio de tiempo, los símbolos se desplazan cíclicamente. Por lo tanto, la precodificación salta entre las matrices de precodificación para los grupos de símbolos 2701, 2702, 2703 y 2704 como sigue.

50 En el grupo de símbolos 2701 en el dominio de tiempo, el símbolo  $n.º 0$  se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 37, el símbolo  $n.º 9$  se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 38, el símbolo  $n.º 18$  se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 39, y el símbolo  $n.º 27$  se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 40.

55 En el grupo de símbolos 2702 en el dominio de tiempo, el símbolo  $n.º 28$  se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 37, el símbolo  $n.º 1$  se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 38, el símbolo  $n.º 10$  se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 39, y el símbolo  $n.º 19$  se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 40.

En el grupo de símbolos 2703 en el dominio de tiempo, el símbolo  $n.º 20$  se precodifica usando la matriz de

precodificación en la Ecuación 37, el símbolo n.º 29 se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 38, el símbolo n.º 2 se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 39, y el símbolo n.º 11 se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 40.

5 En el grupo de símbolos 2704 en el dominio de tiempo, el símbolo n.º 12 se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 37, el símbolo n.º 21 se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 38, el símbolo n.º 30 se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 39, y el símbolo n.º 3 se precodifica usando la matriz de precodificación en la Ecuación 40.

10 La característica de la Figura 27 es que, por ejemplo centrándose en el símbolo n.º 11, los símbolos en cualquier lado en el dominio de frecuencia al mismo tiempo (símbolos n.º 10 y n.º 12) se precodifican ambos con una matriz de precodificación diferente a la del símbolo n.º 11, y los símbolos en cualquier lado en el dominio de tiempo en la misma portadora (símbolos n.º 2 y n.º 20) se precodifican ambos con una matriz de precodificación diferente a la del símbolo n.º 11. Eso se cumple no únicamente para el símbolo n.º 11. Cualquier símbolo que tenga símbolos en cualquier lado en el dominio de frecuencia y en el dominio de tiempo está caracterizado de la misma manera como el símbolo n.º 11. Como resultado, se salta de manera eficaz entre las matrices de precodificación, y puesto que se reduce la influencia en condiciones estables de las ondas directas, aumenta la posibilidad de calidad de recepción de datos mejorada.

15 En la Figura 27, se ha descrito el caso de  $n = 1$ , pero  $n$  no está limitado de esta manera. La presente invención puede realizarse de manera similar con  $n = 3$ . Adicionalmente, en la Figura 27, cuando los símbolos están dispuestos en el dominio de frecuencia y el tiempo progresa en el dominio de tiempo, la característica anterior se consigue desplazando cíclicamente el número del símbolo dispuesto, pero la característica anterior puede conseguirse también disponiendo aleatoriamente (o de manera regular) los símbolos.

(Realización 2)

20 En la realización 1, se ha descrito el salto regular de los pesos de precodificación como se muestra en la Figura 6. En la presente realización, se describe un esquema para diseñar pesos de precodificación específicos que se diferencian de los pesos de precodificación en la Figura 6.

En la Figura 6, se ha descrito el esquema para saltar entre los pesos de precodificación en las Ecuaciones 37-40. Generalizando este esquema, los pesos de precodificación pueden cambiarse como sigue. (El periodo de salto (ciclo) para los pesos de precodificación tiene cuatro intervalos, y las ecuaciones se enumeran de manera similar a las Ecuaciones 37-40).

30 Para el número de símbolo  $4i$  (donde  $i$  es un entero mayor que o igual a cero):

Cálculo 42

Ecuación 42

$$\begin{pmatrix} z1(4i) \\ z2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

En este punto,  $j$  es una unidad imaginaria.

35 Para el número de símbolo  $4i + 1$ :

Cálculo 43

Ecuación 43

$$\begin{pmatrix} z1(4i + 1) \\ z2(4i + 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i + 1) \\ s2(4i + 1) \end{pmatrix}$$

Para el número de símbolo  $4i + 2$ :

40

Cálculo 44

Ecuación 44

$$\begin{pmatrix} z1(4i+2) \\ z2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

Para el número de símbolo  $4i + 3$ :

5 Cálculo 45

Ecuación 45

$$\begin{pmatrix} z1(4i+3) \\ z2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

A partir de las Ecuaciones 36 y 41, el vector recibido  $R(t) = (r1(t), r2(t))^T$  puede representarse como sigue. Para el número de símbolo  $4i$ :

10 Cálculo 46

Ecuación 46

$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i) & h_{12}(4i) \\ h_{21}(4i) & h_{22}(4i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

Para el número de símbolo  $4i + 1$ :

Cálculo 47

15 Ecuación 47

$$\begin{pmatrix} r1(4i+1) \\ r2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i+1) & h_{12}(4i+1) \\ h_{21}(4i+1) & h_{22}(4i+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

Para el número de símbolo  $4i + 2$ :

Cálculo 48

Ecuación 48

$$\begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i+2) & h_{12}(4i+2) \\ h_{21}(4i+2) & h_{22}(4i+2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

20

Para el número de símbolo  $4i + 3$ :

Cálculo 49

Ecuación 49

$$\begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i+3) & h_{12}(4i+3) \\ h_{21}(4i+3) & h_{22}(4i+3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

5 En este caso, se supone que únicamente existen los componentes de las ondas directas en los elementos de canal  $h_{11}(t)$ ,  $h_{12}(t)$ ,  $h_{21}(t)$  y  $h_{22}(t)$ , que los componentes de amplitud de las ondas directas son todos iguales, y que no tienen lugar fluctuaciones con el tiempo. Con estas suposiciones, las Ecuaciones 46-49 puede representarse como sigue.

Para el número de símbolo  $4i$ :

Cálculo 50

Ecuación 50

10

$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

Para el número de símbolo  $4i + 1$ :

Cálculo 51

Ecuación 51

$$\begin{pmatrix} r1(4i+1) \\ r2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

15 Para el número de símbolo  $4i + 2$ :

Cálculo 52

Ecuación 52

$$\begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

Para el número de símbolo  $4i + 3$ :

20 Cálculo 53

Ecuación 53

$$\begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

25 En las Ecuaciones 50-53, sea A un número real positivo y sea q un número complejo. Los valores de A y q se determinan de acuerdo con la relación posicional entre el dispositivo de transmisión y el dispositivo de recepción. Las Ecuaciones 50-53 pueden representarse como sigue.

Para el número de símbolo  $4i$ :

Cálculo 54

Ecuación 54

$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left( A e^{j0} \right) q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

5 Para el número de símbolo  $4i + 1$ :

Cálculo 55

Ecuación 55

$$\begin{pmatrix} r1(4i+1) \\ r2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left( A e^{j0} \right) q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

Para el número de símbolo  $4i + 2$ :

10 Cálculo 56

Ecuación 56

$$\begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left( A e^{j0} \right) q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

Para el número de símbolo  $4i + 3$ :

Cálculo 57

15 Ecuación 57

$$\begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left( A e^{j0} \right) q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

Como resultado, cuando  $q$  se representa como sigue, un componente de señal basándose en una de  $s1$  y  $s2$  ya no se incluye en  $r1$  y  $r2$ , y por lo tanto una de las señales  $s1$  y  $s2$  ya no puede obtenerse. Para el número de símbolo  $4i$ :

Cálculo 58

20 Ecuación 58

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(4i)-\theta_{21}(4i))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i)-\theta_{21}(4i)-\delta)}$$

Para el número de símbolo  $4i + 1$ :

Cálculo 59

Ecuación 59

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(4i+1)-\theta_{21}(4i+1))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i+1)-\theta_{21}(4i+1)-\delta)}$$

25

Para el número de símbolo  $4i + 2$ :

Cálculo 60

Ecuación 60

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(4i+2) - \theta_{21}(4i+2))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i+2) - \theta_{21}(4i+2) - \delta)}$$

5 Para el número de símbolo  $4i + 3$ :

Cálculo 61

Ecuación 61

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(4i+3) - \theta_{21}(4i+3))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i+3) - \theta_{21}(4i+3) - \delta)}$$

10 En este caso, si  $q$  tiene la misma solución en los números de símbolo  $4i$ ,  $4i + 1$ ,  $4i + 2$ , y  $4i + 3$ , entonces los elementos de canal de las ondas directas no fluctúan enormemente. Por lo tanto, un dispositivo de recepción que tiene elementos de canal en los que el valor de  $q$  es equivalente a la misma solución ya no puede obtener excelente calidad de recepción para cualquiera de los números de símbolo. Por lo tanto, es difícil conseguir la capacidad para corregir errores, incluso si se introducen códigos de corrección de errores. Por consiguiente, para  $q$  no tienen la misma solución, es necesaria la siguiente condición a partir de las Ecuaciones 58-61 cuando se centra en una de las dos soluciones de las cuáles no incluyen  $\delta$ .

Cálculo 62

Condición n.º 1

$$e^{j(\theta_{11}(4i+x) - \theta_{21}(4i+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(4i+y) - \theta_{21}(4i+y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0,1,2,3)$$

( $x$  es 0, 1, 2, 3;  $y$  es 0, 1, 2, 3;  $y \neq x$ ).

20 En un ejemplo que satisface la Condición n.º 1, los valores se establecen como sigue:

(Ejemplo n.º 1)

(1)  $\theta_{11}(4i) = \theta_{11}(4i + 1) = \theta_{11}(4i + 2) = \theta_{11}(4i + 3) = 0$  radianes,

(2)  $\theta_{21}(4i) = 0$  radianes,

(3)  $\theta_{21}(4i + 1) = \pi/2$  radianes,

25 (4)  $\theta_{21}(4i + 2) = \pi$  radianes, y

(5)  $\theta_{21}(4i + 3) = 3\pi/2$  radianes

(Lo anterior es un ejemplo. Es suficiente para cada uno de cero radianes,  $\pi/2$  radianes,  $\pi$  radianes y  $3\pi/2$  radianes existir para el conjunto  $(\theta_{21}(4i), \theta_{21}(4i + 1), \theta_{21}(4i + 2), \theta_{21}(4i + 3))$ ). En este caso, en particular bajo la condición (1), no hay necesidad de realizar procesamiento de señal (procesamiento de rotación) en la señal de banda base  $S1(t)$ , que por lo tanto ofrece la ventaja de una reducción en tamaño de circuito. Otro ejemplo es establecer los valores como sigue.

30 (Ejemplo n.º 2)

(6)  $\theta_{11}(4i) = 0$  radianes,

(7)  $\theta_{11}(4i + 1) = \pi/2$  radianes,

35 (8)  $\theta_{11}(4i + 2) = \pi$  radianes,

(9)  $\theta_{11}(4i + 3) = 3\pi/2$  radianes, y

(10)  $\theta_{21}(4i) = \theta_{21}(4i + 1) = \theta_{21}(4i + 2) = \theta_{21}(4i + 3) = 0$  radianes.

(Lo anterior es un ejemplo. Es suficiente para cada uno de cero radianes,  $\pi/2$  radianes,  $\pi$  radianes, y  $3\pi/2$  radianes existir para el conjunto  $(\theta_{11}(4i), \theta_{11}(4i + 1), \theta_{11}(4i + 2), \theta_{11}(4i + 3))$ ). En este caso, en particular bajo la condición (6), no hay necesidad de realizar procesamiento de señal (procesamiento de rotación) en la señal de banda base  $S_2(t)$ , que por lo tanto ofrece la ventaja de una reducción en tamaño de circuito. Otro ejemplo más es como sigue.

5 (Ejemplo n.º 3)

$$(11) \theta_{11}(4i) = \theta_{11}(4i + 1) = \theta_{11}(4i + 2) = \theta_{11}(4i + 3) = 0 \text{ radianes,}$$

$$(12) \theta_{21}(4i) = 0 \text{ radianes,}$$

$$(13) \theta_{21}(4i + 1) = \pi/4 \text{ radianes,}$$

$$(14) \theta_{21}(4i + 2) = \pi/2 \text{ radianes, y}$$

10 (15)  $\theta_{21}(4i + 3) = 3\pi/4$  radianes.

(Lo anterior es un ejemplo. Es suficiente para cada uno de cero radianes,  $\pi/4$  radianes,  $\pi/2$  radianes, y  $3\pi/4$  radianes existir para el conjunto  $(\theta_{21}(4i), \theta_{21}(4i + 1), \theta_{21}(4i + 2), \theta_{21}(4i + 3))$ ).

(Ejemplo n.º 4)

$$(16) \theta_{11}(4i) = 0 \text{ radianes,}$$

15 (17)  $\theta_{11}(4i + 1) = \pi/4$  radianes,

$$(18) \theta_{11}(4i + 2) = \pi/2 \text{ radianes,}$$

$$(19) \theta_{11}(4i + 3) = 3\pi/4 \text{ radianes, y}$$

$$(20) \theta_{21}(4i) = \theta_{21}(4i + 1) = \theta_{21}(4i + 2) = \theta_{21}(4i + 3) = 0 \text{ radianes}$$

20 (Lo anterior es un ejemplo. Es suficiente para cada uno de cero radianes,  $\pi/4$  radianes,  $\pi/2$  radianes, y  $3\pi/4$  radianes existir para el conjunto  $(\theta_{11}(4i), \theta_{11}(4i + 1), \theta_{11}(4i + 2), \theta_{11}(4i + 3))$ ).

Aunque se han mostrado cuatro ejemplos, el esquema para satisfacer la Condición n.º 1 no está limitado a estos ejemplos.

25 A continuación se describen requisitos de diseño para no únicamente  $\theta_{11}$  y  $\theta_{12}$ , sino también para  $\lambda$  y  $\delta$ . Es suficiente establecer  $\lambda$  a un cierto valor; es entonces necesario establecer requisitos para  $\delta$ . Lo siguiente describe el esquema de diseño para  $\delta$  cuando  $\lambda$  se establece a cero radianes.

En este caso, definiendo  $\delta$  de modo que  $\pi/2$  radianes  $\leq |\delta| \leq \pi$  radianes, se consigue excelente calidad de recepción, particularmente en un entorno de LOS.

30 Adicionalmente, para cada uno de los números de símbolo  $4i$ ,  $4i + 1$ ,  $4i + 2$ , y  $4i + 3$ , existen dos puntos  $q$  donde la calidad de recepción se hace pobre. Por lo tanto, existe un total de  $2 \times 4 = 8$  de tales puntos. En un entorno de LOS, para evitar que se degrade la calidad de recepción en un terminal de recepción específico, estos ocho puntos deberían tener cada uno una diferente solución. En este caso, además de la Condición n.º 1, la Condición n.º 2 es necesaria.

Cálculo 63

Condición n.º 2

$$e^{j(\theta_{11}(4i+x) - \theta_{21}(4i+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(4i+y) - \theta_{21}(4i+y) - \delta)} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x, y = 0,1,2,3)$$

y

35 
$$e^{j(\theta_{11}(4i+x) - \theta_{21}(4i+x) - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(4i+y) - \theta_{21}(4i+y) - \delta)} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0,1,2,3)$$

Adicionalmente, la fase de estos ocho puntos debería distribuirse de manera par (puesto que se considera que la fase de una onda directa tiene una alta probabilidad de distribución par). Lo siguiente describe el esquema de diseño para que  $\delta$  satisfaga este requisito.

En el caso del ejemplo n.º 1 y del ejemplo n.º 2, la fase se hace par en los puntos en los que la calidad de recepción

es pobre estableciendo  $\delta$  a  $\pm 3\pi/4$  radianes. Por ejemplo, siendo  $\delta 3\pi/4$  radianes en el ejemplo n.º 1 (y siendo A un número real positivo), entonces cada uno de los cuatro intervalos, los puntos en los que la calidad de recepción se hace pobre existen una vez, como se muestra en la Figura 20. En el caso de ejemplo n.º 3 y de ejemplo n.º 4, la fase se hace par en los puntos en los que la calidad de recepción es pobre estableciendo  $\delta$  a  $\pm \pi$  radianes. Por ejemplo, siendo  $\delta \pi$  radianes en el ejemplo n.º 3, entonces en cada uno de los cuatro intervalos, los puntos en los que la calidad de recepción se hace pobre existen una vez, como se muestra en la Figura 21. (Si el elemento q en la matriz de canal H existe en los puntos mostrados en las Figuras 20 y 21, la calidad de recepción se degrada).

5 Con la estructura anterior, se consigue excelente calidad de recepción en un entorno de LOS. Anteriormente, se ha descrito un ejemplo para cambiar pesos de precodificación en un periodo (ciclo) de cuatro intervalos, pero a continuación, se describe cambiar pesos de precodificación en un periodo (ciclo) de N intervalos. Haciendo las mismas consideraciones como en la realización 1 y en la descripción anterior, se realiza el procesamiento representado a continuación en cada número de símbolo.

Para el número de símbolo  $N_i$  (donde i es un entero mayor que o igual a cero):

Cálculo 64

15 Ecuación 62

$$\begin{pmatrix} z1(N_i) \\ z2(N_i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(N_i)} & e^{j(\theta_{11}(N_i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(N_i)} & e^{j(\theta_{21}(N_i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(N_i) \\ s2(N_i) \end{pmatrix}$$

En este punto, j es una unidad imaginaria.

Para el número de símbolo  $N_i + 1$ :

Cálculo 65

20 Ecuación 63

$$\begin{pmatrix} z1(N_i + 1) \\ z2(N_i + 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(N_i+1)} & e^{j(\theta_{11}(N_i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(N_i+1)} & e^{j(\theta_{21}(N_i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(N_i + 1) \\ s2(N_i + 1) \end{pmatrix}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

Para el número de símbolo  $N_i + k$  ( $k = 0, 1, \dots, N - 1$ ):

Cálculo 66

25 Ecuación 64

$$\begin{pmatrix} z1(N_i + k) \\ z2(N_i + k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(N_i+k)} & e^{j(\theta_{11}(N_i+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(N_i+k)} & e^{j(\theta_{21}(N_i+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(N_i + k) \\ s2(N_i + k) \end{pmatrix}$$

Adicionalmente, para el número de símbolo  $N_i + N - 1$ :

Cálculo 67

Ecuación 65

$$\begin{pmatrix} z1(N_i + N - 1) \\ z2(N_i + N - 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(N_i+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(N_i+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(N_i+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(N_i+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(N_i + N - 1) \\ s2(N_i + N - 1) \end{pmatrix}$$

30

Por consiguiente, r1 y r2 se representan como sigue.

Para el número de símbolo Ni (donde i es un entero mayor que o igual a cero):

Cálculo 68

Ecuación 66

$$5 \quad \begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni) & h_{12}(Ni) \\ h_{21}(Ni) & h_{22}(Ni) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

En este punto, j es una unidad imaginaria.

Para el número de símbolo Ni + 1:

Cálculo 69

Ecuación 67

$$10 \quad \begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+1) & h_{12}(Ni+1) \\ h_{21}(Ni+1) & h_{22}(Ni+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

Para el número de símbolo Ni + k (k = 0, 1, ..., N - 1):

Cálculo 70

Ecuación 68

$$15 \quad \begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+k) & h_{12}(Ni+k) \\ h_{21}(Ni+k) & h_{22}(Ni+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

Adicionalmente, para el número de símbolo Ni + N - 1:

Cálculo 71

Ecuación 69

$$20 \quad \begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+N-1) & h_{12}(Ni+N-1) \\ h_{21}(Ni+N-1) & h_{22}(Ni+N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

En este caso, se supone que únicamente existen los componentes de las ondas directas en los elementos de canal  $h_{11}(t)$ ,  $h_{12}(t)$ ,  $h_{21}(t)$  y  $h_{22}(t)$ , que los componentes de amplitud de las ondas directas son todos iguales, y que no tienen lugar fluctuaciones con el tiempo. Con estas suposiciones, las Ecuaciones 66-69 pueden representarse como sigue.

Para el número de símbolo Ni (donde i es un entero mayor que o igual a cero):

Cálculo 72

25 Ecuación 70

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

En este punto,  $j$  es una unidad imaginaria.

Para el número de símbolo  $Ni + 1$ :

Cálculo 73

Ecuación 71

$$5 \quad \begin{pmatrix} r1(Ni + 1) \\ r2(Ni + 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni + 1) \\ s2(Ni + 1) \end{pmatrix}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

Para el número de símbolo  $Ni + k$  ( $k = 0, 1, \dots, N - 1$ ):

Cálculo 74

Ecuación 72

$$10 \quad \begin{pmatrix} r1(Ni + k) \\ r2(Ni + k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni + k) \\ s2(Ni + k) \end{pmatrix}$$

Adicionalmente, para el número de símbolo  $Ni + N - 1$ :

Cálculo 75

Ecuación 73

$$15 \quad \begin{pmatrix} r1(Ni + N - 1) \\ r2(Ni + N - 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni + N - 1) \\ s2(Ni + N - 1) \end{pmatrix}$$

En las Ecuaciones 70-73, siendo  $A$  un número real y siendo  $q$  un número complejo. Los valores de  $A$  y  $q$  se determinan de acuerdo con la relación posicional entre el dispositivo de transmisión y el dispositivo de recepción. Las Ecuaciones 70-73 pueden representarse como sigue.

Para el número de símbolo  $Ni$  (donde  $i$  es un entero mayor que o igual a cero):

Cálculo 76

20 Ecuación 74

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

En este punto,  $j$  es una unidad imaginaria.

Para el número de símbolo  $Ni + 1$ :

Cálculo 77

25 Ecuación 75

$$\begin{pmatrix} r1(Ni + 1) \\ r2(Ni + 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni + 1) \\ s2(Ni + 1) \end{pmatrix}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

Para el número de símbolo  $Ni + k$  ( $k = 0, 1, \dots, N - 1$ ):

Cálculo 78

Ecuación 76

$$5 \quad \begin{pmatrix} r1(Ni + k) \\ r2(Ni + k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta} \\ e^{j\theta} \end{pmatrix} (A e^{j\theta} \quad q) \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni + k) \\ s2(Ni + k) \end{pmatrix}$$

Adicionalmente, para el número de símbolo  $Ni + N - 1$ :

Cálculo 79

Ecuación 77

$$10 \quad \begin{pmatrix} r1(Ni + N - 1) \\ r2(Ni + N - 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta} \\ e^{j\theta} \end{pmatrix} (A e^{j\theta} \quad q) \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni + N - 1) \\ s2(Ni + N - 1) \end{pmatrix}$$

Como resultado, cuando  $q$  se representa como sigue, un componente de señal basándose en una de  $s1$  y  $s2$  ya no se incluye en  $r1$  y  $r2$ , y por lo tanto una de las señales  $s1$  y  $s2$  ya no pueden obtenerse. Para el número de símbolo  $Ni$  (donde  $i$  es un entero mayor que o igual a cero):

Cálculo 80

Ecuación 78

$$15 \quad q = -A e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni))}, -A e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni)-\delta)}$$

Para el número de símbolo  $Ni + 1$ :

Cálculo 81

Ecuación 79

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1))}, -A e^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1)-\delta)}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

Para el número de símbolo  $Ni + k$  ( $k = 0, 1, \dots, N - 1$ ):

Cálculo 82

Ecuación 80

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k))}, -A e^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k)-\delta)}$$

Adicionalmente, para el número de símbolo  $Ni + N - 1$ :

Cálculo 83

Ecuación 81

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)-\theta_{21}(Ni+N-1))}, -A e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)-\theta_{21}(Ni+N-1)-\delta)}$$

En este caso, si  $q$  tiene la misma solución en los números de símbolo  $Ni$  a  $Ni + N - 1$ , entonces puesto que los elementos de canal de las ondas directas no fluctúan enormemente, un dispositivo de recepción que tiene elementos de canal en los que el valor de  $q$  es equivalente a esta misma solución ya no puede obtener excelente calidad de recepción para cualquiera de los números de símbolo. Por lo tanto, es difícil conseguir la capacidad para corregir

errores, incluso si se introducen códigos de corrección de errores. Por consiguiente, para q no tienen la misma solución, es necesaria la siguiente condición a partir de las Ecuaciones 78-81 cuando se centra en una de las dos soluciones de las cuáles no incluyen  $\delta$ .

Cálculo 84

5 Condición n.º 3

$$e^{j(\theta_{11}(Ni+x)-\theta_{21}(Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(Ni+y)-\theta_{21}(Ni+y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x es 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y es 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y x ≠ y).

A continuación se describen requisitos de diseño para no únicamente  $\theta_{11}$  y  $\theta_{12}$ , sino también para  $\lambda$  y  $\delta$ . Es suficiente establecer  $\lambda$  a un cierto valor; es entonces necesario establecer requisitos para  $\delta$ . Lo siguiente describe el esquema de diseño para  $\delta$  cuando  $\lambda$  se establece a cero radianes.

10

En este caso, similar al esquema para cambiar los pesos de precodificación en un periodo (ciclo) de cuatro intervalos, definiendo  $\delta$  de modo que  $\pi/2$  radianes  $\leq |\delta| \leq \pi$  radianes, se consigue excelente calidad de recepción, particularmente en un entorno de LOS.

En cada número de símbolo  $N_i$  a  $N_i + N - 1$ , existen dos puntos etiquetados donde la calidad de recepción se hace pobre, y por lo tanto existen 2N puntos de este tipo. En un entorno de LOS, para conseguir excelentes características, estos 2N puntos deberían tener cada uno una solución diferente. En este caso, además de la Condición n.º 3, la Condición n.º 4 es necesaria.

15

Cálculo 85

Condición n.º 4

$$e^{j(\theta_{11}(Ni+x)-\theta_{21}(Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(Ni+y)-\theta_{21}(Ni+y)-\delta)}$$

y

$$e^{j(\theta_{11}(Ni+x)-\theta_{21}(Ni+x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(Ni+y)-\theta_{21}(Ni+y)-\delta)} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

20

Adicionalmente, la fase de estos 2N puntos debería distribuirse de manera par (puesto que la fase de una onda directa en cada dispositivo de recepción se considera que tiene una alta probabilidad de distribución par).

Como se ha descrito anteriormente, cuando un dispositivo de transmisión transmite una pluralidad de señales moduladas a partir de una pluralidad de antenas en un sistema de MIMO, se consigue el efecto ventajoso de la calidad de transmisión mejorada, en comparación con el sistema de MIMO de multiplexación espacial convencional, en un entorno de LOS en el que predominan las ondas directas saltando entre pesos de precodificación de manera regular con el tiempo.

25

En la presente realización, la estructura del dispositivo de recepción es como se describe en la realización 1, y en particular con respecto a la estructura del dispositivo de recepción, se han descrito las operaciones para un número limitado de antenas, pero la presente invención puede realizarse de la misma manera incluso si el número de antenas aumenta. En otras palabras, el número de antenas en el dispositivo de recepción no afecta a las operaciones o efectos ventajosos de la presente realización. Adicionalmente, en la presente realización, similar a la realización 1, los códigos de corrección de errores no están limitados.

30

En la presente realización, en contraste con la realización 1, se ha descrito el esquema para cambiar los pesos de precodificación en el dominio de tiempo. Como se describe en la realización 1, sin embargo, la presente invención puede realizarse de manera similar cambiando los pesos de precodificación usando un esquema de transmisión multi-portadora y disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia y en el dominio de frecuencia-tiempo. Adicionalmente, en la presente realización, los símbolos distintos de los símbolos de datos, tales como símbolos piloto (preámbulo, palabra única y similares), símbolos para información de control y similares, pueden disponerse en la trama de cualquier manera.

35

40

(Realización 3)

En la realización 1 y en realización 2, se ha descrito el esquema para saltar de manera regular entre pesos de precodificación para el caso donde la amplitud de cada elemento en la matriz de ponderación de precodificación es equivalente. En la presente realización, sin embargo, se describe un ejemplo que no satisface esta condición.

Por motivos de contraste con la realización 2, se describe el caso para cambiar pesos de precodificación a través de un periodo (ciclo) de N intervalos. Haciendo las mismas consideraciones como en la realización 1 y en la realización 2, se realiza el procesamiento representado a continuación en cada número de símbolo. Siendo  $\beta$  un número real positivo, y  $\beta \neq 1$ .

5 Para el número de símbolo  $N_i$  (donde  $i$  es un entero mayor que o igual a cero):

Cálculo 86

Ecuación 82

$$\begin{pmatrix} z1(N_i) \\ z2(N_i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(N_i)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(N_i) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(N_i)} & e^{j(\theta_{21}(N_i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(N_i) \\ s2(N_i) \end{pmatrix}$$

En este punto,  $j$  es una unidad imaginaria.

10 Para el número de símbolo  $N_i + 1$ :

Cálculo 87

Ecuación 83

$$\begin{pmatrix} z1(N_i + 1) \\ z2(N_i + 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(N_i + 1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(N_i + 1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(N_i + 1)} & e^{j(\theta_{21}(N_i + 1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(N_i + 1) \\ s2(N_i + 1) \end{pmatrix}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

15 Para el número de símbolo  $N_i + k$  ( $k = 0, 1, \dots, N - 1$ ):

Cálculo 88

Ecuación 84

$$\begin{pmatrix} z1(N_i + k) \\ z2(N_i + k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(N_i + k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(N_i + k) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(N_i + k)} & e^{j(\theta_{21}(N_i + k) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(N_i + k) \\ s2(N_i + k) \end{pmatrix}$$

Adicionalmente, para el número de símbolo  $N_i + N - 1$ :

20 Cálculo 89

Ecuación 85

$$\begin{pmatrix} z1(N_i + N - 1) \\ z2(N_i + N - 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(N_i + N - 1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(N_i + N - 1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(N_i + N - 1)} & e^{j(\theta_{21}(N_i + N - 1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(N_i + N - 1) \\ s2(N_i + N - 1) \end{pmatrix}$$

Por consiguiente,  $r_1$  y  $r_2$  se representan como sigue.

Para el número de símbolo  $N_i$  (donde  $i$  es un entero mayor que o igual a cero):

25

Cálculo 90

Ecuación 86

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni) & h_{12}(Ni) \\ h_{21}(Ni) & h_{22}(Ni) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

En este punto, j es una unidad imaginaria.

5 Para el número de símbolo Ni + 1:

Cálculo 91

Ecuación 87

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+1) & h_{12}(Ni+1) \\ h_{21}(Ni+1) & h_{22}(Ni+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

10 Para el número de símbolo Ni + k (k = 0, 1, ..., N - 1):

Cálculo 92

Ecuación 88

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+k) & h_{12}(Ni+k) \\ h_{21}(Ni+k) & h_{22}(Ni+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

15 Para el número de símbolo Ni + N - 1:

Cálculo 93

Ecuación 89

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+N-1) & h_{12}(Ni+N-1) \\ h_{21}(Ni+N-1) & h_{22}(Ni+N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

20 En este caso, se supone que únicamente existen los componentes de las ondas directas en los elementos de canal  $h_{11}(t)$ ,  $h_{12}(t)$ ,  $h_{21}(t)$  y  $h_{22}(t)$ , que los componentes de amplitud de las ondas directas son todos iguales, y que no tienen lugar fluctuaciones con el tiempo. Con estas suposiciones, las Ecuaciones 86-89 pueden representarse como sigue.

Para el número de símbolo Ni (donde i es un entero mayor que o igual a cero):

Cálculo 94

Ecuación 90

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

25

En este punto, j es una unidad imaginaria.

Para el número de símbolo Ni + 1:

Cálculo 95

Ecuación 91

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

5 Para el número de símbolo Ni + k (k = 0, 1, ..., N - 1):

Cálculo 96

Ecuación 92

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

Adicionalmente, para el número de símbolo Ni + N - 1:

10 Cálculo 97

Ecuación 93

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

En las Ecuaciones 90-93, siendo A un número real y siendo q un número complejo. Las Ecuaciones 90-93 pueden representarse como sigue.

15 Para el número de símbolo Ni (donde i es un entero mayor que o igual a cero):

Cálculo 98

Ecuación 94

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

En este punto, j es una unidad imaginaria.

20 Para el número de símbolo Ni + 1:

Cálculo 99

Ecuación 95

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

25 Para el número de símbolo Ni + k (k = 0, 1, ..., N - 1):

Cálculo 100

Ecuación 96

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta} \\ e^{j\theta} \end{pmatrix} (Ae^{j\theta} \quad q) \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

Adicionalmente, para el número de símbolo Ni + N - 1:

5 Cálculo 101

Ecuación 97

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta} \\ e^{j\theta} \end{pmatrix} (Ae^{j\theta} \quad q) \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

Como resultado, cuando q se representa como sigue, una de las señales s1 y s2 ya no puede obtenerse.

Para el número de símbolo Ni (donde i es un entero mayor que o igual a cero):

10 Cálculo 102

Ecuación 98

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni)-\delta)}$$

Para el número de símbolo Ni + 1:

Cálculo 103

15 Ecuación 99

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1)-\delta)}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

Para el número de símbolo Ni + k (k = 0, 1, ..., N - 1):

Cálculo 104

20 Ecuación 100

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k)-\delta)}$$

Adicionalmente, para el número de símbolo Ni + N - 1:

Cálculo 105

Ecuación 101

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)-\theta_{21}(Ni+N-1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)-\theta_{21}(Ni+N-1)-\delta)}$$

25

En este caso, si q tiene la misma solución en los números de símbolo Ni a Ni + N - 1, entonces puesto que los elementos de canal de las ondas directas no fluctúan enormemente, la calidad de recepción excelente ya no puede obtenerse para cualquiera de los números de símbolo. Por lo tanto, es difícil conseguir la capacidad para corregir errores, incluso si se introducen códigos de corrección de errores. Por consiguiente, para q no tienen la misma solución, es necesaria la siguiente condición a partir de las Ecuaciones 98-101 cuando se centra en una de las dos soluciones de las cuáles no incluyen  $\delta$ .

Cálculo 106

Condición n.º 5

$$e^{j(\theta_{11}(Ni+x)-\theta_{21}(Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(Ni+y)-\theta_{21}(Ni+y))} \text{ para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0,1,2, \dots, N-2, N-1)$$

10 (x es 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y es 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y x ≠ y).

A continuación se describen requisitos de diseño no únicamente para  $\theta_{11}$  y  $\theta_{12}$ , sino también para  $\lambda$  y  $\delta$ . Es suficiente establecer  $\lambda$  a un cierto valor; es entonces necesario establecer requisitos para  $\delta$ . Lo siguiente describe el esquema de diseño para  $\delta$  cuando  $\lambda$  se establece a cero radianes.

15 En este caso, similar al esquema para cambiar los pesos de precodificación en un periodo (ciclo) de cuatro intervalos, definiendo  $\delta$  de modo que  $\pi/2$  radianes  $\leq |\delta| \leq \pi$  radianes, se consigue excelente calidad de recepción, particularmente en un entorno de LOS.

20 En cada uno de los números de símbolo Ni a Ni + N - 1, existen dos puntos q donde la calidad de recepción se hace pobre, y por lo tanto existen 2N puntos de este tipo. En un entorno de LOS, para conseguir excelentes características, estos 2N deberían tener cada uno una diferente solución. En este caso, además de la Condición n.º 5, considerando que  $\beta$  es un número real positivo, y  $\beta \neq 1$ , la Condición n.º 6 es necesaria.

Cálculo 107

Condición n.º 6

$$e^{j(\theta_{11}(Ni+x)-\theta_{21}(Ni+x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(Ni+y)-\theta_{21}(Ni+y)-\delta)} \text{ para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0,1,2, \dots, N-2, N-1)$$

25 Como se ha descrito anteriormente, cuando un dispositivo de transmisión transmite una pluralidad de señales moduladas a partir de una pluralidad de antenas en un sistema de MIMO, se consigue el efecto ventajoso de la calidad de transmisión mejorada, en comparación con el sistema de MIMO de multiplexación espacial convencional, en un entorno de LOS en el que predominan las ondas directas saltando entre pesos de precodificación de manera regular con el tiempo.

30 En la presente realización, la estructura del dispositivo de recepción es como se describe en la realización 1, y en particular con respecto a la estructura del dispositivo de recepción, se han descrito las operaciones para un número limitado de antenas, pero la presente invención puede realizarse de la misma manera incluso si el número de antenas aumenta. En otras palabras, el número de antenas en el dispositivo de recepción no afecta a las operaciones o efectos ventajosos de la presente realización. Adicionalmente, en la presente realización, similar a la realización 1, los códigos de corrección de errores no están limitados.

35 En la presente realización, en contraste con la realización 1, se ha descrito el esquema para cambiar los pesos de precodificación en el dominio de tiempo. Como se describe en la realización 1, sin embargo, la presente invención puede realizarse de manera similar cambiando los pesos de precodificación usando un esquema de transmisión multi-portadora y disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia y en el dominio de frecuencia-tiempo. Adicionalmente, en la presente realización, los símbolos distintos de los símbolos de datos, tales como símbolos piloto (preámbulo, palabra única y similares), símbolos para información de control y similares, pueden disponerse en la trama de cualquier manera.

(Realización 4)

En la realización 3, se ha descrito el esquema para saltar de manera regular entre pesos de precodificación para el ejemplo de dos tipos de amplitudes para cada elemento en la matriz de ponderación de precodificación, 1 y  $\beta$ .

45 En este caso, se ignora lo siguiente.

Cálculo 108

$$\frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}}$$

5 A continuación se describe el ejemplo para cambiar el valor de  $\beta$  por intervalo. Por motivos de contraste con la realización 3, se describe el caso para cambiar pesos de precodificación a través de un periodo (ciclo) de  $2 \times N$  intervalos.

Haciendo las mismas consideraciones como en la realización 1, en la realización 2 y en la realización 3, se realiza procesamiento representado a continuación en los números de símbolo. Siendo  $\beta$  un número real positivo, y  $\beta \neq 1$ . Adicionalmente, siendo  $\alpha$  un número real positivo, y  $\alpha \neq \beta$ .

Para el número de símbolo  $2Ni$  (donde  $i$  es un entero mayor que o igual a cero):

10 Cálculo 109

Ecuación 102

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni) \\ z2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

En este punto,  $j$  es una unidad imaginaria.

Para el número de símbolo  $2Ni + 1$

15 Cálculo 110

Ecuación 103

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni + 1) \\ z2(2Ni + 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + 1) \\ s2(2Ni + 1) \end{pmatrix}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

Para el número de símbolo  $2Ni + k$  ( $k = 0, 1, \dots, N - 1$ ):

20 Cálculo 111

Ecuación 104

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni + N) \\ r2(2Ni + N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni + N) & h_{12}(2Ni + N) \\ h_{21}(2Ni + N) & h_{22}(2Ni + N) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + N) \\ s2(2Ni + N) \end{pmatrix}$$

Adicionalmente, para el número de símbolo  $2Ni + N - 1$ :

Cálculo 112

25 Ecuación 105

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni + N - 1) \\ z2(2Ni + N - 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + N - 1) \\ s2(2Ni + N - 1) \end{pmatrix}$$

Para el número de símbolo  $2Ni + N$  (donde  $i$  es un entero mayor que o igual a cero):

Cálculo 113

Ecuación 106

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni + N) \\ z2(2Ni + N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + N) \\ s2(2Ni + N) \end{pmatrix}$$

En este punto, j es una unidad imaginaria.

5 Para el número de símbolo  $2Ni + N + 1$ :

Cálculo 114

Ecuación 107

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni + N + 1) \\ z2(2Ni + N + 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + N + 1) \\ s2(2Ni + N + 1) \end{pmatrix}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

10 Para el número de símbolo  $2Ni + N + k$  ( $k = 0, 1, \dots, N - 1$ ):

Cálculo 115

Ecuación 108

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni + N + k) \\ z2(2Ni + N + k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + N + k) \\ s2(2Ni + N + k) \end{pmatrix}$$

Adicionalmente, para el número de símbolo  $2Ni + 2N - 1$ :

15 Cálculo 116

Ecuación 109

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni + 2N - 1) \\ z2(2Ni + 2N - 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+2N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + 2N - 1) \\ s2(2Ni + 2N - 1) \end{pmatrix}$$

Por consiguiente, r1 y r2 se representan como sigue.

Para el número de símbolo  $2Ni$  (donde i es un entero mayor que o igual a cero):

20 Cálculo 117

Ecuación 110

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni) \\ r2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni) & h_{12}(2Ni) \\ h_{21}(2Ni) & h_{22}(2Ni) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

En este punto, j es una unidad imaginaria.

Para el número de símbolo  $2Ni + 1$ :

25

Cálculo 118

Ecuación 111

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+1) \\ r2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+1) & h_{12}(2Ni+1) \\ h_{21}(2Ni+1) & h_{22}(2Ni+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue. Para el número de símbolo 2Ni + k (k = 0, 1, ..., N - 1):

5 Cálculo 119

Ecuación 112

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+k) \\ r2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+k) & h_{12}(2Ni+k) \\ h_{21}(2Ni+k) & h_{22}(2Ni+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

Adicionalmente, para el número de símbolo 2Ni + N - 1:

Cálculo 120

10 Ecuación 113

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N-1) \\ r2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N-1) & h_{12}(2Ni+N-1) \\ h_{21}(2Ni+N-1) & h_{22}(2Ni+N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

Para el número de símbolo 2Ni + N (donde i es un entero mayor que o igual a cero):

Cálculo 121

Ecuación 114

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N) \\ r2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N) & h_{12}(2Ni+N) \\ h_{21}(2Ni+N) & h_{22}(2Ni+N) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

15

En este punto, j es una unidad imaginaria.

Para el número de símbolo 2Ni + N + 1:

Cálculo 122

Ecuación 115

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+1) \\ r2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N+1) & h_{12}(2Ni+N+1) \\ h_{21}(2Ni+N+1) & h_{22}(2Ni+N+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

20

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

Para el número de símbolo 2Ni + N + k (k = 0, 1, ..., N - 1):

Cálculo 123

Ecuación 116

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+k) \\ r2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N+k) & h_{12}(2Ni+N+k) \\ h_{21}(2Ni+N+k) & h_{22}(2Ni+N+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

25

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

Para el número de símbolo  $2Ni + 2N - 1$ :

Cálculo 124

Ecuación 117

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni + 2N - 1) \\ r2(2Ni + 2N - 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni + 2N - 1) & h_{12}(2Ni + 2N - 1) \\ h_{21}(2Ni + 2N - 1) & h_{22}(2Ni + 2N - 1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni + 2N - 1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni + 2N - 1) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni + 2N - 1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni + 2N - 1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + 2N - 1) \\ s2(2Ni + 2N - 1) \end{pmatrix}$$

- 5 En este caso, se supone que únicamente existen los componentes de las ondas directas en los elementos de canal  $h_{11}(t)$ ,  $h_{12}(t)$ ,  $h_{21}(t)$  y  $h_{22}(t)$ , que los componentes de amplitud de las ondas directas son todos iguales, y que no tienen lugar fluctuaciones con el tiempo. Con estas suposiciones, las Ecuaciones 110-117 puede representarse como sigue.

Para el número de símbolo  $2Ni$  (donde  $i$  es un entero mayor que o igual a cero):

10 Cálculo 125

Ecuación 118

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni) \\ r2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

En este punto,  $j$  es una unidad imaginaria.

Para el número de símbolo  $2Ni + 1$ :

15 Cálculo 126

Ecuación 119

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni + 1) \\ r2(2Ni + 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni + 1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni + 1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni + 1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni + 1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + 1) \\ s2(2Ni + 1) \end{pmatrix}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

Para el número de símbolo  $2Ni + k$  ( $k = 0, 1, \dots, N - 1$ ):

20 Cálculo 127

Ecuación 120

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni + k) \\ r2(2Ni + k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni + k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni + k) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni + k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni + k) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + k) \\ s2(2Ni + k) \end{pmatrix}$$

Adicionalmente, para el número de símbolo  $2Ni + N - 1$ :

Cálculo 128

25 Ecuación 121

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni + N - 1) \\ r2(2Ni + N - 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni + N - 1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni + N - 1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni + N - 1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni + N - 1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + N - 1) \\ s2(2Ni + N - 1) \end{pmatrix}$$

Para el número de símbolo  $2Ni + N$  (donde  $i$  es un entero mayor que o igual a cero):

Cálculo 129

Ecuación 122

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni + N) \\ r2(2Ni + N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + N) \\ s2(2Ni + N) \end{pmatrix}$$

En este punto, j es una unidad imaginaria.

5 Para el número de símbolo 2Ni + N + 1:

Cálculo 130

Ecuación 123

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni + N + 1) \\ r2(2Ni + N + 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + N + 1) \\ s2(2Ni + N + 1) \end{pmatrix}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

10 Para el número de símbolo 2Ni + N + k (k = 0, 1, ..., N - 1):

Cálculo 131

Ecuación 124

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni + N + k) \\ r2(2Ni + N + k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + N + k) \\ s2(2Ni + N + k) \end{pmatrix}$$

Adicionalmente, para el número de símbolo 2Ni + 2N - 1:

15 Cálculo 132

Ecuación 125

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni + 2N - 1) \\ r2(2Ni + 2N - 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+2N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + 2N - 1) \\ s2(2Ni + 2N - 1) \end{pmatrix}$$

En las Ecuaciones 118-125, siendo A un número real y siendo q un número complejo. Las Ecuaciones 118-125 pueden representarse como sigue.

20 Para el número de símbolo 2Ni (donde i es un entero mayor que o igual a cero):

Cálculo 133

Ecuación 126

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni) \\ r2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

En este punto, j es una unidad imaginaria.

25 Para el número de símbolo 2Ni + 1:

Cálculo 134

Ecuación 127

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+1) \\ r2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left( A e^{j0} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

5 Para el número de símbolo  $2Ni + k$  ( $k = 0, 1, \dots, N - 1$ ):

Cálculo 135

Ecuación 128

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+k) \\ r2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left( A e^{j0} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

Adicionalmente, para el número de símbolo  $2Ni + N - 1$ :

10 Cálculo 136

Ecuación 129

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N-1) \\ r2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left( A e^{j0} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

Para el número de símbolo  $2Ni + N$  (donde  $i$  es un entero mayor que o igual a cero):

Cálculo 137

15 Ecuación 130

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N) \\ r2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left( A e^{j0} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

En este punto,  $j$  es una unidad imaginaria.

Para el número de símbolo  $2Ni + N + 1$ :

Cálculo 138

20 Ecuación 131

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+1) \\ r2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left( A e^{j0} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

Para el número de símbolo  $2Ni + N + k$  ( $k = 0, 1, \dots, N - 1$ ):

Cálculo 139

Ecuación 132

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni + N + k) \\ r2(2Ni + N + k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta} \\ e^{-j\theta} \end{pmatrix} \left( A e^{j\theta} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + N + k) \\ s2(2Ni + N + k) \end{pmatrix} \right)$$

Adicionalmente, para el número de símbolo  $2Ni + 2N - 1$ :

5 Cálculo 140

Ecuación 133

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni + 2N - 1) \\ r2(2Ni + 2N - 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta} \\ e^{-j\theta} \end{pmatrix} \left( A e^{j\theta} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+2N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + 2N - 1) \\ s2(2Ni + 2N - 1) \end{pmatrix} \right)$$

Como resultado, cuando q se representa como sigue, una de las señales s1 y s2 ya no puede obtenerse. Para el número de símbolo  $2Ni$  (donde i es un entero mayor que o igual a cero):

10 Cálculo 141

Ecuación 134

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni) - \theta_{21}(2Ni))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni) - \theta_{21}(2Ni) - \delta)}$$

Para el número de símbolo  $2Ni + 1$ :

Cálculo 142

15 Ecuación 135

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni+1) - \theta_{21}(2Ni+1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni+1) - \theta_{21}(2Ni+1) - \delta)}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

Para el número de símbolo  $2Ni + k$  ( $k = 0, 1, \dots, N - 1$ ):

Cálculo 143

20 Ecuación 136

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni+k) - \theta_{21}(2Ni+k))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni+k) - \theta_{21}(2Ni+k) - \delta)}$$

Adicionalmente, para el número de símbolo  $2Ni + N - 1$ :

Cálculo 144

Ecuación 137

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1) - \theta_{21}(2Ni+N-1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1) - \theta_{21}(2Ni+N-1) - \delta)}$$

25

Para el número de símbolo  $2Ni + N$  (donde i es un entero mayor que o igual a cero):

Cálculo 145

Ecuación 138

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)-\theta_{21}(2Ni+N))}, - A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)-\theta_{21}(2Ni+N)-\delta)}$$

Para el número de símbolo  $2Ni + N + 1$ :

5 Cálculo 146

Ecuación 139

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)-\theta_{21}(2Ni+N+1))}, - A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)-\theta_{21}(2Ni+N+1)-\delta)}$$

Cuando se generaliza, esta ecuación es como sigue.

Para el número de símbolo  $2Ni + N + k$  ( $k = 0, 1, \dots, N - 1$ ):

10 Cálculo 147

Ecuación 140

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)-\theta_{21}(2Ni+N+k))}, - A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)-\theta_{21}(2Ni+N+k)-\delta)}$$

Adicionalmente, para el número de símbolo  $2Ni + 2N - 1$ :

Cálculo 148

15 Ecuación 141

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)-\theta_{21}(2Ni+2N-1))}, - A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)-\theta_{21}(2Ni+2N-1)-\delta)}$$

20 En este caso, si  $q$  tiene la misma solución en los números de símbolo  $2Ni$  a  $2Ni + N - 1$ , entonces puesto que los elementos de canal de las ondas directas no fluctúan enormemente, la calidad de recepción excelente ya no puede obtenerse para cualquiera de los números de símbolo. Por lo tanto, es difícil conseguir la capacidad para corregir errores, incluso si se introducen códigos de corrección de errores. Por consiguiente, para  $q$  no tienen la misma solución, la Condición n.º 7 o la Condición n.º 8 se hacen necesarias a partir de las Ecuaciones 134-141 y a partir del hecho que  $\alpha \neq \beta$  cuando se centra en una de las dos soluciones de las cuáles no incluyen  $\delta$ .

Cálculo 149

Condición n.º 7

$$e^{j(\theta_{11}(2Ni+x)-\theta_{21}(2Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(2Ni+y)-\theta_{21}(2Ni+y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

( $x$  es  $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ;  $y$  es  $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ;  $y \neq x$ .)

y

$$e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+x)-\theta_{21}(2Ni+N+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+y)-\theta_{21}(2Ni+N+y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

( $x$  es  $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ;  $y$  es  $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ;  $y \neq x$ .)

25

Cálculo 150

Condición n.º 8

$$e^{j(\theta_{11}(2Ni+x)-\theta_{21}(2Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(2Ni+y)-\theta_{21}(2Ni+y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

En este caso, la Condición n.º 8 es similar a las condiciones descritas en la realización 1 a la realización 3. Sin

embargo, con respecto a la Condición n.º 7, puesto que  $\alpha \neq \beta$ , la solución que no incluye  $\delta$  entre las dos soluciones de  $q$  es una solución diferente.

5 A continuación se describen requisitos de diseño para no únicamente  $\theta_{11}$  y  $\theta_{12}$ , sino también para  $\lambda$  y  $\delta$ . Es suficiente establecer  $\lambda$  a un cierto valor; es entonces necesario establecer requisitos para  $\delta$ . Lo siguiente describe el esquema de diseño para  $\delta$  cuando  $\lambda$  se establece a cero radianes.

En este caso, similar al esquema para cambiar los pesos de precodificación en un periodo (ciclo) de cuatro intervalos, definiendo  $\delta$  de modo que  $\pi/2$  radianes  $\leq |\delta| \leq \pi$  radianes, se consigue excelente calidad de recepción, particularmente en un entorno de LOS.

10 En los números de símbolo  $2N_i$  a  $2N_i + 2N - 1$ , existen dos puntos  $q$  donde la calidad de recepción se hace pobre, y por lo tanto existen  $4N$  de tales puntos. En un entorno de LOS, para conseguir excelentes características, estos  $4N$  puntos deberían tener cada uno una solución diferente. En este caso, centrándose en la amplitud, la siguiente condición es necesaria para la Condición n.º 7 o la Condición n.º 8, puesto que  $\alpha \neq \beta$ .

Cálculo 151

Condición n.º 9

$$\alpha \neq \frac{1}{\beta}$$

15 Como se ha descrito anteriormente, cuando un dispositivo de transmisión transmite una pluralidad de señales moduladas a partir de una pluralidad de antenas en un sistema de MIMO, se consigue el efecto ventajoso de la calidad de transmisión mejorada, en comparación con el sistema de MIMO de multiplexación espacial convencional, en un entorno de LOS en el que predominan las ondas directas saltando entre pesos de precodificación de manera regular con el tiempo.

20 En la presente realización, la estructura del dispositivo de recepción es como se describe en la realización 1, y en particular con respecto a la estructura del dispositivo de recepción, se han descrito las operaciones para un número limitado de antenas, pero la presente invención puede realizarse de la misma manera incluso si el número de antenas aumenta. En otras palabras, el número de antenas en el dispositivo de recepción no afecta a las operaciones o efectos ventajosos de la presente realización. Adicionalmente, en la presente realización, similar a la realización 1, los códigos de corrección de errores no están limitados.

25 En la presente realización, en contraste con la realización 1, se ha descrito el esquema para cambiar los pesos de precodificación en el dominio de tiempo. Como se describe en la realización 1, sin embargo, la presente invención puede realizarse de manera similar cambiando los pesos de precodificación usando un esquema de transmisión multi-portadora y disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia y en el dominio de frecuencia-tiempo. Adicionalmente, en la presente realización, los símbolos distintos de los símbolos de datos, tales como símbolos piloto (preámbulo, palabra única y similares), símbolos para información de control y similares, pueden disponerse en la trama de cualquier manera.

(Realización 5)

35 En la realización 1 a realización 4, se ha descrito el esquema para saltar de manera regular entre pesos de precodificación. En la presente realización, se describe una modificación de este esquema.

En la realización 1 a realización 4, se ha descrito el esquema para saltar de manera regular entre pesos de precodificación como en la Figura 6. En la presente realización, se describe un esquema de salto de manera regular entre pesos de precodificación que se diferencia de el de la Figura 6.

40 Como en la Figura 6, este esquema salta entre cuatro pesos de precodificación (matrices) diferentes. La Figura 22 muestra el esquema de salto que se diferencia de el de la Figura 6. En la Figura 22, se representan cuatro pesos de precodificación (matrices) diferentes como  $W_1$ ,  $W_2$ ,  $W_3$  y  $W_4$ . (Por ejemplo,  $W_1$  es el peso de precodificación (matriz) en la Ecuación 37,  $W_2$  es el peso de precodificación (matriz) en la Ecuación 38,  $W_3$  es el peso de precodificación (matriz) en la Ecuación 39, y  $W_4$  es el peso de precodificación (matriz) en la Ecuación 40). En la Figura 3, los elementos que operan de una manera similar a los de la Figura 3 y la Figura 6 llevan los mismos signos de referencia.

Las partes únicas a la Figura 22 son como sigue.

El primer periodo (ciclo) 2201, el segundo periodo (ciclo) 2202, el tercer periodo (ciclo) 2203, .. son todos periodos (ciclos) de cuatro intervalos.

Una matriz de ponderación de precodificación diferente se usa en cada uno de los cuatro intervalos, es decir W1, W2, W3 y W4 se usan cada uno una vez.

No es necesario para W1, W2, W3 y W4 estar en el mismo orden en el primer periodo (ciclo) 2201, en el segundo periodo (ciclo) 2202, en el tercer periodo (ciclo) 2203, ....

5 Para implementar este esquema, una unidad de generación de peso de precodificación 2200 recibe, como una entrada, una señal con respecto a un esquema de ponderación y emite información 2210 con respecto a pesos de precodificación para cada periodo (ciclo). La unidad de ponderación 600 recibe, como entradas, esta información,  $s_1(t)$ , y  $s_2(t)$ , realiza ponderación, y emite  $z_1(t)$  y  $z_2(t)$ .

10 La Figura 23 muestra un esquema de ponderación diferente de el de la Figura 22 para el esquema de precodificación anterior. En la Figura 23, la diferencia a partir de la Figura 22 es que se consigue un esquema similar a la Figura 22 proporcionando una unidad de reordenación después de la unidad de ponderación y reordenando las señales.

15 En la Figura 23, la unidad de generación de peso de precodificación 2200 recibe, como una entrada, información 315 con respecto a un esquema de ponderación y emite información 2210 en los pesos de precodificación en el orden de pesos de precodificación W1, W2, W3, W4, W1, W2, W3, W4, .... Por consiguiente, la unidad de ponderación 600 usa los pesos de precodificación en el orden de pesos de precodificación W1, W2, W3, W4, W1, W2, W3, W4, ... y emite señales precodificadas 2300A y 2300B.

20 Una unidad de reordenación 2300 recibe, como entradas, las señales precodificadas 2300A y 2300B, reordena las señales precodificadas 2300A y 2300B en el orden del primer periodo (ciclo) 2201, del segundo periodo (ciclo) 2202, y del tercer periodo (ciclo) 2203 en la Figura 23, y emite  $z_1(t)$  y  $z_2(t)$ .

Obsérvese que en la descripción anterior, el periodo (ciclo) para saltar entre pesos de precodificación se ha descrito como que tiene cuatro intervalos por motivos de comparación con la Figura 6. Como en la realización 1 a realización 4, sin embargo, la presente invención puede realizarse de manera similar con un periodo (ciclo) que tiene distinto de cuatro intervalos.

25 Adicionalmente, en la realización 1 a realización 4, y en el esquema de precodificación anterior, en el periodo (ciclo), el valor de  $\delta$  y  $\beta$  se ha descrito como que es el mismo para cada intervalo, pero el valor de  $\delta$  y  $\beta$  puede cambiar en cada intervalo.

30 Como se ha descrito anteriormente, cuando un dispositivo de transmisión transmite una pluralidad de señales moduladas a partir de una pluralidad de antenas en un sistema de MIMO, se consigue el efecto ventajoso de la calidad de transmisión mejorada, en comparación con el sistema de MIMO de multiplexación espacial convencional, en un entorno de LOS en el que predominan las ondas directas saltando entre pesos de precodificación de manera regular con el tiempo.

35 En la presente realización, la estructura del dispositivo de recepción es como se describe en la realización 1, y en particular con respecto a la estructura del dispositivo de recepción, se han descrito las operaciones para un número limitado de antenas, pero la presente invención puede realizarse de la misma manera incluso si el número de antenas aumenta. En otras palabras, el número de antenas en el dispositivo de recepción no afecta a las operaciones o efectos ventajosos de la presente realización. Adicionalmente, en la presente realización, similar a la realización 1, los códigos de corrección de errores no están limitados.

40 En la presente realización, en contraste con la realización 1, se ha descrito el esquema para cambiar los pesos de precodificación en el dominio de tiempo. Como se describe en la realización 1, sin embargo, la presente invención puede realizarse de manera similar cambiando los pesos de precodificación usando un esquema de transmisión multi-portadora y disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia y en el dominio de frecuencia-tiempo. Adicionalmente, en la presente realización, los símbolos distintos de los símbolos de datos, tales como símbolos piloto (preámbulo, palabra única y similares), símbolos para información de control y similares, pueden disponerse en la trama de cualquier manera.

(Realización 6)

En las realizaciones 1-4, se ha descrito un esquema para saltar de manera regular entre pesos de precodificación. En la presente realización, se describe de nuevo un esquema para saltar de manera regular entre pesos de precodificación, incluyendo el contenido que se ha descrito en las realizaciones 1-4.

50 En primer lugar, desde la consideración de un entorno de LOS, se describe un esquema para diseñar una matriz de precodificación para un sistema de MIMO de multiplexación espacial  $2 \times 2$  que adopta precodificación en la que no está disponible realimentación desde un compañero de comunicación.

La Figura 30 muestra un modelo de un sistema de MIMO de multiplexación espacial  $2 \times 2$  que adopta precodificación en la que no está disponible realimentación desde un compañero de comunicación. Un vector de

información  $z$  se codifica e intercala. Como salida de la intercalación, se obtiene un vector de bits codificado  $u(p) = (u_1(p), u_2(p))$  (donde  $p$  es el intervalo de tiempo). Siendo  $u_i(p) = (u_{i1}(p), \dots, u_{ih}(p))$  (donde  $h$  es el número de bits de transmisión por símbolo). Siendo una señal después de modulación (mapeo)  $s(p) = (s_1(p), s_2(p))^T$  y siendo una matriz de precodificación  $F(p)$ , un símbolo precodificado  $x(p) = (x_1(p), x_2(p))^T$  se representa mediante la siguiente ecuación.

5

Cálculo 152

Ecuación 142

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(p) &= \left( x_1(p), x_2(p) \right)^T \\ &= \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) \end{aligned}$$

Por consiguiente, siendo un vector recibido  $y(p) = (y_1(p), y_2(p))^T$ , el vector recibido  $y(p)$  se representa mediante la siguiente ecuación.

10

Cálculo 153

Ecuación 143

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(p) &= \left( y_1(p), y_2(p) \right)^T \\ &= \mathbf{H}(p) \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p) \end{aligned}$$

En esta Ecuación,  $H(p)$  es la matriz de canal,  $\mathbf{n}(p) = (n_1(p), n_2(p))^T$  es el vector de ruido, y  $n_i(p)$  es el ruido aleatorio Gaussiano complejo i.i.d. con un valor medio de 0 y varianza  $\sigma^2$ . Siendo el factor de Rician  $K$ , la ecuación anterior puede representarse como sigue.

15

Cálculo 154

Ecuación 144

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(p) &= \left( y_1(p), y_2(p) \right)^T \\ &= \left( \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_d(p) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_s(p) \right) \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p) \end{aligned}$$

En esta ecuación,  $H_d(p)$  es la matriz de canal para los componentes de onda directa, y  $H_s(p)$  es la matriz de canal para los componentes de onda dispersada. Por consiguiente, la matriz de canal  $H(p)$  se representa como sigue.

20

Cálculo 155

Ecuación 145

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(p) &= \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_d(p) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_s(p) \\ &= \sqrt{\frac{K}{K+1}} \begin{pmatrix} h_{11,d} & h_{12,d} \\ h_{21,d} & h_{22,d} \end{pmatrix} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \begin{pmatrix} h_{11,s}(p) & h_{12,s}(p) \\ h_{21,s}(p) & h_{22,s}(p) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

5 En la Ecuación 145, se supone que el entorno de onda directa se determina de manera única mediante la relación posicional entre los transmisores, y que la matriz de canal  $H_d(p)$  para los componentes de onda directa no fluctúa con el tiempo. Adicionalmente, en la matriz de canal  $H_d(p)$  para los componentes de onda directa, se supone que en comparación con el intervalo entre las antenas de transmisión, la probabilidad de un entorno con una distancia suficientemente larga entre los dispositivos de transmisión y de recepción es alta, y por lo tanto que la matriz de canal para los componentes de onda directa puede tratarse como una matriz no singular. Por consiguiente, la matriz de canal  $H_d(p)$  se representa como sigue.

Cálculo 156

Ecuación 146

$$\mathbf{H}_d(p) = \begin{pmatrix} h_{11,d} & h_{12,d} \\ h_{21,d} & h_{22,d} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix}$$

10 En esta ecuación, siendo A un número real positivo y siendo q un número complejo. Posteriormente, desde la consideración de un entorno de LOS, se describe un esquema para diseñar una matriz de precodificación para un sistema de MIMO de multiplexación espacial de  $2 \times 2$  que adopta precodificación en la que no está disponible la realimentación desde un compañero de comunicación.

15 A partir de las Ecuaciones 144 y 145, es difícil buscar una matriz de precodificación sin realimentación apropiada en condiciones que incluyen ondas dispersadas, puesto que es difícil realizar análisis bajo las condiciones que incluyen ondas dispersadas. Adicionalmente, en un entorno de NLOS, tiene lugar poca degradación en calidad de recepción de datos en comparación con un entorno de LOS. Por lo tanto, lo siguiente describe un esquema para diseñar matrices de precodificación sin realimentación apropiada en un entorno de LOS (matrices de precodificación para un esquema de precodificación que saltan entre matrices de precodificación con el tiempo).

20 Como se ha descrito anteriormente, puesto que es difícil realizar análisis bajo las condiciones que incluyen ondas dispersadas, se busca una matriz de precodificación apropiada para una matriz de canal que incluye componentes de únicamente ondas directas a partir de las Ecuaciones 144 y 145. Por lo tanto, en la Ecuación 144, se considera el caso cuando la matriz de canal incluye componentes de únicamente ondas directas. Se deduce que a partir de la Ecuación 146, la Ecuación 144 puede representarse como sigue.

Cálculo 157

Ecuación 147

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \mathbf{H}_d(p) \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p) = \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p)$$

30 En esta ecuación, se usa una matriz unitaria como la matriz de precodificación. Por consiguiente, la matriz de precodificación se representa como sigue.

Cálculo 158

Ecuación 148

$$\mathbf{F}(p) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

En esta ecuación,  $\lambda$  es un valor fijo. Por lo tanto, la Ecuación 147 puede representarse como sigue.

5 Cálculo 159

Ecuación 149

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p)$$

10 Como es evidente a partir de la Ecuación 149, cuando el dispositivo de recepción realiza operación lineal de Forzado a Cero (ZF) o Mínimo Error Cuadrático Medio (MMSE), el bit transmitido no puede determinarse mediante  $s1(p)$ ,  $s2(p)$ . Por lo tanto, se realiza la APP iterativa (o Max-log APP iterativa) o APP (o Max-log APP) descritas en la realización 1 (en lo sucesivo denominadas como cálculo de Probabilidad Máxima (ML)), se busca la relación de probabilidad logarítmica de cada bit transmitido en  $s1(p)$ ,  $s2(p)$ , y se realiza decodificación con códigos de corrección de errores. Por consiguiente, lo siguiente describe un esquema para diseñar una matriz de precodificación sin realimentación apropiada en un entorno de LOS para un dispositivo de recepción que realiza cálculo de ML.

15 Se considera la precodificación en la Ecuación 149. El lado de la derecha y el lado de la izquierda de la primera línea se multiplican por  $e^{-j\psi}$ , y de manera similar el lado de la derecha y el lado de la izquierda de la segunda línea se multiplican por  $e^{j\psi}$ . La siguiente ecuación representa el resultado.

Cálculo 160

Ecuación 150

$$\begin{aligned} & \begin{pmatrix} e^{-j\psi} y_1(p) \\ e^{-j\psi} y_2(p) \end{pmatrix} \\ &= e^{-j\psi} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \right\} \\ &= \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & e^{-j\psi} q \\ A e^{j0} & e^{-j\psi} q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + e^{-j\psi} \mathbf{n}(p) \end{aligned}$$

20  $e^{-j\psi} y_1(p)$ ,  $e^{-j\psi} y_2(p)$ , y  $e^{-j\psi} q$  se redefinen respectivamente como  $y_1(p)$ ,  $y_2(p)$ , y  $q$ . Adicionalmente, puesto que  $e^{-j\psi} \mathbf{n}(p) = (e^{-j\psi} n_1(p), e^{-j\psi} n_2(p))^T$ , y  $e^{-j\psi} n_1(p)$ ,  $e^{-j\psi} n_2(p)$  son el ruido aleatorio Gaussiano complejo independiente e idénticamente distribuido (i.i.d.) con un valor medio de 0 y varianza  $\sigma^2$ ,  $e^{-j\psi} \mathbf{n}(p)$  se redefine como  $\mathbf{n}(p)$ . Como resultado, no se pierde generalidad reiterando la Ecuación 150 como la Ecuación 151.

25

Cálculo 161

Ecuación 151

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p)$$

A continuación la Ecuación 151 se transforma en la Ecuación 152 por motivos de claridad.

5 Cálculo 162

Ecuación 152

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p)$$

10 En este caso, siendo la distancia Euclídea mínima entre un punto de señal recibido y un punto de señal candidato recibido  $d_{\min}^2$ , entonces un punto pobre tiene un valor mínimo de cero para  $d_{\min}^2$ , y existen dos valores de q en los cuales se eliminan las condiciones que son pobres en todos los bits transmitidos mediante s1(p) y todos los bits transmitidos mediante s2(p).

En la Ecuación 152, cuando s1(p) no existe.

Cálculo 163

Ecuación 153

$$15 \quad q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(p)-\theta_{21}(p))}$$

En la Ecuación 152, cuando s2(p) no existe.

Cálculo 164

Ecuación 154

$$q = -A\alpha e^{j(\theta_{11}(p)-\theta_{21}(p)-\pi)}$$

20 (En lo sucesivo, los valores de q que satisfacen las Ecuaciones 153 y 154 se denominan respectivamente como "puntos de recepción pobres para s1 y s2").

Cuando se satisface la Ecuación 153, puesto que todos los bits transmitidos mediante s1(p) se eliminan, la relación de probabilidad logarítmica recibida no puede buscarse para ninguno de los bits transmitidos mediante s1(p).

Cuando se satisface la Ecuación 154, puesto que todos los bits transmitidos mediante  $s_2(p)$  se eliminan, la relación de probabilidad logarítmica recibida no puede buscarse para ninguno de los bits transmitidos mediante  $s_2(p)$ .

5 Se considera ahora un sistema de transmisión de difusión/multidifusión que no cambia la matriz de precodificación. En este caso, se considera un modelo de sistema en el que una estación base transmite señales moduladas usando un esquema de precodificación que no salta entre matrices de precodificación, y una pluralidad de terminales ( $\Gamma$  terminales) reciben las señales moduladas transmitidas mediante la estación base.

10 Se considera que las condiciones de ondas directas entre la estación base y los terminales cambian poco con el tiempo. Por lo tanto, a partir de las Ecuaciones 153 y 154, para un terminal que está en una posición que se adapta a las condiciones de la Ecuación 155 o de la Ecuación 156 y que está en un entorno de LOS donde el factor de Rician es grande, existe la posibilidad de degradación en la calidad de recepción de datos. Por consiguiente, para resolver este problema, es necesario cambiar la matriz de precodificación con el tiempo.

Cálculo 165

Ecuación 155

$$q \approx -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p))}$$

15 Cálculo 166

Ecuación 156

$$q \approx -A\alpha e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p) - \pi)}$$

Se considera un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) de tiempo con N intervalos (en lo sucesivo denominado como un esquema de salto de precodificación).

20 Puesto que hay N intervalos en el periodo (ciclo) de tiempo, se preparan N variedades de matrices de precodificación  $F[i]$  basándose en la Ecuación 148 ( $i = 0, 1, \dots, N - 1$ ). En este caso, las matrices de precodificación  $F[i]$  se representan como sigue.

Cálculo 167

Ecuación 157

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha x e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha x e^{j\theta_{21}[i]} & e^{j(\theta_{21}[i] + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

25 En esta ecuación,  $\alpha$  no cambia con el tiempo, y  $\lambda$  tampoco cambia con el tiempo (aunque puede permitirse cambiar con el tiempo).

30 Como en la realización 1,  $F[i]$  es la matriz de precodificación usada para obtener una señal precodificada  $x$  ( $p = N \times k + i$ ) en la Ecuación 142 para el tiempo  $N \times k + i$  (donde  $k$  es un entero igual a o mayor que 0, y  $i = 0, 1, \dots, N - 1$ ). Lo mismo se cumple a continuación también.

En este punto, basándose en las Ecuaciones 153 y 154, las condiciones de diseño tales como las siguientes son importantes para las matrices de precodificación para salto de precodificación.

Cálculo 168

Condición n.º 10

Ecuación 158

$$e^{j(\theta_{11}[x]-\theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y]-\theta_{21}[y])}$$

para  $\forall x, \forall y \quad (x \neq y; x, y = 0, 1, \dots, N - 1)$

5 Cálculo 169

Condición n.º 11

Ecuación 159

$$e^{j(\theta_{11}[x]-\theta_{21}[x]-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}[y]-\theta_{21}[y]-\pi)}$$

para  $\forall x, \forall y \quad (x \neq y; x, y = 0, 1, \dots, N - 1)$

10 A partir de la Condición n.º 10, en todos los  $\Gamma$  terminales, hay un intervalo o menos que tiene puntos de recepción pobres para s1 entre los N intervalos en un periodo (ciclo) de tiempo. Por consiguiente, la relación de probabilidad logarítmica para los bits transmitidos mediante s1(p) puede obtenerse para al menos N - 1 intervalos. De manera similar, a partir de la Condición n.º 11, en todos los  $\Gamma$  terminales, hay un intervalo o menos que tiene puntos de recepción pobres para s2 entre los N intervalos en un periodo (ciclo) de tiempo. Por consiguiente, la relación de probabilidad logarítmica para los bits transmitidos mediante s2(p) puede obtenerse para al menos N - 1 intervalos.

15 De esta manera, proporcionando el modelo de diseño de matriz de precodificación de la Condición n.º 10 y la Condición n.º 11, el número de bits para los que se obtiene la relación de probabilidad logarítmica entre los bits transmitidos mediante s1(p), y el número de bits para los que se obtiene la relación de probabilidad logarítmica entre los bits transmitidos mediante s2(p) se garantiza que sea igual o mayor que un número fijo en todos los  $\Gamma$  terminales. Por lo tanto, en todos los  $\Gamma$  terminales, se considera que la degradación de calidad de recepción de datos es moderada en un entorno de LOS donde el factor de Rician es grande.

20 Lo siguiente muestra un ejemplo de una matriz de precodificación en el esquema de salto de precodificación.

La distribución de densidad de probabilidad de la fase de una onda directa puede considerarse para que se distribuya de manera par a través de  $[0 \ 2\pi]$ . Por lo tanto, la distribución de densidad de probabilidad de la fase de q en las Ecuaciones 151 y 152 puede considerarse también para que se distribuya de manera par a través de  $[0 \ 2\pi]$ . Por consiguiente, lo siguiente se establece como una condición para proporcionar calidad de recepción de datos equitativa en la medida de lo posible para  $\Gamma$  terminales en el mismo Entorno de LOS en el que únicamente se diferencia la fase de q.

Condición n.º 12

30 Cuando se usa un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de N intervalos, entre los N intervalos en el periodo (ciclo) de tiempo, los puntos de recepción pobres para s1 están dispuestos para tener una distribución par en términos de fase, y los puntos de recepción pobres para s2 están dispuestos para tener una distribución par en términos de fase.

35 Lo siguiente describe un ejemplo de una matriz de precodificación en el esquema de salto de precodificación basándose en la Condición n.º 10 a Condición n.º 12. Siendo  $\alpha = 1,0$  en la matriz de precodificación en la Ecuación 157.

(Ejemplo n.º 5)

Siendo el número de intervalos N en el periodo (ciclo) de tiempo 8. Para satisfacer la Condición n.º 10 a Condición n.º 12, se proporcionan matrices de precodificación para un esquema de salto de precodificación con un periodo de tiempo de N = 8 (ciclo) como en la siguiente ecuación.

40

Cálculo 170

Ecuación 160

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

5 En este punto,  $j$  es una unidad imaginaria, e  $i = 0, 1, \dots, 7$ . En lugar de la Ecuación 160, puede proporcionarse la Ecuación 161 (donde  $\lambda$  y  $\theta_{11}[i]$  no cambian con el tiempo (aunque puede permitirse cambio)).

Cálculo 171

Ecuación 161

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

10 Por consiguiente, los puntos de recepción pobres para  $s_1$  y  $s_2$  se hacen como en las Figuras 31A y 31B. (En las Figuras 31A y 31B, el eje horizontal es el eje real, y el eje vertical es el eje imaginario). En lugar de las Ecuaciones 160 y 161, pueden proporcionarse las Ecuaciones 162 y 163 (donde  $i = 0, 1, \dots, 7$ , y donde  $\lambda$  y  $\theta_{11}[i]$  no cambian con el tiempo (aunque puede permitirse cambio)).

Cálculo 172

Ecuación 162

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

15

Cálculo 173

Ecuación 163

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

20 A continuación lo siguiente se establece como una condición, diferente a partir de la Condición n.º 12, para proporcionar calidad de recepción de datos equitativa en la medida de lo posible para  $\Gamma$  terminales en el mismo Entorno de LOS en el que únicamente se diferencia la fase de  $q$ .

Condición n.º 13

Cuando se usa un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de  $N$  intervalos, además de la condición

25

Cálculo 174

Ecuación 164

$$e^{j(\theta_{11}[x]-\theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y]-\theta_{21}[y]-\pi)} \quad \text{para } \forall x, \forall y \quad (x, y = 0, 1, \dots, N-1)$$

- 5 los puntos de recepción pobres para s1 y los puntos de recepción pobres para s2 están dispuestos para que sean una distribución par con respecto a la fase en los N intervalos en el periodo (ciclo) de tiempo.

Lo siguiente describe un ejemplo de una matriz de precodificación en el esquema de salto de precodificación basándose en la Condición n.º 10, la Condición n.º 11 y la Condición n.º 13. Siendo  $\alpha = 1,0$  en la matriz de precodificación en la Ecuación 157.

(Ejemplo n.º 6)

- 10 Siendo el número de intervalos N en el periodo (ciclo) de tiempo 4. Se proporcionan matrices de precodificación para un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de N = 4 como en la siguiente ecuación. Cálculo 175

Ecuación 165

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

- 15 En este punto, j es una unidad imaginaria, e i = 0, 1, 2, 3. En lugar de la Ecuación 165, puede proporcionarse la Ecuación 166 (donde  $\lambda$  y  $\theta_{11}[i]$  no cambian con el tiempo (aunque puede permitirse cambio)).

Cálculo 176

Ecuación 166

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

- 20 Por consiguiente, los puntos de recepción pobres para s1 y s2 se hacen como en la Figura 32. (En la Figura 32, el eje horizontal es el eje real, y el eje vertical es el eje imaginario). En lugar de las Ecuaciones 165 y 166, pueden proporcionarse las Ecuaciones 167 y 168 (donde i = 0, 1, 2, 3, y donde  $\lambda$  y  $\theta_{11}[i]$  no cambian con el tiempo (aunque puede permitirse cambio)).

Cálculo 177

- 25 Ecuación 167

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4} + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 178

Ecuación 168

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

A continuación se describe un esquema de salto de precodificación que usa una matriz no unitaria.

- 5 Basándose en la Ecuación 148, las matrices de precodificación actualmente bajo consideración se representan como sigue.

Cálculo 179

Ecuación 169

$$\mathbf{F}(p) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix}$$

- 10 Las ecuaciones que corresponden a las Ecuaciones 151 y 152 se representan como sigue.

Cálculo 180

Ecuación 170

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p)$$

Cálculo 181

- 15 Ecuación 171

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p)$$

En este caso, hay dos q en los que el valor mínimo  $d_{\min}^2$  de la distancia Euclídea entre un punto de señal recibido y un punto de señal candidato recibido es cero.

En la Ecuación 171, cuando  $s1(p)$  no existe:

Cálculo 182

Ecuación 172

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p))}$$

En la Ecuación 171, cuando  $s_2(p)$  no existe:

5 Cálculo 183

Ecuación 173

$$q = -A\alpha e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p) - \delta)}$$

En el esquema de salto de precodificación para un periodo (ciclo) de tiempo de N intervalos, haciendo referencia a la Ecuación 169, se representan N variedades de la matriz de precodificación  $F[i]$  como sigue.

10 Cálculo 184

Ecuación 174

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}[i]} & e^{j(\theta_{21}[i] + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

En esta ecuación,  $\alpha$  y  $\delta$  no cambian con el tiempo. En este punto, basándose en las Ecuaciones 34 y 35, se proporcionan condiciones de diseño tales como las siguientes para las matrices de precodificación para salto de precodificación.

15

Cálculo 185

Condición n.º 14

Ecuación 175

$$e^{j(\theta_{11}[x] - \theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y] - \theta_{21}[y])}$$

para  $\forall x, \forall y \quad (x \neq y; x, y = 0, 1, \dots, N - 1)$

20 Cálculo 186

Condición n.º 15

Ecuación 176

$$e^{j(\theta_{11}[x] - \theta_{21}[x] - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}[y] - \theta_{21}[y] - \delta)}$$

para  $\forall x, \forall y \quad (x \neq y; x, y = 0, 1, \dots, N - 1)$

(Ejemplo n.º 7)

Siendo  $\alpha = 1,0$  en la matriz de precodificación en la Ecuación 174. Siendo el número de intervalos N en el periodo (ciclo) de tiempo 16. Para satisfacer la Condición n.º 12, la Condición n.º 14 y la Condición n.º 15, se proporcionan matrices de precodificación para un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo N = 16 como en las siguientes ecuaciones.

5

Para  $i = 0, 1, \dots, 7$ :

Cálculo 187

Ecuación 177

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

10 Para  $i = 8, 9, \dots, 15$ :

Cálculo 188

Ecuación 178

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix}$$

15

Adicionalmente, puede proporcionarse una matriz de precodificación que se diferencia de las Ecuaciones 177 y 178 como sigue. Para  $i = 0, 1, \dots, 7$ :

Cálculo 189

Ecuación 179

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Para  $i = 8, 9, \dots, 15$ :

20

Cálculo 190

Ecuación 180

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

Por consiguiente, los puntos de recepción pobres para  $s_1$  y  $s_2$  se hacen como en las Figuras 33A y 33B.

25

(En las Figuras 33A y 33B, el eje horizontal es el eje real, y el eje vertical es el eje imaginario). En lugar de las Ecuaciones 177 y 178, y de las Ecuaciones 179 y 180, pueden proporcionarse las matrices de precodificación como a continuación.

Para  $i = 0, 1, \dots, 7$ :

Cálculo 191

Ecuación 181

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

5 Para  $i = 8, 9, \dots, 15$ :

Cálculo 192

Ecuación 182

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix}$$

o

10 para  $i = 0, 1, \dots, 7$ :

Cálculo 193

Ecuación 183

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

Para  $i = 8, 9, \dots, 15$ :

15 Cálculo 194

Ecuación 184

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \end{pmatrix}$$

(En las Ecuaciones 177-184,  $7\pi/8$  puede cambiarse a  $-7\pi/8$ ).

20 A continuación, lo siguiente se establece como una condición, diferente de la Condición n.º 12, para proporcionar calidad de recepción de datos equitativa en la medida de lo posible para  $\Gamma$  terminales en el mismo Entorno de LOS en el que únicamente se diferencia la fase de  $q$ .

Condición n.º 16

Cuando se usa un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de  $N$  intervalos, se

establece la siguiente condición:

Cálculo 195

Ecuación 185

$$e^{j(\theta_{11}[x]-\theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y]-\theta_{21}[y]-\delta)} \quad \text{para } \forall x, \forall y \quad (x, y = 0, 1, \dots, N-1)$$

- 5 y los puntos de recepción pobres para s1 y los puntos de recepción pobres para s2 están dispuestos para que estén en una distribución par con respecto a la fase en los N intervalos en el periodo (ciclo) de tiempo.

Lo siguiente describe un ejemplo de una matriz de precodificación en el esquema de salto de precodificación basándose en la Condición n.º 14, la Condición n.º 15 y la Condición n.º 16. Siendo  $\alpha = 1,0$  en la matriz de precodificación en la Ecuación 174.

- 10 (Ejemplo n.º 8)

Siendo el número de intervalos N en el periodo (ciclo) de tiempo 8. Se proporcionan las matrices de precodificación para un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de N = 8 como en la siguiente ecuación.

Cálculo 196

- 15 Ecuación 186

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

En este punto,  $i = 0, 1, \dots, 7$ .

Adicionalmente, una matriz de precodificación que se diferencia de la de la Ecuación 186 puede proporcionarse como sigue (donde  $i = 0, 1, \dots, 7$ , y donde  $\lambda$  y  $\theta_{11}[i]$  no cambian con el tiempo (aunque puede permitirse cambio)).

- 20 Cálculo 197

Ecuación 187

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

Por consiguiente, los puntos de recepción pobres para s1 y s2 se hacen como en la Figura 34. En lugar de las Ecuaciones 186 y 187, pueden proporcionarse las matrices de precodificación como sigue (donde  $i = 0, 1, \dots, 7$ , y donde  $\lambda$  y  $\theta_{11}[i]$  no cambian con el tiempo (aunque puede permitirse cambio)).

- 25 Cálculo 198

Ecuación 188

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

o

- 30

Cálculo 199

Ecuación 189

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

(En las Ecuaciones 186-189,  $7\pi/8$  puede cambiarse a  $-7\pi/8$ ).

- 5 A continuación en la matriz de precodificación de la Ecuación 174, se examina un esquema de salto de precodificación que se diferencia del Ejemplo n.º 7 y del Ejemplo n.º 8 siendo  $\alpha \neq 1$ , y teniendo en cuenta la distancia en el plano complejo entre los puntos de recepción pobres.

10 En este caso, se usa el esquema de salto de precodificación para un periodo (ciclo) de tiempo de N intervalos de la Ecuación 174, y a partir de la Condición n.º 14, en todos los  $\Gamma$  terminales, hay un intervalo o menos que tiene puntos de recepción pobres para s1 entre los N intervalos en un periodo (ciclo) de tiempo. Por consiguiente, puede obtenerse la relación de probabilidad logarítmica para los bits transmitidos mediante s1(p) para al menos N - 1 intervalos. De manera similar, a partir de la Condición n.º 15, en todos los  $\Gamma$  terminales, hay un intervalo o menos que tiene puntos de recepción pobres para s2 entre los N intervalos en un periodo (ciclo) de tiempo. Por consiguiente, puede obtenerse la relación de probabilidad logarítmica para los bits transmitidos mediante s2(p) para al menos N - 1 intervalos.

15 Por lo tanto, es evidente que un valor mayor para N en el periodo (ciclo) de tiempo de N intervalos aumenta el número de intervalos en los que puede obtenerse la relación de probabilidad logarítmica.

20 Adicionalmente, puesto que la influencia de los componentes de onda dispersadas está también presente en un modelo de canal real, se considera que cuando el número de intervalos N en el periodo (ciclo) de tiempo está fijo, hay una posibilidad de calidad de recepción de datos mejorada si la distancia mínima en el plano complejo entre puntos de recepción pobres es tan grande como sea posible. Por consiguiente, en el contexto del Ejemplo n.º 7 y del Ejemplo n.º 8, se consideran esquemas de salto de precodificación en los que  $\alpha \neq 1$  y que mejoran el Ejemplo n.º 7 y el Ejemplo n.º 8. El esquema de precodificación que mejora el Ejemplo n.º 8 es más fácil de entender y se describe por lo tanto en primer lugar.

25 (Ejemplo n.º 9)

A partir de la Ecuación 186, se proporcionan las matrices de precodificación en un esquema de salto de precodificación de periodo (ciclo) de tiempo de N = 8 que mejora el Ejemplo n.º 8 en la siguiente ecuación.

Cálculo 200

Ecuación 190

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

30 En este punto,  $i = 0, 1, \dots, 7$ . Adicionalmente, pueden proporcionarse matrices de precodificación que se diferencian de la Ecuación 190 como sigue (donde  $i = 0, 1, \dots, 7$ , y donde  $\lambda$  y  $\theta_{11}[i]$  no cambian con el tiempo (aunque puede permitirse cambio)).

Cálculo 201  
Ecuación 191

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

o

5 Cálculo 202  
Ecuación 192

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

o

Cálculo 203  
10 Ecuación 193

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

o

Cálculo 204  
Ecuación 194

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

15

o

Cálculo 205  
Ecuación 195

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

20 o

Cálculo 206

Ecuación 196

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

o

5 Cálculo 207

Ecuación 197

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

Por lo tanto, los puntos de recepción pobres para s1 y s2 se representan como en la Figura 35A cuando  $\alpha < 1,0$  y como en la Figura 35B cuando  $\alpha > 1,0$ .

10 (i) Cuando  $\alpha < 1,0$

Cuando  $\alpha < 1,0$ , la distancia mínima en el plano complejo entre puntos de recepción pobres se representa como  $\min\{d_{n.º 1, n.º 2}, d_{n.º 1, n.º 3}\}$  cuando se centra en la distancia ( $d_{n.º 1, n.º 2}$ ) entre puntos de recepción pobres n.º 1 y n.º 2 y la distancia ( $d_{n.º 1, n.º 3}$ ) entre puntos de recepción pobres n.º 1 y n.º 3. En este caso, la relación entre  $\alpha$  y  $d_{n.º 1, n.º 2}$  y entre  $\alpha$  y  $d_{n.º 1, n.º 3}$  se muestra en la Figura 36. La  $\alpha$  que hace  $\min\{d_{n.º 1, n.º 2}, d_{n.º 1, n.º 3}\}$  lo mayor es como sigue.

15 Cálculo 208

Ecuación 198

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \approx 0,7938$$

La  $\min\{d_{n.º 1, n.º 2}, d_{n.º 1, n.º 3}\}$  en este caso es como sigue.

Cálculo 209

20 Ecuación 199

$$\min\{d_{n.º 1, n.º 2}, d_{n.º 1, n.º 3}\} = \frac{2A \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{8}\right)}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \approx 0,6076A$$

Por lo tanto, el esquema de precodificación que usa el valor de  $\alpha$  en la Ecuación 198 para las Ecuaciones 190-197 es eficaz. Estableciendo el valor de  $\alpha$  como en la Ecuación 198 es un esquema apropiado para obtener excelente

calidad de recepción de datos. Establecer  $\alpha$  a un valor cercano a la Ecuación 198, sin embargo, puede permitir de manera similar excelente calidad de recepción de datos. Por consiguiente, el valor al que se establece  $\alpha$  no está limitado a la Ecuación 198.

(ii) Cuando  $\alpha > 1,0$

- 5 Cuando  $\alpha > 1,0$ , la distancia mínima en el plano complejo entre puntos de recepción pobres se representa como  $\min\{d_{n.º 4, n.º 5}, d_{n.º 4, n.º 6}\}$  cuando se centra en la distancia ( $d_{n.º 4, n.º 5}$ ) entre los puntos de recepción pobres n.º 4 y n.º 5 y la distancia ( $d_{n.º 4, n.º 6}$ ) entre los puntos de recepción pobres n.º 4 y n.º 6. En este caso, la relación entre  $\alpha$  y  $d_{n.º 4, n.º 5}$  y entre  $\alpha$  y  $d_{n.º 4, n.º 6}$  se muestra en la Figura 37. La  $\alpha$  que hace  $\min\{d_{n.º 4, n.º 5}, d_{n.º 4, n.º 6}\}$  lo mayor es como sigue.

Cálculo 210

- 10 Ecuación 200

$$\alpha = \sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{8}\right)}$$

$$\approx 1,2596$$

La  $\min\{d_{n.º 4, n.º 5}, d_{n.º 4, n.º 6}\}$  en este caso es como sigue.

Cálculo 211

Ecuación 201

$$\min\{d_{n.º 4, n.º 5}, d_{n.º 4, n.º 6}\} = \frac{2A \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{8}\right)}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{8}\right)}}$$

$$\approx 0,6076A$$

- 15 Por lo tanto, el esquema de precodificación que usa el valor de  $\alpha$  en la Ecuación 200 para las Ecuaciones 190-197 es eficaz. Establecer el valor de  $\alpha$  como en la Ecuación 200 es un esquema apropiado para obtener excelente calidad de recepción de datos. Establecer  $\alpha$  a un valor cercano a la Ecuación 200, sin embargo, puede permitir de manera similar excelente calidad de recepción de datos. Por consiguiente, el valor al que se establece  $\alpha$  no está limitado a la Ecuación 200.
- 20 (Ejemplo n.º 10)

Basándose en la consideración del Ejemplo n.º 9, se proporcionan las matrices de precodificación en un esquema de salto de precodificación de periodo (ciclo) de tiempo de  $N = 16$  que mejora el Ejemplo n.º 7 en las siguientes ecuaciones (donde  $\lambda$  y  $\theta_{11}[i]$  no cambian con el tiempo (aunque puede permitirse cambio)).

- 25 Para  $i = 0, 1, \dots, 7$ :

Cálculo 212

Ecuación 202

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

Para  $i = 8, 9, \dots, 15$ :

Cálculo 213

Ecuación 203

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

o

5 Para  $i = 0, 1, \dots, 7$ :

Cálculo 214

Ecuación 204

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

Para  $i = 8, 9, \dots, 15$ :

10 Cálculo 215

Ecuación 205

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

o

Para  $i = 0, 1, \dots, 7$ :

15 Cálculo 216

Ecuación 206

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

Para  $i = 8, 9, \dots, 15$ :

Cálculo 217

20 Ecuación 207

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

o

Para  $i = 0, 1, \dots, 7$ :

Cálculo 218

Ecuación 208

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

5 Para  $i = 8, 9, \dots, 15$ :

Cálculo 219

Ecuación 209

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

o

10 Para  $i = 0, 1, \dots, 7$ :

Cálculo 220

Ecuación 210

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Para  $i = 8, 9, \dots, 15$ :

15 Cálculo 221

Ecuación 211

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

o

Para  $i = 0, 1, \dots, 7$ :

20

Cálculo 222

Ecuación 212

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Para  $i = 8, 9, \dots, 15$ :

5 Cálculo 223

Ecuación 213

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

o

Para  $i = 0, 1, \dots, 7$ :

10 Cálculo 224

Ecuación 214

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Para  $i = 8, 9, \dots, 15$ :

Cálculo 225

15 Ecuación 215

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

o

Para  $i = 0, 1, \dots, 7$ :

Cálculo 226

20 Ecuación 216

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Para  $i = 8, 9, \dots, 15$ :

Cálculo 227

Ecuación 217

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] + \lambda\right)} \end{pmatrix}$$

- 5 El valor de  $\alpha$  en la Ecuación 198 y en la Ecuación 200 es apropiado para obtener excelente calidad de recepción de datos. Los puntos de recepción pobres para  $s_1$  se representan como en las Figuras 38A y 38B cuando  $\alpha < 1,0$  y como en las Figuras 39A y 39B cuando  $\alpha > 1,0$ .

10 En la presente realización, se ha descrito el esquema para estructurar  $N$  diferentes matrices de precodificación para un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de  $N$  intervalos. En este caso, como las  $N$  diferentes matrices de precodificación, se preparan  $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N - 2], F[N - 1]$ . En la presente realización, se ha descrito un ejemplo de un esquema de transmisión de portadora única, y por lo tanto se ha descrito el caso de disponer los símbolos en el orden  $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N - 2], F[N - 1]$  en el dominio de tiempo (o el dominio de frecuencia). La presente invención no está limitada, sin embargo, de esta manera, y las  $N$  diferentes matrices de precodificación  $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N - 2], F[N - 1]$  generadas en la presente realización pueden adaptarse a un esquema de transmisión multi-portadora tal como un esquema de transmisión de OFDM o similares. Como en la realización 1, como un esquema de adaptación en este caso, pueden cambiarse los pesos de precodificación disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia y en el dominio de frecuencia-tiempo. Obsérvese que se ha descrito un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de  $N$  intervalos, pero pueden obtenerse los mismos efectos ventajosos usando aleatoriamente  $N$  diferentes matrices de precodificación. En otras palabras, las  $N$  diferentes matrices de precodificación no necesitan usarse necesariamente en un periodo (ciclo) regular.

25 Se han mostrado los ejemplos n.º 5 a n.º 10 basándose en las Condiciones n.º 10 a n.º 16. Sin embargo, para conseguir un esquema de salto de matriz de precodificación con un periodo (ciclo) más largo, el periodo (ciclo) para saltar entre matrices de precodificación puede prolongarse seleccionando, por ejemplo, seleccionando una pluralidad de ejemplos a partir de los Ejemplos n.º 5 a n.º 10 y usar las matrices de precodificación indicadas en los ejemplos seleccionados. Por ejemplo, puede conseguirse un esquema de salto de matriz de precodificación con un periodo (ciclo) más largo usando las matrices de precodificación indicadas en el Ejemplo n.º 7 y las matrices de precodificación indicadas en el Ejemplo n.º 10. En este caso, las Condiciones n.º 10 a n.º 16 no se observan necesariamente. (En la Ecuación 158 de la Condición n.º 10, la Ecuación 159 de la Condición n.º 11, la Ecuación 164 de la Condición n.º 13, la Ecuación 175 de la Condición n.º 14, y la Ecuación 176 de la Condición n.º 15, se hacen importantes para proporcionar la calidad de recepción excelente para que las condiciones "toda  $x$  y toda  $y$ " sean "existente  $x$  y existente  $y$ "). Cuando se observa desde una perspectiva diferente, en el esquema de salto de matriz de precodificación a través de un periodo (ciclo) de  $N$  intervalos (donde  $N$  es un número natural grande), la probabilidad de proporcionar la calidad de recepción excelente aumenta cuando se incluyen las matrices de precodificación de uno de los Ejemplos n.º 5 a n.º 10.

(Realización 7)

La presente realización describe la estructura de un dispositivo de recepción para recibir señales moduladas transmitidas mediante un esquema de transmisión que salta de manera regular entre matrices de precodificación como se describe en las realizaciones 1-6.

40 En la realización 1, se ha descrito el siguiente esquema. Un dispositivo de transmisión que transmite señales moduladas, usando un esquema de transmisión que salta de manera regular entre matrices de precodificación, transmite información con respecto a las matrices de precodificación. Basándose en esta información, un dispositivo de recepción obtiene información sobre el salto de matriz de precodificación regular usada en las tramas transmitidas, decodifica la precodificación, realiza detección, obtiene la relación de probabilidad logarítmica para los bits transmitidos y posteriormente realiza decodificación de corrección de errores.

La presente realización describe la estructura de un dispositivo de recepción, y un esquema para saltar entre matrices de precodificación, que se diferencia de la estructura y esquema anteriores.

50 La Figura 40 es un ejemplo de la estructura de un dispositivo de transmisión en la presente realización. Los elementos que operan de una manera similar a la Figura 3 llevan los mismos signos de referencia. Un grupo de codificador (4002) recibe bits de transmisión (4001) como entrada. El grupo de codificador (4002), como se describe en la realización 1, incluye una pluralidad de codificadores para codificación de corrección de errores, y basándose

en la señal de estructura de trama 313, operan un cierto número de codificadores, tal como un codificador, dos codificadores o cuatro codificadores.

5 Cuando opera un codificador, los bits de transmisión (4001) se codifican para producir bits de transmisión codificados. Los bits de transmisión codificados se asignan en dos partes, y el grupo de codificador (4002) emite los bits asignados (4003A) y los bits asignados (4003B).

Cuando operan dos codificadores, los bits de transmisión (4001) se dividen en dos (denominados como bits divididos A y B). El primer codificador recibe los bits divididos A como entrada, codifica los bits divididos A, y emite los bits codificados como los bits asignados (4003A). El segundo codificador recibe los bits divididos B como entrada, codifica los bits divididos B, y emite los bits codificados como los bits asignados (4003B).

10 Cuando operan cuatro codificadores, los bits de transmisión (4001) se dividen en cuatro (denominados como los bits divididos A, B, C y D). El primer codificador recibe los bits divididos A como entrada, codifica los bits divididos A, y emite los bits codificados A. El segundo codificador recibe los bits divididos B como entrada, codifica los bits divididos B, y emite los bits codificados B. El tercer codificador recibe los bits divididos C como entrada, codifica los bits divididos C, y emite los bits codificados C. El cuarto codificador recibe los bits divididos D como entrada, codifica los bits divididos D, y emite los bits codificados D. Los bits codificados A, B, C y D se dividen en los bits asignados (4003A) y los bits asignados (4003B).

15 El dispositivo de transmisión soporta un esquema de transmisión tal como, por ejemplo, la siguiente Tabla 1 (Tabla 1A y Tabla 1B).

Tabla 1A

Número de señales de transmisión moduladas (número de antenas de transmisión)	Esquema de modulación	Número de codificadores	Esquema de codificación de corrección de errores	Información de transmisión	Esquema de salto de matriz de precodificación
1	QPSK	1	A	00000000	-
			B	00000001	-
			C	00000010	-
	16QAM	1	A	00000011	-
			B	00000100	-
			C	00000101	-
	64QAM	1	A	00000110	-
			B	00000111	-
			C	00001000	-
	256QAM	1	A	00001001	-
			B	00001010	-
			c	00001011	-
1024 QAM	1	A	00001100	-	
		B	00001101	-	
		C	00001110	-	

20

Tabla 1B

Número de señales de transmisión moduladas (número de antenas de transmisión)	Esquema de modulación	Número de codificadores	Esquema de codificación de corrección de errores	Información de transmisión	Esquema de salto de matriz de precodificación
2	n.º 1: QPSK, n.º 2: QPSK	1	A	00001111	D
			B	00010000	D
			C	00010001	D
		2	A	00010010	E
			B	00010011	E
			C	00010100	E
	n.º 1: QPSK, n.º 2: 16QAM	1	A	00010101	D
			B	00010110	D
			C	00010111	D
		2	A	00011000	E
			B	00011001	E
			C	00011010	E
	n.º 1: 16QAM, n.º 2: 16QAM	1	A	00011011	D
			B	00011100	D
			C	00011101	D
		2	A	00011110	E
			B	00011111	E
			C	00100000	E
	n.º 1: 16QAM, n.º 2: 64QAM	1	A	00100001	D
			B	00100010	D
			C	00100011	D
		2	A	00100100	E
			B	00100101	E
			C	00100110	E
n.º 1: 64QAM, n.º 2: 64QAM	1	A	00100111	F	
		B	00101000	F	
		C	00101001	F	
	2	A	00101010	G	
		B	00101011	G	
		C	00101100	G	
n.º 1: 64QAM, n.º 2: 256QAM	1	A	00101101	F	
		B	00101110	F	
		C	00101111	F	
	2	A	00110000	G	
		B	00110001	G	
		C	00110010	G	

Número de señales de transmisión moduladas (número de antenas de transmisión)	Esquema de modulación	Número de codificadores	Esquema de codificación de corrección de errores	Información de transmisión	Esquema de salto de matriz de precodificación
	n.º 1: 256QAM, n.º 2: 256QAM	1	A	00110011	F
			B	00110100	F
			C	00110101	F
		2	A	00110110	G
			B	00110111	G
			C	00111000	G
		4	A	00111001	H
			B	00111010	H
			C	00111011	H
	n.º 1: 256QAM, n.º 2: 1024QAM	1	A	00111100	F
			B	00111101	F
			C	00111110	F
		2	A	00111111	G
			B	01000000	G
			C	01000001	G
		4	A	01000010	H
			B	01000011	H
			C	01000100	H
	n.º 1: 1024QAM, n.º 2: 1024QAM	1	A	01000101	F
			B	01000110	F
			C	01000111	F
		2	A	01001000	G
			B	01001001	G
			C	01001010	G
		4	A	01001011	H
			B	01001100	H
			C	01001101	H

Como se muestra en la Tabla 1, se soporta la transmisión de una señal de un flujo y la transmisión de una señal de dos flujos como el número de señales de transmisión (número de antenas de transmisión). Adicionalmente, se soportan QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM y 1024QAM como el esquema de modulación. En particular, cuando el número de señales de transmisión es dos, es posible establecer esquemas de modulación separados para el flujo n.º 1 y el flujo n.º 2. Por ejemplo, “n.º 1: 256QAM, n.º 2: 1024QAM” en la Tabla 1 indican que “el esquema de modulación del flujo n.º 1 es 256QAM, y el esquema de modulación del flujo n.º 2 es 1024QAM” (otras entradas en la tabla se expresan de manera similar). Se soportan tres tipos de esquemas de codificación de corrección de errores, A, B y C. En este caso, A, B y C pueden ser todos diferentes esquemas de codificación. A, B y C pueden ser también diferentes tasas de codificación, y A, B y C pueden ser esquemas de codificación con diferentes tamaños de bloque.

Las piezas de información de transmisión en la Tabla 1 se asignan a modos que definen un “número de señales de transmisión”, “esquema de modulación”, “número de codificadores” y “esquema de codificación de corrección de errores”. Por consiguiente, en el caso de “número de señales de transmisión: 2”, “esquema de modulación: n.º 1: 1024QAM, n.º 2: 1024QAM”, “número de codificadores: 4” y “esquema de codificación de corrección de errores: C”, por ejemplo, la información de transmisión se establece a 01001101. En la trama, el dispositivo de transmisión

transmite la información de transmisión y los datos de transmisión. Cuando se transmiten los datos de transmisión, en particular cuando el “número de señales de transmisión” es dos, se usa un “esquema de salto de matriz de precodificación” de acuerdo con la Tabla 1. En la Tabla 1, se preparan cinco tipos del “esquema de salto de matriz de precodificación”, D, E, F, G y H. El esquema de salto de matriz de precodificación se establece a uno de estos cinco tipos de acuerdo con la Tabla 1. Lo siguiente son, por ejemplo, maneras para implementar los cinco tipos diferentes.

Preparar cinco matrices de precodificación diferentes.

Usar cinco tipos diferentes de periodos (ciclos), por ejemplo un periodo (ciclo) de cuatro intervalos para D, un periodo (ciclo) de ocho intervalos para E, ....

Usar ambas matrices de precodificación diferentes y periodos (ciclo) diferentes.

La Figura 41 muestra un ejemplo de una estructura de trama de una señal modulada transmitida mediante el dispositivo de transmisión en la Figura 40. El dispositivo de transmisión se supone que soporta ajustes para tanto un modo para transmitir dos señales moduladas,  $z_1(t)$  y  $z_2(t)$ , como para un modo para transmitir una señal modulada.

En la Figura 41, el símbolo (4100) es un símbolo para transmitir la “información de transmisión” mostrada en la Tabla 1. Los símbolos (4101\_1) y (4101\_2) son símbolos de referencia (piloto) para estimación de canal. Los símbolos (4102\_1, 4103\_1) son símbolos de transmisión de datos para transmitir la señal modulada  $z_1(t)$ . Los símbolos (4102\_2, 4103\_2) son símbolos de transmisión de datos para transmitir la señal modulada  $z_2(t)$ . El símbolo (4102\_1) y el símbolo (4102\_2) se transmiten al mismo tiempo a lo largo de la misma (compartida/común) frecuencia, y el símbolo (4103\_1) y el símbolo (4103\_2) se transmiten al mismo tiempo a lo largo de la misma (compartida/común) frecuencia. Los símbolos (4102\_1, 4103\_1) y los símbolos (4102\_2, 4103\_2) son los símbolos después del cálculo de la matriz de precodificación que usa el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación descritas en las realizaciones 1-4 y en la realización 6 (Por lo tanto, como se describe en la realización 1, la estructura de los flujos  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  es como en la Figura 6).

Adicionalmente, en la Figura 41, el símbolo (4104) es un símbolo para transmitir la “información de transmisión” mostrada en la Tabla 1. El símbolo (4105) es un símbolo de referencia (piloto) para estimación de canal. Los símbolos (4106, 4107) son símbolos de transmisión de datos para transmitir la señal modulada  $z_1(t)$ . Los símbolos de transmisión de datos para transmitir la señal modulada  $z_1(t)$  no están precodificados, puesto que el número de señales de transmisión es uno.

Por consiguiente, el dispositivo de transmisión en la Figura 40 genera y transmite señales moduladas de acuerdo con la Tabla 1 y la estructura de trama en la Figura 41. En la Figura 40, la señal de estructura de trama 313 incluye información con respecto al “número de señales de transmisión”, “esquema de modulación”, “número de codificadores” y “esquema de codificación de corrección de errores” establecidos basándose en la Tabla 1. El codificador (4002), las unidades de mapeo 306A, B, y las unidades de ponderación 308A, B recibe la señal de estructura de trama como una entrada y opera basándose en el “número de señales de transmisión”, “esquema de modulación”, “número de codificadores” y “esquema de codificación de corrección de errores” que se establece basándose en la Tabla 1. La “información de transmisión” que corresponde al “número de señales de transmisión”, “esquema de modulación”, “número de codificadores” y “esquema de codificación de corrección de errores” establecidos se transmite también al dispositivo de recepción.

La estructura del dispositivo de recepción puede representarse de manera similar a la Figura 7 de la realización 1. La diferencia con la realización 1 es como sigue: puesto que el dispositivo de transmisión y el dispositivo de recepción almacenan la información en la Tabla 1 con antelación, el dispositivo de transmisión no necesita transmitir información para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, sino que en su lugar transmite “información de transmisión” que corresponde al “número de señales de transmisión”, “esquema de modulación”, “número de codificadores” y “esquema de codificación de corrección de errores”, y el dispositivo de recepción obtiene información para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a partir de la Tabla 1 recibiendo la “información de transmisión”. Por consiguiente, mediante la unidad de decodificación de información de control 709 que obtiene la “información de transmisión” transmitida mediante el dispositivo de transmisión en la Figura 40, el dispositivo de recepción en la Figura 7 obtiene, a partir de la información que corresponde a la Tabla 1, una señal 710 con respecto a información sobre el esquema de transmisión, como se notifica mediante el dispositivo de transmisión, que incluye información para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. Por lo tanto, cuando el número de señales de transmisión es dos, la unidad de procesamiento de señal 711 puede realizar detección basándose en un patrón de salto de matriz de precodificación para obtener relaciones de probabilidad logarítmica recibidas.

Obsérvese que en la descripción anterior, “información de transmisión” se establece con respecto al “número de señales de transmisión”, “esquema de modulación”, “número de codificadores” y “esquema de codificación de corrección de errores” como en la Tabla 1, y el esquema de salto de matriz de precodificación se establece con respecto a la “información de transmisión”. Sin embargo, no es necesario establecer la “información de transmisión” con respecto al “número de señales de transmisión”, “esquema de modulación”, “número de codificadores” y

“esquema de codificación de corrección de errores”. Por ejemplo, como en la Tabla 2, la “información de transmisión” puede establecerse con respecto al “número de señales de transmisión” y “esquema de modulación”, y el esquema de salto de matriz de precodificación puede establecerse con respecto a la “información de transmisión”.

Tabla 2

Número de señales de transmisión moduladas (número de antenas de transmisión)	Esquema de modulación	Información de transmisión	Esquema de salto de matriz de precodificación
1	QPSK	00000	-
	16QAM	00001	-
	64QAM	00010	-
	256QAM	00011	-
	1024QAM	00100	-
2	n.º 1: QPSK, n.º 2: QPSK	10000	D
	n.º 1: QPSK, n.º 2: 16QAM	10001	E
	n.º 1: 16QAM, n.º 2: 16QAM	10010	E
	n.º 1: 16QAM, n.º 2: 64QAM	10011	E
	n.º 1: 64QAM, n.º 2: 64QAM	10100	F
	n.º 1: 64QAM, n.º 2: 256QAM	10101	F
	n.º 1: 256QAM, n.º 2: 256QAM	10110	G
	n.º 1: 256QAM, n.º 2: 1024QAM	10111	G
	n.º 1: 1024QAM, n.º 2: 1024QAM	11000	H

- 5 En este contexto, la “información de transmisión” y el esquema para establecer el esquema de salto de matriz de precodificación no están limitados a las Tablas 1 y 2. Siempre que se determine una regla con antelación para saltar el esquema de salto de matriz de precodificación basándose en parámetros de transmisión, tales como el “número de señales de transmisión”, “esquema de modulación”, “número de codificadores”, “esquema de codificación de corrección de errores” o similares (siempre que el dispositivo de transmisión y el dispositivo de recepción compartan una regla predeterminada, o en otras palabras, si el esquema de salto de matriz de precodificación se salta basándose en cualquiera de los parámetros de transmisión (o en cualquier pluralidad de los parámetros de transmisión)), el dispositivo de transmisión no necesita transmitir información con respecto al esquema de salto de matriz de precodificación. El dispositivo de recepción puede identificar el esquema de salto de matriz de precodificación usado mediante el dispositivo de transmisión identificando la información sobre los parámetros de transmisión y por lo tanto puede realizar con precisión decodificación y detección. Obsérvese que en las Tablas 1 y 2, se usa un esquema de transmisión que salta de manera regular entre matrices de precodificación cuando el número de señales de transmisión moduladas es dos, pero puede usarse un esquema de transmisión que salta de manera regular entre matrices de precodificación cuando el número de señales de transmisión moduladas es dos o mayor.
- 10
- 15
- 20 Por consiguiente, si el dispositivo de transmisión y el dispositivo de recepción comparten una tabla con respecto a patrones de transmisión que incluyen información sobre los esquemas de salto de precodificación, el dispositivo de transmisión no necesita transmitir información con respecto al esquema de salto de precodificación, transmitiendo en su lugar información de control que no incluye información con respecto al esquema de salto de precodificación, y el dispositivo de recepción puede deducir el esquema de salto de precodificación obteniendo esta información de control.
- 25

5 Como se ha descrito anteriormente, en la presente realización, el dispositivo de transmisión no transmite información directamente relacionada con el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. En su lugar, se ha descrito un esquema en el que el dispositivo de recepción deduce información con respecto a precodificación para el “esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación” usado mediante el dispositivo de transmisión. Este esquema produce el efecto ventajoso de eficacia de transmisión de datos mejorada como resultado de que el dispositivo de transmisión no transmite información directamente relacionada con el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación.

10 Obsérvese que la presente realización se ha descrito cambiando pesos de precodificación en el dominio de tiempo, pero como se describe en la realización 1, la presente invención puede realizarse de manera similar cuando se usa un esquema de transmisión multi-portadora tal como OFDM o similares.

En particular, cuando el esquema de salto de precodificación únicamente cambia dependiendo del número de señales de transmisión, el dispositivo de recepción puede aprender el esquema de salto de precodificación obteniendo información, transmitida mediante el dispositivo de transmisión, sobre el número de señales de transmisión.

15 En la presente descripción, se considera que un dispositivo de comunicaciones/difusión tal como una estación de difusión, una estación base, un punto de acceso, un terminal, un teléfono móvil, o similar se proporciona con el dispositivo de transmisión, y que un dispositivo de comunicaciones tal como una televisión, radio, terminal, ordenador personal, teléfono móvil, punto de acceso, estación base o similar se proporciona con el dispositivo de recepción. Adicionalmente, se considera que el dispositivo de transmisión y el dispositivo de recepción en la presente descripción tienen una función de comunicaciones y que son capaces de conectarse mediante algún tipo de interfaz a un dispositivo para ejecutar aplicaciones para una televisión, radio, ordenador personal, teléfono móvil o similar.

20 Adicionalmente, en la presente realización, los símbolos distintos de los símbolos de datos, tales como símbolos piloto (preámbulo, palabra única, epílogo, símbolo de referencia y similares), símbolos para información de control y similares pueden disponerse en la trama de cualquier manera. Aunque se han usado en este punto las expresiones “símbolo piloto” y “símbolos para información de control”, puede usarse cualquier término, puesto que la propia función es lo que es importante.

30 Es suficiente para un símbolo piloto, por ejemplo, ser un símbolo conocido modulado con modulación PSK en los dispositivos de transmisión y de recepción (o para que el dispositivo de recepción pueda sincronizar para conocer el símbolo transmitido mediante el dispositivo de transmisión). El dispositivo de recepción usa este símbolo para sincronización de frecuencia, sincronización de tiempo, estimación de canal (estimación de Información de Estado de Canal (CSI) para cada señal modulada), detección de señales y similares.

35 Un símbolo para información de control es para transmitir información distinta de datos (de aplicaciones o similares) que necesitan transmitirse al compañero de comunicación para conseguir comunicación (por ejemplo, el esquema de modulación, esquema de codificación de corrección de errores, tasa de codificación del esquema de codificación de corrección de errores, establecer la información en la capa superior y similares).

40 Obsérvese que la presente invención no está limitada a las realizaciones anteriores 1-5 y que puede realizarse con diversas modificaciones. Por ejemplo, las realizaciones anteriores describen dispositivos de comunicaciones, pero la presente invención no está limitada a estos dispositivos y puede implementarse como software para el esquema de comunicaciones correspondiente.

45 Adicionalmente, se ha descrito un esquema de salto de precodificación usado en un esquema para transmitir dos señales moduladas desde dos antenas, pero la presente invención no está limitada de esta manera. La presente invención puede realizarse también como un esquema de salto de precodificación para cambiar de manera similar pesos (matrices) de precodificación en el contexto de un esquema por el que se precodifican cuatro señales mapeadas para generar cuatro señales moduladas que se transmiten desde cuatro antenas, o más generalmente, por el que N señales mapeadas se precodifican para generar N señales moduladas que se transmiten desde N antenas.

50 En la descripción, se usan términos tales como “precodificación” y expresiones tales como “peso de precodificación”, pero puede usarse cualquier otro término. Lo que importa en la presente invención es el procesamiento de señal real.

Pueden transmitirse diferentes datos en los flujos  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$ , o pueden transmitirse los mismos datos.

Cada una de las antenas de transmisión del dispositivo de transmisión y las antenas de recepción del dispositivo de recepción mostradas en las figuras pueden formarse mediante una pluralidad de antenas.

55 Los programas para ejecutar el esquema de transmisión anterior pueden almacenarse con antelación, por ejemplo, en Memoria de Sólo Lectura (ROM) y puede provocarse que se operen mediante una Unidad de Procesamiento Central (CPU).

Adicionalmente, los programas para ejecutar el esquema de transmisión anterior pueden almacenarse en un medio de grabación legible por ordenador, los programas almacenados en el medio de grabación pueden cargarse en la Memoria de Acceso Aleatorio (RAM) del ordenador, y puede provocarse que el ordenador opere de acuerdo con los programas.

5 Los componentes en las realizaciones anteriores pueden ensamblarse normalmente como una Integración a Gran Escala (LSI), un tipo de circuito integrado. Los componentes individuales pueden fabricarse respectivamente en chips discretos, o parte o todos los componentes en cada realización pueden fabricarse en un chip. Aunque se ha hecho referencia a un LSI, las expresiones Circuito Integrado (IC), sistema LSI, súper LSI o ultra LSI pueden usarse dependiendo del grado de integración. Adicionalmente, el esquema para ensamblar circuitos integrados no está  
10 limitado a LSI, y puede usarse un circuito especializado o un procesador de fin general. Puede usarse un Campo de Matrices de Puertas Programables (FPGA), que es programable después de que se fabrique el LSI, o un procesador reconfigurable, que permite la reconfiguración de las conexiones y ajustes de celdas de circuito dentro del LSI.

Adicionalmente, si surge tecnología para formar circuitos integrados que sustituye a LSI, debido a los avances en la tecnología de semiconductores o a otra tecnología derivada, la integración de los bloques funcionales puede  
15 conseguirse naturalmente usando tal tecnología. La aplicación de biotecnología o similar es posible.

(Realización 8)

La presente realización describe una aplicación del esquema descrito en las realizaciones 1-4 y en la realización 6 para saltar de manera regular entre pesos de precodificación.

La Figura 6 se refiere al esquema de ponderación (esquema de precodificación) en la presente realización. La  
20 unidad de ponderación 600 integra las unidades de ponderación 308A y 308B en la Figura 3. Como se muestra en la Figura 6, el flujo  $s1(t)$  y el flujo  $s2(t)$  corresponden a las señales de banda base 307A y 307B en la Figura 3. En otras palabras, los flujos  $s1(t)$  y  $s2(t)$  son los componentes en fase I y los componentes de cuadratura Q de la señal de banda base cuando se mapean de acuerdo con un esquema de modulación tal como QPSK, 16QAM, 64QAM o similares. Como se indica mediante la estructura de trama de la Figura 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, el  
25 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 recibe las señales de banda base 307A ( $s1(t)$ ) y 307B ( $s2(t)$ ) y la información 315 con respecto a la información de ponderación en la Figura 3 como entradas, realiza ponderación de acuerdo con la información 315 con respecto a ponderación, y emite las señales 309A ( $z1(t)$ ) y 309B ( $z2(t)$ ) después  
30 de ponderar en la Figura 3.

En este punto, cuando por ejemplo se usa un esquema de salto de matriz de precodificación con un periodo (ciclo) de  $N = 8$  como en el Ejemplo n.º 8 en la realización 6,  $z1(t)$  y  $z2(t)$  se representan como sigue.

Para el número de símbolo  $8i$  (donde  $i$  es un entero mayor que o igual a cero):

Cálculo 228

35 Ecuación 218

$$\begin{pmatrix} z1(8i) \\ z2(8i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i) \\ s2(8i) \end{pmatrix}$$

En este punto,  $j$  es una unidad imaginaria, y  $k = 0$ .

Para el número de símbolo  $8i + 1$ :

Cálculo 229

40 Ecuación 219

$$\begin{pmatrix} z1(8i + 1) \\ z2(8i + 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i + 1) \\ s2(8i + 1) \end{pmatrix}$$

En este punto,  $k = 1$ . Para el número de símbolo  $8i + 2$ :

Cálculo 230

Ecuación 220

$$\begin{pmatrix} z1(8i + 2) \\ z2(8i + 2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i + 2) \\ s2(8i + 2) \end{pmatrix}$$

En este punto, k = 2.

- 5 Para el número de símbolo 8i + 3:

Cálculo 231

Ecuación 221

$$\begin{pmatrix} z1(8i + 3) \\ z2(8i + 3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i + 3) \\ s2(8i + 3) \end{pmatrix}$$

En este punto, k = 3.

- 10 Para el número de símbolo 8i + 4:

Cálculo 232

Ecuación 222

$$\begin{pmatrix} z1(8i + 4) \\ z2(8i + 4) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i + 4) \\ s2(8i + 4) \end{pmatrix}$$

En este punto, k = 4.

- 15 Para el número de símbolo 8i + 5:

Cálculo 233

Ecuación 223

$$\begin{pmatrix} z1(8i + 5) \\ z2(8i + 5) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i + 5) \\ s2(8i + 5) \end{pmatrix}$$

En este punto, k = 5.

- 20 Para el número de símbolo 8i + 6:

Cálculo 234

Ecuación 224

$$\begin{pmatrix} z1(8i + 6) \\ z2(8i + 6) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i + 6) \\ s2(8i + 6) \end{pmatrix}$$

En este punto,  $k = 6$ .

Para el número de símbolo  $8i + 7$ :

Cálculo 235

Ecuación 225

$$\begin{pmatrix} z1(8i + 7) \\ z2(8i + 7) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i + 7) \\ s2(8i + 7) \end{pmatrix}$$

5

En este punto,  $k = 7$ .

Los números de símbolo mostrados en este punto pueden considerarse para indicar tiempo. Como se describe en otras realizaciones, en la Ecuación 225, por ejemplo,  $z1(8i + 7)$  y  $z2(8i + 7)$  en el tiempo  $8i + 7$  son señales al mismo tiempo, y el dispositivo de transmisión transmite  $z1(8i + 7)$  y  $z2(8i + 7)$  a través de la misma (compartida/común) frecuencia. En otras palabras, siendo las señales en el tiempo  $T$   $s1(T)$ ,  $s2(T)$ ,  $z1(T)$ , y  $z2(T)$ , entonces  $z1(T)$  y  $z2(T)$  se buscan a partir de algún tipo de matrices de precodificación y a partir de  $s1(T)$  y  $s2(T)$ , y el dispositivo de transmisión transmite  $z1(T)$  y  $z2(T)$  a través de la misma (compartida/común) frecuencia (al mismo tiempo). Adicionalmente, en el caso de usar un esquema de transmisión multi-portadora tal como OFDM o similares, y siendo las señales que corresponden a  $s1$ ,  $s2$ ,  $z1$ , y  $z2$  para la (sub)portadora  $L$  y el tiempo  $T$   $s1(T, L)$ ,  $s2(T, L)$ ,  $z1(T, L)$ , y  $z2(T, L)$ , entonces se buscan  $z1(T, L)$  y  $z2(T, L)$  a partir de algún tipo de matrices de precodificación y a partir de  $s1(T, L)$  y  $s2(T, L)$ , y el dispositivo de transmisión transmite  $z1(T, L)$  y  $z2(T, L)$  a través de la misma (compartida/común) frecuencia (al mismo tiempo).

10

15

En este caso, el valor apropiado de  $\alpha$  se proporciona mediante la Ecuación 198 o la Ecuación 200.

La presente realización describe un esquema de salto de precodificación que aumenta el tamaño de periodo (ciclo), basándose en las matrices de precodificación anteriormente descritas de la Ecuación 190.

20

Siendo el periodo (ciclo) del esquema de salto de precodificación  $8M$ ,  $8M$  se representan diferentes matrices de precodificación como sigue.

Cálculo 236

Ecuación 226

$$\mathbf{F}[8 \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{k\pi}{4M}\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{k\pi}{4M} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

25

En este caso,  $i = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ , y  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

Por ejemplo, siendo  $M = 2$  y  $\alpha < 1$ , los puntos de recepción pobres para  $s1$  (○) y para  $s2$  (□) en  $k = 0$  se representan como en la Figura 42A. De manera similar, los puntos de recepción pobres para  $s1$  (○) y para  $s2$  (□) en  $k = 1$  se representan como en la Figura 42B. De esta manera, basándose en las matrices de precodificación en la Ecuación 190, los puntos de recepción pobres son como en la Figura 42A, y usando, como las matrices de precodificación, las matrices producidas multiplicando cada término en la segunda línea en el lado de la derecha de la Ecuación 190 por  $e^{jx}$  (véase Ecuación 226), los puntos de recepción pobres se rotan con respecto a la Figura 42A (véase la Figura 42B). (Obsérvese que los puntos de recepción pobres en la Figura 42A y en la Figura 42B no solapan. Incluso cuando se multiplica por  $e^{jx}$ , los puntos de recepción pobres no deberían solapar, como en este caso. Adicionalmente, las matrices producidas multiplicando cada término en la primera línea en el lado de la derecha de la Ecuación 190, en lugar de en la segunda línea en el lado de la derecha de la Ecuación 190, por  $e^{jx}$  pueden usarse como las matrices de precodificación). En este caso, las matrices de precodificación  $F[0]$ - $F[15]$  se representan como sigue.

30

35

Cálculo 237

Ecuación 227

$$F[8 \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha x e^{j0} \\ \alpha x e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + Xk\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + Xk + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

En este punto,  $i = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ , y  $k = 0, 1$ .

- 5 En este caso, cuando  $M = 2$ , se generan las matrices de precodificación  $F[0]$ - $F[15]$  (las matrices de precodificación  $F[0]$ - $F[15]$  pueden estar en cualquier orden, y las matrices  $F[0]$ - $F[15]$  pueden ser cada una diferentes). El número de símbolo  $16i$  puede precodificarse usando  $F[0]$ , el número de símbolo  $16i + 1$  puede precodificarse usando  $F[1]$ , ..., y el número de símbolo  $16i + h$  puede precodificarse usando  $F[h]$ , por ejemplo ( $h = 0, 1, 2, \dots, 14, 15$ ). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular).
- 10

Resumiendo las consideraciones anteriores, con referencia a las Ecuaciones 82-85, se representan las matrices de precodificación de periodo (ciclo)  $N$  mediante la siguiente ecuación.

Cálculo 238

Ecuación 228

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha x e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha x e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

- 15 En este punto, puesto que el periodo (ciclo) tiene  $N$  intervalos,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ . Adicionalmente, las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $N \times M$  basándose en la Ecuación 228 se representan mediante la siguiente ecuación.

Cálculo 239

- 20 Ecuación 229

$$F[N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha x e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha x e^{j(\theta_{21}(i) + X_k)} & e^{j(\theta_{21}(i) + X_k + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

En este caso,  $i = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ , y  $k = 0, 1, \dots, M-2, M-1$ .

- 25 Se generan por lo tanto las matrices de precodificación  $F[0]$ - $F[N \times M - 1]$  (las matrices de precodificación  $F[0]$ - $F[N \times M - 1]$  pueden estar en cualquier orden para los  $N \times M$  intervalos en el periodo (ciclo)). El número de símbolo  $N \times M \times i$  puede precodificarse usando  $F[0]$ , el número de símbolo  $N \times M \times i + 1$  puede precodificarse usando  $F[1]$ , ..., y el número de símbolo  $N \times M \times i + h$  puede precodificarse usando  $F[h]$ , por ejemplo ( $h = 0, 1, 2, \dots, N \times M - 2, N \times M - 1$ ). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular).

- 30 Generar las matrices de precodificación de esta manera consigue un esquema de salto de matriz de precodificación con un periodo (ciclo) grande, que permite que se cambie fácilmente la posición de puntos de recepción pobres, que puede conducir a calidad de recepción de datos mejorada. Obsérvese que mientras que las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $N \times M$  se han establecido a la Ecuación 229, las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $N \times M$  pueden establecerse a la siguiente ecuación, como se ha descrito anteriormente.

Cálculo 240

Ecuación 230

$$F[N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}(i) + X_k)} & \alpha x e^{j(\theta_{11}(i) + X_k + \lambda)} \\ \alpha x e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

En este caso,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ , y  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

- 5 En las Ecuaciones 229 y 230, cuando  $0$  radianes  $< \delta < 2\pi$  radianes, las matrices son una matriz unitaria cuando  $\delta = \pi$  radianes y son una matriz no unitaria cuando  $\delta \neq \pi$  radianes. En el presente esquema, el uso de una matriz no unitaria para  $\pi/2$  radianes  $\leq |\delta| < \pi$  radianes es una estructura característica (siendo las condiciones para  $\delta$  similares a otras realizaciones), y se obtiene excelente calidad de recepción de datos. El uso de una matriz unitaria es otra estructura, y como se describe en detalle en la realización 10 y en realización 16, si  $N$  es un número impar en las Ecuaciones 229 y 230, la probabilidad de obtener excelente calidad de recepción de datos aumenta.

(Realización 9)

La presente realización describe un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación usando una matriz unitaria.

- 15 Como se describe en la realización 8, en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con  $N$  intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los  $N$  intervalos con referencia a las Ecuaciones 82-85 se representan como sigue.

Cálculo 241

Ecuación 231

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha x e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha x e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

- 20 En este caso,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ . (Siendo  $\alpha > 0$ ). Puesto que se usa una matriz unitaria en la presente realización, las matrices de precodificación en la Ecuación 231 pueden representarse como sigue.

Cálculo 242

Ecuación 232

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha x e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha x e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

- 25 En este caso,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ . (Siendo  $\alpha > 0$ ). A partir de la Condición n.º 5 (Cálculo 106) y de la Condición n.º 6 (Cálculo 107) en la realización 3, la siguiente condición es importante para conseguir excelente calidad de recepción de datos.

Cálculo 243

Condición n.º 17

- 30  $e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))}$  para  $\forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$

( $x$  es  $0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ ;  $y$  es  $0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ ; y  $x \neq y$ ).

Cálculo 244

Condición n.º 18

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0,1,2, \dots, N-2, N-1)$$

(x es 0, 1,2, ..., N-2, N-1; y es 0, 1,2, ...,N-2,N-1; y x ≠ y).

- 5 La realización 6 describe la distancia entre puntos de recepción pobres. Para aumentar la distancia entre puntos de recepción pobres, es importante que el número de intervalos N sea un número impar tres o mayor. Lo siguiente explica este punto.

Para distribuir los puntos de recepción pobres de manera par con respecto a la fase en el plano complejo, como se describe en la realización 6, se proporcionan la Condición n.º 19 y la Condición n.º 20.

10 Cálculo 245

Condición n.º 19

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0,1,2, \dots, N-2)$$

Cálculo 246

Condición n.º 20

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0,1,2, \dots, N-2)$$

- 15 En otras palabras, la Condición n.º 19 significa que la diferencia en fase es  $2\pi/N$  radianes. Por otra parte, la Condición n.º 20 significa que la diferencia en fase es  $-2\pi/N$  radianes.

- 20 Siendo  $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$  radianes, y siendo  $\alpha < 1$ , la distribución de puntos de recepción pobres para s1 y para s2 en el plano complejo para un periodo (ciclo) de  $N = 3$  se muestra en la Figura 43A, y la distribución de puntos de recepción pobres para s1 y para s2 en el plano complejo para un periodo (ciclo) de  $N = 4$  se muestra en la Figura 43B. Siendo  $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$  radianes, y siendo  $\alpha > 1$ , la distribución de puntos de recepción pobres para s1 y para s2 en el plano complejo para un periodo (ciclo) de  $N = 3$  se muestra en la Figura 44A, y la distribución de puntos de recepción pobres para s1 y para s2 en el plano complejo para un periodo (ciclo) de  $N = 4$  se muestra en la Figura 44B.

- 25 En este caso, cuando se considera la fase entre un segmento de línea desde el origen a un punto de recepción pobre y una línea media a lo largo del eje real definida mediante el número real  $\geq 0$  (véase la Figura 43A), entonces para cualquier  $\alpha > 1$  o  $\alpha < 1$ , cuando  $N = 4$ , tiene lugar siempre el caso en el que la fase para los puntos de recepción pobres para s1 y la fase para los puntos de recepción pobres para s2 son el mismo valor. (Véase 4301, 4302 en la Figura 43B, y 4401, 4402 en la Figura 44B). En este caso, en el plano complejo, la distancia entre puntos de recepción pobres se hace pequeña. Por otra parte, cuando  $N = 3$ , la fase para los puntos de recepción pobres para s1 y la fase para los puntos de recepción pobres para s2 nunca son el mismo valor.

- 30 Basándose en lo anterior, considerando cómo tiene lugar siempre el caso en el que la fase para los puntos de recepción pobres para s1 y la fase para los puntos de recepción pobres para s2 son el mismo valor cuando el número de intervalos N en el periodo (ciclo) es un número par, establecer el número de intervalos N en el periodo (ciclo) a un número impar aumenta la probabilidad de una mayor distancia entre puntos de recepción pobres en el plano complejo en comparación con cuando el número de intervalos N en el periodo (ciclo) es un número par. Sin embargo, cuando el número de intervalos N en el periodo (ciclo) es pequeño, por ejemplo cuando  $N \leq 16$ , la distancia mínima entre puntos de recepción pobres en el plano complejo puede garantizarse para que sea una cierta longitud, puesto que el número de puntos de recepción pobres es pequeño. Por consiguiente, cuando  $N \leq 16$ , incluso si N es un número par, existen casos donde puede garantizarse la calidad de recepción de datos.

Por lo tanto, en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación basándose en la

5 Ecuación 232, cuando el número de intervalos N en el periodo (ciclo) se establece a un número impar, la probabilidad de mejorar calidad de recepción de datos es alta. Las matrices de precodificación F[0]-F[N - 1] se generan basándose en la Ecuación 232 (las matrices de precodificación F[0]-F[N - 1] pueden estar en cualquier orden para los N intervalos en el periodo (ciclo)). El número de símbolo Ni puede precodificarse usando F[0], el número de símbolo Ni + 1 puede precodificarse usando F[1], ..., y el número de símbolo N × i + h puede precodificarse usando F[h], por ejemplo (h = 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular). Adicionalmente, cuando el esquema de modulación para tanto s1 como s2 es 16QAM, si α se establece como sigue,

Cálculo 247

10 Ecuación 233

$$\alpha = \frac{\sqrt{2} + 4}{\sqrt{2} + 2}$$

el efecto ventajoso de aumentar la distancia mínima entre  $16 \times 16 = 256$  puntos de señal en el plano I-Q para un entorno de LOS específico puede conseguirse.

15 En la presente realización, se ha descrito el esquema para estructurar N diferentes matrices de precodificación para un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de intervalo N. En este caso, como las N diferentes matrices de precodificación, se preparan F[0], F[1], F[2], ..., F[N - 2], F[N - 1]. En la presente realización, se ha descrito un ejemplo de un esquema de transmisión de portadora única, y por lo tanto se ha descrito el caso de disponer los símbolos en el orden F[0], F[1], F[2], ..., F[N - 2], F[N - 1] en el dominio de tiempo (o el dominio de frecuencia). La presente invención, sin embargo, no está limitada de esta manera, y las N diferentes matrices de precodificación F[0], F[1], F[2], ..., F[N - 2], F[N - 1] generadas en la presente realización pueden adaptarse a un esquema de transmisión multi-portadora tal como un esquema de transmisión de OFDM o similares. Como en la realización 1, como un esquema de adaptación en este caso, pueden cambiarse los pesos de precodificación disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia y en el dominio de frecuencia-tiempo. Obsérvese que se ha descrito un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de N intervalos, pero pueden obtenerse los mismos efectos ventajosos usando aleatoriamente N diferentes matrices de precodificación. En otras palabras, las N diferentes matrices de precodificación no necesitan usarse necesariamente en un periodo (ciclo) regular.

25 Adicionalmente, en el esquema de salto de matriz de precodificación a través de un periodo (ciclo) de H intervalos (siendo H un número natural mayor que el número de N intervalos en el periodo (ciclo) del esquema anterior para saltar de manera regular entre matrices de precodificación), cuando se incluyen las N diferentes matrices de precodificación de la presente realización, la probabilidad de la calidad de recepción excelente aumenta. En este caso, la Condición n.º 17 y la Condición n.º 18 pueden sustituirse por las siguientes condiciones. (El número de intervalos en el periodo (ciclo) se considera que es N).

Cálculo 248

35 Condición n.º 17'

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{para } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

(x es 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1; y es 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1; y x ≠ y).

Cálculo 249

Condición n.º 18'

40 
$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \pi)} \quad \text{para } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

(x es 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1; y es 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1; y x ≠ y).

(Realización 10)

La presente realización describe un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación usando una matriz unitaria que se diferencia del ejemplo en la realización 9.

En el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con 2N intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los 2N intervalos se representan como sigue.

Cálculo 250

Ecuación 234

para  $i = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ :

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

5

Siendo  $\alpha$  un valor fijo (que no depende de  $i$ ), donde  $\alpha > 0$ .

Cálculo 251

Ecuación 235

para  $i = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ :

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

10 Siendo  $\alpha$  un valor fijo (que no depende de  $i$ ), donde  $\alpha > 0$ . (Siendo  $\alpha$  en la Ecuación 234 y  $\alpha$  en la Ecuación 235 el mismo valor).

A partir de la Condición n.º 5 (Cálculo 106) y de la Condición n.º 6 (Cálculo 107) en la realización 3, las siguientes condiciones son importantes en la Ecuación 234 para conseguir excelente calidad de recepción de datos.

Cálculo 252

15 Condición n.º 21

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

( $x$  es 0, 1, 2, ...,  $N-2, N-1$ ;  $y$  es 0, 1, 2, ...,  $N-2, N-1$ ;  $x \neq y$ ).

Cálculo 253

Condición n.º 22

$$20 \quad e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

( $x$  es 0, 1, 2, ...,  $N-2, N-1$ ;  $y$  es 0, 1, 2, ...,  $N-2, N-1$ ;  $x \neq y$ ).

Además se considera la siguiente condición.

Cálculo 254

Condición n.º 23

$$25 \quad \theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{para } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

y

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y + N) \quad \text{para } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

A continuación para distribuir los puntos de recepción pobres de manera par con respecto a la fase en el plano complejo, como se describe en la realización 6, se proporcionan la Condición n.º 24 y la Condición n.º 25.

Cálculo 255

5 Condición n.º 24

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N - 2)$$

Cálculo 256

Condición n.º 25

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N - 2)$$

10 En otras palabras, la Condición n.º 24 significa que la diferencia en fase es  $2\pi/N$  radianes. Por otra parte, la Condición n.º 25 significa que la diferencia en fase es  $-2\pi/N$  radianes.

Siendo  $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$  radianes, y siendo  $\alpha > 1$ , la distribución de puntos de recepción pobres para s1 y para s2 en el plano complejo cuando  $N = 4$  se muestra en las Figuras 45A y 45B. Como es evidente a partir de las Figuras 45A y 45B, en el plano complejo, la distancia mínima entre puntos de recepción pobres para s1 se mantiene grande, y de manera similar, la distancia mínima entre puntos de recepción pobres para s2 se mantiene también grande. 15 Se crean condiciones similares cuando  $\alpha < 1$ . Adicionalmente, haciendo las mismas consideraciones como en la realización 9, la probabilidad de una distancia mayor entre puntos de recepción pobres en el plano complejo aumenta cuando  $N$  es un número impar en comparación con cuando  $N$  es un número par. Sin embargo, cuando  $N$  es pequeño, por ejemplo cuando  $N \leq 16$ , la distancia mínima entre puntos de recepción pobres en el plano complejo puede garantizarse para que sea una cierta longitud, puesto que el número de puntos de recepción pobres es pequeño. Por consiguiente, cuando  $N \leq 16$ , incluso si  $N$  es un número par, existen casos donde puede garantizarse la calidad de recepción de datos. 20

Por lo tanto, en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación basándose en las Ecuaciones 234 y 235, cuando  $N$  se establece a un número impar, la probabilidad de mejorar calidad de recepción de datos es alta. Las matrices de precodificación  $F[0]-F[2N - 1]$  se generan basándose en las Ecuaciones 234 y 235 25 (las matrices de precodificación  $F[0]-F[2N - 1]$  pueden disponerse en cualquier orden para los  $2N$  intervalos en el periodo (ciclo)). El número de símbolo  $2Ni$  puede precodificarse usando  $F[0]$ , el número de símbolo  $2Ni + 1$  puede precodificarse usando  $F[1]$ , ..., y el número de símbolo  $2N \times i + h$  puede precodificarse usando  $F[h]$ , por ejemplo ( $h = 0, 1, 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ ). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular). Adicionalmente, cuando el esquema de modulación para tanto s1 como s2 es 16QAM, si  $\alpha$  se establece como en la Ecuación 233, el efecto ventajoso de aumentar la distancia mínima entre  $16 \times 16 = 256$  puntos de señal en el plano I-Q para un entorno de LOS específico puede conseguirse. 30

Las siguientes condiciones son posibles como las condiciones que se diferencian de la Condición n.º 23:

Cálculo 257

35 Condición n.º 26

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1)$$

(donde  $x$  es  $N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ ;  $y$  es  $N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ ;  $y \neq x$ ).

Cálculo 258

Condición n.º 27

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

(donde x es N, N + 1, N + 2, ..., 2N - 2, 2N - 1; y es N, N + 1, N + 2, ..., 2N - 2, 2N - 1; y x ≠ y).

- 5 En este caso, satisfaciendo la Condición n.º 21, la Condición n.º 22, la Condición n.º 26 y la Condición n.º 27, se aumenta la distancia en el plano complejo entre puntos de recepción pobres para s1, como es la distancia entre puntos de recepción pobres para s2, consiguiendo de esta manera excelente calidad de recepción de datos.

10 En la presente realización, se ha descrito el esquema para estructurar 2N diferentes matrices de precodificación para un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de intervalo 2N. En este caso, como las 2N diferentes matrices de precodificación, se preparan F[0], F[1], F[2], ..., F[2N - 2], F[2N - 1]. En la presente realización, se ha descrito un ejemplo de un esquema de transmisión de portadora única, y por lo tanto se ha descrito el caso de disponer los símbolos en el orden F[0], F[1], F[2], ..., F[2N - 2], F[2N - 1] en el dominio de tiempo (o el dominio de frecuencia). La presente invención, sin embargo, no está limitada de esta manera, y las 2N diferentes matrices de precodificación F[0], F[1], F[2], ..., F[2N - 2], F[2N - 1] generadas en la presente realización  
15 pueden adaptarse a un esquema de transmisión multi-portadora tal como un esquema de transmisión de OFDM o similares. Como en la realización 1, como un esquema de adaptación en este caso, pueden cambiarse los pesos de precodificación disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia y en el dominio de frecuencia-tiempo. Obsérvese que se ha descrito un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de 2N intervalos, pero pueden obtenerse los mismos efectos ventajosos usando aleatoriamente 2N diferentes matrices de precodificación. En otras palabras, las 2N diferentes matrices de precodificación no necesitan usarse  
20 necesariamente en un periodo (ciclo) regular.

Adicionalmente, en el esquema de salto de matriz de precodificación a través de un periodo (ciclo) de H intervalos (siendo H un número natural mayor que el número de intervalos 2N en el periodo (ciclo) del esquema anterior para saltar de manera regular entre matrices de precodificación), cuando se incluyen las 2N diferentes matrices de precodificación de la presente realización, la probabilidad de la calidad de recepción excelente aumenta.  
25

(Realización 11)

La presente realización describe un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación usando una matriz no unitaria.

30 En el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con 2N intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los 2N intervalos se representan como sigue.

Cálculo 259

Ecuación 236

para i = 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha x e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha x e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix}$$

Siendo α un valor fijo (que no depende de i), donde α > 0. Adicionalmente, siendo δ ≠ π radianes.

35

Cálculo 260

Ecuación 237

para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix}$$

5 Siendo  $\alpha$  un valor fijo (que no depende de  $i$ ), donde  $\alpha > 0$ . (Siendo  $\alpha$  en la Ecuación 236 y  $\alpha$  en la Ecuación 237 el mismo valor).

A partir de la Condición n.º 5 (Cálculo 106) y de la Condición n.º 6 (Cálculo 107) en la realización 3, las siguientes condiciones son importantes en la Ecuación 236 para conseguir excelente calidad de recepción de datos.

Cálculo 261

Condición n.º 28

10 
$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

( $x$  es 0, 1, 2, ...,  $N-2, N-1$ ;  $y$  es 0, 1, 2, ...,  $N-2, N-1$ ;  $y \neq x$ ).

Cálculo 262

Condición n.º 29

15 
$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\delta)} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

( $x$  es 0, 1, 2, ...,  $N - 2, N - 1$ ;  $y$  es 0, 1, 2, ...,  $N - 2, N - 1$ ;  $y \neq x$ ).

Además se considera la siguiente condición.

Cálculo 263

Condición n.º 30

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x + N) \quad \text{para } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

y

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y + N) \quad \text{para } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

20 Obsérvese que en lugar de la Ecuación 237, pueden proporcionarse las matrices de precodificación en la siguiente Ecuación.

Cálculo 264

Ecuación 238

para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda-\delta)} \end{pmatrix}$$

Siendo  $\alpha$  un valor fijo (que no depende de  $i$ ), donde  $\alpha > 0$ . (Siendo  $\alpha$  en la Ecuación 236 y siendo  $\alpha$  en la Ecuación 238 el mismo valor).

Como un ejemplo, para distribuir los puntos de recepción pobres de manera par con respecto a la fase en el plano complejo, como se describe en la realización 6, se proporcionan la Condición n.º 31 y la Condición n.º 32.

5 Cálculo 265

Condición n.º 31

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0,1,2,\dots, N-2)$$

Cálculo 266

Condición n.º 32

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0,1,2,\dots, N-2)$$

10

En otras palabras, la Condición n.º 31 significa que la diferencia en fase es  $2\pi/N$  radianes. Por otra parte, la Condición n.º 32 significa que la diferencia en fase es  $-2\pi/N$  radianes.

15

Siendo  $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$  radianes, siendo  $\alpha > 1$ , y siendo  $\delta = (3\pi)/4$  radianes, la distribución de puntos de recepción pobres para  $s_1$  y para  $s_2$  en el plano complejo cuando  $N = 4$  se muestra en las Figuras 46A y 46B. Con estos ajustes, se aumenta el periodo (ciclo) para saltar entre matrices de precodificación, y la distancia mínima entre puntos de recepción pobres para  $s_1$ , así como la distancia mínima entre puntos de recepción pobres para  $s_2$ , en el plano complejo se mantiene grande, consiguiendo de esta manera la calidad de recepción excelente. Se ha descrito un ejemplo en el que  $\alpha > 1$ ,  $\delta = (3\pi)/4$  radianes, y  $N = 4$ , pero la presente invención no está limitada de esta manera. Pueden obtenerse efectos ventajosos similares para  $\pi/2$  radianes  $\leq |\delta| < \pi$  radianes,  $\alpha > 0$ , y  $\alpha \neq 1$ .

20

Las siguientes condiciones son posibles como las condiciones que se diferencian de la Condición n.º 30:

Cálculo 267

Condición n.º 33

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

(donde  $x$  es  $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ ;  $y$  es  $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ ;  $y \neq x$ ).

25

Cálculo 268

Condición n.º 34

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

(donde  $x$  es  $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ ;  $y$  es  $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ ;  $y \neq x$ ).

30

En este caso, satisfaciendo la Condición n.º 28, la Condición n.º 29, la Condición n.º 33 y la Condición n.º 34, se aumenta la distancia en el plano complejo entre puntos de recepción pobres para  $s_1$ , como es la distancia entre puntos de recepción pobres para  $s_2$ , consiguiendo de esta manera excelente calidad de recepción de datos.

35

En la presente realización, se ha descrito el esquema para estructurar  $2N$  diferentes matrices de precodificación para un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de intervalo  $2N$ . En este caso, como las  $2N$  diferentes matrices de precodificación, se preparan  $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$ . En la presente realización, se ha descrito un ejemplo de un esquema de transmisión de portadora única, y por lo tanto se ha

5 descrito el caso de disponer los símbolos en el orden  $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N - 2], F[2N - 1]$  en el dominio de tiempo (o el dominio de frecuencia). La presente invención, sin embargo, no está limitada de esta manera, y las  $2N$  diferentes matrices de precodificación  $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N - 2], F[2N - 1]$  generadas en la presente realización pueden adaptarse a un esquema de transmisión multi-portadora tal como un esquema de transmisión de OFDM o similares. Como en la realización 1, como un esquema de adaptación en este caso, pueden cambiarse los pesos de precodificación disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia y en el dominio de frecuencia-tiempo. Obsérvese que se ha descrito un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de  $2N$  intervalos, pero pueden obtenerse los mismos efectos ventajosos usando aleatoriamente  $2N$  diferentes matrices de precodificación. En otras palabras, las  $2N$  diferentes matrices de precodificación no necesita usarse necesariamente en un periodo (ciclo) regular.

10 Adicionalmente, en el esquema de salto de matriz de precodificación a través de un periodo (ciclo) de  $H$  intervalos (siendo  $H$  un número natural mayor que el número de intervalos  $2N$  en el periodo (ciclo) del esquema anterior para saltar de manera regular entre matrices de precodificación), cuando se incluyen las  $2N$  diferentes matrices de precodificación de la presente realización, la probabilidad de la calidad de recepción excelente aumenta.

15 (Realización 12)

La presente realización describe un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación usando una matriz no unitaria.

En el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con  $N$  intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los  $N$  intervalos se representan como sigue.

20 Cálculo 269

Ecuación 239

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha x e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha x e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

Siendo  $\alpha$  un valor fijo (que no depende de  $i$ ), donde  $\alpha > 0$ . Adicionalmente, siendo  $\delta \neq \pi$  radianes (un valor fijo que no depende de  $i$ ), e  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ .

25 A partir de la Condición n.º 5 (Cálculo 106) y de la Condición n.º 6 (Cálculo 107) en la realización 3, las siguientes condiciones son importantes en la Ecuación 239 para conseguir excelente calidad de recepción de datos.

Cálculo 270

Condición n.º 35

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

30 (x es 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1; y es 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1; y  $x \neq y$ ).

Cálculo 271

Condición n.º 36

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \delta)} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

(x es 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1; y es 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1; y  $x \neq y$ ).

35 Como un ejemplo, para distribuir los puntos de recepción pobres de manera par con respecto a la fase en el plano complejo, como se describe en la realización 6, se proporcionan la Condición n.º 37 y la Condición n.º 38.

Cálculo 272

Condición n.º 37

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0,1,2,\dots, N-2)$$

Cálculo 273

5 Condición n.º 38

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0,1,2,\dots, N-2)$$

En otras palabras, la Condición n.º 37 significa que la diferencia en fase es  $2\pi/N$  radianes. Por otra parte, la Condición n.º 38 significa que la diferencia en fase es  $-2\pi/N$  radianes.

10 En este caso, si  $\pi/2$  radianes  $\leq |\delta| < \pi$  radianes,  $\alpha > 0$ , y  $\alpha \neq 1$ , se aumenta la distancia en el plano complejo entre puntos de recepción pobres para s1, como es la distancia entre puntos de recepción pobres para s2, consiguiendo de esta manera excelente calidad de recepción de datos. Obsérvese que la Condición n.º 37 y la Condición n.º 38 no son siempre necesarias.

15 En la presente realización, se ha descrito el esquema para estructurar N diferentes matrices de precodificación para un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de N intervalos. En este caso, como las N diferentes matrices de precodificación, se preparan F[0], F[1], F[2], ..., F[N - 2], F[N - 1]. En la presente realización, se ha descrito un ejemplo de un esquema de transmisión de portadora única, y por lo tanto se ha descrito el caso de disponer los símbolos en el orden F[0], F[1], F[2], ..., F[N - 2], F[N - 1] en el dominio de tiempo (o el dominio de frecuencia). La presente invención, sin embargo, no está limitada de esta manera, y las N diferentes matrices de precodificación F[0], F[1], F[2], ..., F[N - 2], F[N - 1] generadas en la presente realización pueden adaptarse a un esquema de transmisión multi-portadora tal como un esquema de transmisión de OFDM o similares. Como en la realización 1, como un esquema de adaptación en este caso, pueden cambiarse los pesos de precodificación disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia y en el dominio de frecuencia-tiempo. Obsérvese que se ha descrito un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de N intervalos, pero pueden obtenerse los mismos efectos ventajosos usando aleatoriamente N diferentes matrices de precodificación. En otras palabras, las N diferentes matrices de precodificación no necesitan usarse necesariamente en un periodo (ciclo) regular.

25 Adicionalmente, en el esquema de salto de matriz de precodificación a través de un periodo (ciclo) de H intervalos (siendo H un número natural mayor que el número de intervalos N en el periodo (ciclo) del esquema anterior para saltar de manera regular entre matrices de precodificación), cuando se incluyen las N diferentes matrices de precodificación de la presente realización, la probabilidad de la calidad de recepción excelente aumenta. En este caso, la Condición n.º 35 y la Condición n.º 36 pueden sustituirse por las siguientes condiciones. (El número de intervalos en el periodo (ciclo) se considera que es N).

Cálculo 274

Condición n.º 35'

35 
$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{para } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0,1,2,\dots, N-2, N-1)$$

(x es 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1; y es 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1, y  $x \neq y$ ).

Cálculo 275

Condición n.º 36'

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\delta)} \quad \text{para } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0,1,2,\dots, N-2, N-1)$$

(x es 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1; y es 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1; y x ≠ y).

(Realización 13)

La presente realización describe un ejemplo diferente de la realización 8.

- 5 En el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con 2N intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los 2N intervalos se representan como sigue.

Cálculo 276

Ecuación 240

para i = 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

Siendo α un valor fijo (que no depende de i), donde α > 0. Adicionalmente, siendo δ ≠ π radianes.

- 10 Cálculo 277

Ecuación 241

para i = N, N + 1, N + 2, ..., 2N - 2, 2N - 1:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix}$$

Siendo α un valor fijo (que no depende de i), donde α > 0. (Siendo α en la Ecuación 240 y siendo α en la Ecuación 241 el mismo valor).

- 15 Adicionalmente, las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de 2 × N × M basándose en las Ecuaciones 240 y 241 se representan mediante las siguientes ecuaciones.

Cálculo 278

Ecuación 242

para i = 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1:

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + X_k)} & e^{j(\theta_{21}(i) + X_k + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

- 20 En este caso, k = 0, 1, ..., M - 2, M - 1.

Cálculo 279

Ecuación 243

para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta + Y_k)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i + Y_k)} \end{pmatrix}$$

En este caso,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ . Adicionalmente,  $X_k = Y_k$  puede cumplirse, o  $X_k \neq Y_k$  puede cumplirse.

- 5 Se generan por lo tanto las matrices de precodificación  $F[0]$ - $F[2 \times N \times M - 1]$  (las matrices de precodificación  $F[0]$ - $F[2 \times N \times M - 1]$  pueden estar en cualquier orden para los  $2 \times N \times M$  intervalos en el periodo (ciclo)). El número de símbolo  $2 \times N \times M \times i$  puede precodificarse usando  $F[0]$ , el número de símbolo  $2 \times N \times M \times i + 1$  puede precodificarse usando  $F[1]$ , ..., y el número de símbolo  $2 \times N \times M \times i + h$  puede precodificarse usando  $F[h]$ , por ejemplo ( $h = 0, 1, 2, \dots, 2 \times N \times M - 2, 2 \times N \times M - 1$ ). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular).
- 10

Generar las matrices de precodificación de esta manera consigue un esquema de salto de matriz de precodificación con un periodo (ciclo) grande, que permite que se cambie fácilmente la posición de puntos de recepción pobres, que puede conducir a calidad de recepción de datos mejorada.

- 15 Las matrices de precodificación de periodo (ciclo)  $2 \times N \times M$  en la Ecuación 242 pueden cambiarse a la siguiente ecuación.

Cálculo 280

Ecuación 244

para  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}(i) + X_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + X_k + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

En este caso,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

- 20 Las matrices de precodificación de periodo (ciclo)  $2 \times N \times M$  en la Ecuación 243 pueden cambiarse también a cualquiera de las Ecuaciones 245-247.

Cálculo 281

Ecuación 245

para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda + Y_k)} & e^{j\theta_{11}(i + Y_k)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix}$$

- 25 En este caso,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

Cálculo 282

Ecuación 246

para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \left( \begin{array}{cc} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i + Y_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda - \delta + Y_k)} \end{array} \right)$$

En este caso,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

5 Cálculo 283

Ecuación 247

para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \left( \begin{array}{cc} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i + Y_k)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda + Y_k)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda - \delta)} \end{array} \right)$$

En este caso,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

10 Centrándose en los puntos de recepción pobres, si las Ecuaciones 242 a 247 satisfacen las siguientes condiciones, Cálculo 284

Condición n.º 39

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

( $x$  es  $0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ ;  $y$  es  $0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ ;  $x \neq y$ ).

Cálculo 285

15 Condición n.º 40

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \delta)} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

( $x$  es  $0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ ;  $y$  es  $0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ ;  $x \neq y$ ).

Cálculo 286

Condición n.º 41

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x + N) \quad \text{para } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

y

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y + N) \quad \text{para } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

20

entonces se consigue excelente calidad de recepción de datos. Obsérvese que en la realización 8, deberían satisfacerse la Condición n.º 39 y la Condición n.º 40.

Centrándose en  $X_k$  e  $Y_k$ , si las Ecuaciones 242 a 247 satisfacen las siguientes condiciones,

Cálculo 287

Condición n.º 42

$$X_a \neq X_b + 2 \times s \times \pi \quad \text{para } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M - 2, M - 1)$$

(a es 0, 1, 2, ..., M - 2, M - 1; b es 0, 1, 2, ..., M - 2, M - 1; y a ≠ b).

5 (En este punto, s es un entero).

Cálculo 288

Condición n.º 43

$$Y_a \neq Y_b + 2 \times u \times \pi \quad \text{para } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M - 2, M - 1)$$

(a es 0, 1, 2, ..., M - 2, M - 1; b es 0, 1, 2, ..., M - 2, M - 1; y a ≠ b).

10 (En este punto, u es un entero).

entonces se consigue excelente calidad de recepción de datos. Obsérvese que en la realización 8, debería satisfacerse la Condición n.º 42.

15 En las Ecuaciones 242 y 247, cuando 0 radianes ≤ δ < 2π radianes, las matrices son una matriz unitaria cuando δ = π radianes y son una matriz no unitaria cuando δ ≠ π radianes. En el presente esquema, el uso de una matriz no unitaria para π/2 radianes ≤ |δ| < π radianes es una estructura característica, y se obtiene excelente calidad de recepción de datos. El uso de una matriz unitaria es otra estructura, y como se describe en detalle en la realización 10 y en la realización 16, si N es un número impar en las Ecuaciones 242 a 247, la probabilidad de obtener excelente calidad de recepción de datos aumenta.

(Realización 14)

20 La presente realización describe un ejemplo para diferenciar entre uso de una matriz unitaria y una matriz no unitaria como la matriz de precodificación en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación.

Lo siguiente describe un ejemplo que usa una matriz de precodificación de dos por dos (siendo cada elemento un número complejo), es decir el caso cuando se precodifican dos señales moduladas (s1(t) y s2(t)) que están basadas en un esquema de modulación, y las dos señales precodificadas se transmiten mediante dos antenas.

25 Cuando se transmiten datos usando un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, las unidades de mapeo 306A y 306B en el dispositivo de transmisión en la Figura 3 y en la Figura 13 saltan el esquema de modulación de acuerdo con la señal de estructura de trama 313. Se describe la relación entre el nivel de modulación (el número de puntos de señal para el esquema de modulación en el plano I-Q) del esquema de modulación y las matrices de precodificación.

30 La ventaja del esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación es que, como se describe en la realización 6, se consigue excelente calidad de recepción de datos en un entorno de LOS. En particular, cuando el dispositivo de recepción realiza cálculo de ML o aplica APP (o Max-log APP) basándose en cálculo de ML, el efecto ventajoso es considerable. Adicionalmente, el cálculo de ML impacta enormemente en la escala de circuito (escala de cálculo) de acuerdo con el nivel de modulación del esquema de modulación. Por ejemplo, cuando se transmiten dos señales precodificadas desde dos antenas, y se usa el mismo esquema de modulación para dos señales moduladas (señales basadas en el esquema de modulación antes de precodificación), el número de puntos de señal candidatos en el plano I-Q (puntos de señal recibidos 1101 en la Figura 11) es 4 × 4 = 16 cuando el esquema de modulación es QPSK, 16 × 16 = 256 cuando el esquema de modulación es 16QAM, 64 × 64 = 4096 cuando el esquema de modulación es 64QAM, 256 × 256 = 65.536 cuando el esquema de modulación es 256QAM, y 1024 × 1024 = 1.048.576 cuando el esquema de modulación es 256QAM. Para reducir la escala de cálculo del dispositivo de recepción hasta un cierto tamaño de circuito, cuando el esquema de modulación es QPSK, se usa 16QAM, o 64QAM, cálculo de ML ((Max-log) APP basándose en el cálculo de ML), y cuando el esquema de modulación es 256QAM o 1024QAM, se usa operación lineal tal como MMSE o ZF en el dispositivo de recepción. (En algunos casos, puede usarse el cálculo de ML para 256QAM).

45 Cuando se supone un dispositivo de recepción de este tipo, la consideración de la Relación de Potencia de Señal a Ruido (SNR) después de la separación de múltiples señales indica que una matriz unitaria es apropiada como la matriz de precodificación cuando el dispositivo de recepción realiza operación lineal tal como MMSE o ZF, mientras que puede usarse cualquiera de una matriz unitaria o una matriz no unitaria cuando el dispositivo de recepción realiza cálculo de ML. Teniendo en cuenta cualquiera de las realizaciones anteriores, cuando se transmiten dos

- señales precodificadas desde dos antenas, se usa el mismo esquema de modulación para dos señales moduladas (señales basadas en el esquema de modulación antes de precodificación), se usa una matriz no unitaria como la matriz de precodificación en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, el nivel de modulación del esquema de modulación es igual a o menor de 64 (o igual a o menor de 256), y se usa una matriz unitaria cuando el nivel de modulación es mayor de 64 (o mayor de 256), entonces para todos los esquemas de modulación soportados mediante el sistema de transmisión, hay una probabilidad aumentada de conseguir el efecto ventajoso por el que se consigue excelente calidad de recepción de datos para cualquiera de los esquemas de modulación mientras se reduce la escala del circuito del dispositivo de recepción.
- 5 Cuando el nivel de modulación del esquema de modulación es igual a o menor de 64 (o igual a o menor de 256) también, en algunos casos el uso de una matriz unitaria puede preferirse. Basándose en esta consideración, cuando se soporta una pluralidad de esquemas de modulación en los que el nivel de modulación es igual a o menor de 64 (o igual a o menor de 256), es importante que en algunos casos, en alguno de la pluralidad de esquemas de modulación soportados donde el nivel de modulación es igual a o menor de 64, una matriz no unitaria se usa como la matriz de precodificación en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación.
- 10 El caso para transmitir dos señales precodificadas desde dos antenas se ha descrito anteriormente como un ejemplo, pero la presente invención no está limitada de esta manera. En el caso cuando se transmiten N señales precodificadas desde N antenas, y se usa el mismo esquema de modulación para N señales moduladas (señales basadas en el esquema de modulación antes de precodificación), puede establecerse un umbral  $\beta_N$  para el nivel de modulación del esquema de modulación. Cuando se soporta una pluralidad de esquemas de modulación para los que el nivel de modulación es igual a o menor de  $\beta_N$ , en alguno de la pluralidad de esquemas de modulación soportados donde el nivel de modulación es igual a o menor de  $\beta_N$ , se usa una matriz no unitaria como las matrices de precodificación en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, mientras que para esquemas de modulación para los que el nivel de modulación es mayor de  $\beta_N$ , se usa una matriz unitaria. De esta manera, para todos los esquemas de modulación soportados mediante el sistema de transmisión, hay una probabilidad aumentada de conseguir el efecto ventajoso por el que se consigue excelente calidad de recepción de datos para cualquiera de los esquemas de modulación mientras se reduce la escala del circuito del dispositivo de recepción. (Cuando el nivel de modulación del esquema de modulación es igual a o menor de  $\beta_N$ , una matriz no unitaria puede usarse siempre como la matriz de precodificación en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación).
- 15 En la descripción anterior, se ha descrito el mismo esquema de modulación como que se usa en el esquema de modulación para transmitir simultáneamente N señales moduladas. Lo siguiente, sin embargo, se describe el caso en el que se usan dos o más esquemas de modulación para transmitir simultáneamente N señales moduladas.
- 20 Como un ejemplo, se describe el caso en el que se transmiten dos señales precodificadas mediante dos antenas. Las dos señales moduladas (señales basadas en el esquema de modulación antes de precodificación) están moduladas con el mismo esquema de modulación, o cuando se modulan con diferentes esquemas de modulación, se modulan con un esquema de modulación que tiene un nivel de modulación de  $2^{a_1}$  o un nivel de modulación de  $2^{a_2}$ . En este caso, cuando el dispositivo de recepción usa cálculo de ML ((Max-log) APP basándose en el cálculo de ML), el número de puntos de señal candidatos en el plano I-Q (puntos de señal recibidos 1101 en la Figura 11) es  $2^{a_1} \times 2^{a_2} = 2^{a_1 + a_2}$ . Como se ha descrito anteriormente, para conseguir excelente calidad de recepción de datos mientras se reduce la escala del circuito del dispositivo de recepción, puede proporcionarse un umbral  $2^\beta$  para  $2^{a_1 + a_2}$ , y cuando  $2^{a_1 + a_2} \leq 2^\beta$ , una matriz no unitaria puede usarse como la matriz de precodificación en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, mientras que puede usarse una matriz unitaria cuando  $2^{a_1 + a_2} > 2^\beta$ .
- 25 Adicionalmente, cuando  $2^{a_1 + a_2} \leq 2^\beta$ , en algunos casos el uso de una matriz unitaria puede preferirse. Basándose en esta consideración, cuando una se soporta una pluralidad de combinaciones de esquemas de modulación para los que  $2^{a_1 + a_2} \leq 2^\beta$ , es importante que en algunas de las combinaciones de esquemas de modulación soportados para los que  $2^{a_1 + a_2} \leq 2^\beta$ , se usa una matriz no unitaria como la matriz de precodificación en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación.
- 30 Como un ejemplo, se ha descrito el caso en el que se transmiten dos señales precodificadas mediante dos antenas, pero la presente invención no está limitada de esta manera. Por ejemplo, N señales moduladas (señales basadas en el esquema de modulación antes de precodificación) pueden estar moduladas con el mismo esquema de modulación o, cuando se modulan con diferentes esquemas de modulación, el nivel de modulación del esquema de modulación para la i-ésima señal modulada puede ser  $2^{a_i}$  (donde  $i = 1, 2, \dots, N - 1, N$ ).
- 35 En este caso, cuando el dispositivo de recepción usa cálculo de ML ((Max-log) APP basándose en cálculo de ML), el número de puntos de señal candidatos en el plano I-Q (puntos de señal recibidos 1101 en la Figura 11) es  $2^{a_1} \times 2^{a_2} \times \dots \times 2^{a_i} \times \dots \times 2^{a_N} = 2^{a_1 + a_2 + \dots + a_i + \dots + a_N}$ . Como se ha descrito anteriormente, para conseguir excelente calidad de recepción de datos mientras se reduce la escala del circuito del dispositivo de recepción, puede proporcionarse un umbral  $2^\beta$  para  $2^{a_1 + a_2 + \dots + a_i + \dots + a_N}$ .

Cálculo 289

Condición n.º 44

$$2^{a_1+a_2+\dots+a_i+\dots+a_N} = 2^Y \leq 2^\beta$$

donde

$$Y = \sum_{i=1}^N a_i$$

5 Cuando se soporta una pluralidad de combinaciones de unos esquemas de modulación que satisfacen la Condición n.º 44, en algunas de las combinaciones de esquemas de modulación soportados que satisfacen la Condición n.º 44, se usa una matriz no unitaria como la matriz de precodificación en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación.

Cálculo 290

Condición n.º 45

$$2^{a_1+a_2+\dots+a_i+\dots+a_N} = 2^Y > 2^\beta$$

donde

$$Y = \sum_{i=1}^N a_i$$

10 Usando una matriz unitaria en todas las combinaciones de esquemas de modulación que satisfacen la Condición n.º 45, entonces para todos los esquemas de modulación soportados mediante el sistema de transmisión, hay una probabilidad aumentada de conseguir el efecto ventajoso por el que se consigue excelente calidad de recepción de datos mientras se reduce la escala del circuito del dispositivo de recepción para cualquiera de las combinaciones de esquemas de modulación. (Una matriz no unitaria puede usarse como la matriz de precodificación en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación en todas las combinaciones de esquemas de modulación soportados que satisfacen la Condición n.º 44).

(Realización 15)

20 La presente realización describe un ejemplo de un sistema que adopta un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación usando un esquema de transmisión multi-portadora tal como OFDM.

25 Las Figuras 47A y 47B muestran un ejemplo de acuerdo con la presente realización de estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia para una señal transmitida mediante una estación de difusión (estación base) en un sistema que adopta un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación usando un esquema de transmisión multi-portadora tal como OFDM. (La estructura de trama se establece para ampliar desde el tiempo \$1 al tiempo \$T). La Figura 47A muestra la estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia para el flujo s1 descrito en la realización 1, y la Figura 47B muestra la estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia para el flujo s2 descrito en la realización 1. Los símbolos al mismo tiempo y la misma (sub)portadora en el flujo s1 y el flujo s2 se transmiten mediante una pluralidad de antenas al mismo tiempo y la misma frecuencia.

30 En las Figuras 47A y 47B, las (sub)portadoras usadas cuando se usa OFDM se dividen como sigue: un grupo de portadoras n.º A compuesto de (sub)portadora a - (sub)portadora a + Na, un grupo de portadoras n.º B compuesto de (sub)portadora b - (sub)portadora b + Nb, un grupo de portadoras n.º C compuesto de (sub)portadora c - (sub)portadora c + Nc, un grupo de portadoras n.º D compuesto de (sub)portadora d - (sub)portadora d + Nd, .... En cada grupo de subportadoras, se supone que se soporta una pluralidad de esquemas de transmisión. Soportando una pluralidad de esquemas de transmisión, es posible aprovechar de manera eficaz las ventajas de los esquemas de transmisión. Por ejemplo, en las Figuras 47A y 47B, un sistema de MIMO de multiplexación espacial, o un sistema de MIMO con una matriz de precodificación fija se usa para el grupo de portadoras n.º A, un sistema de MIMO que salta de manera regular entre matrices de precodificación se usa para el grupo de portadoras n.º B, únicamente se transmite el flujo s1 en el grupo de portadoras n.º C, y se usa codificación de bloque de espacio-tiempo para transmitir el grupo de portadoras n.º D.

Las Figuras 48A y 48B muestran un ejemplo de acuerdo con la presente realización de estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia para una señal transmitida mediante una estación de difusión (estación base) en un sistema que adopta un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación usando un esquema de transmisión multi-portadora tal como OFDM. Las Figuras 48A y 48B muestran una estructura de trama a un tiempo diferente que las Figuras 47A y 47B, desde el tiempo \$X\$ al tiempo \$X + T\$. En las Figuras 48A y 48B, como en las Figuras 47A y 47B, las (sub)portadoras usadas cuando se usa OFDM se dividen como sigue: un grupo de portadoras n.º A compuesto de (sub)portadora a - (sub)portadora a + Na, un grupo de portadoras n.º B compuesto de (sub)portadora b - (sub)portadora b + Nb, un grupo de portadoras n.º C compuesto de (sub)portadora c - (sub)portadora c + Nc, un grupo de portadoras n.º D compuesto de (sub)portadora d - (sub)portadora d + Nd, .... La diferencia entre las Figuras 47A y 47B y las Figuras 48A y 48B es que en algunos grupos de portadoras, el esquema de transmisión usado en las Figuras 47A y 47B se diferencia del esquema de transmisión usado en las Figuras 48A y 48B. En las Figuras 48A y 48B, se usa codificación de bloque de espacio-tiempo para transmitir el grupo de portadoras n.º A, un sistema de MIMO que salta de manera regular entre matrices de precodificación se usa para el grupo de portadoras n.º B, un sistema de MIMO que salta de manera regular entre matrices de precodificación se usa para el grupo de portadoras n.º C, y únicamente se transmite el flujo s1 en el grupo de portadoras n.º D.

A continuación se describen los esquemas de transmisión soportados.

La Figura 49 muestra un esquema de procesamiento de señal cuando se usa un sistema de MIMO de multiplexación espacial o un sistema de MIMO con una matriz de precodificación fija. La Figura 49 lleva los mismos números como en la Figura 6.

Una unidad de ponderación 600, que es una señal de banda base de acuerdo con un cierto esquema de modulación, recibe como entradas un flujo s1(t) (307A), un flujo s2(t) (307B), e información 315 con respecto al esquema de ponderación, y emite una señal modulada z1(t) (309A) después de ponderar y una señal modulada z2(t) (309B) después de ponderar. En este punto, cuando la información 315 con respecto al esquema de ponderación indica un sistema de MIMO de multiplexación espacial, se realiza el procesamiento de señal en el esquema n.º 1 de la Figura 49. Específicamente, se realiza el siguiente procesamiento.

Cálculo 291

Ecuación 250

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

30 Cuando se soporta un esquema para transmitir una señal modulada, desde el punto de vista de potencia de transmisión, la Ecuación 250 pueden representarse como la Ecuación 251.

Cálculo 292

Ecuación 251

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} s1(t) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Cuando la información 315 con respecto al esquema de ponderación indica un sistema de MIMO en el que se salta de manera regular entre las matrices de precodificación, se realiza el procesamiento de señal en el esquema n.º 2, por ejemplo, de la Figura 49. Específicamente, se realiza el siguiente procesamiento.

Cálculo 293

5 Ecuación 252

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}} & \alpha \times e^{j(\theta_{11} + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}} & e^{j(\theta_{21} + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

En este punto,  $\theta_{11}$ ,  $\theta_{21}$ ,  $\lambda$  y  $\delta$  son valores fijos.

La Figura 50 muestra la estructura de señales moduladas cuando se usa codificación de bloque de espacio tiempo. Una unidad de codificación de bloque de espacio-tiempo (5002) en la Figura 50 recibe, como entrada, una señal de banda base basándose en una cierta señal de modulación. Por ejemplo, la unidad de codificación de bloque de espacio-tiempo (5002) recibe el símbolo  $s_1$ , símbolo  $s_2$ , ... como entradas. Como se muestra en la Figura 50, se realiza codificación de bloque de espacio-tiempo,  $z_1$ (5003A) se hace " $s_1$  como el símbolo n.º 0", " $s_2^*$  como el símbolo n.º 1", " $s_3$  como el símbolo n.º 2", " $s_4^*$  como el símbolo n.º 3"... y  $z_2$  (5003B) se hace " $s_2$  como el símbolo n.º 0", " $s_1^*$  como el símbolo n.º 1", " $s_4$  como el símbolo n.º 2", " $s_3^*$  como el símbolo n.º 3"... En este caso, el símbolo n.º X en  $z_1$  y el símbolo n.º X en  $z_2$  se transmiten desde las antenas al mismo tiempo, a través de la misma frecuencia.

En las Figuras 47A, 47B, 48A y 48B, únicamente se muestran los símbolos que transmiten datos. En la práctica, sin embargo, es necesario transmitir información tal como el esquema de transmisión, esquema de modulación, esquema de corrección de errores y similares. Por ejemplo, como en la Figura 51, estas piezas de información pueden transmitirse a un compañero de comunicación mediante transmisión regular con únicamente una señal modulada  $z_1$ . Es también necesario transmitir símbolos para estimación de fluctuación de canal, es decir para que el dispositivo de recepción estime fluctuación de canal (por ejemplo, un símbolo piloto, símbolo de referencia, preámbulo, un símbolo de Modulación de Desplazamiento de Fase (PSK) conocido en los lados de transmisión y de recepción, y similares). En las Figuras 47A, 47B, 48A y 48B, estos símbolos se omiten. En la práctica, sin embargo, los símbolos para estimar la fluctuación de canal se incluyen en la estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia. Por consiguiente, cada grupo de portadoras no está compuesto únicamente de símbolos para transmitir datos. (Lo mismo se cumple para la realización 1 también).

La Figura 52 es un ejemplo de la estructura de un dispositivo de transmisión en una estación de difusión (estación base) de acuerdo con la presente realización. Una unidad de determinación de esquema de transmisión (5205) determina el número de portadoras, esquema de modulación, esquema de corrección de errores, tasa de codificación para la codificación de corrección de errores, esquema de transmisión y similares para cada grupo de portadoras y emite una señal de control (5206).

Una unidad de generación de señal modulada n.º 1 (5201\_1) recibe, como entrada, información (5200\_1) y la señal de control (5206) y, basándose en la información sobre el esquema de transmisión en la señal de control (5206), emite una señal modulada  $z_1$  (5202\_1) y una señal modulada  $z_2$  (5203\_1) en el grupo de portadoras n.º A de las Figuras 47A, 47B, 48A y 48B.

De manera similar, una unidad de generación de señal modulada n.º 2 (5201\_2) recibe, como entrada, información (5200\_2) y la señal de control (5206) y, basándose en la información sobre el esquema de transmisión en la señal de control (5206), emite una señal modulada  $z_1$  (5202\_2) y una señal modulada  $z_2$  (5203\_2) en el grupo de portadoras n.º B de las Figuras 47A, 47B, 48A y 48B.

De manera similar, una unidad de generación de señal modulada n.º 3 (5201\_3) recibe, como entrada, información (5200\_3) y la señal de control (5206) y, basándose en la información sobre el esquema de transmisión en la señal de control (5206), emite una señal modulada  $z_1$  (5202\_3) y una señal modulada  $z_2$  (5203\_3) en el grupo de portadoras n.º C de las Figuras 47A, 47B, 48A y 48B.

De manera similar, una unidad de generación de señal modulada n.º 4 (5201\_4) recibe, como entrada, información (5200\_4) y la señal de control (5206) y, basándose en la información sobre el esquema de transmisión en la señal de control (5206), emite una señal modulada  $z_1$  (5202\_4) y una señal modulada  $z_2$  (5203\_4) en el grupo de portadoras n.º D de las Figuras 47A, 47B, 48A y 48B.

Aunque no se muestra en las figuras, lo mismo se cumple para la unidad de generación de señal modulada n.º 5 a la unidad de generación de señal modulada n.º M - 1.

De manera similar, una unidad de generación de señal modulada n.º M (5201\_M) recibe, como entrada, información (5200\_M) y la señal de control (5206) y, basándose en la información sobre el esquema de transmisión en la señal de control (5206), emite una señal modulada z1 (5202\_M) y una señal modulada z2 (5203\_M) en un cierto grupo de portadoras.

5 Un procesador relacionado con OFDM (5207\_1) recibe, como entradas, la señal modulada z1 (5202\_1) en el grupo de portadoras n.º A, la señal modulada z1 (5202\_2) en el grupo de portadoras n.º B, la señal modulada z1 (5202\_3) en el grupo de portadoras n.º C, la señal modulada z1 (5202\_4) en el grupo de portadoras n.º D, ..., la señal modulada z1 (5202\_M) en un cierto grupo de portadoras n.º M, y la señal de control (5206), realiza procesamiento tal como reordenación, transformación de Fourier inversa, conversión de frecuencia, amplificación y similares, y emite  
10 una señal de transmisión (5208\_1). La señal de transmisión (5208\_1) se emite como una onda de radio desde una antena (5209\_1).

De manera similar, un procesador relacionado con OFDM (5207\_2) recibe, como entradas, la señal modulada z1 (5203\_1) en el grupo de portadoras n.º A, la señal modulada z1 (5203\_2) en el grupo de portadoras n.º B, la señal modulada z1 (5203\_3) en el grupo de portadoras n.º C, la señal modulada z1 (5203\_4) en el grupo de portadoras n.º D, ..., la señal modulada z1 (5203\_M) en un cierto grupo de portadoras n.º M, y la señal de control (5206), realiza procesamiento tal como reordenación, transformación de Fourier inversa, conversión de frecuencia, amplificación y similares, y emite una señal de transmisión (5208\_2). La señal de transmisión (5208\_2) se emite como una onda de radio desde una antena (5209\_2).  
15

La Figura 53 muestra un ejemplo de una estructura de las unidades de generación de señal modulada n.º 1-n.º M en la Figura 52. Un codificador de corrección de errores (5302) recibe, como entradas, información (5300) y una señal de control (5301) y, de acuerdo con la señal de control (5301), establece el esquema de codificación de corrección de errores y la tasa de codificación para codificación de corrección de errores, realiza codificación de corrección de errores, y emite los datos (5303) después de la codificación de corrección de errores. (De acuerdo con el ajuste del esquema de codificación de corrección de errores y la tasa de codificación para codificación de corrección de errores, cuando se usa codificación de LDPC, turbo codificación o codificación convolucional, por ejemplo, dependiendo de la tasa de codificación, puede realizarse perforación para conseguir la tasa de codificación).  
20  
25

Un intercalador (5304) recibe, como entrada, datos codificados de corrección de errores (5303) y la señal de control (5301) y, de acuerdo con información sobre el esquema de intercalación incluida en la señal de control (5301), reordena los datos codificados de corrección de errores (5303) y emite datos intercalados (5305).

30 Una unidad de mapeo (5306\_1) recibe, como entrada, los datos intercalados (5305) y la señal de control (5301) y, de acuerdo con la información sobre el esquema de modulación incluida en la señal de control (5301), realiza mapeo y emite una señal de banda base (5307\_1).

De manera similar, una unidad de mapeo (5306\_2) recibe, como entrada, los datos intercalados (5305) y la señal de control (5301) y, de acuerdo con la información sobre el esquema de modulación incluida en la señal de control (5301), realiza mapeo y emite una señal de banda base (5307\_2).  
35

Una unidad de procesamiento de señal (5308) recibe, como entrada, la señal de banda base (5307\_1), la señal de banda base (5307\_2), y la señal de control (5301) y, basándose en información sobre el esquema de transmisión (por ejemplo, en esta realización, un sistema de MIMO de multiplexación espacial, un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, codificación de bloque de espacio-tiempo o un esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1) incluido en la señal de control (5301), realiza procesamiento de señal. La unidad de procesamiento de señal (5308) emite una señal procesada z1 (5309\_1) y una señal procesada z2 (5309\_2). Obsérvese que cuando se selecciona el esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1, la unidad de procesamiento de señal (5308) no emite la señal procesada z2 (5309\_2). Adicionalmente, en la Figura 53, se muestra un codificador de corrección de errores, pero la presente invención no está limitada de esta manera. Por ejemplo, como se muestra en la Figura 3, puede proporcionarse una pluralidad de codificadores.  
40  
45

La Figura 54 muestra un ejemplo de la estructura de los procesadores relacionados con OFDM (5207\_1 y 5207\_2) en la Figura 52. Los elementos que operan de una manera similar a la Figura 14 llevan los mismos signos de referencia. Una unidad de reordenación (5402A) recibe, como entrada, la señal modulada z1 (5400\_1) en el grupo de portadoras n.º A, la señal modulada z1 (5400\_2) en el grupo de portadoras n.º B, la señal modulada z1 (5400\_3) en el grupo de portadoras n.º C, la señal modulada z1 (5400\_4) en el grupo de portadoras n.º D, ..., la señal modulada z1 (5400\_M) en un cierto grupo de portadoras, y una señal de control (5403), realiza reordenación, y emite las señales reordenadas 1405A y 1405B. Obsérvese que en las Figuras 47A, 47B, 48A, 48B y 51, un ejemplo de asignación de los grupos de portadoras se describe como que está formado mediante grupos de subportadoras, pero la presente invención no está limitada de esta manera. Los grupos de portadoras pueden formarse mediante subportadoras discretas en cada intervalo de tiempo. Adicionalmente, en las Figuras 47A, 47B, 48A, 48B y 51, se ha descrito un ejemplo en el que el número de portadoras en cada grupo de portadoras no cambia con el tiempo, pero la presente invención no está limitada de esta manera. Este punto se describirá por separado a continuación.  
50  
55

Las Figuras 55A y 55B muestran un ejemplo de estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia para un esquema para establecer el esquema de transmisión para cada grupo de portadoras, como en las Figuras 47A, 47B, 48A, 48B y 51. En las Figuras 55A y 55B, los símbolos de información de control se etiquetan 5500, los símbolos de información de control individual se etiquetan 5501, los símbolos de datos se etiquetan 5502 y los símbolos piloto se etiquetan 5503. Adicionalmente, la Figura 55A muestra la estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia para el flujo s1, y la Figura 55B muestra la estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia para el flujo s2.

Los símbolos de información de control son para transmitir información de control compartida mediante el grupo de portadoras y están compuestos de símbolos para los dispositivos de transmisión y de recepción para realizar sincronización de frecuencia y de tiempo, la información con respecto a la asignación de (sub)portadoras y similares. Los símbolos de información de control se establecen para transmitirse a partir de únicamente el flujo s1 en el tiempo  $\$1$ .

Los símbolos de información de control individual son para transmitir información de control en grupos de subportadoras individuales y están compuestos de información sobre el esquema de transmisión, esquema de modulación, esquema de codificación de corrección de errores, tasa de codificación para la codificación de corrección de errores, tamaño de bloque de códigos de corrección de errores y similares para los símbolos de datos, información sobre el esquema de inserción de símbolos piloto, información sobre la potencia de transmisión de símbolos piloto y similares. Los símbolos de información de control individual se establecen para transmitirse a partir de únicamente el flujo s1 en el tiempo  $\$1$ .

Los símbolos de datos son para transmitir datos (información), y como se describe con referencia a las Figuras 47A a 50, son símbolos de uno de los siguientes esquemas de transmisión, por ejemplo: un sistema de MIMO de multiplexación espacial, un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, codificación de bloque de espacio-tiempo, o un esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1. Obsérvese que en el grupo de portadoras n.º A, el grupo de portadoras n.º B, el grupo de portadoras n.º C, y el grupo de portadoras n.º D, se muestran los símbolos de datos en el flujo s2, pero cuando se usa el esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1, en algunos casos no hay símbolos de datos en el flujo s2.

Los símbolos piloto son para que el dispositivo de recepción realice estimación de canal, es decir estimar la fluctuación que corresponde a  $h_{11}(t)$ ,  $h_{12}(t)$ ,  $h_{21}(t)$  y  $h_{22}(t)$  en la Ecuación 36. (En esta realización, puesto que se usa un esquema de transmisión multi-portadora tal como un esquema de OFDM, los símbolos piloto son para estimar la fluctuación que corresponde a  $h_{11}(t)$ ,  $h_{12}(t)$ ,  $h_{21}(t)$  y  $h_{22}(t)$  en cada subportadora). Por consiguiente, el esquema de transmisión de PSK, por ejemplo, se usa para los símbolos piloto, que están estructurados para formar un patrón conocido mediante el dispositivo de transmisión y de recepción. Adicionalmente, el dispositivo de recepción puede usar los símbolos piloto para estimación de desplazamiento de frecuencia, estimación de distorsión de fase y sincronización de tiempo.

La Figura 56 muestra un ejemplo de la estructura de un dispositivo de recepción para recibir señales moduladas transmitidas mediante el dispositivo de transmisión en la Figura 52. Los elementos que operan de una manera similar a la Figura 7 llevan los mismos signos de referencia.

En la Figura 56, un procesador relacionado con OFDM (5600\_X) recibe, como entrada, una señal recibida 702\_X, realiza procesamiento predeterminado, y emite una señal procesada 704\_X. De manera similar, un procesador relacionado con OFDM (5600\_Y) recibe, como entrada, una señal recibida 702\_Y, realiza procesamiento predeterminado, y emite una señal procesada 704\_Y.

La unidad de decodificación de información de control 709 en la Figura 56 recibe, como entrada, las señales procesadas 704\_X y 704\_Y, extrae los símbolos de información de control y los símbolos de información de control individual en las Figuras 55A y 55B para obtener la información de control transmitida mediante estos símbolos, y emite una señal de control 710 que incluye la información obtenida.

La unidad de estimación de fluctuación de canal 705\_1 para la señal modulada z1 recibe, como entradas, la señal procesada 704\_X y la señal de control 710, realiza estimación de canal en el grupo de portadoras requerido mediante el dispositivo de recepción (el grupo de portadoras deseado), y emite una señal de estimación de canal 706\_1.

De manera similar, la unidad de estimación de fluctuación de canal 705\_2 para la señal modulada z2 recibe, como entradas, la señal procesada 704\_X y la señal de control 710, realiza estimación de canal en el grupo de portadoras requerido mediante el dispositivo de recepción (el grupo de portadoras deseado), y emite una señal de estimación de canal 706\_2.

De manera similar, la unidad de estimación de fluctuación de canal 705\_1 para la señal modulada z1 recibe, como entradas, la señal procesada 704\_Y y la señal de control 710, realiza estimación de canal en el grupo de portadoras requerido mediante el dispositivo de recepción (el grupo de portadoras deseado), y emite una señal de estimación de canal 708\_1.

De manera similar, la unidad de estimación de fluctuación de canal 705\_2 para la señal modulada z2 recibe, como entradas, la señal procesada 704\_Y y la señal de control 710, realiza estimación de canal en el grupo de portadoras requerido mediante el dispositivo de recepción (el grupo de portadoras deseado), y emite una señal de estimación de canal 708\_2.

- 5 La unidad de procesamiento de señal 711 recibe, como entradas, las señales 706\_1, 706\_2, 708\_1, 708\_2, 704\_X, 704\_Y, y la señal de control 710. Basándose en la información incluida en la señal de control 710 sobre el esquema de transmisión, esquema de modulación, esquema de codificación de corrección de errores, tasa de codificación para la codificación de corrección de errores, tamaño de bloque de códigos de corrección de errores y similares para los símbolos de datos transmitidos en el grupo de portadoras deseado, la unidad de procesamiento de señal 711 demodula y decodifica los símbolos de datos y emite datos recibidos 712.

La Figura 57 muestra la estructura de los procesadores relacionados con OFDM (5600\_X, 5600\_Y) en la Figura 56. Un convertidor de frecuencia (5701) recibe, como entrada, una señal recibida (5700), realiza conversión de frecuencia, y emite una señal convertida en frecuencia (5702).

- 15 Un transformador de Fourier (5703) recibe, como entrada, la señal convertida en frecuencia (5702), realiza una transformada de, y emite una señal transformada de Fourier (5704).

Como se ha descrito anteriormente, cuando se usa un esquema de transmisión multi-portadora tal como un esquema de OFDM, las portadoras se dividen en una pluralidad de los grupos de portadoras, y el esquema de transmisión se establece para cada grupo de portadoras, permitiendo de esta manera que se establezca la velocidad para la calidad de recepción y transmisión para cada grupo de portadoras, que produce el efecto ventajoso de construcción de un sistema flexible. En este caso, como se describe en otras realizaciones, permitir la elección de un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación ofrece las ventajas de obtener alta calidad de recepción, así como alta velocidad de transmisión, en un entorno de LOS. Aunque en la presente realización, los esquemas de transmisión a los que puede establecerse un grupo de portadoras son “un sistema de MIMO de multiplexación espacial, un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, codificación de bloque de espacio-tiempo, o un esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1”, pero los esquemas de transmisión no están limitados de esta manera. Adicionalmente, la codificación de espacio-tiempo no está limitada al esquema descrito con referencia a la Figura 50, ni al esquema de MIMO usando una matriz de precodificación fija limitada al esquema n.º 2 en la Figura 49, ya que cualquier estructura con una matriz de precodificación fija es aceptable. En la presente realización, se ha descrito el caso de dos antenas en el dispositivo de transmisión, pero también cuando el número de antenas es mayor de dos, pueden conseguirse los mismos efectos ventajosos permitiendo la selección de un esquema de transmisión para cada grupo de portadoras de entre “un sistema de MIMO de multiplexación espacial, un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, codificación de bloque de espacio-tiempo, o un esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1”.

Las Figuras 58A y 58B muestran un esquema de asignación en los grupos de portadoras que se diferencia de el de las Figuras 47A, 47B, 48A, 48B y 51. En las Figuras 47A, 47B, 48A, 48B, 51, 55A y 55B, los grupos de portadoras se han descrito como que están formados mediante grupos de subportadoras. En las Figuras 58A y 58B, por otra parte, las portadoras en un grupo de portadoras están dispuestas de manera discreta. Las Figuras 58A y 58B muestran un ejemplo de estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia que se diferencia de el de las Figuras 47A, 47B, 48A, 48B, 51, 55A y 55B. Las Figuras 58A y 58B muestran la estructura de trama para las portadoras 1 a H, tiempos \$1 a \$K. Los elementos que son similares a las Figuras 55A y 55B llevan los mismos signos de referencia. Entre los símbolos de datos en las Figuras 58A y 58B, los símbolos “A” son los símbolos en el grupo de portadoras A, los símbolos “B” son los símbolos en el grupo de portadoras B, los símbolos “C” son los símbolos en el grupo de portadoras C, y los símbolos “D” son los símbolos en el grupo de portadoras D. Los grupos de portadoras pueden implementarse por lo tanto de manera similar mediante disposición discreta a lo largo de (sub)portadoras, y la misma portadora no necesita siempre usarse en el dominio de tiempo. Este tipo de disposición produce el efecto ventajoso de obtener ganancia de diversidad de tiempo y de frecuencia.

En las Figuras 47A, 47B, 48A, 48B, 51, 58A y 58B, los símbolos de información de control y los símbolos de información de control individual se asignan al mismo tiempo en cada grupo de portadoras, pero estos símbolos pueden asignarse a diferentes tiempos. Adicionalmente, el número de (sub)portadoras usado mediante un grupo de portadoras puede cambiar con el tiempo.

(Realización 16)

- 55 Como la realización 10, la presente realización describe un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación usando una matriz unitaria cuando N es un número impar.

En el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con 2N intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los 2N intervalos se representan como sigue.

Cálculo 294

Ecuación 253

para  $i = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ :

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

Siendo  $\alpha$  un valor fijo (que no depende de  $i$ ), donde  $\alpha > 0$ .

5 Cálculo 295

Ecuación 254

para  $i = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ :

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

Siendo  $\alpha$  un valor fijo (que no depende de  $i$ ), donde  $\alpha > 0$ . (Siendo  $\alpha$  en la Ecuación 253 y siendo  $\alpha$  en la Ecuación 254 el mismo valor).

10 A partir de la Condición n.º 5 (Cálculo 106) y la Condición n.º 6 (Cálculo 107) en la realización 3, las siguientes condiciones son importantes en la Ecuación 253 para conseguir excelente calidad de recepción de datos.

Cálculo 296

Condición n.º 46

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

15 (x es 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y es 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y  $x \neq y$ ).

Cálculo 297

Condición n.º 47

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x es 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y es 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y  $x \neq y$ ).

20 Además se considera la siguiente condición.

Cálculo 298

Condición n.º 46

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{para } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

y

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{para } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

A continuación para distribuir los puntos de recepción pobres de manera par con respecto a la fase en el plano

complejo, como se describe en la realización 6, se proporcionan la Condición n.º 49 y la Condición n.º 50.

Cálculo 299

Condición n.º 49

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0,1,2,\dots,N-2)$$

5 Cálculo 300

Condición n.º 50

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0,1,2,\dots,N-2)$$

En otras palabras, la Condición n.º 49 significa que la diferencia en fase es  $2\pi/N$  radianes. Por otra parte, la Condición n.º 50 significa que la diferencia en fase es  $-2\pi/N$  radianes.

- 10 Siendo  $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$  radianes, y siendo  $\alpha > 1$ , la distribución de puntos de recepción pobres para s1 y para s2 en el plano complejo para  $N = 3$  se muestra en las Figuras 60A y 60B. Como es evidente a partir de las Figuras 60A y 60B, en el plano complejo, la distancia mínima entre puntos de recepción pobres para s1 se mantiene grande, y de manera similar, la distancia mínima entre puntos de recepción pobres para s2 se mantiene también grande. Se crean condiciones similares cuando  $\alpha < 1$ . Adicionalmente, tras la comparación con las Figuras 45A y 45B en la realización 10, haciendo las mismas consideraciones como en la realización 9, la probabilidad de una distancia mayor entre puntos de recepción pobres en el plano complejo aumenta cuando  $N$  es un número impar en comparación con cuando  $N$  es un número par. Sin embargo, cuando  $N$  es pequeño, por ejemplo cuando  $N \leq 16$ , la distancia mínima entre puntos de recepción pobres en el plano complejo puede garantizarse para que sea una cierta longitud, puesto que el número de puntos de recepción pobres es pequeño. Por consiguiente, cuando  $N \leq 16$ , incluso si  $N$  es un número par, existen casos donde puede garantizarse la calidad de recepción de datos.

- Por lo tanto, en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación basándose en las Ecuaciones 253 y 254, cuando  $N$  se establece a un número impar, la probabilidad de mejorar calidad de recepción de datos es alta. Las matrices de precodificación  $F[0]-F[2N-1]$  se generan basándose en las Ecuaciones 253 y 254 (las matrices de precodificación  $F[0]-F[2N-1]$  pueden estar en cualquier orden para los  $2N$  intervalos en el periodo (ciclo)). El número de símbolo  $2Ni$  puede precodificarse usando  $F[0]$ , el número de símbolo  $2Ni+1$  puede precodificarse usando  $F[1]$ , ..., y el número de símbolo  $2N \times i + h$  puede precodificarse usando  $F[h]$ , por ejemplo ( $h = 0, 1, 2, \dots, 2N-2, 2N-1$ ). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular). Adicionalmente, cuando el esquema de modulación para tanto s1 como s2 es 16QAM, si  $\alpha$  se establece como en la Ecuación 233, el efecto ventajoso de aumentar la distancia mínima entre  $16 \times 16 = 256$  puntos de señal en el plano I-Q para un entorno de LOS específico puede conseguirse.

Las siguientes condiciones son posibles como las condiciones que se diferencian de la Condición n.º 48:

Cálculo 301

Condición n.º 51

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

- 35 (donde  $x$  es  $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ ;  $y$  es  $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ ; y  $x \neq y$ ).

Cálculo 302

Condición n.º 52

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

(donde x es N, N + 1, N + 2, ..., 2N - 2, 2N - 1; y es N, N + 1, N + 2, ..., 2N - 2, 2N - 1; y x ≠ y).

En este caso, satisfaciendo la Condición n.º 46, la Condición n.º 47, la Condición n.º 51 y la Condición n.º 52, se aumenta la distancia en el plano complejo entre puntos de recepción pobres para s1, como es la distancia entre puntos de recepción pobres para s2, consiguiendo de esta manera excelente calidad de recepción de datos.

5 En la presente realización, se ha descrito el esquema para estructurar 2N diferentes matrices de precodificación para un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de intervalo 2N. En este caso, como las 2N diferentes matrices de precodificación, se preparan F[0], F[1], F[2], ..., F[2N - 2], F[2N - 1]. En la presente realización, se ha descrito un ejemplo de un esquema de transmisión de portadora única, y por lo tanto se ha descrito el caso de disponer los símbolos en el orden F[0], F[1], F[2], ..., F[2N - 2], F[2N - 1] en el dominio de tiempo  
10 (o el dominio de frecuencia). La presente invención, sin embargo, no está limitada de esta manera, y las 2N diferentes matrices de precodificación F[0], F[1], F[2], ..., F[2N - 2], F[2N - 1] generadas en la presente realización pueden adaptarse a un esquema de transmisión multi-portadora tal como un esquema de transmisión de OFDM o similares. Como en la realización 1, como un esquema de adaptación en este caso, pueden cambiarse los pesos de precodificación disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia y en el dominio de frecuencia-tiempo.  
15 Obsérvese que se ha descrito un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de intervalo 2N, pero pueden obtenerse los mismos efectos ventajosos usando aleatoriamente 2N diferentes matrices de precodificación. En otras palabras, las 2N diferentes matrices de precodificación no necesitan usarse necesariamente en un periodo (ciclo) regular.

Adicionalmente, en el esquema de salto de matriz de precodificación a través de un periodo (ciclo) de H intervalos (siendo H un número natural mayor que el número de intervalos 2N en el periodo (ciclo) del esquema anterior para saltar de manera regular entre matrices de precodificación), cuando se incluyen las 2N diferentes matrices de precodificación de la presente realización, la probabilidad de la calidad de recepción excelente aumenta.

(Realización 17)

25 La presente realización describe un ejemplo concreto del esquema para cambiar de manera regular pesos de precodificación, basándose en la realización 8.

La Figura 6 se refiere al esquema de ponderación (esquema de precodificación) en la presente realización. La unidad de ponderación 600 integra las unidades de ponderación 308A y 308B en la Figura 3. Como se muestra en la Figura 6, el flujo s1(t) y el flujo s2(t) corresponden a las señales de banda base 307A y 307B en la Figura 3. En otras palabras, los flujos s1(t) y s2(t) son los componentes en fase I y los componentes de cuadratura Q de la señal de banda base cuando se mapean de acuerdo con un esquema de modulación tal como QPSK, 16QAM, 64QAM o similares. Como se indica mediante la estructura de trama de la Figura 6, en el flujo s1(t), una señal en el número de símbolo u se representa como s1(u), una señal en el número de símbolo u + 1 como s1(u + 1), y así sucesivamente. De manera similar, en el flujo s2(t), una señal en el número de símbolo u se representa como s2(u), una señal en el número de símbolo u + 1 como s2(u + 1), y así sucesivamente. La unidad de ponderación 600 recibe las señales de banda base 307A (s1(t)) y 307B (s2(t)) y la información 315 con respecto a información de ponderación en la Figura 3 como entradas, realiza ponderación de acuerdo con la información 315 con respecto a ponderación, y emite las señales 309A (z1(t)) y 309B (z2(t)) después de ponderar en la Figura 3.

En este punto, cuando por ejemplo se usa un esquema de salto de matriz de precodificación con un periodo (ciclo) de N = 8 como en el Ejemplo n.º 8 en la realización 6, z1(t) y z2(t) se representan como sigue. Para el número de símbolo 8i (donde i es un entero mayor que o igual a cero):

Cálculo 303

Ecuación 255

$$\begin{pmatrix} z1(8i) \\ z2(8i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i) \\ s2(8i) \end{pmatrix}$$

En este punto, j es una unidad imaginaria, y k = 0.

45 Para el número de símbolo 8i + 1:

Cálculo 304

Ecuación 256

$$\begin{pmatrix} z1(8i+1) \\ z2(8i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+1) \\ s2(8i+1) \end{pmatrix}$$

En este punto, k = 1.

5 Para el número de símbolo 8i + 2:

Cálculo 305

Ecuación 257

$$\begin{pmatrix} z1(8i+2) \\ z2(8i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+2) \\ s2(8i+2) \end{pmatrix}$$

En este punto, k = 2.

10 Para el número de símbolo 8i + 3:

Cálculo 306

Ecuación 258

$$\begin{pmatrix} z1(8i+3) \\ z2(8i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+3) \\ s2(8i+3) \end{pmatrix}$$

En este punto, k = 3.

15 Para el número de símbolo 8i + 4:

Cálculo 307

Ecuación 259

$$\begin{pmatrix} z1(8i+4) \\ z2(8i+4) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+4) \\ s2(8i+4) \end{pmatrix}$$

En este punto, k = 4.

20 Para el número de símbolo 8i + 5:

Cálculo 308

Ecuación 260

$$\begin{pmatrix} z1(8i+5) \\ z2(8i+5) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+5) \\ s2(8i+5) \end{pmatrix}$$

En este punto, k = 5.

25 Para el número de símbolo 8i + 6:

Cálculo 309

Ecuación 261

$$\begin{pmatrix} z1(8i+6) \\ z2(8i+6) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+6) \\ s2(8i+6) \end{pmatrix}$$

En este punto, k = 6.

5 Para el número de símbolo 8i + 7:

Cálculo 310

Ecuación 262

$$\begin{pmatrix} z1(8i+7) \\ z2(8i+7) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+7) \\ s2(8i+7) \end{pmatrix}$$

En este punto, k = 7.

10 Los números de símbolo mostrados en este punto pueden considerarse para indicar tiempo. Como se describe en otras realizaciones, en la Ecuación 262, por ejemplo, z1(8i + 7) y z2(8i + 7) en el tiempo 8i + 7 son señales al mismo tiempo, y el dispositivo de transmisión transmite z1(8i + 7) y z2(8i + 7) a través de la misma (compartida/común) frecuencia. En otras palabras, siendo las señales en el tiempo T s1(T), s2(T), z1(T), y z2(T), entonces z1(T) y z2(T) se buscan a partir de algún tipo de matrices de precodificación y a partir de s1(T) y s2(T), y el dispositivo de transmisión transmite z1(T) y z2(T) a través de la misma (compartida/común) frecuencia (al mismo tiempo).  
15 Adicionalmente, en el caso de usar un esquema de transmisión multi-portadora tal como OFDM o similares, y siendo las señales que corresponden a s1, s2, z1, y z2 para la (sub)portadora L y el tiempo T s1(T, L), s2(T, L), z1(T, L), y z2(T, L), entonces z1(T, L) y z2(T, L) se buscan a partir de algún tipo de matrices de precodificación y a partir de s1(T, L) y s2(T, L), y el dispositivo de transmisión transmite z1(T, L) y z2(T, L) a través de la misma (compartida/común) frecuencia (al mismo tiempo). En este caso, el valor apropiado de α se proporciona mediante la Ecuación 198 o la Ecuación 200. También, pueden establecerse diferentes valores de α en las Ecuaciones 255-262. Es decir, cuando se extraen dos ecuaciones (Ecuaciones X y Y) a partir de las Ecuaciones 255-262, el valor de α proporcionado mediante Ecuación X puede ser diferente del valor de α proporcionado mediante la Ecuación Y.

25 La presente realización describe un esquema de salto de precodificación que aumenta el tamaño de periodo (ciclo), basándose en las matrices de precodificación anteriormente descritas de la Ecuación 190.

Siendo el periodo (ciclo) del esquema de salto de precodificación 8M, 8M se representan diferentes matrices de precodificación como sigue.

Cálculo 311

Ecuación 263

30

$$F[8 \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{k\pi}{4M}\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{k\pi}{4M} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

En este caso, i = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, y k = 0, 1, ..., M - 2, M - 1.

Por ejemplo, siendo M = 2 y α < 1, los puntos de recepción pobres para s1 (○) y para s2 (□) en k = 0 se representan como en la Figura 42A. De manera similar, los puntos de recepción pobres para s1 (○) y para s2 (□) en k = 1 se representan como en la Figura 42B. De esta manera, basándose en las matrices de precodificación en la Ecuación 190, los puntos de recepción pobres son como en la Figura 42A, y usando, como las matrices de precodificación, las matrices producidas multiplicando cada término en la segunda línea en el lado de la derecha de la Ecuación 190 por e<sup>jx</sup> (véase Ecuación 226), los puntos de recepción pobres se rotan con respecto a la Figura 42A (véase la Figura 42B). (Obsérvese que los puntos de recepción pobres en la Figura 42A y la Figura 42B no solapan. Incluso cuando se multiplican por e<sup>jx</sup>, los puntos de recepción pobres no deberían solapar, como en este caso. Adicionalmente, las matrices producidas multiplicando cada término en la primera línea en el lado de la derecha de la Ecuación 190, en  
35  
40

lugar de en la segunda línea en el lado de la derecha de la Ecuación 190, por  $e^{jx}$  pueden usarse como las matrices de precodificación). En este caso, las matrices de precodificación F[0]-F[15] se representan como sigue.

Cálculo 312

Ecuación 264

$$F[8 \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + Xk\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + Xk + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

En este punto,  $i = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ , y  $k = 0, 1$ .

En este caso, cuando  $M = 2$ , se generan las matrices de precodificación F[0]-F[15] (las matrices de precodificación F[0]-F[15] pueden estar en cualquier orden. También, las matrices F[0]-F[15] pueden ser matrices diferentes). El número de símbolo  $16i$  puede precodificarse usando F[0], el número de símbolo  $16i + 1$  puede precodificarse usando F[1], ..., y el número de símbolo  $16i + h$  puede precodificarse usando F[h], por ejemplo ( $h = 0, 1, 2, \dots, 14, 15$ ). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular). Resumiendo las consideraciones anteriores, con referencia a las Ecuaciones 82-85, se representan las matrices de precodificación de periodo (ciclo) N mediante la siguiente ecuación.

Cálculo 313

15 Ecuación 265

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

En este punto, puesto que el periodo (ciclo) tiene N intervalos,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ . Adicionalmente, las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $N \times M$  basándose en la Ecuación 265 se representan mediante la siguiente ecuación.

20 Cálculo 314

Ecuación 266

$$F[N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + Xk)} & e^{j(\theta_{21}(i) + Xk + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

En este caso,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ , y  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

En este caso, se generan las matrices de precodificación F[0]-F[ $N \times M - 1$ ]. (Las matrices de precodificación F[0]-F[ $N \times M - 1$ ] pueden estar en cualquier orden para los  $N \times M$  intervalos en el periodo (ciclo)). El número de símbolo  $N \times M \times i$  puede precodificarse usando F[0], el número de símbolo  $N \times M \times i + 1$  puede precodificarse usando F[1], ..., y el número de símbolo  $N \times M \times i + h$  puede precodificarse usando F[h], por ejemplo ( $h = 0, 1, 2, \dots, N \times M - 2, N \times M - 1$ ). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular).

30 Generar las matrices de precodificación de esta manera consigue un esquema de salto de matriz de precodificación con un periodo (ciclo) grande, que permite que se cambie fácilmente la posición de puntos de recepción pobres, que puede conducir a calidad de recepción de datos mejorada. Obsérvese que mientras que las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $N \times M$  se han establecido a la Ecuación 266, las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $N \times M$  pueden establecerse a la siguiente ecuación, como se ha descrito anteriormente.

35 Cálculo 315

Ecuación 267

$$F[N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}(i) + X_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + X_k + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

En este caso,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ , y  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

5 En las Ecuaciones 265 y 266, cuando  $0$  radianes  $\leq \delta < 2\pi$  radianes, las matrices son una matriz unitaria cuando  $\delta = \pi$  radianes y son una matriz no unitaria cuando  $\delta \neq \pi$  radianes. En el presente esquema, el uso de una matriz no unitaria para  $\pi/2$  radianes  $\leq |\delta| < \pi$  radianes es una estructura característica (siendo las condiciones para  $\delta$  similares a otras realizaciones), y se obtiene excelente calidad de recepción de datos. Sin embargo, sin limitación a esto, puede usarse una matriz unitaria en su lugar.

10 En la presente realización, como un ejemplo del caso donde  $\lambda$  se trata como un valor fijo, se describe un caso donde  $\lambda = 0$  radianes. Sin embargo, en vista del mapeo de acuerdo con el esquema de modulación,  $\lambda$  puede establecerse a un valor fijo definido como  $\lambda = \pi/2$  radianes,  $\lambda = \pi$  radianes, o  $\lambda = (3\pi)/2$  radianes. (Por ejemplo,  $\lambda$  puede establecerse a un valor fijo definido como  $\lambda = \pi$  radianes en las matrices de precodificación del esquema de precodificación en las que se realiza salto entre matrices de precodificación de manera regular). Con esta estructura, como es el caso cuando  $\lambda$  se establece a un valor definido como  $\lambda = 0$  radianes, se consigue una reducción en tamaño de circuito.

15 (Realización 18)

La presente realización describe un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación usando una matriz unitaria basándose en la realización 9.

20 Como se describe en la realización 8, en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con  $N$  intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los  $N$  intervalos con referencia a las Ecuaciones 82-85 se representan como sigue.

Cálculo 316

Ecuación 268

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

25 En este caso,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ . ( $\alpha > 0$ ). Puesto que se usa una matriz unitaria en la presente realización, las matrices de precodificación en la Ecuación 268 pueden representarse como sigue.

Cálculo 317

Ecuación 269

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

30 En este caso,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ . ( $\alpha > 0$ ). A partir de la Condición n.º 5 (Cálculo 106) y la Condición n.º 6 (Cálculo 107) en la realización 3, la siguiente condición es importante para conseguir excelente calidad de recepción de datos.

Cálculo 318

Condición n.º 53

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

$$(x \text{ es } 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1; y \text{ es } 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1; y \quad x \neq y.)$$

35 Cálculo 319

Condición n.º 54

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0,1,2, \dots, N-2, N-1) \quad (x$$

es 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1; y es 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1; y  $x \neq y$ .)

La realización 6 ha descrito la distancia entre puntos de recepción pobres. Para aumentar la distancia entre puntos de recepción pobres, es importante que el número de intervalos N sea un número impar tres o mayor. Lo siguiente explica este punto.

- 5 Para distribuir los puntos de recepción pobres de manera par con respecto a la fase en el plano complejo, como se describe en la realización 6, se proporciona la Condición n.º 55 y la Condición n.º 56.

Cálculo 320

Condición n.º 55

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0,1,2, \dots, N-2)$$

10 Cálculo 321

Condición n.º 56

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0,1,2, \dots, N-2)$$

- 15 Siendo  $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$  radianes, y siendo  $\alpha < 1$ , la distribución de puntos de recepción pobres para s1 y para s2 en el plano complejo para un periodo (ciclo) de  $N = 3$  se muestra en la Figura 43A, y la distribución de puntos de recepción pobres para s1 y para s2 en el plano complejo para un periodo (ciclo) de  $N = 4$  se muestra en la Figura 43B. Siendo  $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$  radianes, y siendo  $\alpha > 1$ , la distribución de puntos de recepción pobres para s1 y para s2 en el plano complejo para un periodo (ciclo) de  $N = 3$  se muestra en la Figura 44A, y la distribución de puntos de recepción pobres para s1 y para s2 en el plano complejo para un periodo (ciclo) de  $N = 4$  se muestra en la Figura 44B.

- 20 En este caso, cuando se considera la fase entre un segmento de línea desde el origen a un punto de recepción pobre y una línea media a lo largo del eje real definida mediante el número real  $\geq 0$  (véase la Figura 43A), entonces para cualquier  $\alpha > 1$  o  $\alpha < 1$ , cuando  $N = 4$ , tiene lugar siempre el caso en el que la fase para los puntos de recepción pobres para s1 y la fase para los puntos de recepción pobres para s2 son el mismo valor. (Véase 4301, 4302 en la Figura 43B, y 4401, 4402 en la Figura 44B). En este caso, en el plano complejo, la distancia entre puntos de recepción pobres se hace pequeña. Por otra parte, cuando  $N = 3$ , la fase para los puntos de recepción pobres para s1 y la fase para los puntos de recepción pobres para s2 nunca son el mismo valor.

- 30 Basándose en lo anterior, considerando cómo tiene lugar siempre el caso en el que la fase para los puntos de recepción pobres para s1 y la fase para los puntos de recepción pobres para s2 son el mismo valor Cuando el número de intervalos N en el periodo (ciclo) es un número par, establecer el número de intervalos N en el periodo (ciclo) a un número impar aumenta la probabilidad de una mayor distancia entre puntos de recepción pobres en el plano complejo en comparación con cuando el número de intervalos N en el periodo (ciclo) es un número par. Sin embargo, cuando el número de intervalos N en el periodo (ciclo) es pequeño, por ejemplo cuando  $N \leq 16$ , la distancia mínima entre puntos de recepción pobres en el plano complejo puede garantizarse para que sea una cierta longitud, puesto que el número de puntos de recepción pobres es pequeño. Por consiguiente, cuando  $N \leq 16$ , incluso si N es un número par, existen casos donde puede garantizarse la calidad de recepción de datos.

- 40 Por lo tanto, en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación basándose en la Ecuación 269, cuando el número de intervalos N en el periodo (ciclo) se establece a un número impar, la probabilidad de mejorar calidad de recepción de datos es alta. Las matrices de precodificación F[0]-F[N - 1] se generan basándose en la Ecuación 269 (las matrices de precodificación F[0]-F[N - 1] pueden estar en cualquier orden para los N intervalos en el periodo (ciclo)). El número de símbolo Ni puede precodificarse usando F[0], el número de símbolo Ni + 1 puede precodificarse usando F[1], ..., y el número de símbolo  $N \times i + h$  puede precodificarse usando F[h], por ejemplo (h = 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular). Adicionalmente, cuando el esquema de modulación para tanto s1 como s2 es 16QAM, si  $\alpha$  se establece como sigue,

45

Cálculo 322

Ecuación 270

$$\alpha = \frac{\sqrt{2} + 4}{\sqrt{2} + 2}$$

5 el efecto ventajoso de aumentar la distancia mínima entre  $16 \times 16 = 256$  puntos de señal en el plano I-Q para un entorno de LOS específico puede conseguirse.

10 La Figura 94 muestra distribución de punto de señal en el plano I-Q para 16QAM. En la Figura 94, el punto de señal 9400 es un punto de señal cuando los bits a transmitir (bits de entrada)  $b_0$ - $b_3$  representan un valor “( $b_0, b_1, b_2, b_3$ ) = (1, 0, 0, 0)” (como se muestra en la Figura 94), y sus coordenadas en el plano I-Q son  $(-3 \times g, 3 \times g)$ . Con respecto a los puntos de señal distintos del punto de señal 9400, los bits a transmitir y las coordenadas en el plano I-Q pueden identificarse a partir de la Figura 94.

15 La Figura 95 muestra distribución de punto de señal en el plano I-Q para QPSK. En la Figura 95, el punto de señal 9500 es un punto de señal cuando los bits a transmitir (bits de entrada)  $b_0$  y  $b_1$  representan un valor “( $b_0, b_1$ ) = (1, 0)” (como se muestra en la Figura 95), y sus coordenadas en el plano I-Q son  $(-1 \times g, 1 \times g)$ . Con respecto a los puntos de señal distintos del punto de señal 9500, los bits a transmitir y las coordenadas en el plano I-Q pueden identificarse a partir de la Figura 95.

También, cuando el esquema de modulación para  $s_1$  es modulación QPSK y el esquema de modulación para  $s_2$  es 16QAM, si  $\alpha$  se establece como sigue,

Cálculo 323

Ecuación 271

$$\alpha = \frac{\sqrt{2} + 3 + \sqrt{5}}{\sqrt{2} + 3 - \sqrt{5}}$$

20 el efecto ventajoso de aumentar la distancia mínima entre puntos de señal candidatos en el plano I-Q para un entorno de LOS específico puede conseguirse.

25 Obsérvese que una distribución de punto de señal en el plano I-Q para 16QAM se muestra en la Figura 94, y una distribución de punto de señal en el plano I-Q para QPSK se muestra en la Figura 95. En este punto, si  $g$  en la Figura 94 se establece como sigue,

Cálculo 324

Ecuación 272

$$g = \frac{z}{\sqrt{10}}$$

h en la Figura 94 se obtiene como sigue.

30 Cálculo 325

Ecuación 273

$$h = \frac{z}{\sqrt{2}}$$

Como un ejemplo de las matrices de precodificación preparadas para los N intervalos basándose en la Ecuación 269, se consideran las siguientes matrices:

35

Cálculo 326

Ecuación 274

$$F[i = 0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

Cálculo 327

5 Ecuación 275

$$F[i = 1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 328

Ecuación 276

$$F[i = 2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

10 Cálculo 329

Ecuación 277

$$F[i = 3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{5}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 330

Ecuación 278

$$F[i = 4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{5}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

15

Obsérvese que, para restringir la escala de cálculo de la precodificación anterior en el dispositivo de transmisión,  $\theta_{11}(i) = 0$  radianes y  $\lambda = 0$  radianes pueden establecerse en la Ecuación 269. En este caso, sin embargo, en la Ecuación 269,  $\lambda$  puede variar dependiendo de  $i$ , o puede ser el mismo valor. Es decir, en la Ecuación 269,  $\lambda$  en  $F[i = x]$  y  $\lambda$   $F[i = y]$  ( $x \neq y$ ) pueden ser el mismo valor o pueden ser diferentes valores.

20 Como el valor al cual se establece  $\alpha$ , el valor establecido anteriormente descrito es uno de los valores eficaces. Sin embargo, sin limitación a esto,  $\alpha$  puede establecerse, por ejemplo, para cada valor de  $i$  en la matriz de precodificación  $F[i]$  como se describe en la realización 17. (Es decir, en  $F[i]$ ,  $\alpha$  no se establece siempre necesariamente a un valor constante para  $i$ ).

25 En la presente realización, se ha descrito el esquema para estructurar  $N$  diferentes matrices de precodificación para un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de  $N$  intervalos. En este caso, como las  $N$  diferentes matrices de precodificación, se preparan  $F[0]$ ,  $F[1]$ ,  $F[2]$ , ...,  $F[N - 2]$ ,  $F[N - 1]$ . En el esquema de transmisión de portadora única, los símbolos están dispuestos en el orden  $F[0]$ ,  $F[1]$ ,  $F[2]$ , ...,  $F[N - 2]$ ,  $F[N - 1]$  en el dominio de tiempo (o el dominio de frecuencia en el caso del esquema de transmisión multi-portadora). La presente invención, sin embargo, no está limitada de esta manera, y las  $N$  diferentes matrices de precodificación  $F[0]$ ,  $F[1]$ ,  $F[2]$ , ...,  $F[N - 2]$ ,  $F[N - 1]$  generadas en la presente realización pueden adaptarse a un esquema de transmisión multi-portadora tal como un esquema de transmisión de OFDM o similares. Como en la realización 1, como un esquema de adaptación en este caso, pueden cambiarse los pesos de precodificación disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia y en el dominio de frecuencia-tiempo. Obsérvese que se ha descrito un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de  $N$  intervalos, pero pueden obtenerse los mismos efectos

30

ventajosos usando aleatoriamente N diferentes matrices de precodificación. En otras palabras, las N diferentes matrices de precodificación no necesitan usarse necesariamente en un periodo (ciclo) regular.

- 5 Adicionalmente, en el esquema de salto de matriz de precodificación a través de un periodo (ciclo) de H intervalos (siendo H un número natural mayor que el número de intervalos N en el periodo (ciclo) del esquema anterior para saltar de manera regular entre matrices de precodificación), cuando se incluyen las N diferentes matrices de precodificación de la presente realización, la probabilidad de la calidad de recepción excelente aumenta. En este caso, la Condición n.º 55 y la Condición n.º 56 pueden sustituirse por las siguientes condiciones. (El número de intervalos en el periodo (ciclo) se considera que es N).

Cálculo 331

- 10 Condición n.º 55'

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{para } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x es 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y es 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y x ≠ y.)

Cálculo 332

Condición n.º 56'

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{para } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x es 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y es 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y x ≠ y.)

- 15 En la presente realización, como un ejemplo del caso donde λ se trata como un valor fijo, se describe un caso donde λ = 0 radianes. Sin embargo, en vista del mapeo de acuerdo con el esquema de modulación, λ puede establecerse a un valor fijo definido como λ = π/2 radianes, λ = π radianes, o λ = (3π)/2 radianes. (Por ejemplo, λ puede establecerse a un valor fijo definido como λ = π radianes en las matrices de precodificación del esquema de precodificación en las que se realiza salto entre matrices de precodificación de manera regular). Con esta estructura, como es el caso cuando λ se establece a un valor definido como λ = 0 radianes, se consigue una reducción en tamaño de circuito.
- 20

(Realización 19)

La presente realización describe un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación usando una matriz unitaria basándose en la realización 10.

- 25 En el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con 2N intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los 2N intervalos se representan como sigue.

Cálculo 333

Ecuación 279

Cuando i = 0, 1, 2, ..., N-2, N-1:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

- 30 α > 0, y α es un valor fijo (independientemente de i).

Cálculo 334

Ecuación 280

Cuando i = N, N+1, N+2, ..., 2N-2, 2N-1:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

$\alpha > 0$ , y  $\alpha$  es un valor fijo (independientemente de  $i$ ).

(El valor de  $\alpha$  en la Ecuación 279 es el mismo que el valor de  $\alpha$  en la Ecuación 280).

(El valor de  $\alpha$  puede establecerse como  $\alpha < 0$ ).

5 A partir de la Condición n.º 5 (Cálculo 106) y de la Condición n.º 6 (Cálculo 107) en la realización 3, la siguiente condición es importante para conseguir excelente calidad de recepción de datos.

Cálculo 335

Condición n.º 57

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

( $x$  es  $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ;  $y$  es  $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ;  $y \neq x$ .)

Cálculo 336

10 Condición n.º 58

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1) \quad (x$$

es  $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ;  $y$  es  $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ;  $y \neq x$ .)

Además se considera la siguiente condición.

Cálculo 337

Condición n.º 59

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{para } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

y

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{para } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

15

A continuación para distribuir los puntos de recepción pobres de manera par con respecto a la fase en el plano complejo, como se describe en la realización 6, se proporcionan la Condición n.º 60 y la Condición n.º 61.

Cálculo 338

Condición n.º 60

20

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Cálculo 339

Condición n.º 61

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

25

Siendo  $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$  radianes, y siendo  $\alpha > 1$ , la distribución de puntos de recepción pobres para  $s_1$  y para  $s_2$  en el plano complejo para  $N = 4$  se muestra en las Figuras 43A y 43B. Como es evidente a partir de las Figuras 43A y 43B, en el plano complejo, la distancia mínima entre puntos de recepción pobres para  $s_1$  se mantiene grande, y de manera similar, la distancia mínima entre puntos de recepción pobres para  $s_2$  se mantiene también grande. Se crean condiciones similares cuando  $\alpha < 1$ . Adicionalmente, haciendo las mismas consideraciones como en la realización 9, la probabilidad de una distancia mayor entre puntos de recepción pobres en el plano complejo aumenta cuando  $N$  es un número impar en comparación con cuando  $N$  es un número par. Sin embargo, cuando  $N$  es pequeño, por ejemplo cuando  $N \leq 16$ , la distancia mínima entre puntos de recepción pobres en el plano complejo

30

puede garantizarse para que sea una cierta longitud, puesto que el número de puntos de recepción pobres es pequeño. Por consiguiente, cuando  $N \leq 16$ , incluso si  $N$  es un número par, existen casos donde puede garantizarse la calidad de recepción de datos.

- 5 Por lo tanto, en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación basándose en las Ecuaciones 279 y 280, cuando  $N$  se establece a un número impar, la probabilidad de mejorar calidad de recepción de datos es alta. Obsérvese que matrices de precodificación  $F[0]$ - $F[2N - 1]$  se han generado basándose en las Ecuaciones 279 y 280. (Las matrices de precodificación  $F[0]$ - $F[2N - 1]$  pueden estar en cualquier orden para los  $2N$  intervalos en el periodo (ciclo)). El número de símbolo  $2Ni$  puede precodificarse usando  $F[0]$ , el número de símbolo  $2Ni + 1$  puede precodificarse usando  $F[1]$ , ..., y el número de símbolo  $2N \times i + h$  puede precodificarse usando  $F[h]$ , por ejemplo ( $h = 0, 1, 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ ). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular). Adicionalmente, cuando el esquema de modulación para tanto  $s_1$  como  $s_2$  es 16QAM, si  $\alpha$  se establece como en la Ecuación 270, el efecto ventajoso de aumentar la distancia mínima entre  $16 \times 16 = 256$  puntos de señal en el plano I-Q para un entorno de LOS específico puede conseguirse.
- 10 También, cuando el esquema de modulación para  $s_1$  es modulación QPSK y el esquema de modulación para  $s_2$  es 16QAM, si  $\alpha$  se establece como en la Ecuación 271, el efecto ventajoso de aumentar la distancia mínima entre puntos de señal candidatos en el plano I-Q para un entorno de LOS específico puede conseguirse. Obsérvese que una distribución de punto de señal en el plano I-Q para 16QAM se muestra en la Figura 60, y una distribución de punto de señal en el plano I-Q para QPSK se muestra en la Figura 94. En este punto, si "g" en la Figura 60 se establece como en la Ecuación 272, se deduce, "h" en la Figura 94 se obtiene como en la Ecuación 273.
- 15
- 20

Las siguientes condiciones son posibles como las condiciones que se diferencian de la Condición n.º 59:

Cálculo 340

Condición n.º 62

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

( $x$  es  $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ ;  $y$  es  $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ ;  $y \neq x$ .)

25 Cálculo 341

Condición n.º 63

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

( $x$  es  $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ ;  $y$  es  $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ ;  $y \neq x$ .)

- 30 En este caso, satisfaciendo la Condición n.º 57 y la Condición n.º 58 y la Condición n.º 62 y la Condición n.º 63, se aumenta la distancia en el plano complejo entre puntos de recepción pobres para  $s_1$ , como es la distancia entre puntos de recepción pobres para  $s_2$ , consiguiendo de esta manera excelente calidad de recepción de datos.

Como un ejemplo de las matrices de precodificación preparadas para los  $2N$  intervalos basándose en las Ecuaciones 279 y 280, se consideran las siguientes matrices cuando  $N=15$ :

Cálculo 342

Ecuación 281

$$F[i = 0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha x e^{j0} \\ \alpha x e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

35

Cálculo 343

Ecuación 282

$$F[i = 1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 344

Ecuación 283

$$F[i = 2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

5 Cálculo 345

Ecuación 284

$$F[i = 3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 346

Ecuación 285

$$F[i = 4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

10

Cálculo 347

Ecuación 286

$$F[i = 5] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 348

15 Ecuación 287

$$F[i = 6] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 349

Ecuación 288

$$F[i = 7] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

20 Cálculo 350

Ecuación 289

$$F[i = 8] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 351  
Ecuación 290

$$F[i = 9] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

5 Cálculo 352  
Ecuación 291

$$F[i = 10] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 353  
Ecuación 292

$$F[i = 11] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

10 Cálculo 354  
Ecuación 293

$$F[i = 12] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{24}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{24}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 355  
15 Ecuación 294

$$F[i = 13] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 356  
Ecuación 295

$$F[i = 14] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

20 Cálculo 357  
Ecuación 296

$$F[i=15] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 358

Ecuación 297

$$F[i=16] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

5 Cálculo 359

Ecuación 298

$$F[i=17] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 360

Ecuación 299

$$F[i=18] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

10

Cálculo 361

Ecuación 300

$$F[i=19] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 362

15 Ecuación 301

$$F[i=20] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 363

Ecuación 302

$$F[i=21] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

20 Cálculo 364

Ecuación 303

$$F[i = 22] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 365

Ecuación 304

$$F[i = 23] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

5 Cálculo 366

Ecuación 305

$$F[i = 24] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 367

Ecuación 306

$$F[i = 25] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

10

Cálculo 368

Ecuación 307

$$F[i = 26] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 369

15 Ecuación 308

$$F[i = 27] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{24}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{24}{15}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 370

Ecuación 309

$$F[i = 28] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

20 Cálculo 371

Ecuación 310

$$F[i = 29] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Obsérvese que, para restringir la escala de cálculo de la precodificación anterior en el dispositivo de transmisión,  $\theta_{11}(i) = 0$  radianes y  $\lambda = 0$  radianes puede establecerse en la Ecuación 279, y  $\theta_{21}(i) = 0$  radianes y  $\lambda = 0$  radianes puede establecerse en la Ecuación 280.

- 5 En este caso, sin embargo, en las Ecuaciones 279 y 280,  $\lambda$  puede establecerse como un valor que varía dependiendo de  $i$ , o puede establecerse como el mismo valor. Es decir, en las Ecuaciones 279 y 280,  $\lambda$  en  $F[i = x]$  y  $\lambda$  en  $F[i = y]$  ( $x \neq y$ ) pueden ser el mismo valor o pueden ser diferentes valores. Como otro esquema,  $\lambda$  se establece como un valor fijo en la Ecuación 279,  $\lambda$  se establece como un valor fijo en la Ecuación 280, y los valores fijos de  $\lambda$  en las Ecuaciones 279 y 280 se establecen como diferentes valores. (Como otro esquema adicional, se usan los valores fijos de  $\lambda$  en las Ecuaciones 279 y 280).

Como el valor al cual se establece  $\alpha$ , el valor establecido anteriormente descrito es uno de los valores eficaces. Sin embargo, sin limitación a esto,  $\alpha$  puede establecerse, por ejemplo, para cada valor de  $i$  en la matriz de precodificación  $F[i]$  como se describe en la realización 17. (Es decir, en  $F[i]$ ,  $\alpha$  no se establece siempre necesariamente a un valor constante para  $i$ ).

- 15 En la presente realización, se ha descrito el esquema para estructurar  $2N$  diferentes matrices de precodificación para un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de  $2N$  intervalos. En este caso, como las  $2N$  diferentes matrices de precodificación, se preparan  $F[0]$ ,  $F[1]$ ,  $F[2]$ , ...,  $F[2N - 2]$ ,  $F[2N - 1]$ . En el esquema de transmisión de portadora única, los símbolos están dispuestos en el orden  $F[0]$ ,  $F[1]$ ,  $F[2]$ , ...,  $F[2N - 2]$ ,  $F[2N - 1]$  en el dominio de tiempo (o el dominio de frecuencia en el caso del esquema de transmisión multi-portadora). La presente invención, sin embargo, no está limitada de esta manera, y las  $2N$  diferentes matrices de precodificación  $F[0]$ ,  $F[1]$ ,  $F[2]$ , ...,  $F[2N - 2]$ ,  $F[2N - 1]$  generadas en la presente realización pueden adaptarse a un esquema de transmisión multi-portadora tal como un esquema de transmisión de OFDM o similares. Como en la realización 1, como un esquema de adaptación en este caso, pueden cambiarse los pesos de precodificación disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia y en el dominio de frecuencia-tiempo. Obsérvese que se ha descrito un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de  $2N$  intervalos, pero pueden obtenerse los mismos efectos ventajosos usando aleatoriamente  $2N$  diferentes matrices de precodificación. En otras palabras, las  $2N$  diferentes matrices de precodificación no necesitan usarse necesariamente en un periodo (ciclo) regular.

- Adicionalmente, en el esquema de salto de matriz de precodificación a través de un periodo (ciclo) de  $H$  intervalos (siendo  $H$  un número natural mayor que el número de intervalos  $2N$  en el periodo (ciclo) del esquema anterior para saltar de manera regular entre matrices de precodificación), cuando se incluyen las  $2N$  diferentes matrices de precodificación de la presente realización, la probabilidad de la calidad de recepción excelente aumenta.

- En la presente realización, como un ejemplo del caso donde  $\lambda$  se trata como un valor fijo, se describe un caso donde  $\lambda = 0$  radianes. Sin embargo, en vista del mapeo de acuerdo con el esquema de modulación,  $\lambda$  puede establecerse a un valor fijo definido como  $\lambda = \pi/2$  radianes,  $\lambda = \pi$  radianes, o  $\lambda = (3\pi)/2$  radianes. (Por ejemplo,  $\lambda$  puede establecerse a un valor fijo definido como  $\lambda = \pi$  radianes en las matrices de precodificación del esquema de precodificación en las que se realiza salto entre matrices de precodificación de manera regular). Con esta estructura, como es el caso cuando  $\lambda$  se establece a un valor definido como  $\lambda = 0$  radianes, se consigue una reducción en tamaño de circuito.

(Realización 20)

- 40 La presente realización describe un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación usando una matriz unitaria basándose en la realización 13.

En el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con  $2N$  intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los  $2N$  intervalos se representan como sigue.

Cálculo 372

- 45 Ecuación 311

Cuando  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ :

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

Siendo  $\alpha$  un valor fijo (que no depende de  $i$ ), donde  $\alpha > 0$ .

Cálculo 373

Ecuación 312

Cuando  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix}$$

5

Siendo  $\alpha$  un valor fijo (que no depende de  $i$ ), donde  $\alpha > 0$ . (El valor de  $\alpha$  puede establecerse como  $\alpha < 0$ ).

Adicionalmente, las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $2 \times N \times M$  basándose en las Ecuaciones 311 y 312 se representan mediante las siguientes ecuaciones.

Cálculo 374

10 Ecuación 313

Cuando  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + X_k)} & e^{j(\theta_{21}(i) + X_k + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

En este caso,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

Cálculo 375

Ecuación 314

Cuando  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta + Y_k)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i) + Y_k} \end{pmatrix}$$

15

En este caso,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ . Adicionalmente,  $X_k = Y_k$  puede cumplirse, o  $X_k \neq Y_k$  puede cumplirse.

En este caso, se generan las matrices de precodificación  $F[0]$ - $F[2N \times M - 1]$ .

(Las matrices de precodificación  $F[0]$ - $F[2 \times N \times M - 1]$  pueden estar en cualquier orden para los  $2 \times N \times M$  intervalos en el periodo (ciclo)). El número de símbolo  $2 \times N \times M \times i$  puede precodificarse usando  $F[0]$ , el número de símbolo  $2 \times N \times M \times i + 1$  puede precodificarse usando  $F[1]$ , ..., y el número de símbolo  $2 \times N \times M \times i + h$  puede precodificarse usando  $F[h]$ , por ejemplo ( $h = 0, 1, 2, \dots, 2 \times N \times M - 2, 2 \times N \times M - 1$ ). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular).

25 Generar las matrices de precodificación de esta manera consigue un esquema de salto de matriz de precodificación con un periodo (ciclo) grande, que permite que se cambie fácilmente la posición de puntos de recepción pobres, que puede conducir a calidad de recepción de datos mejorada.

Las matrices de precodificación de periodo (ciclo)  $2 \times N \times M$  en la Ecuación 313 pueden cambiarse a la siguiente ecuación.

Cálculo 376

Ecuación 315

Cuando  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta + Y_k)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i + Y_k)} \end{pmatrix}$$

En este caso,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

5 Las matrices de precodificación de periodo (ciclo)  $2 \times N \times M$  en la Ecuación 314 pueden cambiarse también a cualquiera de las Ecuaciones 316-318.

Cálculo 377

Ecuación 316

Cuando  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda + Y_k)} & e^{j(\theta_{11}(i) + Y_k)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix}$$

En este caso,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

10 Cálculo 378

Ecuación 317

Cuando  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + Y_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda - \delta + Y_k)} \end{pmatrix}$$

En este caso,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

Cálculo 379

15 Ecuación 318

Cuando  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + Y_k)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda + Y_k)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda - \delta)} \end{pmatrix}$$

En este caso,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

Centrándose en los puntos de recepción pobres, si las Ecuaciones 313 a 318 satisfacen las siguientes condiciones, Cálculo 380

20 Condición n.º 64

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

( $x$  es  $0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ ;  $y$  es  $0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ ;  $y \neq x$ ).

Cálculo 381

Condición n.º 65

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\delta)} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x es 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1; y es 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1; y x ≠ y).

Cálculo 382

Condición n.º 66

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x + N) \quad \text{para } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

y

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y + N) \quad \text{para } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

5 entonces se consigue excelente calidad de recepción de datos. Obsérvese que en la realización 8, deberían satisfacerse la Condición n.º 39 y la Condición n.º 40.

Centrándose en  $X_k$  y  $Y_k$ , si las Ecuaciones 313 a 318 satisfacen las siguientes condiciones,

Cálculo 383

10 Condición n.º 67

$$X_a \neq X_b + 2 \times s \times \pi \quad \text{para } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M - 2, M - 1)$$

(a es 0, 1, 2, ..., M - 2, M - 1; b es 0, 1, 2, ..., M - 2, M - 1; y a ≠ b). (En este punto, s es un entero).

Cálculo 384

Condición n.º 68

$$15 \quad Y_a \neq Y_b + 2 \times u \times \pi \quad \text{para } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M - 2, M - 1)$$

(a es 0, 1, 2, ..., M - 2, M - 1; b es 0, 1, 2, ..., M - 2, M - 1; y a ≠ b). (En este punto, u es un entero),

20 entonces se consigue excelente calidad de recepción de datos. Obsérvese que en la realización 8, debería satisfacerse la Condición n.º 42. En las Ecuaciones 313 y 318, cuando 0 radianes ≤ δ < 2π radianes, las matrices son una matriz unitaria cuando δ = π radianes y son una matriz no unitaria cuando δ ≠ π radianes. En el presente esquema, el uso de una matriz no unitaria para π/2 radianes ≤ |δ| < π radianes es una estructura característica, y se obtiene excelente calidad de recepción de datos, pero el uso de una matriz unitaria es posible también.

Lo siguiente proporciona un ejemplo de matrices de precodificación en el esquema de salto de precodificación de la presente realización. Se consideran las siguientes matrices cuando N = 5, M = 2 como un ejemplo de las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de 2 × N × M basándose en las Ecuaciones 313 a 318:

25 Cálculo 385

Ecuación 319

$$F[i = 0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

Cálculo 386

Ecuación 320

$$30 \quad F[i = 1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{2}{5}\pi\right)} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 387

Ecuación 321

$$F[i = 2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{4}{5}\pi\right)} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 388

5 Ecuación 322

$$F[i = 3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{6}{5}\pi\right)} & e^{j\left(\frac{6}{5}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 389

Ecuación 323

$$F[i = 4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{8}{5}\pi\right)} & e^{j\left(\frac{8}{5}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

10 Cálculo 390

Ecuación 324

$$F[i = 5] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 391

Ecuación 325

$$F[i = 6] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{2}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

15

Cálculo 392

Ecuación 326

$$F[i = 7] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{4}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 393

20 Ecuación 327

$$F[i = 8] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{6}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{5}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 394

Ecuación 328

$$F[i = 9] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{8}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{5}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 395

5 Ecuación 329

$$F[i = 10] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(0+\pi)} & e^{j(\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 396

Ecuación 330

$$F[i = 11] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{2}{5}\pi + \pi\right)} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi + \pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

10 Cálculo 397

Ecuación 331

$$F[i = 12] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{4}{5}\pi + \pi\right)} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi + \pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 398

Ecuación 332

$$F[i = 13] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{6}{5}\pi + \pi\right)} & e^{j\left(\frac{6}{5}\pi + \pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

15

Cálculo 399

Ecuación 333

$$F[i = 14] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{8}{5}\pi + \pi\right)} & e^{j\left(\frac{8}{5}\pi + \pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 400

20 Ecuación 334

$$F[i = 15] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha \times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 401

Ecuación 335

$$F[i = 16] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{2}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi + \pi\right)} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha \times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 402

5 Ecuación 336

$$F[i = 17] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{4}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi + \pi\right)} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha \times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 403

Ecuación 337

$$F[i = 18] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{6}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{5}\pi + \pi\right)} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha \times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix}$$

10 Cálculo 404

Ecuación 338

$$F[i = 19] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{8}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{5}\pi + \pi\right)} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha \times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix}$$

De esta manera, en el ejemplo anterior, para restringir la escala de cálculo de la precodificación anterior en el dispositivo de transmisión,  $\lambda = 0$  radianes,  $\delta = \pi$  radianes,  $X1 = 0$  radianes, y  $X2 = \pi$  radianes se establecen en la Ecuación 313, y  $\lambda = 0$  radianes,  $\delta = \pi$  radianes,  $Y1 = 0$  radianes, y  $Y2 = \pi$  radianes se establecen en la Ecuación 314. En este caso, sin embargo, en las Ecuaciones 313 y 314,  $\lambda$  puede establecerse como un valor que varía dependiendo de  $i$ , o puede establecerse como el mismo valor. Es decir, en las Ecuaciones 313 y 314,  $\lambda$  en  $F[i = x]$  y  $\lambda$  en  $F[i = y]$  ( $x \neq y$ ) pueden ser el mismo valor o pueden ser diferentes valores. Como otro esquema,  $\lambda$  se establece como un valor fijo en la Ecuación 313,  $\lambda$  se establece como un valor fijo en la Ecuación 314, y los valores fijos de  $\lambda$  en las Ecuaciones 313 y 314 se establecen como diferentes valores. (Como otro esquema adicional, se usan los valores fijos de  $\lambda$  en las Ecuaciones 313 y 314).

Como el valor al cual se establece  $\alpha$ , el valor establecido descrito en la realización 18 es uno de los valores eficaces. Sin embargo, sin limitación a esto,  $\alpha$  puede establecerse, por ejemplo, para cada valor de  $i$  en la matriz de precodificación  $F[i]$  como se describe en la realización 17. (Es decir, en  $F[i]$ ,  $\alpha$  no se establece siempre necesariamente a un valor constante para  $i$ ).

En la presente realización, como un ejemplo del caso donde  $\lambda$  se trata como un valor fijo, se describe un caso donde  $\lambda = 0$  radianes. Sin embargo, en vista del mapeo de acuerdo con el esquema de modulación,  $\lambda$  puede establecerse a un valor fijo definido como  $\lambda = \pi/2$  radianes,  $\lambda = \pi$  radianes, o  $\lambda = (3\pi)/2$  radianes. (Por ejemplo,  $\lambda$  puede establecerse a un valor fijo definido como  $\lambda = \pi$  radianes en las matrices de precodificación del esquema de precodificación en las que se realiza salto entre matrices de precodificación de manera regular). Con esta estructura, como es el caso cuando  $\lambda$  se establece a un valor definido como  $\lambda = 0$  radianes, se consigue una reducción en tamaño de circuito.

(Realización 21)

La presente realización describe un ejemplo del esquema de precodificación de la realización 18 en el que se realiza de manera regular salto entre matrices de precodificación.

Como un ejemplo de las matrices de precodificación preparadas para los  $N$  intervalos basándose en la Ecuación

269, se consideran las siguientes matrices:

Cálculo 405

Ecuación 339

$$F[i = 0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

5 Cálculo 406

Ecuación 340

$$F[i = 1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 407

Ecuación 341

$$F[i = 2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

10

Cálculo 408

Ecuación 342

$$F[i = 3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 409

15 Ecuación 343

$$F[i = 4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 410

Ecuación 344

$$F[i = 5] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

20 Cálculo 411

Ecuación 345

$$F[i = 6] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 412

Ecuación 346

$$F[i = 7] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 413

5 Ecuación 347

$$F[i = 8] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

En las ecuaciones anteriores, hay un caso especial donde  $\alpha$  puede establecerse a 1. En este caso, las Ecuaciones 339 a 347 se representan como sigue.

Cálculo 414

10 Ecuación 348

$$F[i = 0] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

Cálculo 415

Ecuación 349

$$F[i = 1] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

15 Cálculo 416

Ecuación 350

$$F[i = 2] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 417

Ecuación 351

$$F[i = 3] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

20

Cálculo 418

Ecuación 352

$$F[i = 4] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 419

Ecuación 353

$$F[i = 5] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 420

5 Ecuación 354

$$F[i = 6] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 421

Ecuación 355

$$F[i = 7] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

10 Cálculo 422

Ecuación 356

$$F[i = 8] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Como otro ejemplo, como un ejemplo de las matrices de precodificación preparadas para los N intervalos basándose en la Ecuación 269, se consideran las siguientes matrices cuando N=15:

15 Cálculo 423

Ecuación 357

$$F[i = 0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

Cálculo 424

Ecuación 358

$$F[i = 1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

20

Cálculo 425

Ecuación 359

$$F[i = 2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 426

5 Ecuación 360

$$F[i = 3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 427

Ecuación 361

$$F[i = 4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

10 Cálculo 428

Ecuación 362

$$F[i = 5] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 429

Ecuación 363

$$F[i = 6] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

15

Cálculo 430

Ecuación 364

$$F[i = 7] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 431

20 Ecuación 365

$$F[i = 8] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 432

Ecuación 366

Cálculo 442

$$F[i = 9] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 433

5 Ecuación 367

$$F[i = 10] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 434

Ecuación 368

$$F[i = 11] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

10 Cálculo 435

Ecuación 369

$$F[i = 12] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{24}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{24}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 436

Ecuación 370

$$F[i = 13] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

15

Cálculo 437

Ecuación 371

$$F[i = 14] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

20 En las ecuaciones anteriores, hay un caso especial donde  $\alpha$  puede establecerse a 1. En este caso, las Ecuaciones 357 a 371 se representan como sigue.

Cálculo 438

Ecuación 372

$$F[i = 0] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

Cálculo 439

5 Ecuación 373

$$F[i = 1] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 440

Ecuación 374

$$F[i = 2] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

10 Cálculo 441

Ecuación 375

$$F[i = 3] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 442

Ecuación 376

$$F[i = 4] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

15

Cálculo 443

Ecuación 377

$$F[i = 5] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 444

20 Ecuación 378

$$F[i = 6] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 445

Ecuación 379

$$F[i=7] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 446

5 Ecuación 380

$$F[i=8] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 447

Ecuación 381

$$F[i=9] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

10 Cálculo 448

Ecuación 382

$$F[i=10] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 449

Ecuación 383

$$F[i=11] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

15

Cálculo 450

Ecuación 384

$$F[i=12] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{24}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{24}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 451

20 Ecuación 385

$$F[i=13] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 452

Ecuación 386

$$F[i = 14] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

5 En el presente ejemplo,  $\alpha$  se establece a 1. Sin embargo, el valor al cual se establece  $\alpha$  no está limitado a esto. Por ejemplo, el valor establecido de  $\alpha$  puede aplicarse al siguiente caso. Es decir, como se muestra en la Figura 3 o similares, el codificador realiza una codificación de corrección de errores. El valor de  $\alpha$  puede variarse dependiendo de la tasa de codificación para codificación de corrección de errores usada en la codificación de corrección de errores. Por ejemplo, se considera un esquema en el que  $\alpha$  se establece a 1 cuando la tasa de codificación es 1/2, y a un valor distinto de 1 tal como un valor que satisface la siguiente relación  $\alpha > 1$  (o  $\alpha < 1$ ) cuando la tasa de codificación es 2/3. Con esta estructura, en el dispositivo de recepción, puede conseguirse excelente calidad de recepción de datos independientemente de la tasa de codificación. (Puede conseguirse excelente calidad de recepción de datos incluso si  $\alpha$  se establece como un valor fijo).

Como otro ejemplo, como se describe en la realización 17,  $\alpha$  puede establecerse para cada valor de  $i$  en la matriz de precodificación  $F[i]$ . (Es decir, en  $F[i]$ ,  $\alpha$  no se establece siempre necesariamente a un valor constante para  $i$ ).

15 En la presente realización, se ha descrito el esquema para estructurar  $N$  diferentes matrices de precodificación para un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de  $N$  intervalos. En este caso, como las  $N$  diferentes matrices de precodificación, se preparan  $F[0]$ ,  $F[1]$ ,  $F[2]$ , ...,  $F[N - 2]$ ,  $F[N - 1]$ . En el esquema de transmisión de portadora única, los símbolos están dispuestos en el orden  $F[0]$ ,  $F[1]$ ,  $F[2]$ , ...,  $F[N - 2]$ ,  $F[N - 1]$  en el dominio de tiempo (o el dominio de frecuencia en el caso del esquema de transmisión multi-portadora). La presente invención, sin embargo, no está limitada de esta manera, y las  $N$  diferentes matrices de precodificación  $F[0]$ ,  $F[1]$ ,  $F[2]$ , ...,  $F[N - 2]$ ,  $F[N - 1]$  generadas en la presente realización pueden adaptarse a un esquema de transmisión multi-portadora tal como un esquema de transmisión de OFDM o similares. Como en la realización 1, como un esquema de adaptación en este caso, pueden cambiarse los pesos de precodificación disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia y en el dominio de frecuencia-tiempo. Obsérvese que se ha descrito un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de  $N$  intervalos, pero pueden obtenerse los mismos efectos ventajosos usando aleatoriamente  $N$  diferentes matrices de precodificación. En otras palabras, las  $N$  diferentes matrices de precodificación no necesitan usarse necesariamente en un periodo (ciclo) regular.

(Realización 22)

30 La presente realización describe un ejemplo del esquema de precodificación de la realización 19 en el que se realiza de manera regular salto entre matrices de precodificación.

Como un ejemplo de las matrices de precodificación preparadas para los  $2N$  intervalos basándose en las Ecuaciones 279 y 280, se consideran las siguientes matrices cuando  $N=9$ :

Cálculo 453

Ecuación 387

$$F[i = 0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

35

Cálculo 454

Ecuación 388

$$F[i = 1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 455

Ecuación 389

$$F[i = 2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 456

5 Ecuación 390

$$F[i = 3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 457

Ecuación 391

$$F[i = 4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

10 Cálculo 458

Ecuación 392

$$F[i = 5] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 459

Ecuación 393

$$F[i = 6] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

15

Cálculo 460

Ecuación 394

$$F[i = 7] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 461

20 Ecuación 395

$$F[i = 8] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 462

Ecuación 396

$$F[i=9] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 463

5 Ecuación 397

$$F[i=10] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j(\frac{2}{9}\pi+\pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 464

Ecuación 398

$$F[i=11] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j(\frac{4}{9}\pi+\pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

10 Cálculo 465

Ecuación 399

$$F[i=12] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j(\frac{6}{9}\pi+\pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 466

Ecuación 400

$$F[i=13] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j(\frac{8}{9}\pi+\pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

15

Cálculo 467

Ecuación 401

$$F[i=14] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j(\frac{10}{9}\pi+\pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 468

20 Ecuación 402

$$F[i=15] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j(\frac{12}{9}\pi+\pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 469

Ecuación 403

$$F[i=16] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 470

5 Ecuación 404

$$F[i=17] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

En las ecuaciones anteriores, hay un caso especial donde  $\alpha$  puede establecerse a 1. En este caso, las Ecuaciones 387 a 404 se representan como sigue.

Cálculo 471

10 Ecuación 405

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

Cálculo 472

Ecuación 406

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

15 Cálculo 473

Ecuación 407

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 474

Ecuación 408

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

20

Cálculo 475

Ecuación 409

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 476

Ecuación 410

$$F[i = 5] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 477

5 Ecuación 411

$$F[i = 6] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 478

Ecuación 412

$$F[i = 7] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

10 Cálculo 479

Ecuación 413

$$F[i = 8] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Cálculo 480

Ecuación 414

$$F[i = 9] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

15

Cálculo 481

Ecuación 415

$$F[i = 10] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 482

20 Ecuación 416

$$F[i = 11] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 483

Ecuación 417

$$F[i = 12] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 484

5 Ecuación 418

$$F[i = 13] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 485

Ecuación 419

$$F[i = 14] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

10 Cálculo 486

Ecuación 420

$$F[i = 15] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Cálculo 487

Ecuación 421

$$F[i = 16] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

15

Cálculo 488

Ecuación 422

$$F[i = 17] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

20 También,  $\alpha$  puede establecerse a 1 en las Ecuaciones 281 a 310 presentadas en la realización 19. Como el valor al cual se establece  $\alpha$ , el valor establecido anteriormente descrito es uno de los valores eficaces. Sin embargo, sin limitación a esto,  $\alpha$  puede establecerse, por ejemplo, para cada valor de  $i$  en la matriz de precodificación  $F[i]$  como se describe en la realización 17. (Es decir, en  $F[i]$ ,  $\alpha$  no se establece siempre necesariamente a un valor constante para  $i$ ).

25 En la presente realización, se ha descrito el esquema para estructurar  $2N$  diferentes matrices de precodificación para un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de  $2N$  intervalos. En este caso, como las  $2N$  diferentes matrices de precodificación, se preparan  $F[0]$ ,  $F[1]$ ,  $F[2]$ , ...,  $F[2N - 2]$ ,  $F[2N - 1]$ . En el esquema de transmisión de portadora única, los símbolos están dispuestos en el orden  $F[0]$ ,  $F[1]$ ,  $F[2]$ , ...,  $F[2N - 2]$ ,  $F[2N - 1]$  en el dominio de tiempo (o el dominio de frecuencia en el caso del esquema de transmisión multi-portadora). La presente invención, sin embargo, no está limitada de esta manera, y las  $2N$  diferentes matrices de precodificación

5 F[0], F[1], F[2], ..., F[2N - 2], F[2N - 1] generadas en la presente realización pueden adaptarse a un esquema de transmisión multi-portadora tal como un esquema de transmisión de OFDM o similares. Como en la realización 1, como un esquema de adaptación en este caso, pueden cambiarse los pesos de precodificación disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia y en el dominio de frecuencia-tiempo. Obsérvese que se ha descrito un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de 2N intervalos, pero pueden obtenerse los mismos efectos ventajosos usando aleatoriamente 2N diferentes matrices de precodificación. En otras palabras, las 2N diferentes matrices de precodificación no necesitan usarse necesariamente en un periodo (ciclo) regular.

10 Adicionalmente, en el esquema de salto de matriz de precodificación a través de un periodo (ciclo) de H intervalos (siendo H un número natural mayor que el número de intervalos 2N en el periodo (ciclo) del esquema anterior para saltar de manera regular entre matrices de precodificación), cuando se incluyen las 2N diferentes matrices de precodificación de la presente realización, la probabilidad de la calidad de recepción excelente aumenta.

(Realización 23)

15 En la realización 9, se ha descrito un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación con el uso de una matriz unitaria. En la presente realización, se describe un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación con el uso de una matriz diferente de la de en la realización 9.

En primer lugar, una matriz de precodificación F, una matriz de precodificación básica, se expresa mediante la siguiente ecuación.

Cálculo 489

Ecuación 423

20 
$$F = \begin{pmatrix} A \times e^{j\mu_{11}} & B \times e^{j\mu_{12}} \\ C \times e^{j\mu_{21}} & 0 \end{pmatrix}$$

En la Ecuación 423, A, B y C son números reales,  $\mu_{11}$ ,  $\mu_{12}$  y  $\mu_{21}$  son números reales, y las unidades de ellos son radianes. En el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con N intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los N intervalos se representan como sigue.

Cálculo 490

25 Ecuación 424

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix}$$

30 En este caso,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ . También, A, B y C son valores fijos independientemente de i, y  $\mu_{11}$ ,  $\mu_{12}$  y  $\mu_{21}$  son valores fijos independientemente de i. Si una matriz representada mediante el formato de la Ecuación 424 se trata como una matriz de precodificación, "0" está presente como un elemento de la matriz de precodificación, por lo tanto tiene un efecto ventajoso de que los puntos de recepción pobres descritos en otras realizaciones pueden reducirse.

También, otra matriz de precodificación básica diferente de la expresada mediante la Ecuación 423 se expresa mediante la siguiente ecuación.

Cálculo 491

35 Ecuación 425

$$F = \begin{pmatrix} A \times e^{j\mu_{11}} & B \times e^{j\mu_{12}} \\ 0 & D \times e^{j\mu_{22}} \end{pmatrix}$$

40 En la Ecuación 425, A, B y C son números reales,  $\mu_{11}$ ,  $\mu_{12}$  y  $\mu_{22}$  son números reales, y las unidades de ellos son radianes. En el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con N intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los N intervalos se representan como sigue.

Cálculo 492

Ecuación 426

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ 0 & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

5 En este caso,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ . También, A, B y D son valores fijos independientemente de  $i$ , y  $\mu_{11}$ ,  $\mu_{12}$  y  $\mu_{22}$  son valores fijos independientemente de  $i$ . Si una matriz representada mediante el formato de la Ecuación 426 se trata como una matriz de precodificación, "0" está presente como un elemento de la matriz de precodificación, por lo tanto tiene un efecto ventajoso de que los puntos de recepción pobres descritos en otras realizaciones pueden reducirse.

10 También, otra matriz de precodificación básica diferente de aquellas expresadas mediante las Ecuaciones 423 y 425 se expresa mediante la siguiente ecuación.

Cálculo 493

Ecuación 427

$$F = \begin{pmatrix} A \times e^{j\mu_{11}} & 0 \\ C \times e^{j\mu_{21}} & D \times e^{j\mu_{22}} \end{pmatrix}$$

15 En la Ecuación 427, A, C y D son números reales,  $\mu_{11}$ ,  $\mu_{21}$  y  $\mu_{22}$  son números reales, y las unidades de ellos son radianes. En el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con N intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los N intervalos se representan como sigue.

Cálculo 494

Ecuación 428

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

20 En este caso,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ . También, A, C y D son valores fijos independientemente de  $i$ , y  $\mu_{11}$ ,  $\mu_{21}$  y  $\mu_{22}$  son valores fijos independientemente de  $i$ . Si una matriz representada mediante el formato de la Ecuación 428 se trata como una matriz de precodificación, "0" está presente como un elemento de la matriz de precodificación, por lo tanto tiene un efecto ventajoso de que los puntos de recepción pobres descritos en otras realizaciones pueden reducirse.

25 También, otra matriz de precodificación básica diferente de aquellas expresadas mediante las Ecuaciones 423, 425, y 427 se expresa mediante la siguiente ecuación.

Cálculo 495

Ecuación 429

$$F = \begin{pmatrix} 0 & B \times e^{j\mu_{12}} \\ C \times e^{j\mu_{21}} & D \times e^{j\mu_{22}} \end{pmatrix}$$

30 En la Ecuación 429, B, C y D son números reales,  $\mu_{12}$ ,  $\mu_{21}$  y  $\mu_{22}$  son números reales, y las unidades de ellos son radianes. En el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con N intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los N intervalos se representan como sigue.

Cálculo 496

Ecuación 430

$$F[i] = \begin{pmatrix} 0 & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

5 En este caso,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ . También, B, C y D son valores fijos independientemente de  $i$ , y  $\mu_{12}$ ,  $\mu_{21}$  y  $\mu_{22}$  son valores fijos independientemente de  $i$ . Si una matriz representada mediante el formato de la Ecuación 430 se trata como una matriz de precodificación, "0" está presente como un elemento de la matriz de precodificación, por lo tanto tiene un efecto ventajoso de que los puntos de recepción pobres descritos en otras realizaciones pueden reducirse. A partir de la Condición n.º 5 (Cálculo 106) y de la Condición n.º 6 (Cálculo 107) en la realización 3, las siguientes condiciones son importantes para conseguir excelente calidad de recepción de datos.

10 Cálculo 497

Condición n.º 69

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

( $x$  es  $0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ ;  $y$  es  $0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ ;  $y \neq x$ ).

Cálculo 498

15 Condición n.º 70

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \pi)} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

( $x$  es  $0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ ;  $y$  es  $0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ ;  $y \neq x$ ).

Para distribuir los puntos de recepción pobres de manera par con respecto a la fase en el plano complejo, como se describe en la realización 6, se proporcionan la Condición n.º 71 y la Condición n.º 72.

20 Cálculo 499

Condición n.º 71

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N - 2)$$

Cálculo 500

Condición n.º 72

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N - 2)$$

25 Con esta estructura, el dispositivo de recepción puede evitar puntos de recepción pobres en el Entorno de LOS, y por lo tanto puede obtener el efecto ventajoso de mejorar la calidad de recepción de datos.

30 Obsérvese que, como un ejemplo del esquema anteriormente descrito para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, hay un esquema para fijar  $\theta_{11}(i)$  a 0 radianes ( $\theta_{11}(i)$  se establece a un valor constante independientemente de  $i$ . En este caso,  $\theta_{11}(i)$  puede establecerse a un valor distinto de 0 radianes). De modo que  $\theta_{11}(i)$  y  $\theta_{21}(i)$  satisfacen las condiciones anteriormente descritas. También, hay un esquema para no fijar  $\theta_{11}(i)$  a 0 radianes, sino fijar  $\theta_{21}(i)$  a 0 radianes ( $\theta_{21}(i)$  se establece a un valor constante independientemente de  $i$ . En este caso,  $\theta_{21}(i)$  puede establecerse a un valor distinto de 0 radianes). De modo que  $\theta_{11}(i)$  y  $\theta_{21}(i)$  satisfacen las condiciones anteriormente descritas.

35 La presente realización describe el esquema para estructurar N diferentes matrices de precodificación para un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de N intervalos. En este caso, como las N

diferentes matrices de precodificación, se preparan  $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N - 2], F[N - 1]$ . En un esquema de transmisión de portadora única, los símbolos están dispuestos en el orden  $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N - 2], F[N - 1]$  en el dominio de tiempo (o el dominio de frecuencia en el caso del esquema de transmisión multi-portadora). Sin embargo, este no es el único ejemplo, y las  $N$  diferentes matrices de precodificación  $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N - 2], F[N - 1]$  generadas de acuerdo con la presente realización pueden adaptarse a un esquema de transmisión multi-portadora tal como un esquema de transmisión de OFDM o similares. Como en la realización 1, como un esquema de adaptación en este caso, pueden cambiarse los pesos de precodificación disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia o en los dominios de frecuencia-tiempo. Obsérvese que se ha descrito un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de  $N$  intervalos, pero pueden obtenerse los mismos efectos ventajosos usando aleatoriamente  $N$  diferentes matrices de precodificación. En otras palabras, las  $N$  diferentes matrices de precodificación no necesitan usarse necesariamente en un periodo (ciclo) regular.

Adicionalmente, en el esquema de salto de matriz de precodificación a través de un periodo (ciclo) de  $H$  intervalos (siendo  $H$  un número natural mayor que el número de intervalos  $N$  en el periodo (ciclo) del esquema anterior para saltar de manera regular entre matrices de precodificación), cuando se incluyen las  $N$  diferentes matrices de precodificación de la presente realización, la probabilidad de la calidad de recepción excelente aumenta. En este caso, la Condición n.º 69 y la Condición n.º 70 pueden sustituirse por las siguientes condiciones. (El número de intervalos en el periodo (ciclo) se considera que es  $N$ ).

Cálculo 501

Condición n.º 73

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{para } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

( $x$  es  $0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ ;  $y$  es  $0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ ;  $x \neq y$ ).

Cálculo 502

Condición n.º 74

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{para } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

( $x$  es  $0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ ;  $y$  es  $0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ ;  $x \neq y$ ).

(Realización 24)

En la realización 10, se describe el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación usando una matriz unitaria. Sin embargo, la presente realización describe un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación usando una matriz diferente de la usada en la realización 10.

En el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con  $2N$  intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los  $2N$  intervalos se representan como sigue.

Cálculo 503

Ecuación 431

En este punto,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ .

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix}$$

En este punto, siendo  $A, B$  y  $C$  números reales, y siendo  $\mu_{11}, \mu_{12}$ , y  $\mu_{21}$  números reales expresados en radianes. Además,  $A, B$  y  $C$  son valores fijos que no dependen de  $i$ . De manera similar,  $\mu_{11}, \mu_{12}$  y  $\mu_{21}$  son valores fijos que no dependen de  $i$ .

Cálculo 504

Ecuación 432

Para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\nu_{11} + \psi_{11}(i))} & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

- 5 En este punto, siendo  $\alpha, \beta$  y  $\delta$  números reales, y siendo  $\nu_{11}, \nu_{12}$  y  $\nu_{22}$  números reales expresados en radianes. Además,  $\alpha, \beta$  y  $\delta$  son valores fijos que no dependen de  $i$ . De manera similar,  $\nu_{11}, \nu_{12}, \nu_{12}$ , y  $\nu_{22}$  son valores fijos que no dependen de  $i$ .

Las matrices de precodificación preparadas para los  $2N$  intervalos diferentes de aquellos en las Ecuaciones 431 y 432 se representan mediante las siguientes ecuaciones.

Cálculo 505

- 10 Ecuación 433

Para  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ :

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix}$$

En este punto, siendo  $A, B$  y  $C$  números reales, y siendo  $\mu_{11}, \mu_{12}$ , y  $\mu_{21}$  números reales expresados en radianes. Además,  $A, B$  y  $C$  son valores fijos que no dependen de  $i$ . De manera similar,  $\mu_{11}, \mu_{12}$ , y  $\mu_{21}$  son valores fijos que no dependen de  $i$ .

- 15 Cálculo 506

Ecuación 434

Para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ \gamma \times e^{j(\nu_{21} + \psi_{21}(i))} & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

- 20 En este punto, siendo  $\beta, \gamma$  y  $\delta$  números reales, y siendo  $\nu_{12}, \nu_{21}$  y  $\nu_{22}$  números reales expresados en radianes. Además,  $\beta, \gamma$  y  $\delta$  son valores fijos que no dependen de  $i$ . De manera similar,  $\nu_{12}, \nu_{21}$  y  $\nu_{22}$  son valores fijos que no dependen de  $i$ .

Las matrices de precodificación preparadas para los  $2N$  intervalos diferentes de aquellas descritas anteriormente se representan mediante las siguientes ecuaciones.

Cálculo 507

Ecuación 435

Para  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ :

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

- 25 En este punto, siendo  $A, C$  y  $D$  números reales, y siendo  $\mu_{11}, \mu_{21}$  y  $\mu_{22}$  números reales expresados en radianes. Además,  $A, C$  y  $D$  son valores fijos que no dependen de  $i$ . De manera similar,  $\mu_{11}, \mu_{21}$  y  $\mu_{22}$  son valores fijos que no dependen de  $i$ .

Cálculo 508

Ecuación 436

Para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\nu_{11} + \psi_{11}(i))} & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

- 5 En este punto, siendo  $\alpha, \beta$  y  $\delta$  números reales, y siendo  $\nu_{11}, \nu_{12}$  y  $\nu_{22}$  números reales expresados en radianes. Además,  $\alpha, \beta$  y  $\delta$  son valores fijos que no dependen de  $i$ . De manera similar,  $\nu_{11}, \nu_{12}$ , y  $\nu_{22}$  son valores fijos que no dependen de  $i$ .

Las matrices de precodificación preparadas para los  $2N$  intervalos diferentes de aquellas descritas anteriormente se representan mediante las siguientes ecuaciones.

Cálculo 509

- 10 Ecuación 437

Para  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ :

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

En este punto, siendo  $A, C$  y  $D$  números reales, y siendo  $\mu_{11}, \mu_{21}$ , y  $\mu_{22}$  números reales expresados en radianes. Además,  $A, C$  y  $D$  son valores fijos que no dependen de  $i$ . De manera similar,  $\mu_{11}, \mu_{21}$  y  $\mu_{22}$  son valores fijos que no dependen de  $i$ .

- 15 Cálculo 510

Ecuación 438

Para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ \gamma \times e^{j(\nu_{21} + \psi_{21}(i))} & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

- 20 En este punto, siendo  $\beta, \gamma$  y  $\delta$  números reales, y siendo  $\nu_{12}, \nu_{21}$  y  $\nu_{22}$  números reales expresados en radianes. Además,  $\beta, \gamma$  y  $\delta$  son valores fijos que no dependen de  $i$ . De manera similar,  $\nu_{12}, \nu_{21}$  y  $\nu_{22}$  son valores fijos que no dependen de  $i$ .

Haciendo las mismas consideraciones como en la Condición n.º 5 (Cálculo 106) y en la Condición n.º 6 (Cálculo 107) de la realización 3, las siguientes condiciones son importantes para conseguir excelente calidad de recepción de datos.

Cálculo 511

- 25 Condición n.º 75

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

( $x$  es  $0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ ;  $y$  es  $0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ ;  $x \neq y$ ).

Cálculo 512

Condición n.º 76

$$e^{j(\psi_{11}(x)-\psi_{21}(x))} \neq e^{j(\psi_{11}(y)-\psi_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

(x es N, N + 1, N + 2, ..., 2N - 2, 2N - 1; y es N, N + 1, N + 2, ..., 2N - 2, 2N - 1; y x ≠ y).

- 5 A continuación para distribuir los puntos de recepción pobres de manera par con respecto a la fase en el plano complejo, como se describe en la realización 6, se proporcionan la Condición n.º 77 o la Condición n.º 78.

Cálculo 513

Condición n.º 77

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

10 Cálculo 514

Condición n.º 78

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

De manera similar, para distribuir los puntos de recepción pobres de manera par con respecto a la fase en el plano complejo, se proporcionan la Condición n.º 79 o la Condición n.º 80.

15 Cálculo 515

Condición n.º 79

$$\frac{e^{j(\psi_{11}(x+1)-\psi_{21}(x+1))}}{e^{j(\psi_{11}(x)-\psi_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2)$$

Cálculo 516

Condición n.º 80

$$\frac{e^{j(\psi_{11}(x+1)-\psi_{21}(x+1))}}{e^{j(\psi_{11}(x)-\psi_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2)$$

- 20 La disposición anterior asegura reducir el número de puntos de recepción pobres descritos en las otras realizaciones debido a que uno de los elementos de las matrices de precodificación es "0". Además, se posibilita al dispositivo de recepción mejorar la calidad de recepción puesto que se evitan de manera eficaz los puntos de recepción pobres especialmente en un entorno de LOS.

- 25 En un esquema alternativo al esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación anteriormente descrito,  $\theta_{11}(i)$  se fija, por ejemplo, a 0 radianes (un valor fijo que no depende de i, y un valor distinto de 0 radianes pueden ser aplicables) y  $\theta_{11}(i)$  y  $\theta_{21}(i)$  satisfacen las condiciones anteriormente descritas. En otro esquema alternativo, se fija  $\theta_{21}(i)$  en lugar de  $\theta_{11}(i)$ , por ejemplo, a 0 radianes (un valor fijo que no depende de i, y un valor distinto de 0 radianes pueden ser aplicables) y  $\theta_{11}(i)$  y  $\theta_{21}(i)$  satisfacen las condiciones anteriormente descritas.

- 30 De manera similar, en otro esquema alternativo,  $\psi_{11}(i)$  se fija, por ejemplo, a 0 radianes (un valor fijo que no depende de i, y un valor distinto de 0 radianes pueden ser aplicables) y  $\psi_{11}(i)$  y  $\psi_{21}(i)$  satisfacen las condiciones anteriormente descritas. De manera similar, en otro esquema alternativo, se fija  $\psi_{21}(i)$  en lugar de  $\psi_{11}(i)$ , por ejemplo, a 0 radianes (un valor fijo que no depende de i, y un valor distinto de 0 radianes pueden ser aplicables) y  $\psi_{11}(i)$  y  $\psi_{21}(i)$  satisfacen las condiciones anteriormente descritas.

- 35

La presente realización describe el esquema para estructurar 2N diferentes matrices de precodificación para un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de 2N intervalos. En este caso, como las 2N diferentes matrices de precodificación, se preparan F[0], F[1], F[2], ..., F[2N - 2], F[2N - 1]. En un esquema de transmisión de portadora única, los símbolos están dispuestos en el orden F[0], F[1], F[2], ..., F[2N - 2], F[2N - 1] en el dominio de tiempo (o el dominio de frecuencia en el caso de multi-portadora). Sin embargo, este no es el único ejemplo, y las 2N diferentes matrices de precodificación F[0], F[1], F[2], ..., F[2N - 2], F[2N - 1] generadas en la presente realización pueden adaptarse a un esquema de transmisión multi-portadora tal como un esquema de transmisión de OFDM o similares. Como en la realización 1, como un esquema de adaptación en este caso, pueden cambiarse los pesos de precodificación disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia o en el dominio de frecuencia-tiempo. Obsérvese que se ha descrito un esquema de salto de precodificación con un periodo (ciclo) de tiempo de 2N intervalos, pero pueden obtenerse los mismos efectos ventajosos usando aleatoriamente 2N diferentes matrices de precodificación. En otras palabras, las 2N diferentes matrices de precodificación no necesitan usarse necesariamente en un periodo (ciclo) regular.

Adicionalmente, en el esquema de salto de matriz de precodificación a través de un periodo (ciclo) de H intervalos (siendo H un número natural mayor que el número de intervalos 2N en el periodo (ciclo) del esquema anterior para saltar de manera regular entre matrices de precodificación), cuando se incluyen las 2N diferentes matrices de precodificación de la presente realización, la probabilidad de la calidad de recepción excelente aumenta.

(Realización 25)

La presente realización describe un esquema para aumentar el tamaño de periodo (ciclo) de los saltos de precodificación entre las matrices de precodificación, aplicando la realización 17 a las matrices de precodificación descritas en la realización 23.

Como se describe en la realización 23, en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con N intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los N intervalos se representan como sigue.

Cálculo 517

Ecuación 439

$$F[i = 0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

En este punto,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ . Además, A, B y C son valores fijos que no dependen de i. De manera similar,  $\mu_{11}, \mu_{12}$  y  $\mu_{21}$  son valores fijos que no dependen de i. Adicionalmente, las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $N \times M$  basándose en la Ecuación 439 se representan mediante la siguiente ecuación.

Cálculo 518

Ecuación 440

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & 0 \end{pmatrix}$$

En este punto,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ , y  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ . Se generan por lo tanto las matrices de precodificación F[0] a F[N x M - 1] (las matrices de precodificación F[0] a F[N x M - 1] pueden estar en cualquier orden para los N x M intervalos en el periodo (ciclo)). El número de símbolo N x M x i puede precodificarse usando F[0], el número de símbolo N x M x i + 1 puede precodificarse usando F[1], ..., y el número de símbolo N x M x i + h puede precodificarse usando F[h], por ejemplo (h = 0, 1, 2, ..., N x M - 2, N x M - 1). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular).

Generar las matrices de precodificación de esta manera consigue un esquema de salto de matriz de precodificación con un periodo (ciclo) grande, que permite que se cambie fácilmente la posición de puntos de recepción pobres, que puede conducir a calidad de recepción de datos mejorada. Obsérvese que mientras que las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de N x M se han establecido a la Ecuación 440, las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de N x M pueden establecerse a la siguiente ecuación, como se ha descrito anteriormente.

45

Cálculo 519

Ecuación 441

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i) + X_k)} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix}$$

En este punto,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ , y  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

- 5 Como se describe en la realización 23, en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con N intervalos que es diferente de los N intervalos anteriormente descritos, las matrices de precodificación preparadas para los N intervalos se representan como sigue.

Cálculo 520

Ecuación 442

10 
$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ 0 & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

En este punto,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ . Además, A, B y D son valores fijos que no dependen de i. De manera similar,  $\mu_{11}$ ,  $\mu_{12}$  y  $\mu_{22}$  son valores fijos que no dependen de i. Adicionalmente, las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $N \times M$  basándose en la Ecuación 441 se representan mediante la siguiente ecuación.

Cálculo 521

15 Ecuación 443

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ 0 & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i) + X_k)} \end{pmatrix}$$

En este punto,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ , y  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

- 20 Se generan por lo tanto las matrices de precodificación F[0] a F[N × M - 1] (las matrices de precodificación F[0] a F[N × M - 1] pueden estar en cualquier orden para los N × M intervalos en el periodo (ciclo)). El número de símbolo N × M × i puede precodificarse usando F[0], el número de símbolo N × M × i + 1 puede precodificarse usando F[1], ..., y el número de símbolo N × M × i + h puede precodificarse usando F[h], por ejemplo (h = 0, 1, 2, ..., N × M - 2, N × M - 1). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular).

- 25 Generar las matrices de precodificación de esta manera consigue un esquema de salto de matriz de precodificación con un periodo (ciclo) grande, que permite que se cambie fácilmente la posición de puntos de recepción pobres, que puede conducir a calidad de recepción de datos mejorada. Obsérvese que mientras que las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de N × M se han establecido a la Ecuación 443, las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de N × M pueden establecerse a la siguiente ecuación, como se ha descrito anteriormente.

Cálculo 522

30 Ecuación 444

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i) + X_k)} \\ 0 & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

En este punto,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ , y  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

- 35 Como se describe en la realización 23, en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con N intervalos que es diferente de los N intervalos anteriormente descritos, las matrices de precodificación preparadas para los N intervalos se representan como sigue.

Cálculo 523

Ecuación 445

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

- 5 En este punto,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ . Además, A, C y D son valores fijos que no dependen de i. De manera similar,  $\mu_{11}$ ,  $\mu_{21}$  y  $\mu_{22}$  son valores fijos que no dependen de i. Adicionalmente, las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $N \times M$  basándose en la Ecuación 445 se representan mediante la siguiente ecuación.

Cálculo 524

Ecuación 446

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i) + X_k)} \end{pmatrix}$$

- 10 En este punto,  $i=0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ , y  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

Se generan por lo tanto las matrices de precodificación  $F[0]$  a  $F[N \times M - 1]$  (las matrices de precodificación  $F[0]$  a  $F[N \times M - 1]$  pueden estar en cualquier orden para los  $N \times M$  intervalos en el periodo (ciclo)). El número de símbolo  $N \times M \times i$  puede precodificarse usando  $F[0]$ , el número de símbolo  $N \times M \times i + 1$  puede precodificarse usando  $F[1]$ , ..., y el número de símbolo  $N \times M \times i + h$  puede precodificarse usando  $F[h]$ , por ejemplo ( $h = 0, 1, 2, \dots, N \times M - 2, N \times M - 1$ ). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular).

- 15 Generar las matrices de precodificación de esta manera consigue un esquema de salto de matriz de precodificación con un periodo (ciclo) grande, que permite que se cambie fácilmente la posición de puntos de recepción pobres, que puede conducir a calidad de recepción de datos mejorada. Obsérvese que mientras que las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $N \times M$  se han establecido a la Ecuación 446, las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $N \times M$  pueden establecerse a la siguiente ecuación, como se ha descrito anteriormente.

Cálculo 525

Ecuación 447

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

- 25 En este punto,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ , y  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

Como se describe en la realización 23, en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con N intervalos que es diferente de los N intervalos anteriormente descritos, las matrices de precodificación preparadas para los N intervalos se representan como sigue.

Cálculo 526

- 30 Ecuación 448

$$F[i] = \begin{pmatrix} 0 & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

En este punto,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ . Además, B, C y D son valores fijos que no dependen de i. De manera similar,  $\mu_{12}$ ,  $\mu_{21}$  y  $\mu_{22}$  son valores fijos que no dependen de i. Adicionalmente, las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $N \times M$  basándose en la Ecuación 448 se representan mediante la siguiente ecuación.

- 35

Cálculo 527

Ecuación 449

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} 0 & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i) + X_k)} \end{pmatrix}$$

En este punto,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ , y  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

- 5 Se generan por lo tanto las matrices de precodificación  $F[0]$  a  $F[N \times M - 1]$  (las matrices de precodificación  $F[0]$  a  $F[N \times M - 1]$  pueden estar en cualquier orden para los  $N \times M$  intervalos en el periodo (ciclo)). El número de símbolo  $N \times M \times i$  puede precodificarse usando  $F[0]$ , el número de símbolo  $N \times M \times i + 1$  puede precodificarse usando  $F[1]$ , ..., y el número de símbolo  $N \times M \times i + h$  puede precodificarse usando  $F[h]$ , por ejemplo ( $h = 0, 1, 2, \dots, N \times M - 2, N \times M - 1$ ). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular).

10 Generar las matrices de precodificación de esta manera consigue un esquema de salto de matriz de precodificación con un periodo (ciclo) grande, que permite que se cambie fácilmente la posición de puntos de recepción pobres, que puede conducir a calidad de recepción de datos mejorada. Obsérvese que mientras que las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $N \times M$  se han establecido a la Ecuación 449, las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $N \times M$  pueden establecerse a la siguiente ecuación, como se ha descrito anteriormente.

Cálculo 528

Ecuación 450

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} 0 & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i) + X_k)} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

En este punto,  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ , y  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

- 20 La presente realización describe el esquema para estructurar  $N \times M$  diferentes matrices de precodificación para un esquema de salto de precodificación con  $N \times M$  intervalos en el periodo (ciclo) de tiempo. En este caso, como las  $N \times M$  diferentes matrices de precodificación, se preparan  $F[0]$ ,  $F[1]$ ,  $F[2]$ , ...,  $F[N \times M - 2]$ ,  $F[N \times M - 1]$ . En un esquema de transmisión de portadora única, los símbolos están dispuestos en el orden  $F[0]$ ,  $F[1]$ ,  $F[2]$ , ...,  $F[N \times M - 2]$ ,  $F[N \times M - 1]$  en el dominio de tiempo (o el dominio de frecuencia en el caso de multi-portadora). Sin embargo, este no es el único ejemplo, y las  $N \times M$  diferentes matrices de precodificación  $F[0]$ ,  $F[1]$ ,  $F[2]$ , ...,  $F[N \times M - 2]$ ,  $F[N \times M - 1]$  generadas en la presente realización pueden adaptarse a un esquema de transmisión multi-portadora tal como un esquema de transmisión de OFDM o similares. Como en la realización 1, como un esquema de adaptación en este caso, pueden cambiarse los pesos de precodificación disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia o en el dominio de frecuencia-tiempo. Obsérvese que se ha descrito un esquema de salto de precodificación con  $N \times M$  intervalos en el periodo (ciclo) de tiempo, pero pueden obtenerse los mismos efectos ventajosos usando aleatoriamente  $N \times M$  diferentes matrices de precodificación. En otras palabras, las  $N \times M$  diferentes matrices de precodificación no necesitan usarse necesariamente en un periodo (ciclo) regular.

35 Adicionalmente, en el esquema de salto de matriz de precodificación a través de un periodo (ciclo) de  $H$  intervalos (siendo  $H$  un número natural mayor que el número de intervalos  $N \times M$  en el periodo (ciclo) del esquema anterior para saltar de manera regular entre matrices de precodificación), cuando se incluyen las  $N \times M$  diferentes matrices de precodificación de la presente realización, la probabilidad de la calidad de recepción excelente aumenta.

(Realización 26)

- 40 La presente realización describe un esquema para aumentar el tamaño de periodo (ciclo) de los saltos de precodificación entre las matrices de precodificación, aplicando la realización 20 a las matrices de precodificación descritas en la realización 24.

En el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con  $2N$  intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los  $2N$  intervalos se representan como sigue.

Cálculo 529

Ecuación 451

Para  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ :

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix}$$

- 5 En este punto, siendo A, B y C números reales, y siendo  $\mu_{11}$ ,  $\mu_{12}$  y  $\mu_{21}$  números reales expresados en radianes. Además, A, B y C son valores fijos que no dependen de i. De manera similar,  $\mu_{11}$ ,  $\mu_{12}$  y  $\mu_{21}$  son valores fijos que no dependen de i.

Cálculo 530

Ecuación 452

Para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\nu_{11} + \psi_{11}(i))} & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

- 10 En este punto, siendo  $\alpha$ ,  $\beta$  y  $\delta$  números reales, y siendo  $\nu_{11}$ ,  $\nu_{12}$  y  $\nu_{22}$  números reales expresados en radianes. Además,  $\alpha$ ,  $\beta$  y  $\delta$  son valores fijos que no dependen de i. De manera similar,  $\nu_{11}$ ,  $\nu_{12}$  y  $\nu_{22}$  son valores fijos que no dependen de i. Adicionalmente, las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $2 \times N \times M$  basándose en las Ecuaciones 451 y 452 se representan mediante la siguiente ecuación.

Cálculo 531

- 15 Ecuación 453

Para  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & 0 \end{pmatrix}$$

En este punto,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

Cálculo 532

Ecuación 454

Para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\nu_{11} + \psi_{11}(i))} & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i) + Y_k)} \end{pmatrix}$$

- 20

En este punto,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ . Además,  $X_k = Y_k$  puede cumplirse o  $X_k \neq Y_k$  puede cumplirse.

- 25 Se generan por lo tanto las matrices de precodificación F[0] a F[ $2 \times N \times M - 1$ ] (las matrices de precodificación F[0] a F[ $2 \times N \times M - 1$ ] pueden estar en cualquier orden para los  $2 \times N \times M$  intervalos en el periodo (ciclo)). El número de símbolo  $2 \times N \times M \times i$  puede precodificarse usando F[0], el número de símbolo  $2 \times N \times M \times i + 1$  puede precodificarse usando F[1], ..., y el número de símbolo  $2 \times N \times M \times i + h$  puede precodificarse usando F[h], por ejemplo ( $h = 0, 1, 2, \dots, 2 \times N \times M - 2, 2 \times N \times M - 1$ ). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular).

Generar las matrices de precodificación de esta manera consigue un esquema de salto de matriz de precodificación con un periodo (ciclo) grande, que permite que se cambie fácilmente la posición de puntos de recepción pobres, que

puede conducir a calidad de recepción de datos mejorada.

Las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $2 \times N \times M$  en la Ecuación 453 pueden cambiarse a la siguiente ecuación.

Cálculo 533

5 Ecuación 455

Para  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i) + X_k)} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix}$$

En este punto,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

Las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $2 \times N \times M$  en la Ecuación 454 pueden cambiarse a la siguiente ecuación.

10 Cálculo 534

Ecuación 456

Para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(v_{11} + \psi_{11}(i) + Y_k)} & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i) + Y_k)} \\ 0 & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

En este punto,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

15 Se muestra otro ejemplo a continuación. En el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con  $2N$  intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los  $2N$  intervalos se representan como sigue.

Cálculo 535

Ecuación 457

Para  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ :

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix}$$

20 En este punto, siendo  $A, B$  y  $C$  números reales, y siendo  $\mu_{11}, \mu_{12}$  y  $\mu_{21}$  números reales expresados en radianes. Además,  $A, B$  y  $C$  son valores fijos que no dependen de  $i$ . De manera similar,  $\mu_{11}, \mu_{12}$  y  $\mu_{21}$  son valores fijos que no dependen de  $i$ .

Cálculo 536

Ecuación 458

Para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i))} \\ \gamma \times e^{j(v_{21} + \psi_{21}(i))} & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

25 En este punto, siendo  $\beta, \gamma$  y  $\delta$  números reales, y siendo  $v_{12}, v_{21}$  y  $v_{22}$  números reales expresados en radianes. Además,  $\beta, \gamma$  y  $\delta$  son valores fijos que no dependen de  $i$ . De manera similar,  $v_{12}, v_{21}$  y  $v_{22}$  son valores fijos que no

dependen de  $i$ . Adicionalmente, las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $2 \times N \times M$  basándose en las Ecuaciones 457 y 458 se representan mediante la siguiente ecuación.

Cálculo 537

Ecuación 459

Para  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & 0 \end{pmatrix}$$

5

En este punto,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

Cálculo 538

Ecuación 460

Para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ \gamma \times e^{j(\nu_{21} + \psi_{21}(i) + Y_k)} & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i) + Y_k)} \end{pmatrix}$$

10 En este punto,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ . Adicionalmente,  $X_k = Y_k$  puede cumplirse, o  $X_k \neq Y_k$  puede cumplirse.

Se generan por lo tanto las matrices de precodificación  $F[0]$  a  $F[2 \times N \times M - 1]$  (las matrices de precodificación  $F[0]$  a  $F[2 \times N \times M - 1]$  pueden estar en cualquier orden para los  $2 \times N \times M$  intervalos en el periodo (ciclo)). El número de símbolo  $2 \times N \times M \times i$  puede precodificarse usando  $F[0]$ , el número de símbolo  $2 \times N \times M \times i + 1$  puede precodificarse usando  $F[1]$ , ..., y el número de símbolo  $2 \times N \times M \times i + h$  puede precodificarse usando  $F[h]$ , por ejemplo ( $h = 0, 1, 2, \dots, 2 \times N \times M - 2, 2 \times N \times M - 1$ ). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular).

15

Generar las matrices de precodificación de esta manera consigue un esquema de salto de matriz de precodificación con un periodo (ciclo) grande, que permite que se cambie fácilmente la posición de puntos de recepción pobres, que puede conducir a calidad de recepción de datos mejorada.

20 Las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $2 \times N \times M$  en la Ecuación 459 pueden cambiarse a la siguiente ecuación.

Cálculo 539

Ecuación 461

Para  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i) + X_k)} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix}$$

25 En este punto,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

Las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $2 \times N \times M$  en la Ecuación 460 pueden cambiarse a la siguiente ecuación.

Cálculo 540

Ecuación 462

Para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i) + Y_k)} \\ \gamma \times e^{j(v_{21} + \psi_{21}(i))} & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

En este punto,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

- 5 Se muestra otro ejemplo a continuación. En el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con  $2N$  intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los  $2N$  intervalos se representan como sigue.

Cálculo 541

Ecuación 463

Para  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ :

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

- 10 En este punto, siendo  $A, C$  y  $D$  números reales, y siendo  $\mu_{11}, \mu_{21}$  y  $\mu_{22}$  números reales expresados en radianes. Además,  $A, C$  y  $D$  son valores fijos que no dependen de  $i$ . De manera similar,  $\mu_{11}, \mu_{21}$  y  $\mu_{22}$  son valores fijos que no dependen de  $i$ .

Cálculo 542

- 15 Ecuación 464

Para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(v_{11} + \psi_{11}(i))} & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

- 20 En este punto, siendo  $\alpha, \beta$  y  $\delta$  números reales, y siendo  $v_{11}, v_{12}$  y  $v_{22}$  números reales expresados en radianes. Además,  $\alpha, \beta$  y  $\delta$  son valores fijos que no dependen de  $i$ . De manera similar,  $v_{11}, v_{12}$  y  $v_{22}$  son valores fijos que no dependen de  $i$ . Adicionalmente, las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $2 \times N \times M$  basándose en las Ecuaciones 463 y 464 se representan mediante la siguiente ecuación.

Cálculo 543

Ecuación 465

Para  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i) + X_k)} \end{pmatrix}$$

En este punto,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

- 25

Cálculo 544

Ecuación 466

Para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(v_{11} + \psi_{11}(i))} & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i) + Y_k)} \end{pmatrix}$$

En este punto,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ . Adicionalmente,  $X_k = Y_k$  puede cumplirse, o  $X_k \neq Y_k$  puede cumplirse.

- 5 Se generan por lo tanto las matrices de precodificación  $F[0]$  a  $F[2 \times N \times M - 1]$  (las matrices de precodificación  $F[0]$  a  $F[2 \times N \times M - 1]$  pueden estar en cualquier orden para los  $2 \times N \times M$  intervalos en el periodo (ciclo)). El número de símbolo  $2 \times N \times M \times i$  puede precodificarse usando  $F[0]$ , el número de símbolo  $2 \times N \times M \times i + 1$  puede precodificarse usando  $F[1]$ , ..., y el número de símbolo  $2 \times N \times M \times i + h$  puede precodificarse usando  $F[h]$ , por ejemplo ( $h = 0, 1, 2, \dots, 2 \times N \times M - 2, 2 \times N \times M - 1$ ). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular).
- 10

Generar las matrices de precodificación de esta manera consigue un esquema de salto de matriz de precodificación con un periodo (ciclo) grande, que permite que se cambie fácilmente la posición de puntos de recepción pobres, que puede conducir a calidad de recepción de datos mejorada.

- 15 Las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $2 \times N \times M$  en la Ecuación 465 pueden cambiarse a la siguiente ecuación.

Cálculo 545

Ecuación 467

Para  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

En este punto,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

- 20 Las matrices de precodificación de periodo (ciclo)  $2 \times N \times M$  en la Ecuación 466 pueden cambiarse a la siguiente ecuación.

Cálculo 546

Ecuación 468

Para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(v_{11} + \psi_{11}(i) + Y_k)} & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i) + Y_k)} \\ 0 & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

- 25 En este punto,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

Se muestra otro ejemplo a continuación. En el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a través de un periodo (ciclo) con  $2N$  intervalos, las matrices de precodificación preparadas para los  $2N$  intervalos se representan como sigue.

Cálculo 547

Ecuación 469

Para  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ :

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

- 5 En este punto, siendo A, C y D números reales, y siendo  $\mu_{11}$ ,  $\mu_{12}$  y  $\mu_{22}$  números reales expresados en radianes. Además, A, C y D son valores fijos que no dependen de i. De manera similar,  $\mu_{11}$ ,  $\mu_{21}$  y  $\mu_{22}$  son valores fijos que no dependen de i.

Cálculo 548

Ecuación 470

Para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ \gamma \times e^{j(\nu_{21} + \psi_{21}(i))} & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

- 10 En este punto, siendo  $\beta$ ,  $\gamma$  y  $\delta$  números reales, y siendo  $\nu_{12}$ ,  $\nu_{21}$  y  $\nu_{22}$  números reales expresados en radianes. Además,  $\beta$ ,  $\gamma$  y  $\delta$  son valores fijos que no dependen de i. De manera similar,  $\nu_{12}$ ,  $\nu_{21}$  y  $\nu_{22}$  son valores fijos que no dependen de i. Adicionalmente, las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $2 \times N \times M$  basándose en las Ecuaciones 469 y 470 se representan mediante la siguiente ecuación.

Cálculo 549

- 15 Ecuación 471

Para  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i) + X_k)} \end{pmatrix}$$

En este punto,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ .

Cálculo 550

Ecuación 472

Para  $i = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ \gamma \times e^{j(\nu_{21} + \psi_{21}(i) + Y_k)} & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i) + Y_k)} \end{pmatrix}$$

- 20

En este punto,  $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ . Adicionalmente,  $X_k = Y_k$  puede cumplirse, o  $X_k \neq Y_k$  puede cumplirse.

- 25 Se generan por lo tanto las matrices de precodificación F[0] a F[ $2 \times N \times M - 1$ ] (las matrices de precodificación F[0] a F[ $2 \times N \times M - 1$ ] pueden estar en cualquier orden para los  $2 \times N \times M$  intervalos en el periodo (ciclo)). El número de símbolo  $2 \times N \times M \times i$  puede precodificarse usando F[0], el número de símbolo  $2 \times N \times M \times i + 1$  puede precodificarse usando F[1], ..., y el número de símbolo  $2 \times N \times M \times i + h$  puede precodificarse usando F[h], por ejemplo ( $h = 0, 1, 2, \dots, 2 \times N \times M - 2, 2 \times N \times M - 1$ ). (En este caso, como se describe en realizaciones anteriores, no necesita saltarse entre las matrices de precodificación de manera regular).

- 30 Generar las matrices de precodificación de esta manera consigue un esquema de salto de matriz de precodificación con un periodo (ciclo) grande, que permite que se cambie fácilmente la posición de puntos de recepción pobres, que puede conducir a calidad de recepción de datos mejorada.

Las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $2 \times N \times M$  en la Ecuación 471 pueden cambiarse a la siguiente ecuación.

Cálculo 551

Ecuación 473

Para  $i = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

5

En este punto,  $k = 0, 1, \dots, M-2, M-1$ .

Las matrices de precodificación de periodo (ciclo) de  $2 \times N \times M$  en la Ecuación 472 pueden cambiarse a la siguiente ecuación.

Cálculo 552

10 Ecuación 474

Para  $i = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i) + Y_k)} \\ \gamma \times e^{j(\nu_{21} + \psi_{21}(i))} & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

En este punto,  $k = 0, 1, \dots, M-2, M-1$ .

Centrándose en los puntos de recepción pobres en los ejemplos anteriores, las siguientes condiciones son importantes.

15 Cálculo 553

Condición n.º 81

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

( $x$  es  $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ;  $y$  es  $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ;  $y \neq x$ ).

Cálculo 554

20 Condición n.º 82

$$e^{j(\psi_{11}(x) - \psi_{21}(x))} \neq e^{j(\psi_{11}(y) - \psi_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

( $x$  es  $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ ;  $y$  es  $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ ;  $y \neq x$ ).

Cálculo 555

Condición n.º 83

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x + N) \quad \text{para } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

y

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y + N) \quad \text{para } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

25

Cálculo 556

Condición n.º 84

$$\begin{aligned} \psi_{11}(x) &= \psi_{11}(x + N) \quad \text{para } \forall x (x = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1) \\ & \text{y} \\ \psi_{21}(y) &= \psi_{21}(y + N) \quad \text{para } \forall y (y = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1) \end{aligned}$$

- 5 Satisfaciendo las condiciones anteriormente mostradas, se consigue excelente calidad de recepción de datos. Adicionalmente, deberían satisfacerse las siguientes condiciones (véase la realización 24).

Cálculo 557

Condición n.º 85

$$e^{j(\psi_{11}(x) - \psi_{21}(x))} \neq e^{j(\psi_{11}(y) - \psi_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1)$$

(x es 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1; y es 0, 1, 2, ..., N - 2, N - 1; y x ≠ y).

10 Cálculo 558

Condición n.º 86

$$e^{j(\psi_{11}(x) - \psi_{21}(x))} \neq e^{j(\psi_{11}(y) - \psi_{21}(y))} \quad \text{para } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N + 1, N + 2, \dots, 2N - 2, 2N - 1)$$

(x es N, N + 1, N + 2, ..., 2N - 2, 2N - 1; y es N, N + 1, N + 2, ... 2N - 2, 2N - 1; y x ≠ y).

Centrándose en  $X_k$  y  $Y_k$ , se indican las siguientes condiciones.

15 Cálculo 559

Condición n.º 87

$$X_a \neq X_b + 2 \times s \times \pi \quad \text{para } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M - 2, M - 1)$$

(a es 0, 1, 2, ..., M - 2, M - 1; b es 0, 1, 2, ..., M - 2, M - 1; y a ≠ b).

En este punto, s es un entero.

20 Cálculo 560

Condición n.º 88

$$Y_a \neq Y_b + 2 \times u \times \pi \quad \text{para } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M - 2, M - 1)$$

(a es 0, 1, 2, ..., M - 2, M - 1; b es 0, 1, 2, ..., M - 2, M - 1; y a ≠ b).

(En este punto, u es un entero).

- 25 Satisfaciendo las dos condiciones anteriormente mostradas, se consigue excelente calidad de recepción de datos. En la realización 25, debería satisfacerse la Condición n.º 87.

La presente realización describe el esquema para estructurar  $2 \times N \times M$  diferentes matrices de precodificación para un esquema de salto de precodificación con  $2N \times M$  intervalos en el periodo (ciclo) de tiempo. En este caso, como las  $2 \times N \times M$  diferentes matrices de precodificación, se preparan  $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2 \times N \times M - 2], F[2 \times N \times M - 1]$ . En un esquema de transmisión de portadora única, los símbolos están dispuestos en el orden  $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2 \times N \times M - 2], F[2 \times N \times M - 1]$  en el dominio de tiempo (o el dominio de frecuencia en el caso de multi-portadora). Sin embargo, este no es el único ejemplo, y las  $2 \times N \times M$  diferentes matrices de precodificación pueden adaptarse a un esquema de transmisión multi-portadora tal como un esquema de transmisión de OFDM o similares.

- 35 Como en la realización 1, como un esquema de adaptación en este caso, pueden cambiarse los pesos de

5 precodificación disponiendo los símbolos en el dominio de frecuencia o en el dominio de frecuencia-tiempo. Obsérvese que se ha descrito un esquema de salto de precodificación con el periodo (ciclo) de tiempo de  $2 \times N \times M$  intervalos, pero pueden obtenerse los mismos efectos ventajosos usando aleatoriamente  $2 \times N \times M$  diferentes matrices de precodificación. En otras palabras, las  $2 \times N \times M$  diferentes matrices de precodificación no necesitan usarse necesariamente en un periodo (ciclo) regular.

Adicionalmente, en el esquema de salto de matriz de precodificación a través de un periodo (ciclo) de H intervalos (siendo H un número natural mayor que el número de intervalos  $2 \times N \times M$  en el periodo (ciclo) del esquema anterior para saltar de manera regular entre matrices de precodificación), cuando se incluyen las  $2 \times N \times M$  diferentes matrices de precodificación de la presente realización, la probabilidad de la calidad de recepción excelente aumenta.

10 (Realización A1)

En la presente realización, se proporciona una descripción detallada de un esquema para adaptar los esquemas de transmisión anteriormente descritos que saltan de manera regular entre matrices de precodificación a un sistema de comunicaciones cumple con la norma DVB (Difusión de Vídeo Digital)-T2 (Terrestre) (DVB para un sistema de difusión por televisión terrestre digital de segunda generación).

15 La Figura 61 es una vista general de la estructura de trama de una señal transmitida mediante una estación de difusión de acuerdo con la norma DVB-T2. De acuerdo con la norma DVB-T2, se emplea un esquema de OFDM. Por lo tanto, las tramas se estructuran en los dominios de tiempo y de frecuencia. La Figura 61 muestra la estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia. La trama está compuesta de datos de señalización P1 (6101), datos de pre-señalización L1 (6102), datos de post-señalización L1 (6103), PLP común (6104), y las PLP n.º 1 a n.º N (6105\_1 a 6105\_N) (PLP: Tubería de Capa Física). (En este punto, los datos de pre-señalización L1 (6102) y los datos de post-señalización L1 (6103) se denominan como símbolos P2). Como anteriormente, la trama compuesta de datos de señalización P1 (6101), datos de pre-señalización L1 (6102), datos de post-señalización L1 (6103), PLP común (6104), y las PLP n.º 1 a n.º N (6105\_1 a 6105\_N) se denomina como una trama T2, que es una unidad de estructura de trama.

25 Los datos de señalización P1 (6101) son un símbolo para uso mediante un dispositivo de recepción para detección de señal y sincronización de frecuencia (incluyendo estimación de desplazamiento de frecuencia). También, los datos de señalización P1 (6101) transmiten información que incluye información que indica el tamaño de la FFT (Transformada Rápida de Fourier), e información que indica cuál de SISO (Entrada-Única Salida-Única) y MISO (Entrada-Múltiple Salida-Única) se emplea para transmitir una señal modulada. (El esquema de SISO es para transmitir una señal modulada, mientras que el esquema de MISO es para transmitir una pluralidad de señales moduladas usando codificación de bloque de espacio-tiempo).

35 Los datos de pre-señalización L1 (6102) transmiten información que incluye: información acerca del intervalo de guarda usado en tramas transmitidas; información acerca de método de PAPR (Relación de Potencia de Pico a Media); información acerca del esquema de modulación, esquema de corrección de errores (FEC: Corrección de Errores Hacia Delante), y tasa de codificación del esquema de corrección de errores todos usados al transmitir datos de post-señalización L1; información acerca del tamaño de datos de post-señalización L1 y el tamaño de información; información acerca del patrón piloto; información acerca del número único de celda (región de frecuencia); e información que indica cuál se usa del modo normal y del modo extendido (los respectivos modos se diferencian en el número de subportadoras usadas en transmisión de datos).

40 Los datos de post-señalización L1 (6103) transmiten información que incluye: información acerca del número de PLP; información acerca de la región de frecuencia usada; información acerca del número único de cada PLP; información acerca del esquema de modulación, esquema de corrección de errores, tasa de codificación del esquema de corrección de errores todos usados al transmitir las PLP; e información acerca del número de bloques transmitidos en cada PLP.

45 La PLP común (6104) y las PLP n.º 1 a n.º N (6105\_1 a 6105N) son campos usados para transmitir datos.

50 En la estructura de trama mostrada en la Figura 61, los datos de señalización P1 (6101), datos de pre-señalización L1 (6102), datos de post-señalización L1 (6103), PLP común (6104), y las PLP n.º 1 a n.º N (6105\_1 a 6105\_N) se ilustran como transmitiéndose mediante compartición de tiempo. En la práctica, sin embargo, dos o más de las señales están presentes de manera concurrente. La Figura 62 muestra un ejemplo de este tipo. Como se muestra en la Figura 62, los datos de pre-señalización L1, datos de post-señalización L1, y PLP común pueden estar presentes al mismo tiempo, y la PLP n.º 1 y PLP n.º 2 pueden estar presentes al mismo tiempo. Es decir, las señales constituyen una trama que usa tanto compartición de tiempo como compartición de frecuencia.

55 La Figura 63 muestra un ejemplo de la estructura de un dispositivo de transmisión obtenida aplicando los esquemas anteriormente descritos para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a un dispositivo de transmisión cumple con la norma DVB-T2 (es decir, a un dispositivo de transmisión de una estación de difusión). Una unidad de generación de señal de PLP 6302 recibe datos de transmisión de PLP (datos de transmisión para una pluralidad de PLP) 6301 y una señal de control 6309 como entrada, realiza mapeo de cada PLP de acuerdo con

el esquema de corrección de errores y el esquema de modulación indicado para la PLP mediante la información incluida en la señal de control 6309, y emite una señal de banda base (cuadratura) 6303 que lleva una pluralidad de PLP.

5 Una unidad de generación de señal de símbolo P2 6305 recibe datos de transmisión de símbolo P2 6304 y la señal de control 6309 como entrada, realiza mapeo de acuerdo con el esquema de corrección de errores y el esquema de modulación indicado para cada símbolo P2 mediante la información incluida en la señal de control 6309, y emite una señal de banda base (cuadratura) 6306 que lleva los símbolos P2.

10 Una unidad de generación de señal de control 6308 recibe datos de transmisión de símbolo P1 6307 y datos de transmisión de símbolo P2 6304 como entrada, y a continuación emite, como la señal de control 6309, información acerca del esquema de transmisión (el esquema de corrección de errores, tasa de codificación de la corrección de errores, esquema de modulación, longitud de bloque, estructura de trama, esquemas de transmisión seleccionados incluyendo un esquema de transmisión que salta de manera regular entre matrices de precodificación, esquema de inserción de símbolo piloto, IFFT (Transformada Rápida de Fourier Inversa)/FFT, método para reducir la PAPR y esquema de inserción de intervalo de guarda) de cada grupo de símbolos mostrado en la Figura 61 (datos de señalización PI (6101), datos de pre-señalización L1 (6102), datos de post-señalización L1 (6103), PLP común (6104), las PLP n.º 1 a n.º N (6105\_1 a 6105\_N)).

20 Una unidad de estructuración de trama 6310 recibe, como entrada, la señal de banda base 6303 que lleva las PLP, la señal de banda base 6306 que lleva símbolos P2, y la señal de control 630. En la recepción de la entrada, la unidad de estructuración de trama 6310 cambia el orden de datos de entrada en el dominio de frecuencia y dominio de tiempo basándose en la información acerca de la estructura de trama incluida en la señal de control, y emite una señal de banda base (cuadratura) 6311\_1 que corresponde al flujo 1 y una señal de banda base (cuadratura) 6311\_2 que corresponde al flujo 2 ambas de acuerdo con la estructura de trama.

25 Una unidad de procesamiento de señal 6312 recibe, como entrada, la señal de banda base 6311\_1 que corresponde al flujo 1, la señal de banda base 6311\_2 que corresponde al flujo 2, y la señal de control 6309 y emite una señal modulada 1 (6313\_1) y una señal modulada 2 (6313\_2) cada una obtenidas como resultado de procesamiento de señal basándose en el esquema de transmisión indicado mediante información incluida en la señal de control 6309. El rasgo característico indicado en este punto radica en lo siguiente. Es decir, cuando se selecciona un esquema de transmisión que salta de manera regular entre matrices de precodificación, la unidad de procesamiento de señal salta entre matrices de precodificación y realiza ponderación (precodificación) de una manera similar a las Figuras 6, 22, 23 y 26. Por lo tanto, las señales precodificadas obtenidas de esta manera son la señal modulada 1 (6313\_1) y la señal modulada 2 (6313\_2) obtenidas como resultado del procesamiento de señal.

30 Una unidad de inserción de piloto 6314\_1 recibe, como entrada, la señal modulada 1 (6313\_1) obtenida como resultado del procesamiento de señal y la señal de control 6309, inserta símbolos piloto en la señal modulada recibida 1 (6313\_1), y emite una señal modulada 6315\_1 obtenida como resultado de la inserción de señal piloto. Obsérvese que la inserción de símbolo piloto se lleva a cabo basándose en información que indica el esquema de inserción de símbolo piloto incluida la señal de control 6309.

35 Una unidad de inserción de piloto 6314\_2 recibe, como entrada, la señal modulada 2 (6313\_2) obtenida como resultado del procesamiento de señal y la señal de control 6309, inserta símbolos piloto en la señal modulada recibida 2 (6313\_2), y emite una señal modulada 6315\_2 obtenida como resultado de la inserción de símbolo piloto. Obsérvese que la inserción de símbolo piloto se lleva a cabo basándose en información que indica el esquema de inserción de símbolo piloto incluida la señal de control 6309.

40 Una unidad de IFFT (Transformada Rápida de Fourier Inversa) 6316\_1 recibe, como entrada, la señal modulada 6315\_1 obtenida como resultado de la inserción de símbolo piloto y la señal de control 6309, y aplica IFFT basándose en la información acerca del método de IFFT incluido en la señal de control 6309, y emite una señal 6317\_1 obtenida como resultado de la IFFT.

45 Una unidad de IFFT 6316\_2 recibe, como entrada, la señal modulada 6315\_2 obtenida como resultado de la inserción de símbolo piloto y la señal de control 6309, y aplica IFFT basándose en la información acerca del método de IFFT incluida en la señal de control 6309, y emite una señal 6317\_2 obtenida como resultado de la IFFT.

50 Una unidad de reducción de PAPR 6318\_1 recibe, como entrada, la señal 6317\_1 obtenida como resultado de la IFFT y la señal de control 6309, realiza procesamiento para reducir PAPR en la señal recibida 6317\_1, y emite una señal 6319\_1 obtenida como resultado del procesamiento de reducción de PAPR. Obsérvese que el procesamiento de reducción de PAPR se realiza basándose en la información acerca de la reducción de PAPR incluida en la señal de control 6309.

55 Una unidad de reducción de PAPR 6318\_2 recibe, como entrada, la señal 6317\_2 obtenida como resultado de la IFFT y la señal de control 6309, realiza procesamiento para reducir PAPR en la señal recibida 6317\_2, y emite una señal 6319\_2 obtenida como resultado del procesamiento de reducción de PAPR. Obsérvese que el procesamiento de reducción de PAPR se lleva a cabo basándose en la información acerca de la reducción de PAPR incluida en la señal de control 6309.

Una unidad de inserción de intervalo de guarda 6320\_1 recibe, como entrada, la señal 6319\_1 obtenida como resultado del procesamiento de reducción de PAPR y la señal de control 6309, inserta intervalos de guarda en la señal recibida 6319\_1, y emite una señal 6321\_1 obtenida como resultado de la inserción de intervalo de guarda. Obsérvese que la inserción de intervalo de guarda se lleva a cabo basándose en la información acerca del esquema de inserción de intervalo de guarda incluida en la señal de control 6309.

Una unidad de inserción de intervalo de guarda 6320\_2 recibe, como entrada, la señal 6319\_2 obtenida como resultado del procesamiento de reducción de PAPR y la señal de control 6309, inserta intervalos de guarda en la señal recibida 6319\_2, y emite una señal 6321\_2 obtenida como resultado de la inserción de intervalo de guarda. Obsérvese que la inserción de intervalo de guarda se lleva a cabo basándose en la información acerca del esquema de inserción de intervalo de guarda incluida en la señal de control 6309.

Una unidad de inserción de símbolo P1 6322 recibe, como entrada, la señal 6321\_1 obtenida como resultado de la inserción de intervalo de guarda, la señal 6321\_2 obtenida como resultado de la inserción de intervalo de guarda, y los datos de transmisión de símbolo P1 6307, genera una señal de símbolo P1 desde los datos de transmisión de símbolo P1 6307, añade el símbolo P1 a la señal 6321\_1 obtenida como resultado de la inserción de intervalo de guarda, y añade el símbolo P1 a la señal 6321\_2 obtenida como resultado de la inserción de intervalo de guarda. A continuación, la unidad de inserción de símbolo P1 6322 emite una señal 6323\_1 obtenida como resultado del procesamiento relacionado con el símbolo P1 y una señal 6323\_2 obtenida como resultado del procesamiento relacionado con el símbolo P1. Obsérvese que una señal de símbolo P1 puede añadirse ambas de las señales 6323\_1 y 6323\_2 o a una de las señales 6323\_1 y 6323\_2. En el caso donde la señal de símbolo P1 se añade a una de las señales 6323\_1 y 6323\_2, se observa lo siguiente. Por fines de descripción, un intervalo de la señal a la que se añade un símbolo P1 se denomina como un intervalo de símbolo P1. Entonces, la señal a la que no se añade una señal P1 incluye, como una señal de banda base, una señal cero en un intervalo que corresponde al intervalo de símbolo P1 de la otra señal. Una unidad de procesamiento inalámbrico 6324\_1 recibe la señal 6323\_1 obtenida como resultado del procesamiento relacionado con el símbolo P1, realiza procesamiento tal como conversión de frecuencia, amplificación y similares, y emite una señal de transmisión 6325\_1. La señal de transmisión 6325\_1 se emite a continuación como una onda de radio desde una antena 6326\_1.

Una unidad de procesamiento inalámbrico 6324\_2 recibe la señal 6323\_2 obtenida como resultado del procesamiento relacionado con el símbolo P1, realiza procesamiento tal como conversión de frecuencia, amplificación y similares, y emite una señal de transmisión 6325\_2. La señal de transmisión 6325\_2 se emite a continuación como una onda de radio desde una antena 6326\_2.

A continuación se proporciona una descripción detallada de la estructura de trama de una señal de transmisión y el esquema de transmisión de información de control (información llevada mediante el símbolo P1 y los símbolos P2) empleada mediante una estación de difusión (estación base) en el caso donde el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación está adaptado a un sistema DVB-T2.

La Figura 64 muestra un ejemplo de la estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia, en el caso donde se transmite una pluralidad de PLP después de la transmisión del símbolo P1, símbolos P2, y PLP común. En la Figura 64, el flujo s1 usa las subportadoras n.º 1 a n.º M en el dominio de frecuencia. De manera similar, el flujo s2 usa las subportadoras n.º 1 a n.º M en el dominio de frecuencia. Por lo tanto, cuando los flujos s1 y s2 ambos tienen un símbolo en la misma subportadora y al mismo tiempo, están presentes símbolos de los dos flujos en la misma frecuencia. En el caso donde la precodificación realizada incluye la precodificación de acuerdo con el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación como se describe en las otras realizaciones, los flujos s1 y s2 se someten a ponderación realizada usando las matrices de precodificación y z1 y z2 se emiten desde las respectivas antenas.

Como se muestra en la Figura 64, en el intervalo 1, un grupo de símbolos 6401 de la PLP n.º 1 se transmite usando los flujos s1 y s2, y la transmisión de datos se lleva a cabo usando el sistema de MIMO de multiplexación espacial mostrado en la Figura 49 o el sistema de MIMO con una matriz de precodificación fija.

En el intervalo 2, un grupo de símbolos 6402 de la PLP n.º 2 se transmite usando el flujo s1, y la transmisión de datos se lleva a cabo transmitiendo una señal modulada.

En el intervalo 3, un grupo de símbolos 6403 de la PLP n.º 3 se transmite usando los flujos s1 y s2, y la transmisión de datos se lleva a cabo usando un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación.

En el intervalo 4, un grupo de símbolos 6404 de la PLP n.º 4 se transmite usando los flujos s1 y s2, y la transmisión de datos se lleva a cabo usando codificación de bloque de espacio-tiempo mostrada en la Figura 50. Obsérvese que la disposición de símbolos usada en la codificación de bloque de espacio-tiempo no está limitada a la disposición en el dominio de tiempo. Como alternativa, la disposición de símbolos puede estar en el dominio de frecuencia o en grupos de símbolos formados en los dominios de tiempo y de frecuencia. Además, la codificación de bloque de espacio-tiempo no está limitada a la mostrada en la Figura 50.

En el caso donde una estación de difusión transmite las PLP en la estructura de trama mostrada en la Figura 64, un

dispositivo de recepción que recibe la señal de transmisión mostrada en la Figura 64 necesita conocer el esquema de transmisión usado para cada PLP. Como ya se ha descrito anteriormente, es por lo tanto necesario transmitir información que indica el esquema de transmisión para cada PLP, usando datos de post-señalización L1 (6103 mostrado en la Figura 61), que es un símbolo P2. Lo siguiente describe un ejemplo del esquema para estructurar un símbolo P1 usado en el presente documento y el esquema para estructurar un símbolo P2 usado en el presente documento.

La Tabla 3 muestra un ejemplo específico de información de control transmitida usando un símbolo P1.

[Tabla 3]

S1	000: T2_SISO (Una transmisión de señal modulada que cumple con la norma DVB-T2) 001: T2_MISO (Transmisión usando codificación de bloque de espacio-tiempo que cumple con la norma DVB-T2) 010: NOT_T2 (que cumple con norma distinta de DVB-T2)
----	---

De acuerdo con la norma DVB-T2, la información de control S1 (tres bits) posibilita al dispositivo de recepción determinar si se usa o no la norma DVB-T2 y también determinar, si se usa DVB-T2, qué esquema de transmisión se usa. Si los tres bits se establecen a "000", la información S1 indica que la señal modulada transmitida de acuerdo con la "transmisión de una señal modulada cumple con la norma DVB-T2".

Si los tres bits se establecen a "001", la información S1 indica que la señal modulada transmitida está de acuerdo con la "transmisión usando codificación de bloque de espacio-tiempo cumple con la norma DVB-T2".

En la norma DVB-T2, los bits establecidos "010" a "111" se "Reservan" para uso futuro. Para adaptar la presente invención de una manera para establecer compatibilidad con la DVB-T2, los tres bits que constituyen la información S1 pueden establecerse a "010" (o cualquier bit establecido distinto de "000" y "001") para indicar que la señal modulada transmitida cumple con una norma distinta de DVB-T2. Al determinar que la información S1 recibida se establece a "010", el dispositivo de recepción está informado de que la señal modulada transmitida desde la estación de difusión cumple con una norma distinta de DVB-T2.

A continuación, se proporciona una descripción de ejemplos del esquema para estructurar un símbolo P2 en el caso donde una señal modulada transmitida mediante la estación de difusión cumple con una norma distinta de DVB-T2. El primer ejemplo se refiere a un esquema en el que se usa el símbolo P2 que cumple con la norma DVB-T2.

La Tabla 4 muestra un primer ejemplo de información de control transmitida usando datos de post-señalización L1, que es uno de los símbolos P2.

[Tabla 4]

MODO_PLP (2 bits)	00: SISO/SIMO
	01: MISO/MIMO (Código de bloque de espacio-tiempo)
	10: MIMO (Esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación)
	11: MIMO (Sistema de MIMO con matriz de precodificación fija o sistema de MIMO de multiplexación espacial)
<p>[1246] SISO: Entrada-Única Salida-Única (se transmite una señal modulada y se recibe con una antena)</p> <p>SIMO: Entrada-Única Salida-Múltiple (se transmite una señal modulada y se recibe con una pluralidad de antenas)</p> <p>MISO: Entrada-Múltiple Salida-Única (se transmite una pluralidad de señales desde una pluralidad de antenas y se recibe con una antena)</p> <p>MIMO: Entrada-Múltiple Salida-Múltiple (se transmite una pluralidad de señales moduladas desde una pluralidad de antenas y se recibe con una pluralidad de antenas)</p>	

La información de 2 bits "MODO\_PLP" mostrada en la Tabla 4 es información de control usada para indicar el esquema de transmisión usado para cada PLP como se muestra en la Figura 64 (PLP n.º 1 a n.º 4 en la Figura 64). Es decir, se proporciona una pieza separada de información de "MODO\_PLP" para cada PLP. Es decir, en el ejemplo mostrado en la Figura 64, MODO\_PLP para la PLP n.º 1, MODO\_PLP para la PLP n.º 2, MODO\_PLP para la PLP n.º 3, MODO\_PLP para la PLP n.º 4 ... se transmiten desde la estación de difusión. Por supuesto, demodulando (y también realizando corrección de errores) estas piezas de información, se posibilita al terminal en el extremo de recepción reconocer el esquema de transmisión que la estación de difusión usa para transmitir cada

PLP.

- 5 Cuando el MODO\_PLP se establece a "00", la transmisión de datos mediante una PLP correspondiente se lleva a cabo "transmitiendo una señal modulada". Cuando el MODO\_PLP se establece a "01", la transmisión de datos mediante una PLP correspondiente se lleva a cabo "transmitiendo una pluralidad de señales moduladas obtenidas mediante codificación de bloque de espacio-tiempo". Cuando el MODO\_PLP se establece a "10", la transmisión de datos mediante una PLP correspondiente se lleva a cabo usando un "esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación". Cuando el MODO\_PLP se establece a "11", la transmisión de datos mediante una PLP correspondiente se lleva a cabo usando un "sistema de MIMO con una matriz de precodificación fija o sistema de MIMO de multiplexación espacial".
- 10 Obsérvese que cuando el MODO\_PLP se establece a "01" a "11", la información que indica el procesamiento específico realizado mediante la estación de difusión (por ejemplo, el esquema de salto específico usado en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, el esquema de codificación de bloque de espacio-tiempo específico usado, y la estructura de matrices de precodificación usada) necesita notificarse al terminal. Lo siguiente describe el esquema para estructurar información de control que incluye información de este tipo y que es diferente del ejemplo mostrado en la Tabla 4.
- 15

La Tabla 5 muestra un segundo ejemplo de información de control transmitida usando datos de post-señalización L1, que es uno de los símbolos P2. El segundo ejemplo mostrado en la Tabla 5 es diferente del primer ejemplo mostrado en la Tabla 4.

[Tabla 5]

MODO_PLP (1 bit)	0: SISO/SIMO 1: MISO/MIMO  (Codificación de bloque de espacio-tiempo o
	esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación o  sistema de MIMO con matriz de precodificación fija  o sistema de MIMO de multiplexación espacial)
MODO_MIMO (1 bit)	0: Esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación --- APAGADO  1: Esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación --- ENCENDIDO
PATRÓN_MIMO n.º 1 (2 bits)	00: Codificación de bloque de espacio-tiempo  01: Sistema de MIMO con matriz de precodificación fija y matriz de precodificación n.º 1  10: Sistema de MIMO con matriz de precodificación fija y matriz de precodificación n.º 2  11: Sistema de MIMO de multiplexación espacial
PATRÓN_MIMO n.º 2 (2 bits)	00: Esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, usando esquema de salto de matriz de precodificación n.º 1  01: Esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, usando esquema de salto de matriz de precodificación n.º 2  10: Esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de recodificación, usando esquema de salto de matriz de precodificación n.º 3  11: Esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, usando esquema de salto de matriz de precodificación n.º 4

Como se muestra en la Tabla 5, la información de control incluye “MODO\_PLP” que es de un bit de largo, “MODO\_MIMO” que es de un bit de largo, “PATRÓN\_MIMO n.º 1” que es de dos bits de largo, y “PATRÓN\_MIMO n.º 2” que es de dos bits de largo. Como se muestra en la Figura 64, estas cuatro piezas de información de control son para notificar el esquema de transmisión de una correspondiente de las PLP (PLP n.º 1 a n.º 4 en el ejemplo mostrado en la Figura 64). Por lo tanto, se proporciona un conjunto de cuatro piezas de información para cada PLP. Es decir, en el ejemplo mostrado en la Figura 64, la estación de difusión transmite un conjunto de la información de MODO\_PLP, información de MODO\_MIMO, información de PATRÓN\_MIMO n.º 1, e información de PATRÓN\_MIMO n.º 2 para la PLP n.º 1, un conjunto de la información de MODO\_PLP, información de MODO\_MIMO, información de PATRÓN\_MIMO n.º 1, e información de PATRÓN\_MIMO n.º 2 para la PLP n.º 2, un conjunto de la información de MODO\_PLP, información de MODO\_MIMO, información de PATRÓN\_MIMO n.º 1, e información de PATRÓN\_MIMO n.º 2 para la PLP n.º 3, un conjunto de la información de MODO\_PLP, información de MODO\_MIMO, información de PATRÓN\_MIMO n.º 1, e información de PATRÓN\_MIMO n.º 2 para la PLP n.º 4 .... Por supuesto, demodulando (y también realizando corrección de errores) estas piezas de información, se posibilita al terminal en el extremo de recepción reconocer el esquema de transmisión que la estación de difusión usa para transmitir cada PLP.

Con el MODO\_PLP establecido a “0”, la transmisión de datos mediante una PLP correspondiente se lleva a cabo “transmitiendo una señal modulada”. Con el MODO\_PLP establecido a “1”, la transmisión de datos mediante una PLP correspondiente se lleva a cabo “transmitiendo una pluralidad de señales moduladas obtenidas mediante codificación de bloque de espacio-tiempo”, “esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación”, “sistema de MIMO con una matriz de precodificación fija”, o “sistema de MIMO de multiplexación espacial”.

Con el “MODO\_PLP” establecido a “1”, la información de “MODO\_MIMO” se hace eficaz. Con el “MODO\_MIMO” establecido a “0”, la transmisión de datos se lleva a cabo mediante un esquema distinto del “esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación”. Con el “MODO\_MIMO” establecido a “1”, por otra parte, la transmisión de datos se lleva a cabo mediante el “esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación”.

Con el “MODO\_PLP” establecido a “1” y el “MODO\_MIMO” establecido a “0”, la información de “PATRÓN\_MIMO n.º 1” se hace eficaz. Con el “PATRÓN\_MIMO n.º 1” establecido a “00”, la transmisión de datos se lleva a cabo usando codificación de bloque de espacio-tiempo. Con el “PATRÓN\_MIMO” establecido a “01”, la transmisión de datos se lleva a cabo usando un esquema de precodificación en el que se realiza ponderación usando una matriz de precodificación fija n.º 1. Con el “PATRÓN\_MIMO” establecido a “10”, la transmisión de datos se lleva a cabo usando un esquema de precodificación en el que se realiza ponderación usando una matriz de precodificación fija n.º 2 (Obsérvese que la matriz de precodificación n.º 1 y la matriz de precodificación n.º 2 son mutuamente diferentes). Cuando el “PATRÓN\_MIMO” se establece a “11”, la transmisión de datos se lleva a cabo usando el sistema de MIMO de multiplexación espacial (Evidentemente, puede interpretarse que el esquema 1 mostrado en la Figura 49 se selecciona en este punto).

Con el “MODO\_PLP” establecido a “1” y el “MODO\_MIMO” establecido a “1”, la información de “PATRÓN\_MIMO n.º 2” se hace eficaz. Entonces, con el “PATRÓN\_MIMO n.º 2” establecido a “00”, la transmisión de datos se lleva a cabo usando el esquema de salto de matriz de precodificación n.º 1 de acuerdo con el cual las matrices de precodificación se saltan de manera regular. Con el “PATRÓN\_MIMO n.º 2” establecido a “01”, la transmisión de datos se lleva a cabo usando el esquema de salto de matriz de precodificación n.º 2 de acuerdo con el cual las matrices de precodificación se saltan de manera regular. Con el “PATRÓN\_MIMO n.º 2” establecido a “10”, la transmisión de datos se lleva a cabo usando el esquema de salto de matriz de precodificación n.º 3 de acuerdo con el cual las matrices de precodificación se saltan de manera regular. Con el “PATRÓN\_MIMO n.º 2” establecido a “11”, la transmisión de datos se lleva a cabo usando el esquema de salto de matriz de precodificación n.º 4 de acuerdo con el cual las matrices de precodificación se saltan de manera regular. Obsérvese que los esquemas de salto de matrices de precodificación n.º 1 a n.º 4 son mutuamente diferentes. En este punto, para definir un esquema que es diferente, se supone que n.º A y n.º B son esquemas mutuamente diferentes y entonces se cumple uno de lo siguiente.

- Las matrices de precodificación usadas en n.º A incluyen las mismas matrices usadas en n.º b pero los periodos (ciclos) de las matrices son diferentes.
- Las matrices de precodificación usadas en n.º A incluyen las matrices de precodificación no usadas en n.º B.
- Ninguna de las matrices de precodificación usadas en n.º A se usa en n.º B.

En la descripción anterior, la información de control mostrada en la Tablas 4 y 5 se transmite en datos de post-señalización L1, que es uno de los símbolos P2. De acuerdo con la norma DVB-T2, sin embargo, la cantidad de información que puede transmitirse como símbolos P2 está limitada. Por lo tanto, además de la información mostrada en la Tablas 4 y 5 para la información requerida en la norma DVB-T2 para transmitirse usando símbolos P2 puede dar como resultado una cantidad que supera la máxima cantidad que puede transmitirse como símbolos P2. En un caso de este tipo, puede proporcionarse la PLP de Señalización (6501) como se muestra en la Figura 65

para transmitir información de control requerida mediante una norma distinta de la norma DVB-T2 (es decir, la transmisión de datos se lleva a cabo usando tanto datos de post-señalización L1 como PLP de Señalización). En el ejemplo mostrado en la Figura 65, se usa la misma estructura de trama como se muestra en la Figura 61. Sin embargo, la estructura de trama no está limitada a este ejemplo específico. Por ejemplo, de manera similar a los datos de Pre-señalización L1 y otros datos mostrados en la Figura 62, la PLP de Señalización puede asignarse a un intervalo de portadora específico en un dominio de tiempo específico en los dominios de tiempo y de frecuencia. En resumen, la PLP de Señalización puede asignarse en los dominios de tiempo y de frecuencia de cualquier manera.

Como se ha descrito anteriormente, la presente realización permite elección de un esquema para cambiar de manera regular entre matrices de precodificación mientras se usa un esquema multi-portadora, tal como un esquema de OFDM, sin comprometer la compatibilidad con la norma DVB-T2. Esto ofrece las ventajas de obtener alta calidad de recepción, así como alta velocidad de transmisión, en un entorno de LOS. Aunque en la presente realización, los esquemas de transmisión a los que puede establecerse un grupo de portadoras son “un sistema de MIMO de multiplexación espacial, un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, codificación de bloque de espacio-tiempo, o un esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1”, pero los esquemas de transmisión no están limitados de esta manera. Adicionalmente, es aceptable el esquema de MIMO usando una matriz de precodificación fija limitada al esquema n.º 2 en la Figura 49, como cualquier estructura con una matriz de precodificación fija.

Adicionalmente, la descripción anterior se refiere a un esquema en el que los esquemas seleccionables mediante la estación de difusión son “un sistema de MIMO de multiplexación espacial, un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, codificación de bloque de espacio-tiempo, o un esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1”. Sin embargo, no es necesario que todos los esquemas de transmisión sean seleccionables. Cualquiera de los siguientes ejemplos es también posible.

- Un esquema de transmisión en el que cualquiera de lo siguiente es seleccionable: un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, codificación de bloque de espacio-tiempo, y un esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1.

- Un esquema de transmisión en el que cualquiera de lo siguiente es seleccionable: un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, y codificación de bloque de espacio-tiempo.

- Un esquema de transmisión en el que cualquiera de lo siguiente es seleccionable: un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, y un esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1.

- Un esquema de transmisión en el que cualquiera de lo siguiente es seleccionable: un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, codificación de bloque de espacio-tiempo, y un esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1.

- Un esquema de transmisión en el que cualquiera de lo siguiente es seleccionable: un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija, y un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación.

- Un esquema de transmisión en el que cualquiera de lo siguiente es seleccionable: un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, y codificación de bloque de espacio-tiempo.

- Un esquema de transmisión en el que cualquiera de lo siguiente es seleccionable: un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, y un esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1.

Como se ha enumerado anteriormente, siempre que un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación se incluya como un esquema seleccionable, se obtienen los efectos ventajosos de transmisión de datos a alta velocidad en un entorno de LOS, además de la calidad de recepción excelente para el dispositivo de recepción.

En este punto, es necesario establecer la información de control S1 en símbolos P1 como se ha descrito anteriormente. Además, como los símbolos P2, la información de control puede establecerse de manera diferente de un esquema (el esquema para establecer el esquema de transmisión de cada PLP) mostrado en la Tabla 4. La Tabla 6 muestra un ejemplo de un esquema de este tipo.

[Tabla 6]

MODO-PLP (2 bits)	00: SISO/SIMO
	01: MISO/MIMO (Código de bloque de espacio tiempo)
	10 : MIMO (Esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación)
	11: Reservado

La Tabla 6 se diferencia de la Tabla 4 en que el "MODO\_PLP" establecido a "11" está "Reservado". De esta manera, el número de bits que constituyen el "MODO\_PLP" mostrado en la Tablas 4 y 6 puede aumentarse o reducirse dependiendo del número de esquemas de transmisión de PLP seleccionable, en el caso donde los esquemas de transmisión seleccionables sean como se muestra en los ejemplos anteriores.

Lo mismo se mantiene con respecto a la Tabla 5. Por ejemplo, si el único esquema de MIMO soportado es un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, la información de control "MODO\_MIMO" ya no es necesaria. Adicionalmente, la información de control "PATRÓN\_MIMO n.º 1" puede no ser necesaria en el caso, por ejemplo, donde un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija no se soporta. Adicionalmente, la información de control "PATRÓN\_MIMO n.º 1" puede ser de un bit de largo en lugar de dos bits de largo, en el caso donde, por ejemplo, no se requiere más de una matriz de precodificación para un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija. Adicionalmente, la información de control "PATRÓN\_MIMO n.º 1" puede ser de dos bits de largo o más en el caso donde una pluralidad de matrices de precodificación sean seleccionables.

Lo mismo se aplica al "PATRÓN\_MIMO n.º 2". Es decir, la información de control "PATRÓN\_MIMO n.º 2" puede ser de un bit de largo en lugar de dos bits de largo, en el caso donde no esté disponible más de un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. Como alternativa, la información de control "PATRÓN\_MIMO n.º 2" puede ser de dos bits de largo o más en el caso donde una pluralidad de esquemas de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación sean seleccionables.

En la presente realización, la descripción se refiere al dispositivo de transmisión que tiene dos antenas, pero el número de antenas no está limitado a dos. Con un dispositivo de transmisión que tiene más de dos antenas, la información de control puede transmitirse de la misma manera. Además, para posibilitar la transmisión de la señal modulada con el uso de cuatro antenas además de la transmisión de señal modulada con el uso de dos antenas, puede haber un caso donde el número de bits que constituyen las piezas respectivas de información de control necesita aumentarse. En una modificación de este tipo, se mantiene aún que la información de control se transmite mediante el símbolo P1 y la información de control se transmite mediante símbolos P2 como se ha expuesto anteriormente.

La descripción anterior se refiere a la estructura de trama de los grupos de símbolos de PLP transmitidos mediante una estación de difusión en un esquema de transmisión de compartición de tiempo como se muestra en la Figura 64.

La Figura 66 muestra otro ejemplo de un esquema de disposición de símbolos en los dominios de tiempo y de frecuencia, que es diferente del esquema de disposición de símbolos mostrado en la Figura 64. Los símbolos mostrados en la Figura 66 son del flujo s1 y s2 y para transmitirse después de la transmisión del símbolo P1, símbolos P2, y PLP común. En la Figura 66, cada símbolo indicado mediante "n.º 1" representa un símbolo del grupo de símbolos de la PLP n.º 1 mostrado en la Figura 64. De manera similar, cada símbolo indicado como "n.º 2" representa un símbolo del grupo de símbolos de la PLP n.º 2 mostrado en la Figura 64, cada símbolo indicado como "n.º 3" representa un símbolo del grupo de símbolos de la PLP n.º 3 mostrado en la Figura 64, y cada símbolo indicado como "n.º 4" representa un símbolo del grupo de símbolos de la PLP n.º 4 mostrado en la Figura 64. De manera similar a la Figura 64, la PLP n.º 1 transmite datos usando el sistema de MIMO de multiplexación espacial mostrado en la Figura 49 o el sistema de MIMO con una matriz de precodificación fija. Además, la PLP n.º 2 transmite datos de esta manera para transmitir una señal modulada. La PLP n.º 3 transmite datos usando un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. La PLP n.º 4 transmite datos usando codificación de bloque de espacio-tiempo mostrada en la Figura 50. Obsérvese que la disposición de símbolos usada en la codificación de bloque de espacio-tiempo no está limitada a la disposición en el dominio de tiempo. Como alternativa, la disposición de símbolos puede estar en el dominio de frecuencia o en grupos de símbolos formados en los dominios de tiempo y de frecuencia. Además, la codificación de bloque de espacio-tiempo no está limitada a la mostrada en la Figura 50.

En la Figura 66, donde los flujos s1 y s2 ambos tienen un símbolo en la misma subportadora y al mismo tiempo, están presentes símbolos de los dos flujos en la misma frecuencia. En el caso donde la precodificación realizada incluye la precodificación de acuerdo con el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación como se describe en las otras realizaciones, los flujos s1 y s2 se someten a ponderación realizada usando las matrices de precodificación, y z1 y z2 se emiten desde las respectivas antenas.

La Figura 66 se diferencia de la Figura 64 en los siguientes puntos. Es decir, el ejemplo mostrado en la Figura 64 es una disposición de una pluralidad de PLP usando compartición de tiempo, mientras que el ejemplo mostrado en la Figura 66 es una disposición de una pluralidad de PLP usando tanto compartición de tiempo como compartición de frecuencia. Es decir, por ejemplo, en el tiempo 1, un símbolo de la PLP n.º 1 y un símbolo de la PLP n.º 2 están ambos presentes. De manera similar, en el tiempo 3, un símbolo de la PLP n.º 3 y un símbolo de la PLP n.º 4 están ambos presentes. De esta manera, los símbolos de PLP que tienen diferentes números de índice (n.º X; X = 1, 2 ...) pueden asignarse en una base de símbolo a símbolo (para cada símbolo compuesto de una subportadora por tiempo).

Por motivos de simplicidad, la Figura 66 únicamente muestra símbolos indicados mediante "n.º 1" y "n.º 2" en el tiempo 1. Sin embargo, esto no es un ejemplo limitante, y los símbolos de PLP que tienen cualquier número de índice distinto de "n.º 1" y "n.º 2" pueden estar presentes en el tiempo 1. Además, la relación entre subportadoras presentes en el tiempo 1 y números de índice de PLP no está limitada a la mostrada en la Figura 66. Como alternativa, un símbolo de PLP que tiene cualquier número de índice puede asignarse a cualquier subportadora. De manera similar, además, un símbolo de PLP que tiene cualquier número de índice puede asignarse a cualquier subportadora en cualquier tiempo distinto de 1.

La Figura 67 muestra otro ejemplo de un esquema de disposición de símbolos en los dominios de tiempo y de frecuencia, que es diferente del esquema de disposición de símbolos mostrado en la Figura 64. Los símbolos mostrados en la Figura 67 son del flujo s1 y s2 y para transmitirse después de la transmisión del símbolo P1, símbolos P2, y PLP común. El rasgo característico del ejemplo mostrado en la Figura 67 es que el "esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1" no es seleccionable en el caso donde la transmisión de PLP para tramas T2 se lleva a cabo básicamente con una pluralidad de antenas.

Por lo tanto, la transmisión de datos mediante el grupo de símbolos 6701 de la PLP n.º 1 mostrado en la Figura 67 se lleva a cabo mediante "un sistema de MIMO de multiplexación espacial o un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija". La transmisión de datos mediante el grupo de símbolos 6702 de la PLP n.º 2 se lleva a cabo usando "un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación". La transmisión de datos mediante el grupo de símbolos 6703 de la PLP n.º 3 se lleva a cabo mediante "codificación de bloque de espacio-tiempo". Obsérvese que la transmisión de datos mediante el grupo de símbolos de PLP 6703 de la PLP n.º 3 y los siguientes grupos de símbolos en la trama T2 se lleva a cabo usando uno de "un sistema de MIMO de multiplexación espacial o un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija", "un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación" y "codificación de bloque de espacio-tiempo".

La Figura 68 muestra otro ejemplo de un esquema de disposición de símbolos en los dominios de tiempo y de frecuencia, que es diferente del esquema de disposición de símbolos mostrado en la Figura 66. Los símbolos mostrados en la Figura 68 son del flujo s1 y s2 y para transmitirse después de la transmisión del símbolo P1, símbolos P2, y PLP común. En la Figura 68, cada símbolo indicado mediante "n.º 1" representa un símbolo del grupo de símbolos de la PLP n.º 1 mostrado en la Figura 67. De manera similar, cada símbolo indicado como "n.º 2" representa un símbolo del grupo de símbolos de la PLP n.º 2 mostrado en la Figura 67, cada símbolo indicado como "n.º 3" representa un símbolo del grupo de símbolos de la PLP n.º 3 mostrado en la Figura 67, y cada símbolo indicado como "n.º 4" representa un símbolo del grupo de símbolos de la PLP n.º 4 mostrado en la Figura 67. De manera similar a la Figura 67, la PLP n.º 1 transmite datos usando el sistema de MIMO de multiplexación espacial mostrado en la Figura 49 o el sistema de MIMO con una matriz de precodificación fija. La PLP n.º 2 transmite datos usando un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. La PLP n.º 3 transmite datos usando codificación de bloque de espacio-tiempo mostrada en la Figura 50. Obsérvese que la disposición de símbolos usada en la codificación de bloque de espacio-tiempo no está limitada a la disposición en el dominio de tiempo. Como alternativa, la disposición de símbolos puede estar en el dominio de frecuencia o en grupos de símbolos formados en los dominios de tiempo y de frecuencia. Además, la codificación de bloque de espacio-tiempo no está limitada a la mostrada en la Figura 50.

En la Figura 68, donde los flujos s1 y s2 ambos tienen un símbolo en la misma subportadora y al mismo tiempo, están presentes símbolos de los dos flujos en la misma frecuencia. En el caso donde la precodificación realizada incluye la precodificación de acuerdo con el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación como se describe en las otras realizaciones, los flujos s1 y s2 se someten a ponderación realizada usando las matrices de precodificación y z1 y z2 se emiten desde las respectivas antenas.

La Figura 68 se diferencia de la Figura 67 en los siguientes puntos. Es decir, el ejemplo mostrado en la Figura 67 es una disposición de una pluralidad de PLP usando compartición de tiempo, mientras que el ejemplo mostrado en la Figura 68 es una disposición de una pluralidad de PLP usando tanto compartición de tiempo como compartición de frecuencia. Es decir, por ejemplo, en el tiempo 1, un símbolo de la PLP n.º 1 y un símbolo de la PLP n.º 2 están ambos presentes. De esta manera, los símbolos de PLP que tienen diferentes números de índice (n.º X; X = 1, 2 ...) pueden asignarse en una base de símbolo a símbolo (para cada símbolo compuesto de una subportadora por tiempo).

Por motivos de simplicidad, la Figura 68 únicamente muestra símbolos indicados mediante "n.º 1" y "n.º 2" en el

tiempo 1. Sin embargo, esto no es un ejemplo limitante, y los símbolos de PLP que tienen cualquier número de índice distinto de “n.º 1” y “n.º 2” pueden estar presentes en el tiempo 1. Además, la relación entre subportadoras presentes en el tiempo 1 y números de índice de PLP no está limitada a la mostrada en la Figura 68. Como alternativa, un símbolo de PLP que tiene cualquier número de índice puede asignarse a cualquier subportadora. De manera similar, además, un símbolo de PLP que tiene cualquier número de índice puede asignarse a cualquier subportadora en cualquier tiempo distinto de 1. Como alternativa, por otra parte, únicamente un símbolo de PLP puede asignarse en un tiempo específico como en el tiempo t3. Es decir, en un esquema en tramas para disponer símbolos de PLP en los dominios de tiempo y de frecuencia, cualquier asignación es aplicable.

Como se ha expuesto anteriormente, no existen PLP usando “un esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1” en la trama T2, de modo que el intervalo dinámico de una señal recibida mediante el terminal se asegura que es estrecho. Como resultado, se consigue el efecto ventajoso que la probabilidad de la calidad de recepción excelente aumenta.

Obsérvese que la descripción de la Figura 68 se describe usando un ejemplo en el que el esquema de transmisión seleccionado es uno de “sistema de MIMO de multiplexación espacial o un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija”, “un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación”, y “codificación de bloque de espacio-tiempo”. Además, no es necesario que todos estos esquemas de transmisión sean seleccionables. Por ejemplo, pueden hacerse seleccionables las siguientes combinaciones de los esquemas de transmisión.

- Es seleccionable “un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación”, “codificación de bloque de espacio-tiempo”, y “un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija”.
- Es seleccionable “un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación” y “codificación de bloque de espacio-tiempo”.
- Es seleccionable “un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación” y “un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija”.

La descripción anterior se refiere a un ejemplo en el que la trama T2 incluye una pluralidad de PLP. Lo siguiente describe un ejemplo en el que la trama T2 incluye una única PLP.

La Figura 69 muestra un ejemplo de estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia para el flujo s1 y s2 en el caso donde únicamente existe una PLP en la trama T2. En la Figura 69, la denotación “símbolo de control” representa un símbolo tal como símbolo P1, símbolo P2 o similares. En el ejemplo mostrado en la Figura 69, la primera trama T2 se transmite usando el intervalo 1. De manera similar, la segunda trama T2 se transmite usando el intervalo 2, la tercera trama T2 se transmite usando el intervalo 3, y la cuarta trama T2 se transmite usando el intervalo 4.

En el ejemplo mostrado en la Figura 69, en la primera trama T2, se transmite un grupo de símbolos 6801 para la PLP n.º 1-1 y el esquema de transmisión seleccionado es “sistema de MIMO de multiplexación espacial o esquema de MIMO usando una matriz de precodificación fija”.

En la segunda trama T2, se transmite un grupo de símbolos 6802 para la PLP n.º 2-1 y el esquema de transmisión seleccionado es “un esquema para transmitir una señal modulada”.

En la tercera trama T2, se transmite un grupo de símbolos 6803 para la PLP n.º 3-1 y el esquema de transmisión seleccionado es “un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación”.

En la cuarta trama T2, se transmite un grupo de símbolos 6804 para la PLP n.º 4-1 y el esquema de transmisión seleccionado es “codificación de bloque de espacio-tiempo”. Obsérvese que la disposición de símbolos usada en la codificación de bloque de espacio-tiempo no está limitada a la disposición en el dominio de tiempo. Como alternativa, la disposición de símbolos puede estar en el dominio de frecuencia o en grupos de símbolos formados en los dominios de tiempo y de frecuencia. Además, la codificación de bloque de espacio-tiempo no está limitada a la mostrada en la Figura 50.

En la Figura 69, donde los flujos s1 y s2 ambos tienen un símbolo en la misma subportadora y al mismo tiempo, están presentes símbolos de los dos flujos en la misma frecuencia. En el caso donde la precodificación realizada incluye la precodificación de acuerdo con el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación como se describe en las otras realizaciones, los flujos s1 y s2 se someten a ponderación realizada usando las matrices de precodificación y z1 y z2 se emiten desde las respectivas antenas.

De la manera anterior, puede establecerse un esquema de transmisión para cada PLP en consideración de la velocidad de transmisión de datos y la calidad de recepción de datos en el terminal de recepción, de modo que se consigue tanto aumento en la velocidad de transmisión de datos como la calidad de recepción excelente. Como un esquema de ejemplo para estructurar información de control, la información de control que indica, por ejemplo, el

esquema de transmisión y otra información de símbolo P1 y símbolos P2 (y también la PLP de Señalización donde sea aplicable) puede configurarse de una manera similar a las Tablas 3-6. La diferencia es como sigue. En la estructura de trama mostrada, por ejemplo, en la Figura 64, una trama T2 incluye una pluralidad de PLP. Por lo tanto, es necesario proporcionar la información de control que indica el esquema de transmisión y similares para cada PLP. Por otra parte, en la estructura de trama mostrada, por ejemplo, en la Figura 69, una trama T2 incluye una única PLP. Por lo tanto, es suficiente proporcionar la información de control que indica el esquema de transmisión y similares únicamente para una PLP.

Aunque la descripción anterior se refiere al esquema para transmitir información acerca del esquema de transmisión de PLP usando el símbolo P1 y símbolos P2 (y las PLP de Señalización donde sea aplicable), lo siguiente describe en particular el esquema para transmitir información acerca del esquema de transmisión de PLP sin usar símbolos P2.

La Figura 70 muestra una estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia para el caso donde un terminal en un extremo de recepción de difusión de datos mediante una estación de difusión que soporta una norma distinta de la norma DVB-T2. En la Figura 70, se usan los mismos signos de referencia para indicar los bloques que operan de una manera similar a aquellos mostrados en la Figura 61. La trama mostrada en la Figura 70 está compuesta de datos de señalización P1 (6101), primeros datos de Señalización (7001), segundos datos de Señalización (7002), PLP común (6104), y las PLP n.º 1 a N (6105\_1 a 6105\_N) (PLP: Tubería de Capa Física). De esta manera, una trama compuesta de datos de señalización P1 (6101), primeros datos de Señalización (7001), segundos datos de Señalización (7002), PLP común (6104), las PLP n.º 1 a N (6105\_1 a 6105\_N) constituye una unidad de trama.

Mediante los datos de señalización P1 (6101), se transmiten datos que indican que el símbolo es para un dispositivo de recepción para realizar detección de señal y sincronización de frecuencia (incluyendo estimación de desplazamiento de frecuencia). En este ejemplo, además, los datos identifican si la trama que soporta o no la norma DVB-T2 necesitan transmitirse. Por ejemplo, mediante S1 mostrado en la Tabla 3, los datos indican si la señal que soporta o no la norma DVB-T2 necesitan transmitirse.

Mediante los primeros datos de Señalización 1 (7001), puede transmitirse la siguiente información por ejemplo: información acerca del intervalo de guarda usado en la trama de transmisión; información acerca del método de PAPR (Relación de Potencia de Pico a Media); información acerca del esquema de modulación, esquema de corrección de errores, tasa de codificación del esquema de corrección de errores todos los cuales se usan al transmitir los segundos datos de Señalización; información acerca del tamaño de los segundos datos de Señalización y acerca del tamaño de información; información acerca del patrón piloto; información acerca del número único de la celda (dominio de frecuencia); e información que indica cuál del modo normal y del modo extendido se usa. En este punto, no es necesario que los primeros datos de Señalización (7001) transmitan datos que soportan la norma DVB-T2. Mediante los datos de Post-Señalización L2 (7002), puede transmitirse la siguiente información por ejemplo: información acerca del número de PLP; información acerca del dominio de frecuencia usado; información acerca del número único de cada PLP; información acerca del esquema de modulación, esquema de corrección de errores, tasa de codificación del esquema de corrección de errores todos los cuales se usan al transmitir las PLP; e información acerca del número de bloques transmitidos en cada PLP.

En la estructura de trama mostrada en la Figura 70, los primeros datos de Señalización (7001), los segundos datos de Señalización (7002), los datos de Post-Señalización L1 (6103), PLP común (6104), las PLP n.º 1 a n.º N (6105\_1 a 6105\_N) parecen transmitirse mediante compartición de tiempo. En la práctica, sin embargo, dos o más de las señales están presentes de manera concurrente. La Figura 71 muestra un ejemplo de este tipo. Como se muestra en la Figura 71, los primeros datos de Señalización, los segundos datos de Señalización, y la PLP común pueden estar presentes al mismo tiempo, y la PLP n.º 1 y la PLP n.º 2 pueden estar presentes al mismo tiempo. Es decir, las señales constituyen una trama que usa tanto compartición de tiempo como compartición de frecuencia.

La Figura 72 muestra un ejemplo de la estructura de un dispositivo de transmisión obtenida aplicando los esquemas anteriormente descritos para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a un dispositivo de transmisión (de una estación de difusión, por ejemplo) que cumple con una norma distinta de la norma DVB-T2. En la Figura 72, se usan los mismos signos de referencia para indicar los componentes que operan de una manera similar a aquellos mostrados en la Figura 63 y la descripción de tales componentes es la misma que anteriormente. Una unidad de generación de señal de control 6308 recibe datos de transmisión 7201 para los primeros y segundos datos de Señalización, datos de transmisión 6307 para el símbolo P1 como entrada. Como salida, la unidad de generación de señal de control 6308 emite una señal de control 6309 que lleva información acerca del esquema de transmisión de cada grupo de símbolos mostrados en la Figura 70. (La información acerca del esquema de transmisión emitido en este punto incluye: codificación de corrección de errores, tasa de codificación de la corrección de errores, esquema de modulación, longitud de bloque, estructura de trama, los esquemas de transmisión seleccionados incluyendo un esquema de transmisión que salta de manera regular entre matrices de precodificación, esquema de inserción de símbolo piloto, información acerca de IFFT (Transformada Rápida de Fourier Inversa)/FFT y similares, información acerca del método para reducir PAPR, e información acerca del esquema de inserción de intervalo de guarda).

La unidad de generación de señal de control 7202 recibe la señal de control 6309 y los datos de transmisión 7201 para los primeros y segundos datos de Señalización como entrada. La unidad de generación de señal de control 7202 a continuación realiza codificación de corrección de errores y mapeo basándose en el esquema de modulación, de acuerdo con la información llevada en la señal de control 6309 (en concreto, información acerca de la corrección de errores de los primeros y segundos datos de Señalización, información acerca del esquema de modulación) y emite una señal de banda base (cuadratura) 7203 de los primeros y segundos datos de Señalización.

A continuación se proporciona una descripción detallada de la estructura de trama de una señal de transmisión y el esquema de transmisión de información de control (información llevada mediante el símbolo P1 y primeros y segundos datos de Señalización 2) empleada mediante una estación de difusión (estación base) en el caso donde el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación está adaptado a un sistema que cumple con una norma distinta de la norma DVB-T2.

La Figura 64 muestra un ejemplo de la estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia, en el caso donde se transmite una pluralidad de PLP después de la transmisión del símbolo P1, primeros y segundos datos de Señalización 2 y PLP común. En la Figura 64, el flujo s1 usa las subportadoras n.º 1 a n.º M en el dominio de frecuencia. De manera similar, el flujo s2 usa las subportadoras n.º 1 a n.º M en el dominio de frecuencia. Por lo tanto, cuando los flujos s1 y s2 ambos tienen un símbolo en la misma subportadora y al mismo tiempo, están presentes símbolos de los dos flujos en la misma frecuencia. En el caso donde la precodificación realizada incluye la precodificación de acuerdo con el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación como se describe en las otras realizaciones, los flujos s1 y s2 se someten a ponderación realizada usando las matrices de precodificación y z1 y z2 se emiten desde las respectivas antenas.

Como se muestra en la Figura 64, en el intervalo 1, un grupo de símbolos 6401 de la PLP n.º 1 se transmite usando los flujos s1 y s2, y la transmisión de datos se lleva a cabo usando el sistema de MIMO de multiplexación espacial mostrado en la Figura 49 o el sistema de MIMO con una matriz de precodificación fija.

En el intervalo 2, un grupo de símbolos 6402 de la PLP n.º 2 se transmite usando el flujo s1, y la transmisión de datos se lleva a cabo transmitiendo una señal modulada.

En el intervalo 3, un grupo de símbolos 6403 de la PLP n.º 3 se transmite usando los flujos s1 y s2, y la transmisión de datos se lleva a cabo usando un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación.

En el intervalo 4, un grupo de símbolos 6404 de la PLP n.º 4 se transmite usando los flujos s1 y s2, y la transmisión de datos se lleva a cabo usando la codificación de bloque de espacio-tiempo mostrada en la Figura 50. Obsérvese que la disposición de símbolos usada en la codificación de bloque de espacio-tiempo no está limitada a la disposición en el dominio de tiempo. Como alternativa, la disposición de símbolos puede estar en el dominio de frecuencia o en grupos de símbolos formados en los dominios de tiempo y de frecuencia. Además, la codificación de bloque de espacio-tiempo no está limitada a la mostrada en la Figura 50.

En el caso donde una estación de difusión transmite las PLP en la estructura de trama mostrada en la Figura 64, un dispositivo de recepción que recibe la señal de transmisión mostrado en la Figura 64 necesita conocer el esquema de transmisión usado para cada PLP. Como ya se ha descrito anteriormente, es por lo tanto necesario transmitir información que indica el esquema de transmisión para cada PLP, usando los primeros y segundos datos de Señalización. Lo siguiente describe un ejemplo del esquema para estructurar un símbolo P1 usado en el presente documento y el esquema para estructurar primeros y segundos datos de Señalización usado en el presente documento. Los ejemplos específicos de información de control transmitida usando un símbolo P1 son como se muestra en la Tabla 3.

De acuerdo con la norma DVB-T2, la información de control S1 (tres bits) posibilita al dispositivo de recepción determinar si se usa o no la norma DVB-T2 y determinar también, si se usa DVB-T2, el esquema de transmisión usado. Si los tres bits se establecen a "000", la información S1 indica que la señal modulada transmitida está en conformidad con la "transmisión de una señal modulada que cumple con la norma DVB-T2".

Si los tres bits se establecen a "001", la información S1 indica que la señal modulada transmitida está en conformidad con la "transmisión usando codificación de bloque de espacio-tiempo que cumple con la norma DVB-T2".

En la norma DVB-T2, los bits establecidos "010" a "111" están "Reservados" para uso futuro. Para adaptar la presente invención de una manera para establecer compatibilidad con DVB-T2, los tres bits que constituyen la información S1 pueden establecerse a "010" (o cualquier bit establecido distinto de "000" y "001") para indicar que la señal modulada transmitida cumple con una norma distinta de DVB-T2. Al determinar que la información S1 recibida se establece a "010", el dispositivo de recepción está informado de que la señal modulada transmitida desde la estación de difusión cumple con una norma distinta de DVB-T2.

A continuación se proporciona una descripción de ejemplos del esquema para estructurar primeros y segundos datos de Señalización en el caso donde una señal modulada transmitida mediante la estación de difusión cumple

con una norma distinta de DVB-T2. Un primer ejemplo de la información de control para los primeros y segundos datos de Señalización es como se muestra en la Tabla 4.

Los 2 bits de información "MODO\_PLP" mostrados en la Tabla 4 es información de control usada para indicar el esquema de transmisión usado para cada PLP como se muestra en la Figura 64 (las PLP n.º 1 a n.º 4 en la Figura 64). Es decir, se proporciona una pieza separada de información de "MODO\_PLP" para cada PLP. Es decir, en el ejemplo mostrado en la Figura 64, el MODO\_PLP para la PLP n.º 1, el MODO\_PLP para la PLP n.º 2, el MODO\_PLP para la PLP n.º 3, el MODO\_PLP para la PLP n.º 4 ... se transmiten desde la estación de difusión. Por supuesto, demodulando (y también realizando corrección de errores) estas piezas de información, se posibilita al terminal en el extremo de recepción reconocer el esquema de transmisión que la estación de difusión usa para transmitir cada PLP.

Con el MODO\_PLP establecido a "00", la transmisión de datos mediante una PLP correspondiente se lleva a cabo "transmitiendo una señal modulada". Cuando el MODO\_PLP se establece a "01", la transmisión de datos mediante una PLP correspondiente se lleva a cabo "transmitiendo una pluralidad de señales moduladas obtenidas mediante codificación de bloque de espacio-tiempo". Cuando el MODO\_PLP se establece a "10", la transmisión de datos mediante una PLP correspondiente se lleva a cabo usando un "esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación". Cuando el MODO\_PLP se establece a "11", la transmisión de datos mediante una PLP correspondiente se lleva a cabo usando un "sistema de MIMO con una matriz de precodificación fija o sistema de MIMO de multiplexación espacial".

Obsérvese que cuando el MODO\_PLP se establece a "01" a "11", la información que indica el procesamiento específico realizado mediante la estación de difusión (por ejemplo, el esquema de salto específico usado en el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, el esquema de codificación de bloque de espacio-tiempo específico usado, y la estructura de matrices de precodificación usada) necesitan notificarse al terminal. Lo siguiente describe el esquema para estructurar información de control que incluye información de este tipo y que es diferente del ejemplo mostrado en la Tabla 4.

Un segundo ejemplo de la información de control para los primeros y segundos datos de Señalización es como se muestra en la Tabla 5.

Como se muestra en la Tabla 5, la información de control incluye "MODO\_PLP" que es de un bit de largo, "MODO\_MIMO" que es de un bit de largo, "PATRÓN\_MIMO n.º 1" que es de dos bits de largo, y "PATRÓN\_MIMO n.º 2" que es de dos bits de largo. Como se muestra en la Figura 64, estas cuatro piezas de información de control se notifican al esquema de transmisión de una correspondiente de las PLP (las PLP n.º 1 a n.º 4 en el ejemplo mostrado en la Figura 64). Por lo tanto, se proporciona un conjunto de cuatro piezas de información para cada PLP. Es decir, en el ejemplo mostrado en la Figura 64, la estación de difusión transmite un conjunto de la información de MODO\_PLP, información de MODO\_MIMO, información de PATRÓN\_MIMO n.º 1, e información de PATRÓN\_MIMO n.º 2 para la PLP n.º 1, un conjunto de la información de MODO\_PLP, información de MODO\_MIMO, información de PATRÓN\_MIMO n.º 1, e información de PATRÓN\_MIMO n.º 2 para la PLP n.º 2, un conjunto de la información de MODO\_PLP, información de MODO\_MIMO, información de PATRÓN\_MIMO n.º 1, e información de PATRÓN\_MIMO n.º 2 para la PLP n.º 3, un conjunto de la información de MODO\_PLP, información de MODO\_MIMO, información de PATRÓN\_MIMO n.º 1, e información de PATRÓN\_MIMO n.º 2 para la PLP n.º 4 .... Por supuesto, demodulando (y también realizando corrección de errores) estas piezas de información, se posibilita al terminal en el extremo de recepción reconocer el esquema de transmisión que la estación de difusión usa para transmitir cada PLP.

Con el MODO\_PLP establecido a "0", la transmisión de datos mediante una PLP correspondiente se lleva a cabo "transmitiendo una señal modulada". Con el MODO\_PLP establecido a "1", la transmisión de datos mediante una PLP correspondiente se lleva a cabo "transmitiendo una pluralidad de señales moduladas obtenidas mediante codificación de bloque de espacio-tiempo", "esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación", "sistema de MIMO con una matriz de precodificación fija o sistema de MIMO de multiplexación espacial", o "sistema de MIMO de multiplexación espacial".

Con el "MODO\_PLP" establecido a "1", la información de "MODO\_MIMO" se hace eficaz. Con el "MODO\_MIMO" establecido a "0", la transmisión de datos se lleva a cabo mediante un esquema distinto del "esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación". Con el "MODO\_MIMO" establecido a "1", por otra parte, la transmisión de datos se lleva a cabo mediante el "esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación".

Con el "MODO\_PLP" establecido a "1" y el "MODO\_MIMO" establecido a "0", la información de "PATRÓN\_MIMO n.º 1" se hace eficaz. Con el "PATRÓN\_MIMO n.º 1" establecido a "00", la transmisión de datos se lleva a cabo usando codificación de bloque de espacio-tiempo. Con el "PATRÓN\_MIMO" establecido a "01", la transmisión de datos se lleva a cabo usando un esquema de precodificación en el que se realiza ponderación usando una matriz de precodificación fija n.º 1. Con el "PATRÓN\_MIMO" establecido a "10", la transmisión de datos se lleva a cabo usando un esquema de precodificación en el que se realiza ponderación usando una matriz de precodificación fija n.º 2 (Obsérvese que la matriz de precodificación n.º 1 y matriz de precodificación n.º 2 son mutuamente diferentes).

Cuando el "PATRÓN\_MIMO" se establece a "11", la transmisión de datos se lleva a cabo usando el sistema de MIMO de multiplexación espacial (Evidentemente, puede interpretarse que el esquema 1 mostrado en la Figura 49 se selecciona en este punto).

5 Con el "MODO\_PLP" establecido a "1" y el "MODO\_MIMO" establecido a "1", la información de "PATRÓN\_MIMO n.º 2" se hace eficaz. Con el "PATRÓN\_MIMO n.º 2" establecido a "00", la transmisión de datos se lleva a cabo usando el esquema de salto de matriz de precodificación n.º 1 de acuerdo con el cual las matrices de precodificación se saltan de manera regular. Con el "PATRÓN\_MIMO n.º 2" establecido a "01", la transmisión de datos se lleva a cabo usando el esquema de salto de matriz de precodificación n.º 2 de acuerdo con el cual las matrices de precodificación se saltan de manera regular. Con el "PATRÓN\_MIMO n.º 3" establecido a "10", la transmisión de datos se lleva a cabo usando el esquema de salto de matriz de precodificación n.º 2 de acuerdo con el cual las matrices de precodificación se saltan de manera regular. Con el "PATRÓN\_MIMO n.º 4" establecido a "11", la transmisión de datos se lleva a cabo usando el esquema de salto de matriz de precodificación n.º 2 de acuerdo con el cual las matrices de precodificación se saltan de manera regular. Obsérvese que los esquemas de salto de matrices de precodificación n.º 1 a n.º 4 son mutuamente diferentes. En este punto, para definir un esquema que es diferente, se supone que n.º A y n.º B son esquemas mutuamente diferentes. Entonces se cumple uno de lo siguiente.

- Las matrices de precodificación usadas en n.º A incluyen las mismas matrices usadas en n.º b pero los periodos (ciclos) de las matrices son diferentes.
- Las matrices de precodificación usadas en n.º A incluyen las matrices de precodificación no usadas en n.º B.
- Ninguna de las matrices de precodificación usadas en n.º A se usa en n.º B.

20 En la descripción anterior, la información de control mostrada en la Tablas 4 y 5 se transmite mediante primeros y segundos datos de Señalización. En este caso, se consigue la ventaja de limitar la necesidad de usar específicamente las PLP para transmitir información de control.

25 Como se ha descrito anteriormente, la presente realización permite elección de un esquema para cambiar de manera regular entre matrices de precodificación mientras se usa un esquema multi-portadora, tal como un esquema de OFDM y mientras se permite que se distinga una norma distinta de DVB-T2 de DVB-T2. Esto ofrece las ventajas de obtener alta calidad de recepción, así como alta velocidad de transmisión, en un entorno de LOS. Aunque en la presente realización, los esquemas de transmisión a los que puede establecerse un grupo de portadoras son "un sistema de MIMO de multiplexación espacial, un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, codificación de bloque de espacio-tiempo, o un esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1", pero los esquemas de transmisión no están limitados de esta manera. Adicionalmente, el esquema de MIMO usando una matriz de precodificación fija limitada al esquema n.º 2 en la Figura 49, como cualquier estructura con una matriz de precodificación fija es aceptable.

35 Adicionalmente, la descripción anterior se refiere a un esquema en el que los esquemas seleccionables mediante la estación de difusión son "un sistema de MIMO de multiplexación espacial, un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, codificación de bloque de espacio-tiempo, o un esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1". Sin embargo, no es necesario que todos los esquemas de transmisión sean seleccionables. Cualquiera de los siguientes ejemplos es también posible.

40 • Un esquema de transmisión en el que cualquiera de lo siguiente es seleccionable: un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, codificación de bloque de espacio-tiempo, y un esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1.

45 • Un esquema de transmisión en el que cualquiera de lo siguiente es seleccionable: un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, y codificación de bloque de espacio-tiempo.

• Un esquema de transmisión en el que cualquiera de lo siguiente es seleccionable: un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija, un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, y un esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1.

50 • Un esquema de transmisión en el que cualquiera de lo siguiente es seleccionable: un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, codificación de bloque de espacio-tiempo, y un esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1.

55 • Un esquema de transmisión en el que cualquiera de lo siguiente es seleccionable: un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija, y un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación.

- Un esquema de transmisión en el que cualquiera de lo siguiente es seleccionable: un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, y codificación de bloque de espacio-tiempo.

- Un esquema de transmisión en el que cualquiera de lo siguiente es seleccionable: un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, y un esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1.

Como se ha enumerado anteriormente, siempre que un esquema de MIMO para saltar de manera regular entre matrices de precodificación se incluya como un esquema seleccionable, se obtienen los efectos ventajosos de transmisión de datos a alta velocidad en un entorno de LOS, además de la calidad de recepción excelente para el dispositivo de recepción.

En este punto, es necesario establecer la información de control S1 en símbolos P1 como se ha descrito anteriormente. Además, como primeros y segundos datos de Señalización, la información de control puede establecerse de manera diferente de un esquema (el esquema para establecer el esquema de transmisión de cada PLP) mostrado en la Tabla 4. La Tabla 6 muestra un ejemplo de un esquema de este tipo.

La Tabla 6 se diferencia de la Tabla 4 en que el "MODO\_PLP" establecido a "11" está "Reservado" de esta manera, el número de bits que constituyen el "MODO\_PLP" mostrado en las Tablas 4 y 6 puede aumentarse o reducirse dependiendo del número de esquemas de transmisión de PLP seleccionables, que varía como en los ejemplos enumerados anteriormente.

Lo mismo se mantiene con respecto a la Tabla 5. Por ejemplo, si el único esquema de MIMO soportado es un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, la información de control "MODO\_MIMO" ya no es necesaria. Adicionalmente, la información de control "PATRÓN\_MIMO n.º 1" puede no ser necesaria en el caso, por ejemplo, donde un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija no se soporta. Adicionalmente, la información de control "PATRÓN\_MIMO n.º 1" puede no ser necesariamente de dos bits de larga y puede como alternativa ser de un bit de larga en el caso donde, por ejemplo, no se requiera más de una matriz de precodificación para un esquema de MIMO de este tipo que usa una matriz de precodificación fija. Adicionalmente, la información de control "PATRÓN\_MIMO n.º 1" puede ser de dos bits de largo o más en el caso donde una pluralidad de matrices de precodificación sean seleccionables.

Lo mismo se aplica al "PATRÓN\_MIMO n.º 2". Es decir, la información de control "PATRÓN\_MIMO n.º 2" puede ser de un bit de largo en lugar de dos bits de largo, en el caso donde no esté disponible más de un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. Como alternativa, la información de control "PATRÓN\_MIMO n.º 2" puede ser de dos bits de largo o más en el caso donde una pluralidad de esquemas de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación sean seleccionables.

En la presente realización, la descripción se refiere al dispositivo de transmisión que tiene dos antenas, pero el número de antenas no está limitado a dos. Con un dispositivo de transmisión que tiene más de dos antenas, la información de control puede transmitirse de la misma manera. Además, para posibilitar la transmisión de señal modulada con el uso de cuatro antenas además de la transmisión de señal modulada con el uso de dos antenas puede requerir que el número de bits que constituyen respectivas piezas de información de control necesite aumentarse. En una modificación de este tipo, se mantiene aún que la información de control se transmite mediante el símbolo P1 y la información de control se transmite mediante primeros y segundos datos de Señalización como se ha expuesto anteriormente.

La descripción anterior se refiere a la estructura de trama de los grupos de símbolos de PLP transmitidos mediante una estación de difusión en un esquema de transmisión de compartición de tiempo como se muestra en la Figura 64.

La Figura 66 muestra otro ejemplo de un esquema de disposición de símbolos en los dominios de tiempo y de frecuencia, que es diferente del esquema de disposición de símbolos mostrado en la Figura 64. Los símbolos mostrados en la Figura 66 son del flujo s1 y s2 y para transmitirse después de la transmisión del símbolo P1, primeros y segundos datos de Señalización, y PLP común.

En la Figura 66, cada símbolo indicado mediante "n.º 1" representa un símbolo del grupo de símbolos de la PLP n.º 1 mostrado en la Figura 67. De manera similar, cada símbolo indicado como "n.º 2" representa un símbolo del grupo de símbolos de la PLP n.º 2 mostrado en la Figura 64, cada símbolo indicado como "n.º 3" representa un símbolo del grupo de símbolos de la PLP n.º 3 mostrado en la Figura 64, y cada símbolo indicado como "n.º 4" representa un símbolo del grupo de símbolos de la PLP n.º 4 mostrado en la Figura 64. De manera similar a la Figura 64, la PLP n.º 1 transmite datos usando el sistema de MIMO de multiplexación espacial mostrado en la Figura 49 o el sistema de MIMO con una matriz de precodificación fija. Además, la PLP n.º 2 transmite datos de esta manera para transmitir una señal modulada. La PLP n.º 3 transmite datos usando un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. La PLP n.º 4 transmite datos usando codificación de bloque de espacio-tiempo mostrada en la Figura 50. Obsérvese que la disposición de símbolos usada en la codificación de bloque de espacio-tiempo no está limitada a la disposición en el dominio de tiempo. Como alternativa, la disposición de símbolos puede estar en el dominio de frecuencia o en grupos de símbolos formados en los dominios de tiempo y de frecuencia. Además, la codificación de bloque de espacio-tiempo no está limitada a la mostrada en la Figura 50.

En la Figura 66, donde los flujos s1 y s2 ambos tienen un símbolo en la misma subportadora y al mismo tiempo, están presentes símbolos de los dos flujos en la misma frecuencia. En el caso donde la precodificación realizada incluye la precodificación de acuerdo con el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación como se describe en las otras realizaciones, los flujos s1 y s2 se someten a ponderación realizada usando las matrices de precodificación y z1 y z2 se emiten desde las respectivas antenas.

La Figura 66 se diferencia de la Figura 64 en los siguientes puntos. Es decir, el ejemplo mostrado en la Figura 64 es una disposición de una pluralidad de PLP usando compartición de tiempo, mientras que el ejemplo mostrado en la Figura 66 es una disposición de una pluralidad de PLP usando tanto compartición de tiempo como compartición de frecuencia. Es decir, por ejemplo, en el tiempo 1, un símbolo de la PLP n.º 1 y un símbolo de la PLP n.º 2 están ambos presentes. De manera similar, en el tiempo 3, un símbolo de la PLP n.º 3 y un símbolo de la PLP n.º 4 están ambos presentes. De esta manera, los símbolos de PLP que tienen diferentes números de índice (n.º X; X = 1, 2 ...) pueden asignarse en una base de símbolo a símbolo (para cada símbolo compuesto de una subportadora por tiempo).

Por motivos de simplicidad, la Figura 66 únicamente muestra símbolos indicados mediante "n.º 1" y "n.º 2" en el tiempo 1. Sin embargo, esto no es un ejemplo limitante, y los símbolos de PLP que tienen cualquier número de índice distinto de "n.º 1" y "n.º 2" pueden estar presentes en el tiempo 1. Además, la relación entre subportadoras presentes en el tiempo 1 y números de índice de PLP no está limitada a la mostrada en la Figura 66. Como alternativa, un símbolo de PLP que tiene cualquier número de índice puede asignarse a cualquier subportadora. De manera similar, además, un símbolo de PLP que tiene cualquier número de índice puede asignarse a cualquier subportadora en cualquier tiempo distinto de 1.

La Figura 67 muestra otro ejemplo de un esquema de disposición de símbolos en los dominios de tiempo y de frecuencia, que es diferente del esquema de disposición de símbolos mostrado en la Figura 64. Los símbolos mostrados en la Figura 67 son del flujo s1 y s2 y para transmitirse después de la transmisión del símbolo P1, primeros y segundos datos de Señalización, y PLP común. El rasgo característico del ejemplo mostrado en la Figura 67 es que el "esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1" no es seleccionable en el caso donde la transmisión de PLP para tramas T2 se lleva a cabo básicamente con una pluralidad de antenas.

Por lo tanto, la transmisión de datos mediante el grupo de símbolos 6701 de la PLP n.º 1 mostrado en la Figura 67 se lleva a cabo mediante "un sistema de MIMO de multiplexación espacial o un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija". La transmisión de datos mediante el grupo de símbolos 6702 de la PLP n.º 2 se lleva a cabo usando "un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación". La transmisión de datos mediante el grupo de símbolos 6703 de la PLP n.º 3 se lleva a cabo mediante "codificación de bloque de espacio-tiempo". Obsérvese que la transmisión de datos mediante el grupo de símbolos de PLP 6703 de la PLP n.º 3 y los siguientes grupos de símbolos en trama de unidad se lleva a cabo usando uno de "un sistema de MIMO de multiplexación espacial o un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija", "un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación" y "codificación de bloque de espacio-tiempo".

La Figura 68 muestra otro ejemplo de un esquema de disposición de símbolos en los dominios de tiempo y de frecuencia, que es diferente del esquema de disposición de símbolos mostrado en la Figura 66. Los símbolos mostrados en la Figura 68 son del flujo s1 y s2 y para transmitirse después de la transmisión del símbolo P1, primeros y segundos datos de Señalización, y PLP común.

En la Figura 68, cada símbolo indicado mediante "n.º 1" representa un símbolo del grupo de símbolos de la PLP n.º 1 mostrado en la Figura 67. De manera similar, cada símbolo indicado como "n.º 2" representa un símbolo del grupo de símbolos de la PLP n.º 2 mostrado en la Figura 67, cada símbolo indicado como "n.º 3" representa un símbolo del grupo de símbolos de la PLP n.º 3 mostrado en la Figura 67, y cada símbolo indicado como "n.º 4" representa un símbolo del grupo de símbolos de la PLP n.º 4 mostrado en la Figura 67. De manera similar a la Figura 67, la PLP n.º 1 transmite datos usando el sistema de MIMO de multiplexación espacial mostrado en la Figura 49 o el sistema de MIMO con una matriz de precodificación fija. La PLP n.º 2 transmite datos usando un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. La PLP n.º 3 transmite datos usando codificación de bloque de espacio-tiempo mostrada en la Figura 50. Obsérvese que la disposición de símbolos usada en la codificación de bloque de espacio-tiempo no está limitada a la disposición en el dominio de tiempo. Como alternativa, la disposición de símbolos puede estar en el dominio de frecuencia o en grupos de símbolos formados en los dominios de tiempo y de frecuencia. Además, la codificación de bloque de espacio-tiempo no está limitada a la mostrada en la Figura 50.

En la Figura 68, donde los flujos s1 y s2 ambos tienen un símbolo en la misma subportadora y al mismo tiempo, están presentes símbolos de los dos flujos en la misma frecuencia. En el caso donde la precodificación realizada incluye la precodificación de acuerdo con el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación como se describe en las otras realizaciones, los flujos s1 y s2 se someten a ponderación realizada usando las matrices de precodificación y z1 y z2 se emiten desde las respectivas antenas.

La Figura 68 se diferencia de la Figura 67 en los siguientes puntos. Es decir, el ejemplo mostrado en la Figura 67 es

una disposición de una pluralidad de PLP usando compartición de tiempo, mientras que el ejemplo mostrado en la Figura 68 es una disposición de una pluralidad de PLP usando tanto compartición de tiempo como compartición de frecuencia. Es decir, por ejemplo, en el tiempo 1, un símbolo de la PLP n.º 1 y un símbolo de la PLP n.º 2 están ambos presentes. De esta manera, los símbolos de PLP que tienen diferentes números de índice (n.º X; X = 1, 2 ...)

5 pueden asignarse en una base de símbolo a símbolo (para cada símbolo compuesto de una subportadora por tiempo).

Por motivos de simplicidad, la Figura 68 únicamente muestra símbolos indicados mediante “n.º 1” y “n.º 2” en el tiempo 1. Sin embargo, esto no es un ejemplo limitante, y los símbolos de PLP que tienen cualquier número de índice distinto de “n.º 1” y “n.º 2” pueden estar presentes en el tiempo 1. Además, la relación entre subportadoras presentes en el tiempo 1 y números de índice de PLP no está limitada a la mostrada en la Figura 68. Como alternativa, un símbolo de PLP que tiene cualquier número de índice puede asignarse a cualquier subportadora. De manera similar, además, un símbolo de PLP que tiene cualquier número de índice puede asignarse a cualquier subportadora en cualquier tiempo distinto de 1. Como alternativa, por otra parte, únicamente un símbolo de PLP puede asignarse en un tiempo específico como en el tiempo t3. Es decir, en un esquema en tramas para disponer

10 símbolos de PLP en los dominios de tiempo y de frecuencia, cualquier asignación es aplicable.

Como se ha expuesto anteriormente, no existen PLP usando “un esquema de transmisión para transmitir únicamente el flujo s1” en una trama de unidad, de modo que el intervalo dinámico de una señal recibida mediante el terminal se asegura que es estrecho. Como resultado, se consigue el efecto ventajoso que la probabilidad de la calidad de recepción excelente aumenta.

20 Obsérvese que la descripción de la Figura 68 se describe usando un ejemplo en el cual el esquema de transmisión seleccionado es uno de “sistema de MIMO de multiplexación espacial o un esquema de MIMO que usa una matriz de precodificación fija”, “un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación”, y “codificación de bloque de espacio-tiempo”. Además, no es necesario que todos estos esquemas de transmisión sean seleccionables. Por ejemplo, las siguientes combinaciones de los esquemas de transmisión

25 pueden hacerse seleccionables.

- Es seleccionable un “esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación”, “codificación de bloque de espacio-tiempo”, y “esquema de MIMO usando una matriz de precodificación fija”.

- Es seleccionable un “esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación” y “codificación de bloque de espacio-tiempo”.

30

- Es seleccionable un “esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación” y “esquema de MIMO usando una matriz de precodificación fija”.

La descripción anterior se refiere a un ejemplo en el cual una trama de unidad incluye una pluralidad de PLP. Lo siguiente describe un ejemplo en el cual una trama de unidad incluye una única PLP.

35 La Figura 69 muestra un ejemplo de estructura de trama en los dominios de tiempo y de frecuencia para el flujo s1 y s2 en el caso donde únicamente existe una PLP en una trama de unidad.

En la Figura 69, la denotación “símbolo de control” representa un símbolo tal como símbolo P1, primeros y segundos datos de Señalización o similares. En el ejemplo mostrado en la Figura 69, la primera trama de unidad se transmite usando el intervalo 1. De manera similar, la segunda trama de unidad se transmite usando el intervalo 2, la tercera trama de unidad se transmite usando el intervalo 3, y la cuarta trama de unidad se transmite usando el intervalo 4.

40

En el ejemplo mostrado en la Figura 69, en la primera trama de unidad, se transmite un grupo de símbolos 6801 para la PLP n.º 1-1 y el esquema de transmisión seleccionado es “sistema de MIMO de multiplexación espacial o esquema de MIMO usando una matriz de precodificación fija”.

En la segunda trama de unidad, se transmite un grupo de símbolos 6802 para la PLP n.º 2-1 y el esquema de transmisión seleccionado es “un esquema para transmitir una señal modulada”.

45

En la tercera trama de unidad, se transmite un grupo de símbolos 6803 para la PLP n.º 3-1 y el esquema de transmisión seleccionado es “un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación”.

En la cuarta trama de unidad, se transmite un grupo de símbolos 6804 para la PLP n.º 4-1 y el esquema de transmisión seleccionado es “codificación de bloque de espacio-tiempo”. Obsérvese que la disposición de símbolos usada en la codificación de bloque de espacio-tiempo no está limitada a la disposición en el dominio de tiempo. Como alternativa, los símbolos pueden disponerse en el dominio de frecuencia o en grupos de símbolos formados en los dominios de tiempo y de frecuencia. Además, la codificación de bloque de espacio-tiempo no está limitada a la mostrada en la Figura 50.

50

En la Figura 69, donde los flujos s1 y s2 ambos tienen un símbolo en la misma subportadora y al mismo tiempo, están presentes símbolos de los dos flujos en la misma frecuencia. En el caso donde la precodificación realizada incluye la precodificación de acuerdo con el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación como se describe en las otras realizaciones, los flujos s1 y s2 se someten a ponderación realizada usando las matrices de precodificación y z1 y z2 se emiten desde las respectivas antenas.

De la manera anterior, puede establecerse un esquema de transmisión para cada PLP en consideración de la velocidad de transmisión de datos y la calidad de recepción de datos en el terminal de recepción, de modo que se consigue tanto aumento en la velocidad de transmisión de datos como la calidad de recepción excelente. Como un esquema de ejemplo para estructurar información de control, indicando la información de control, por ejemplo, el esquema de transmisión y otra información del símbolo P1 y primeros y segundos datos de Señalización puede configurarse de una manera similar a las Tablas 3-6. La diferencia es como sigue. En la estructura de trama mostrada, por ejemplo, en la Figura 64, una trama de unidad incluye una pluralidad de PLP. Por lo tanto, es necesario proporcionar la información de control que indica el esquema de transmisión y similares para cada PLP. Por otra parte, en la estructura de trama mostrada, por ejemplo, en la Figura 69, una trama de unidad incluye una única PLP. Por lo tanto, es suficiente proporcionar la información de control que indica el esquema de transmisión y similares únicamente para una PLP.

La presente realización ha descrito cómo se aplica un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a un sistema que cumple con la norma DVB. Las realizaciones 1 a 16 han descrito ejemplos del esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. Sin embargo, el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación no está limitado a los esquemas descritos en las realizaciones 1 a 16. La presente realización puede implementarse de la misma manera usando un esquema que comprende las etapas de (i) preparar una pluralidad de matrices de precodificación, (ii) seleccionar, de entre la pluralidad de matrices de precodificación preparadas, una matriz de precodificación para cada intervalo, y (iii) realizar la precodificación mientras se salta de manera regular entre las matrices de precodificación a usarse para cada intervalo.

Aunque la información de control tiene nombres únicos en la presente realización, los nombres de la información de control no influyen en la presente invención.

(Realización A2)

La presente realización proporciona descripciones detalladas de un esquema de recepción y la estructura de un dispositivo de recepción usados en un caso donde se aplica un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación a un sistema de comunicación que cumple con la norma DVB-T2, que se describe en la realización A1.

La Figura 73 muestra, a modo de ejemplo, la estructura de un dispositivo de recepción de un terminal usado en un caso donde el dispositivo de transmisión de la estación de difusión mostrado en la Figura 63 ha adoptado un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. En la Figura 73, los elementos que operan de la misma manera como en las Figuras 7 y 56 tienen los mismos signos de referencia entre ellos.

Haciendo referencia a la Figura 73, una unidad de detección/demodulación de símbolo P1 7301 realiza detección de señal y sincronización de frecuencia temporal recibiendo una señal transmitida mediante una estación de difusión y detectando un símbolo P1 basándose en las entradas, en concreto las señales 704\_X y 704\_Y que se han sometido a procesamiento de señal. La unidad de detección/demodulación de símbolo P1 7301 obtiene también información de control incluida en el símbolo P1 (aplicando demodulación y decodificación de corrección de errores) y emite información de control de símbolo P1 7302. La información de control de símbolo P1 7302 se introduce en los procesadores relacionados con OFDM 5600\_X y 5600\_Y. Basándose en la información de entrada, los procesadores relacionados con OFDM 5600\_X y 5600\_Y cambian un esquema de procesamiento de señal para el esquema de OFDM (esto es debido, como se describe en la realización A1, a que el símbolo P1 incluye información sobre un esquema para transmitir la señal transmitida mediante la estación de difusión).

Las señales 704\_X y 704\_Y que se han sometido a procesamiento de señal, así como la información de control de símbolo P1 7302, se introducen en una unidad de demodulación de símbolo P2 7303 (obsérvese, un símbolo P2 puede incluir una PLP de señalización). La unidad de demodulación de símbolo P2 7303 realiza procesamiento de señal y demodulación (incluyendo decodificación de corrección de errores) basándose en la información de control de símbolo P1, y emite información de control de símbolo P2 7304.

La información de control de símbolo P1 7302 y la información de control de símbolo P2 7304 se introducen en una unidad de generación de señal de control 7305. La unidad de generación de señal de control 7305 forma un conjunto de piezas de información de control (relacionadas con operaciones de recepción) y emite las mismas como una señal de control 7306. Como se ilustra en la Figura 73, la señal de control 7306 se introduce en cada unidad.

Una unidad de procesamiento de señal 711 recibe, como entradas, las señales 706\_1, 706\_2, 708\_1, 708\_2, 704\_X, 704\_Y, y la señal de control 7306. Basándose en la información incluida en la señal de control 7306 sobre el esquema de transmisión, el esquema de modulación, el esquema de codificación de corrección de errores, la tasa

de codificación para la codificación de corrección de errores, tamaño de bloque de códigos de corrección de errores y similares usados para transmitir cada PLP, la unidad de procesamiento de señal 711 realiza procesamiento de demodulación y procesamiento de decodificación, y emite datos recibidos 712.

- 5 En este punto, la unidad de procesamiento de señal 711 puede realizar procesamiento de demodulación usando la Ecuación 41 del Cálculo 41 y la Ecuación 143 del Cálculo 153 en un caso donde cualquiera de los siguientes esquemas de transmisión se usa para transmitir cada PLP: un sistema de MIMO de multiplexación espacial; un esquema de MIMO que emplea una matriz de precodificación fija; y un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. Obsérvese que la matriz de canal (H) puede obtenerse desde las salidas resultantes de las unidades de estimación de fluctuación de canal (705\_1, 705\_2, 707\_1 y 707\_2). La estructura de matriz de la matriz de precodificación (F o W) se diferencia dependiendo del esquema de transmisión realmente usado. Especialmente, cuando se usa el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, se salta entre las matrices de precodificación a usar y se realiza demodulación cada vez. También, cuando se usa codificación de bloque de espacio-tiempo, se realiza demodulación usando valores obtenidos desde la estimación de canal y una señal recibida (banda base).
- 10
- 15 La Figura 74 muestra, a modo de ejemplo, la estructura de un dispositivo de recepción usado en un caso donde el dispositivo de transmisión de la estación de difusión mostrado en la Figura 72 ha adoptado un esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. En la Figura 74, los elementos que operan de la misma manera como en las Figuras 7, 56 y 73 tienen los mismos signos de referencia entre ellos.
- 20 El dispositivo de recepción mostrado en la Figura 74 y el dispositivo de recepción mostrado en la Figura 73 son diferentes en que el dispositivo de recepción mostrado en la Figura 73 puede obtener datos recibiendo señales conforme a la norma DVB-T2 y señales conforme a normas distintas de la norma DVB-T2, mientras que el dispositivo de recepción mostrado en la Figura 74 puede obtener datos recibiendo únicamente señales conforme a normas distintas de la norma DVB-T2.
- 25 Haciendo referencia a la Figura 74, una unidad de detección/demodulación de símbolo P1 7301 realiza detección de señal y sincronización de frecuencia temporal recibiendo una señal transmitida mediante una estación de difusión y detectando un símbolo P1 basándose en las entradas, en concreto las señales 704\_X y 704\_Y que se han sometido a procesamiento de señal. La unidad de detección/demodulación de símbolo P1 7301 obtiene también información de control incluida en el símbolo P1 (aplicando demodulación y decodificación de corrección de errores) y emite información de control de símbolo P1 7302. La información de control de símbolo P1 7302 se introduce en los procesadores relacionados con OFDM 5600\_X y 5600\_Y. Basándose en la información de entrada, los procesadores relacionados con OFDM 5600\_X y 5600\_Y cambian un esquema de procesamiento de señal para el esquema de OFDM. (Esto es debido, como se describe en la realización A1, a que el símbolo P1 incluye información sobre un esquema para transmitir la señal transmitida mediante la estación de difusión).
- 30
- 35 Las señales 704\_X y 704\_Y que se han sometido a procesamiento de señal, así como la información de control de símbolo P1 7302, se introducen en una unidad de demodulación de primeros/segundos datos de señalización 7401. La unidad de demodulación de primeros/segundos datos de señalización 7401 realiza procesamiento de señal y demodulación (incluyendo decodificación de corrección de errores) basándose en la información de control de símbolo P1, y emite información de control de primeros/segundos datos de señalización 7402.
- 40 La información de control de símbolo P1 7302 y la información de control de primeros/segundos datos de señalización 7402 se introducen en una unidad de generación de señal de control 7305. La unidad de generación de señal de control 7305 forma un conjunto de piezas de información de control (relacionadas con operaciones de recepción) y emite las mismas como una señal de control 7306. Como se ilustra en la Figura 74, la señal de control 7306 se introduce en cada unidad.
- 45 Una unidad de procesamiento de señal 711 recibe, como entradas, las señales 706\_1, 706\_2, 708\_1, 708\_2, 704\_X, 704\_Y, y la señal de control 7306. Basándose en la información incluida en la señal de control 7306 sobre el esquema de transmisión, esquema de modulación, esquema de codificación de corrección de errores, tasa de codificación para la codificación de corrección de errores, tamaño de bloque de códigos de corrección de errores, y similares usados para transmitir cada PLP, la unidad de procesamiento de señal 711 realiza procesamiento de demodulación y procesamiento de decodificación, y emite datos recibidos 712.
- 50 En este punto, la unidad de procesamiento de señal 711 puede realizar procesamiento de demodulación usando la Ecuación 41 del Cálculo 41 y la Ecuación 143 del Cálculo 153 en un caso donde cualquiera de los siguientes esquemas de transmisión se usa para transmitir cada PLP: un sistema de MIMO de multiplexación espacial; un esquema de MIMO que emplea una matriz de precodificación fija; y un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. Obsérvese que la matriz de canal (H) puede obtenerse desde las salidas resultantes desde las unidades de estimación de fluctuación de canal (705\_1, 705\_2, 707\_1 y 707\_2). La estructura de matriz de la matriz de precodificación (F o W) se diferencia dependiendo del esquema de transmisión realmente usado. Especialmente, cuando se usa el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, se salta entre las matrices de precodificación a usar y se realiza demodulación cada vez. También, cuando se usa la codificación de bloque de espacio-tiempo, se realiza demodulación usando valores
- 55

obtenidos desde la estimación de canal y una señal recibida (banda base).

La Figura 75 muestra la estructura de un dispositivo de recepción de un terminal que cumple con tanto la norma DVB-T2 como normas distintas de la norma DVB-T2. En la Figura 75, los elementos que operan de la misma manera como en las Figuras 7, 56 y 73 tienen los mismos signos de referencia entre ellos.

- 5 El dispositivo de recepción mostrado en la Figura 75 es diferente de los dispositivos de recepción mostrados en las Figuras 73 y 74 en que el dispositivo de recepción mostrado en la Figura 75 comprende un símbolo P2 o la unidad de demodulación de primeros/segundos datos de señalización 7501 para poder demodular tanto señales que cumplen con la norma DVB-T2 como señales que cumplen con normas distintas de la norma DVB-T2.

- 10 Las señales 704\_X y 704\_Y que se han sometido a procesamiento de señal, así como la información de control de símbolo P1 7302, se introducen en el símbolo P2 o la unidad de demodulación de primeros/segundos datos de señalización 7501. Basándose en la información de control de símbolo P1, el símbolo P2 o la unidad de demodulación de primeros/segundos datos de señalización 7501 determina si la señal recibida cumple con la norma DVB-T2 o con una norma distinta de la norma DVB-T2 (esta determinación puede realizarse con el uso de, por ejemplo, la Tabla 3), realiza procesamiento de señal y demodulación (incluyendo decodificación de corrección de errores), y emite información de control 7502 que incluye información que indica la norma con la que cumple la señal recibida. Otras operaciones son similares a las Figuras 73 y 74.

- 15 Como se ha expuesto anteriormente, la estructura del dispositivo de recepción descrita en la presente realización permite obtener datos con alta calidad de recepción recibiendo la señal transmitida mediante el dispositivo de transmisión de la estación de difusión, que se ha descrito en la realización A1, y realizando procesamiento de señal apropiado. Especialmente, cuando se recibe una señal asociada con un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, puede mejorarse tanto la eficacia de transmisión de datos como la calidad de recepción de datos en un entorno de LOS.

- 20 Ya que la presente realización ha descrito la estructura del dispositivo de recepción que corresponde al esquema de transmisión usado mediante la estación de difusión descrita en la realización A1, el dispositivo de recepción se proporciona con dos antenas de recepción en la presente realización. Sin embargo, el número de antenas proporcionadas en el dispositivo de recepción no está limitado a dos. La presente realización puede implementarse de la misma manera cuando el dispositivo de recepción se proporciona con tres o más antenas. En este caso, la calidad de recepción de datos puede mejorarse debido a un aumento en la ganancia de diversidad. Adicionalmente, cuando el dispositivo de transmisión de la estación de difusión se proporciona con tres o más antenas de transmisión y transmite tres o más señales moduladas, la presente realización puede implementarse de la misma manera aumentando el número de antenas de recepción proporcionadas en el dispositivo de recepción del terminal. En este caso, se prefiere que el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación se use como un esquema de transmisión.

- 25 Obsérvese que las realizaciones 1 a 16 han descrito ejemplos del esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. Sin embargo, el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación no está limitado a los esquemas descritos en las realizaciones 1 a 16. La presente realización puede implementarse de la misma manera usando un esquema que comprende las etapas de (i) preparar una pluralidad de matrices de precodificación, (ii) seleccionar, de entre la pluralidad de matrices de precodificación preparadas, una matriz de precodificación para cada intervalo, y (iii) realizar la precodificación mientras se salta de manera regular entre las matrices de precodificación a usarse para cada intervalo.

(Realización A3)

- 35 En el sistema descrito en la realización A1 donde el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación se aplica a la norma DVB-T2, hay información de control para designar un patrón de inserción de piloto en pre-señalización L1. La presente realización describe cómo aplicar el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación cuando el patrón de inserción de piloto se cambia en la pre-señalización L1.

- 40 Las Figuras 76A, 76B, 77A y 77B muestran ejemplos de una estructura de trama representada en un dominio de frecuencia-tiempo para la norma DVB-T2 en un caso donde se transmite una pluralidad de señales moduladas a partir de una pluralidad de antenas que usan el mismo ancho de banda de frecuencia. En cada una de las Figuras 76A a 77B, el eje horizontal representa frecuencia y los números de portadora se muestran a lo largo de él, mientras que el eje vertical representa tiempo. Las Figuras 76A y 77A muestran cada una una estructura de trama para una señal modulada z1 que pertenece a las realizaciones que se han descrito hasta ahora. Las Figuras 76B y 77B muestran cada una una estructura de trama para una señal modulada z2 que pertenece a las realizaciones que se han descrito hasta ahora. Los índices "f0, f1, f2, ..." se asignan como números de portadora, y los índices "t1, t2, t3, ..." se asignan como tiempo. En las Figuras 76A a 77B, los símbolos que se les asigna el mismo número de portadora y el mismo tiempo existen a través de la misma frecuencia al mismo tiempo.

Las Figuras 76A a 77B muestran ejemplos de las posiciones en las que se insertan símbolos piloto de acuerdo con la norma DVB-T2 (cuando una pluralidad de señales moduladas se transmiten usando una pluralidad de antenas de

acuerdo con la DVB-T2, hay ocho esquemas con respecto a las posiciones en las que se insertan los pilotos; las Figuras 76A a 77B muestran dos esquemas de este tipo). Las Figuras 76A a 77B muestran dos tipos de símbolos, en concreto, símbolos como pilotos y símbolos para transmisión de datos ("símbolos de transmisión de datos"). Como se describe en otras realizaciones, cuando se usa un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación o un esquema de precodificación que emplea una matriz de precodificación fija, los símbolos de transmisión de datos en la señal modulada  $z_1$  se obtienen como resultado de realizar ponderación en los flujos  $s_1$  y  $s_2$ , y los símbolos de transmisión de datos en la señal modulada  $z_2$  se obtienen como resultado de realizar ponderación en los flujos  $s_1$  y  $s_2$ . Cuando se usa la codificación de bloque de espacio-tiempo o el sistema de MIMO de multiplexación espacial, los símbolos de transmisión de datos en la señal modulada  $z_1$  se obtienen para cualquiera del flujo  $s_1$  o para el flujo  $s_2$ , y los símbolos de transmisión de datos en la señal modulada  $z_2$  se obtienen para cualquiera del flujo  $s_1$  o para el flujo  $s_2$ . En las Figuras 76A a 77B, los símbolos como pilotos se asignan cada uno un índice "PP1" o "PP2". Un símbolo piloto con el índice "PP1" y un símbolo piloto con el índice "PP2" están estructurados usando diferentes esquemas. Como se ha mencionado anteriormente, de acuerdo con la norma DVB-T2, la estación de difusión puede designar uno de los ocho esquemas de inserción de piloto (que se diferencian entre sí en la frecuencia de inserción de símbolos piloto en una trama). Las Figuras 76A a 77B muestran dos de los ocho esquemas de inserción de piloto. La información sobre uno de los ocho esquemas de inserción de piloto seleccionados mediante la estación de difusión se transmite a un destino de transmisión (terminal) como datos de pre-señalización L1 de símbolos P2, que se han descrito en la realización A1.

A continuación, se proporciona una descripción de cómo aplicar el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación en asociación con un esquema de inserción de piloto. A modo de ejemplo, se supone en este punto que se preparan 10 tipos diferentes de matrices de precodificación  $F$  para el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, y estos 10 tipos diferentes de matrices de precodificación  $F$  se expresan como  $F[0]$ ,  $F[1]$ ,  $F[2]$ ,  $F[3]$ ,  $F[4]$ ,  $F[5]$ ,  $F[6]$ ,  $F[7]$ ,  $F[8]$  y  $F[9]$ . Las Figuras 78A y 78B muestran el resultado de asignar las matrices de precodificación a la estructura de trama representada en los dominios de frecuencia-tiempo mostrados en las Figuras 76A y 76B cuando se aplica el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. Las Figuras 79A y 79B muestran el resultado de asignar las matrices de precodificación a la estructura de trama representada en los dominios de frecuencia-tiempo mostrado en las Figuras 77A y 77B cuando se aplica el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. Por ejemplo, en ambas de la estructura de trama para la señal modulada  $z_1$  mostrada en la Figura 78A y la estructura de trama para la señal modulada  $z_2$  mostrada en la Figura 78B, un símbolo en la portadora  $f_1$  y el tiempo  $t_1$  muestran "n.º 1". Esto significa que se realiza precodificación en este símbolo usando la matriz de precodificación  $F[1]$ . De manera similar, en las Figuras 78A a 79B, un símbolo en la portadora  $f_x$  y el tiempo  $t_y$  que muestran "n.º  $Z$ " indican que se realiza precodificación en este símbolo usando la matriz de precodificación  $F[Z]$  (en este punto,  $x = 0, 1, 2, \dots$ , e  $y = 1, 2, 3, \dots$ ).

Debería apreciarse de manera evidente que se usan diferentes esquemas para insertar símbolos piloto (diferentes intervalos de inserción) para la estructura de trama representada en el dominio de frecuencia-tiempo mostrada en las Figuras 78A y 78B y la estructura de trama representada en el dominio de frecuencia-tiempo mostrada en las Figuras 79A y 79B. Adicionalmente, el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre las matrices de codificación no se aplica a símbolos piloto. Por esta razón, incluso si todas las señales mostradas en las Figuras 78A a 79B se someten al mismo esquema de precodificación que salta de manera regular entre matrices de precodificación a través de un cierto periodo (ciclo) (es decir, el mismo número de diferentes matrices de precodificación se preparan para este esquema aplicado a todas las señales mostradas en las Figuras 78A a 79B), una matriz de precodificación asignada a un símbolo en una cierta portadora y un cierto tiempo en las Figuras 78A y 78B puede ser diferente de una matriz de precodificación asignada al símbolo correspondiente en las Figuras 79A y 79B. Esto es evidente a partir de las Figuras 78A a 79B. Por ejemplo, en las Figuras 78A y 78B, un símbolo en la portadora  $f_5$  y el tiempo  $t_2$  muestran "n.º 7", que significa que se realiza precodificación en el mismo usando la matriz de precodificación  $F[7]$ . Por otra parte, en las Figuras 79A y 79B, un símbolo en la portadora  $f_5$  y el tiempo  $t_2$  muestra "n.º 8", que significa que se realiza precodificación en el mismo usando la matriz de precodificación  $F[8]$ .

Por lo tanto, la estación de difusión transmite información de control que indica un patrón de piloto (esquema de inserción de piloto) usando los datos de pre-señalización L1. Obsérvese, cuando la estación de difusión ha seleccionado el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación como un esquema para transmitir cada PLP basándose en información de control mostrada en la Tabla 4 o 5, indicando la información de control el patrón de piloto (esquema de inserción de piloto) puede indicar adicionalmente un esquema para asignar las matrices de precodificación (en lo sucesivo "esquema de asignación de matriz de precodificación") preparado para el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. Por lo tanto, el dispositivo de recepción del terminal que recibe señales moduladas transmitidas mediante la estación de difusión puede realizar acuse de recibo al esquema de asignación de matriz de precodificación usado en el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación obteniendo la información de control que indica el patrón de piloto, que se incluye en los datos de pre-señalización L1 (con la condición de que la estación de difusión haya seleccionado el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación como un esquema para transmitir cada PLP basándose en información de control mostrada en la Tabla 4 o 5). Aunque la descripción de la presente realización se ha proporcionado con referencia a datos de pre-señalización L1, en el caso de la estructura de trama mostrada en la Figura 70 donde no existen símbolos P2, la

información de control que indica el patrón de piloto y el esquema de asignación de matriz de precodificación usado en el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación se incluye en primeros datos de señalización y segundos datos de señalización.

5 Lo siguiente describe otro ejemplo. Por ejemplo, la descripción anterior se cumple también para un caso donde las matrices de precodificación usadas en el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación se determinan al mismo tiempo como designación de un esquema de modulación, como se muestra en la Tabla 2. En este caso, transmitiendo únicamente las piezas de información de control que indican un patrón de piloto, un esquema para transmitir cada PLP y un esquema de modulación desde símbolos P2, el dispositivo de recepción del terminal puede estimar, mediante la obtención de estas piezas de información de control, el esquema de asignación de matriz de precodificación usado en el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación (obsérvese, la asignación se realiza en el dominio de frecuencia-tiempo). Suponiendo un caso donde las matrices de precodificación usadas en el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación se determinan al mismo tiempo como designación de un esquema de modulación y un esquema de codificación de corrección de errores, como se muestra en la Tabla 1B. En este caso también, transmitiendo únicamente las piezas de información de control que indican un patrón de piloto, un esquema para transmitir cada PLP y un esquema de modulación, así como un esquema de codificación de corrección de errores, desde símbolos P2, el dispositivo de recepción del terminal puede estimar, mediante la obtención de estas piezas de información, el esquema de asignación de matriz de precodificación usado en el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación (obsérvese, la asignación se realiza en el dominio de frecuencia-tiempo).

Sin embargo, a diferencia de los casos de las Tablas 1B y 2, un esquema de salto de matriz de precodificación usado en el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación se transmite, como se indica mediante la Tabla 5, en cualquiera de las siguientes situaciones (i) a (iii): (i) cuando uno de dos o más diferentes esquemas para saltar de manera regular entre matrices de precodificación puede seleccionarse incluso si se determina el esquema de modulación (ejemplos de tales dos o más diferentes esquemas incluyen: esquemas de precodificación que saltan de manera regular entre matrices de precodificación a través de diferentes periodos (ciclos); y esquemas de precodificación que saltan de manera regular entre matrices de precodificación, donde las matrices de precodificación usadas en un esquema son diferentes de aquellas usadas en otro; (ii) cuando uno de dos o más diferentes esquemas para saltar de manera regular entre matrices de precodificación puede seleccionarse incluso si se determina el esquema de modulación y el esquema de corrección de errores; y (iii) cuando uno de dos o más diferentes esquemas para saltar de manera regular entre matrices de precodificación puede seleccionarse incluso si se determina el esquema de corrección de errores. En cualquiera de estas situaciones (i) a (iii), es permisible transmitir información en el esquema de asignación de matriz de precodificación usado en el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, además del esquema de salto de matriz de precodificación usado en el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación (obsérvese, la asignación se realiza en el dominio de frecuencia-tiempo).

La Tabla 7 muestra un ejemplo de la estructura de información de control para la información sobre el esquema de asignación de matriz de precodificación usado en el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación (obsérvese, la asignación se realiza en el dominio de frecuencia-tiempo).

Tabla 7

DISPOSICIÓN_TRAMA_MATRIZ (2 bits)	00: Esquema de asignación de matriz de precodificación N.º 1 en tramas 01: Esquema de asignación de matriz de precodificación N.º 2 en tramas 10: Esquema de asignación de matriz de precodificación N.º 3 en tramas 11: Esquema de asignación de matriz de precodificación N.º 4 en tramas
-----------------------------------	--

A modo de ejemplo, suponiendo un caso en el que el dispositivo de transmisión de la estación de difusión ha seleccionado el patrón de inserción de piloto mostrado en las Figuras 76A y 76B, y seleccionado un esquema A como el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. En este caso, el dispositivo de transmisión de la estación de difusión puede seleccionar cualquiera del esquema de asignación de matriz de precodificación mostrado en las Figuras 78A y 78B o el esquema de asignación de matriz de precodificación mostrado en las Figuras 80A y 80B (obsérvese, la asignación se realiza en el dominio de frecuencia-tiempo). Por ejemplo, cuando el dispositivo de transmisión de la estación de difusión ha seleccionado el esquema de asignación de matriz de precodificación mostrado en las Figuras 78A y 78B, "DISPOSICIÓN\_TRAMA\_MATRIZ" en la

Tabla 7 se establece a "00". Por otra parte, cuando el dispositivo de transmisión ha seleccionado el esquema de asignación de matriz de precodificación mostrado en las Figuras 80A y 80B, "DISPOSICIÓN\_TRAMA\_MATRIZ" en la Tabla 7 se establece a "01". Entonces, el dispositivo de recepción del terminal puede realizar acuse de recibo el esquema de asignación de matriz de precodificación obteniendo la información de control mostrada en la Tabla 7 (obsérvese, la asignación se realiza en el dominio de frecuencia-tiempo). Obsérvese que la información de control mostrada en la Tabla 7 puede transmitirse usando símbolos P2, o usando primeros datos de señalización y segundos datos de señalización.

Como se ha expuesto anteriormente, implementando el esquema de asignación de matriz de precodificación usado en el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación basándose en el esquema de inserción de piloto, y transmitiendo apropiadamente la información indicativa del esquema de asignación de matriz de precodificación al destino de transmisión (terminal), el dispositivo de recepción del terminal puede conseguir el efecto ventajoso de mejorar tanto la eficacia de transmisión de datos y la calidad de recepción de datos.

La presente realización ha descrito un caso donde la estación de difusión transmite dos señales. Sin embargo, la presente realización puede implementarse de la misma manera cuando el dispositivo de transmisión de la estación de difusión se proporciona con tres o más antenas de transmisión y transmite tres o más señales moduladas. Las realizaciones 1 a 16 han descrito ejemplos del esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. Sin embargo, el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación no está limitado a los esquemas descritos en las realizaciones 1 a 16. La presente realización puede implementarse de la misma manera usando un esquema que comprende las etapas de (i) preparar una pluralidad de matrices de precodificación, (ii) seleccionar, de entre la pluralidad de matrices de precodificación preparadas, una matriz de precodificación para cada intervalo, y (iii) realizar la precodificación mientras se salta de manera regular entre las matrices de precodificación a usarse para cada intervalo.

(Realización A4)

En la presente realización, se proporciona una descripción de un esquema de repetición usado en un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación para mejorar la calidad de recepción de datos.

Las Figuras 3, 4, 13, 40 y 53 muestran cada una la estructura de un dispositivo de transmisión que emplea el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. Por otra parte, la presente realización describe los ejemplos donde se usa repetición en el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación.

La Figura 81 muestra un ejemplo de la estructura de la unidad de procesamiento de señal que pertenece a un caso donde se usa repetición en el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. A la luz de la Figura 53, la estructura de la Figura 81 corresponde a la unidad de procesamiento de señal 5308.

Una señal de banda base 8101\_1 mostrada en la Figura 81 corresponde a la señal de banda base 5307\_1 mostrada en la Figura 53. La señal de banda base 8101\_1 se obtiene como resultado de mapeo, y constituye el flujo s1. De manera similar, una señal de banda base 8101\_2 mostrada en la Figura 81 corresponde a la señal de banda base 5307\_2 mostrada en la Figura 53. La señal de banda base 8101\_2 se obtiene como resultado de mapeo, y constituye el flujo s2.

La señal de banda base 8101\_1 y una señal de control 8104 se introducen en una unidad de procesamiento de señal (unidad de duplicación) 8102\_1. La unidad de procesamiento de señal (unidad de duplicación) 8102\_1 genera duplicados de la señal de banda base de acuerdo con la información sobre el número de repeticiones incluidas en la señal de control 8104. Por ejemplo, en un caso donde la información sobre el número de repeticiones incluidas en la señal de control 8104 indica cuatro repeticiones, con la condición de que la señal de banda base 8101\_1 incluya las señales s11, s12, s13, s14, ... dispuestas en el orden establecido a lo largo del eje de tiempo, la unidad de procesamiento de señal (unidad de duplicación) 8102\_1 genera un duplicado de cada señal cuatro veces, y emite los duplicados resultantes. Es decir, después de las cuatro repeticiones, la unidad de procesamiento de señal (unidad de duplicación) 8102\_1 emite, como la señal de banda base 8103\_1, cuatro piezas de s11 (es decir, s11, s11, s11, s11), cuatro piezas de s12 (es decir, s12, s12, s12, s12), cuatro piezas de s13 (es decir, s13, s13, s13, s13), cuatro piezas de s14 (es decir, s14, s14, s14, s14) y así sucesivamente, en el orden establecido a lo largo del eje de tiempo.

La señal de banda base 8101\_2 y la señal de control 8104 se introducen en una unidad de procesamiento de señal (unidad de duplicación) 8102\_2. La unidad de procesamiento de señal (unidad de duplicación) 8102\_2 genera duplicados de la señal de banda base de acuerdo con la información sobre el número de repeticiones incluidas en la señal de control 8104. Por ejemplo, en un caso donde la información sobre el número de repeticiones incluidas en la señal de control 8104 indica cuatro repeticiones, con la condición de que la señal de banda base 8101\_2 incluya las señales s21, s22, s23, s24, ... dispuestas en el orden establecido a lo largo del eje de tiempo, la unidad de

procesamiento de señal (unidad de duplicación) 8102\_2 genera un duplicado de cada señal cuatro veces, y emite los duplicados resultantes. Es decir, después de las cuatro repeticiones, la unidad de procesamiento de señal (unidad de duplicación) 8102\_2 emite, como la señal de banda base 8103\_2, cuatro piezas de s21 (es decir, s21, s21, s21, s21), cuatro piezas de s22 (es decir, s22, s22, s22, s22), cuatro piezas de s23 (es decir, s23, s23, s23, s13), cuatro piezas de s24 (es decir, s14, s24, s24, s24) y así sucesivamente, en el orden establecido a lo largo del eje de tiempo.

Las señales de banda base 8103\_1 y 8103\_2 obtenidas como resultado de las repeticiones, así como la señal de control 8104, se introducen en una unidad de ponderación (unidad de operación de precodificación) 8105. La unidad de ponderación (unidad de operación de precodificación) 8105 realiza precodificación basándose en la información sobre el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, que se incluye en la señal de control 8104. Más específicamente, la unidad de ponderación (unidad de operación de precodificación) 8105 realiza ponderación en las señales de banda base 8103\_1 y 8103\_2 obtenidas como resultado de las repeticiones, y emite señales de banda base 8106\_1 y 8106\_2 en las que se ha realizado la precodificación (en este punto, las señales de banda base 8106\_1 y 8106\_2 se expresan respectivamente como  $z1(i)$  y  $z2(i)$ , donde  $i$  representa el orden (a lo largo de tiempo o de frecuencia)).

Con la condición de que las señales de banda base 8103\_1 y 8103\_2 obtenidas como resultado de las repeticiones sean respectivamente  $y1(i)$  y  $y2(i)$  y la matriz de precodificación es  $F(i)$ , se satisface la siguiente relación.

Cálculo 561

Ecuación 475

$$\begin{pmatrix} z1(i) \\ z2(i) \end{pmatrix} = F(i) \begin{pmatrix} y1(i) \\ y2(i) \end{pmatrix}$$

Con la condición de que las N matrices de precodificación preparadas para el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación sean  $F[0], F[1], F[2], F[3], \dots, F[N - 1]$  (donde N es un entero mayor que o igual a dos), una de las matrices de precodificación  $F[0], F[1], F[2], F[3], \dots, F[N - 1]$  se usa como  $F(i)$  en la Ecuación 475.

A modo de ejemplo, suponiendo que  $i = 0, 1, 2, 3$ ;  $y1(i)$  representa cuatro señales de banda base duplicadas  $s11, s11, s11, s11$ ; y  $y2(i)$  representa cuatro señales de banda base duplicadas  $s21, s21, s21, s21$ . Bajo esta suposición, es importante que la siguiente condición se cumpla.

Cálculo 562

Para  $\forall \alpha \forall \beta$ , se satisface la relación  $F(\alpha) \neq F(\beta)$  (para  $\alpha, \beta = 0, 1, 2, 3$  y  $\alpha \neq \beta$ ).

La siguiente descripción se obtiene generalizando lo anterior. Suponiendo que el número de repeticiones es K;  $i = g_0, g_1, g_2, \dots, g_{k-1}$  (es decir,  $g_j$  donde  $j$  es un entero en un intervalo de 0 a K - 1); e  $y1(i)$  representa  $s11$ . Bajo esta suposición, es importante que la siguiente condición se cumpla.

Cálculo 563

Para  $\forall \alpha \forall \beta$ , se satisface la relación  $F(\alpha) \neq F(\beta)$  (para  $\alpha, \beta = g_j$  (siendo  $j$  un entero en un intervalo de 0 a K - 1) y  $\alpha \neq \beta$ ).

De manera similar, suponiendo que el número de repeticiones es K;  $i = h_0, h_1, h_2, \dots, h_{k-1}$  (es decir,  $h_j$  donde  $j$  es un entero en un intervalo de 0 a K - 1); e  $y2(i)$  representa  $s21$ . Bajo esta suposición, es importante que la siguiente condición se cumpla.

Cálculo 564

Para  $\forall \alpha \forall \beta$ , se satisface la relación  $F(\alpha) \neq F(\beta)$  (para  $\alpha, \beta = h_j$  (siendo  $j$  un entero en un intervalo de 0 a K - 1) y  $\alpha \neq \beta$ ).

En este punto, las relaciones  $g_j = h_j$  puede o puede no satisfacerse. De esta manera, los flujos idénticos generados a través de las repeticiones se transmiten mientras se usan diferentes matrices de precodificación para los mismos, y por lo tanto se consigue el efecto ventajoso de mejorar la calidad de recepción de datos.

La presente realización ha descrito un caso donde la estación de difusión transmite dos señales. Sin embargo, la presente realización puede implementarse de la misma manera cuando el dispositivo de transmisión de la estación de difusión se proporciona con tres o más antenas de transmisión y transmite tres o más señales moduladas. Suponiendo que el número de señales transmitidas es Q; el número de repeticiones es K;  $i = g_0, g_1, g_2, \dots, g_{k-1}$  (es decir,  $g_j$  donde  $j$  es un entero en un intervalo de 0 a K - 1); e  $yb(i)$  representa  $sb1$  (donde  $b$  es un entero en un

intervalo de 1 a Q). Bajo esta suposición, es importante que la siguiente condición se cumpla.

Cálculo 565

Para  $\forall \alpha \forall \beta$ , se satisface la relación  $F(\alpha) \neq F(\beta)$  (para  $\alpha, \beta = g_j$  (siendo j un entero en un intervalo de 0 a K - 1) y  $\alpha \neq \beta$ ).

5 Obsérvese que F(i) es una matriz de precodificación que pertenece a un caso donde el número de señales transmitidas es Q.

A continuación, se describe una realización diferente de la realización ilustrada en la Figura 81 con referencia a la Figura 82. En la Figura 82, los elementos que operan de la misma manera como en la Figura 81 tienen los mismos signos de referencia entre ellos. La estructura mostrada en la Figura 82 es diferente de la estructura mostrada en la Figura 81 en que las piezas son reorganizadores para transmitir piezas de datos idénticos desde diferentes antenas.

10 Una señal de banda base 8101\_1 mostrada en la Figura 82 corresponde a la señal de banda base 5307\_1 mostrada en la Figura 53. La señal de banda base 8101\_1 se obtiene como resultado de mapeo, y constituye el flujo s1. De manera similar, una señal de banda base 8101\_2 mostrada en la Figura 81 corresponde a la señal de banda base 5307\_2 mostrada en la Figura 53. La señal de banda base 8101\_2 se obtiene como resultado de mapeo, y constituye el flujo s2.

15 La señal de banda base 8101\_1 y la señal de control 8104 se introducen en una unidad de procesamiento de señal (unidad de duplicación) 8102\_1. La unidad de procesamiento de señal (unidad de duplicación) 8102\_1 genera duplicados de la señal de banda base de acuerdo con la información sobre el número de repeticiones incluidas en la señal de control 8104. Por ejemplo, en un caso donde la información sobre el número de repeticiones incluidas en la  
20 señal de control 8104 indica cuatro repeticiones, con la condición de que la señal de banda base 8101\_1 incluya las señales s11, s12, s13, s14, ... dispuestas en el orden establecido a lo largo del eje de tiempo, la unidad de procesamiento de señal (unidad de duplicación) 8102\_1 genera un duplicado de cada señal cuatro veces, y emite los duplicados resultantes. Es decir, después de las cuatro repeticiones, la unidad de procesamiento de señal (unidad de duplicación) 8102\_1 emite, como la señal de banda base 8103\_1, cuatro piezas de s11 (es decir, s11, s11, s11, s11), cuatro piezas de s12 (es decir, s12, s12, s12, s12), cuatro piezas de s13 (es decir, s13, s13, s13, s13), cuatro piezas de s14 (es decir, s14, s14, s14, s14) y así sucesivamente, en el orden establecido a lo largo del  
25 eje de tiempo.

La señal de banda base 8101\_2 y la señal de control 8104 se introducen en una unidad de procesamiento de señal (unidad de duplicación) 8102\_2. La unidad de procesamiento de señal (unidad de duplicación) 8102\_2 genera duplicados de la señal de banda base de acuerdo con la información sobre el número de repeticiones incluidas en la  
30 señal de control 8104. Por ejemplo, en un caso donde la información sobre el número de repeticiones incluidas en la señal de control 8104 indica cuatro repeticiones, con la condición de que la señal de banda base 8101\_2 incluya las señales s21, s22, s23, s24, ... dispuestas en el orden establecido a lo largo del eje de tiempo, la unidad de procesamiento de señal (unidad de duplicación) 8102\_2 genera un duplicado de cada señal cuatro veces, y emite los duplicados resultantes. Es decir, después de las cuatro repeticiones, la unidad de procesamiento de señal (unidad de duplicación) 8102\_2 emite, como la señal de banda base 8103\_2, cuatro piezas de s21 (es decir, s21, s21, s21, s21), cuatro piezas de s22 (es decir, s22, s22, s22, s22), cuatro piezas de s23 (es decir, s23, s23, s23, s23), cuatro piezas de s24 (es decir, s24, s24, s24, s24) y así sucesivamente, en el orden establecido a lo largo del  
35 eje de tiempo.

Las señales de banda base 8103\_1 y 8103\_2 obtenidas como resultado de las repeticiones, así como la señal de control 8104, se introducen en una unidad de reordenación 8201. La unidad de reordenación 8201 reordena las piezas de datos de acuerdo con información sobre un esquema de repetición incluido en la señal de control 8104, y emite señales de banda base 8202\_1 y 8202\_2 obtenidas como resultado de la reordenación. Por ejemplo, suponiendo que la señal de banda base 8103\_1 obtenida como resultado de las repeticiones está compuesta de cuatro piezas de s11 (s11, s11, s11, s11) dispuestas a lo largo del eje de tiempo, y la señal de banda base 8103\_2  
40 obtenida como resultado de las repeticiones está compuesta de cuatro piezas de s21 (s21, s21, s21, s21) dispuestas a lo largo del eje de tiempo. En la Figura 82, s11 se emite como tanto y1(i) como y2(i) de la Ecuación 475, y s21 se emite de manera similar como tanto y1(i) como y2(i) de la Ecuación 475. De manera similar, la reordenación similar a la reordenación realizada en s11 se realiza en s12, s13, ..., y la reordenación similar a la reordenación realizada en s21 se realiza en s22, s23, .... Por lo tanto, la señal de banda base 8202\_1 obtenida como resultado de la reordenación incluye s11, s21, s11, s21, s12, s22, s12, s22, s13, s23, s13, s23, ... dispuestos en el orden establecido, que es equivalente a y1(i) de la Ecuación 475. Aunque las piezas de s11 y s21 están dispuestas en el orden s11, s21, s11 y s21 en la descripción anterior, las piezas de s11 y s21 no están limitadas para estar dispuestas de esta manera, sino que pueden disponerse en cualquier orden. De manera similar, las piezas de s12 y s22, así como las piezas de s13 y s23, pueden disponerse en cualquier orden. La señal de banda base 8202\_2  
45 obtenida como resultado de la reordenación incluye s21, s11, s21, s11, s22, s12, s22, s12, s22, s13, s23, s13, s23, s13, ... en el orden establecido, que es equivalente a y2(i) de la Ecuación 475. Aunque las piezas de s11 y s21 están dispuestas en el orden s21, s11, s21 y s11 en la descripción anterior, las piezas de s11 y s21 no están limitadas para estar dispuestas de esta manera, sino que pueden disponerse en cualquier orden. De manera similar, las piezas de s12 y s22, así como las piezas de s13 y s23, pueden disponerse en cualquier orden.  
50  
55

Las señales de banda base 8202\_1 y 8202\_2 obtenidas como resultado de la reordenación, así como la señal de control 8104, se introducen en una unidad de ponderación (unidad de operación de precodificación) 8105. La unidad de ponderación (unidad de operación de precodificación) 8105 realiza precodificación basándose en la información sobre el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación, que se incluye en la señal de control 8104. Más específicamente, la unidad de ponderación (unidad de operación de precodificación) 8105 realiza ponderación en las señales de banda base 8202\_1 y 8202\_2 obtenidas como resultado de la reordenación, y emite señales de banda base 8106\_1 y 8106\_2 en las que se ha realizado la precodificación (en este punto, las señales de banda base 8106\_1 y 8106\_2 se expresan respectivamente como  $z1(i)$  y  $z2(i)$ , donde  $i$  representa el orden (a lo largo de tiempo o de frecuencia)).

Como se ha descrito anteriormente, bajo la suposición de que las señales de banda base 8202\_1 y 8202\_2 obtenidas como resultado de la reordenación son respectivamente  $y1(i)$  y  $y2(i)$  y la matriz de precodificación es  $F(i)$ , la relación en la Ecuación 475 se satisface.

Con la condición de que las  $N$  matrices de precodificación preparadas para el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación sean  $F[0], F[1], F[2], F[3], \dots, F[N - 1]$  (donde  $N$  es un entero mayor que o igual a dos), una de las matrices de precodificación  $F[0], F[1], F[2], F[3], \dots, F[N - 1]$  se usa como  $F(i)$  en la Ecuación 475.

Aunque se ha descrito anteriormente que se realizan cuatro repeticiones, el número de repeticiones no está limitado a cuatro. Como con la estructura mostrada en la Figura 81, la estructura mostrada en la Figura 82 consigue también alta calidad de recepción cuando las relaciones expuestas en el Cálculo 304 a Cálculo 307 se satisfacen.

La estructura del dispositivo de recepción se ilustra en las Figuras 7 y 56. Aprovechando el cumplimiento de las relaciones expuestas en la Ecuación 144 y la Ecuación 475, la unidad de procesamiento de señal demodula bits transmitidos mediante cada una de  $s11, s12, s13, s14, \dots$ , y bits transmitidos mediante cada una de  $s21, s22, s23, s24, \dots$ . Obsérvese que cada bit puede calcularse como una relación de probabilidad logarítmica o como un valor de decisión definitiva. Adicionalmente, aprovechándose del hecho de que se realizan  $K$  repeticiones en  $s11$ , es posible obtener valores de estimación altamente fiables para los bits transmitidos mediante  $s1$ . De manera similar, aprovechándose del hecho de que se realizan  $K$  repeticiones en  $s12, s13, \dots$ , y en  $s21, s22, s23, \dots$ , es posible obtener valores de estimación altamente fiables para los bits transmitidos mediante  $s12, s13, \dots$ , y mediante  $s21, s22, s23, \dots$ .

La presente realización ha descrito un esquema para aplicar un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación en el caso donde se realizan las repeticiones. Cuando hay dos tipos de intervalos, es decir, intervalos a través de los que se transmiten datos después de realizar las repeticiones, e intervalos a través de los cuales se transmiten datos sin realizar las repeticiones, cualquiera de un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación o un esquema de precodificación que emplea una matriz de precodificación fija puede usarse como un esquema de transmisión para los intervalos a través de los que se transmiten datos sin realizar las repeticiones. Dicho de otra manera, para que el dispositivo de recepción consiga alta calidad de recepción de datos, es importante que el esquema de transmisión que pertenece a la presente realización se use para los intervalos a través de los que se transmiten datos después de realizar las repeticiones.

En los sistemas asociados con la norma DVB que se han descrito en las realizaciones A1 a A3, es necesario asegurar calidades de recepción superiores para símbolos P2, primeros datos de señalización y segundos datos de señalización que para las PLP. Cuando se transmiten símbolos P2, primeros datos de señalización y segundos datos de señalización usando el esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación descrito en la presente realización, que incorpora las repeticiones, la calidad de recepción de información de control mejora en el dispositivo de recepción. Esto es importante para operaciones estables de los sistemas.

Las realizaciones 1 a 16 han proporcionado ejemplos del esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación descrito en la presente realización. Sin embargo, el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación no está limitado a los esquemas descritos en las realizaciones 1 a 16. La presente realización puede implementarse de la misma manera usando un esquema que comprende las etapas de (i) preparar una pluralidad de matrices de precodificación, (ii) seleccionar, de entre la pluralidad de matrices de precodificación preparadas, una matriz de precodificación para cada intervalo, y (iii) realizar la precodificación mientras se salta de manera regular entre matrices de precodificación para cada intervalo.

(Realización A5)

La presente realización describe un esquema para transmitir señales moduladas aplicando amplificación común al esquema de transmisión descrito en la realización A1.

La Figura 83 muestra un ejemplo de la estructura de un dispositivo de transmisión. En la Figura 83, los elementos que operan de la misma manera como en la Figura 52 tienen los mismos signos de referencia entre ellos.

5 Las unidades de generación de señales moduladas n.º 1 a n.º M (es decir, 5201\_1 a 5201\_M) mostradas en la Figura 83 generan las señales 6323\_1 y 6323\_2 desde las señales de entrada (datos de entrada), sometiéndose las señales 6323\_1 y 6323\_2 a procesamiento para un símbolo P1 y mostrado en la Figura 63 o 72. Las unidades de generación de señales moduladas n.º 1 a n.º M emiten las señales moduladas z1 (5202\_1 a 5202\_M) y las señales moduladas z2 (5203\_1 a 5203\_M).

Las señales moduladas z1 (5202\_1 a 5202\_M) se introducen en una unidad de procesamiento inalámbrico 8301\_1 mostrada en la Figura 83. La unidad de procesamiento inalámbrico 8301\_1 realiza procesamiento de señal (por ejemplo, conversión de frecuencia) y amplificación, y emite una señal modulada 8302\_1. Posteriormente, la señal modulada 8302\_1 se emite desde una antena 8303\_1 como una onda de radio.

10 De manera similar, las señales moduladas z2 (5203\_1 a 5203\_M) se introducen en una unidad de procesamiento inalámbrico 8301\_2. La unidad de procesamiento inalámbrico 8301\_2 realiza procesamiento de señal (por ejemplo, conversión de frecuencia) y amplificación, y emite una señal modulada 8302\_2. Posteriormente, la señal modulada 8302\_2 se emite desde una antena 8303\_2 como una onda de radio.

15 Como se ha expuesto anteriormente, puede permitirse usar el esquema de transmisión descrito en la realización A1 mientras se realiza conversión de frecuencia y amplificación simultáneamente en señales moduladas que tienen diferentes anchos de banda de frecuencia.

(Realización B1)

Lo siguiente describe un ejemplo estructural de una aplicación de los esquemas de transmisión y esquemas de recepción mostrados en las realizaciones anteriores y un sistema que usa la aplicación.

20 La Figura 84 muestra un ejemplo de la estructura de un sistema que incluye dispositivos que implementan los esquemas de transmisión y esquemas de recepción descritos en las realizaciones anteriores. El esquema de transmisión y el esquema de recepción descritos en las realizaciones anteriores se implementan en un sistema de difusión digital 8400, como se muestra en la Figura 84, que incluye una estación de difusión y diversos dispositivos de recepción tales como una televisión 8411, un grabador de DVD 8412, un decodificador de salón (STB) 8413, un ordenador 8420, una televisión en coche 8441, y un teléfono móvil 8430. Específicamente, la estación de difusión 25 8401 transmite datos multiplexados, en los que los datos de vídeo, datos de audio y similares están multiplexados, usando los esquemas de transmisión en las realizaciones anteriores a través de una banda de difusión predeterminada.

30 Una antena (por ejemplo, las antenas 8560 y 8440) interna a cada dispositivo de recepción, o proporcionada externamente y conectada al dispositivo de recepción, recibe la señal transmitida desde la estación de difusión 8401. Cada dispositivo de recepción obtiene los datos multiplexados usando los esquemas de recepción en las realizaciones anteriores para demodular la señal recibida mediante la antena. De esta manera, el sistema de difusión digital 8400 obtiene los efectos ventajosos de la presente invención descritos en las realizaciones anteriores.

35 Los datos de vídeo incluidos en los datos multiplexados se han codificado con un método de codificación de instantánea en movimiento que cumple con una norma tal como Grupo de Expertos en Imágenes en Movimiento (MPEG)-2, Codificación de Vídeo Avanzada (AVC) de MPEG-4, VC-1 o similares. Los datos de audio incluidos en los datos multiplexados se han codificado con un método de codificación de audio que cumple con una norma tal como Codificación de Audio Dolby (AC)-3, Dolby Digital Plus, Empaquetamiento sin pérdida de Meridian (MLP), 40 Sistemas de Cine Digital (DTS), DTS-HD, Modulación por Pulsos Codificados Lineal (PCM) o similares.

45 La Figura 85 es una vista esquemática que ilustra una estructura ejemplar de un dispositivo de recepción 8500 para llevar a cabo los esquemas de recepción descritos en las realizaciones anteriores. Como se ilustra en la Figura 85, en una estructura ejemplar, el dispositivo de recepción 8500 puede estar compuesto de una porción de módem implementada en un único LSI (o un conjunto de chips único) y una porción de códec implementada en otro único LSI (u otro conjunto de chips único). El dispositivo de recepción 8500 mostrado en la Figura 85 corresponde a un componente que está incluido, por ejemplo, en la televisión 8411, el grabador de DVD 8412, el STB 8413, el ordenador 8420, la televisión en coche 8441, el teléfono móvil 8430, o similares ilustrados en la Figura 84. El dispositivo de recepción 8500 incluye un sintonizador 8501, para transformar una señal de alta frecuencia recibida mediante una antena 8560 en una señal de banda base, y una unidad de demodulación 8502, para demodular datos 50 multiplexados a partir de la señal de banda base obtenida mediante conversión de frecuencia. Los esquemas de recepción descritos en las realizaciones anteriores se implementan en la unidad de demodulación 8502, obteniendo por lo tanto los efectos ventajosos de la presente invención descritos en las realizaciones anteriores.

55 El dispositivo de recepción 8500 incluye una unidad de entrada/salida de flujo 8520, una unidad de procesamiento de señal 8504, una unidad de salida de audio 8506, y una unidad de presentación de vídeo 8507. La unidad de entrada/salida de flujo 8520 demultiplexa datos de vídeo y de audio desde datos multiplexados obtenidos mediante la unidad de demodulación 8502. La unidad de procesamiento de señal 8504 decodifica los datos de vídeo demultiplexados en una señal de vídeo usando un método apropiado de método de decodificación de instantánea y decodifica los datos de audio demultiplexados en una señal de audio usando un esquema de decodificación de

audio apropiado. La unidad de salida de audio 8506, tal como un altavoz, produce salida de audio de acuerdo con la señal de audio decodificada. La unidad de presentación de vídeo 8507, tal como un monitor de presentación, produce salida de vídeo de acuerdo con la señal de vídeo decodificada.

5 Por ejemplo, el usuario puede operar el control remoto 8550 para seleccionar un canal (de un programa de TV o difusión de audio), de modo que la información indicativa del canal seleccionado se transmite a una unidad de entrada de operación 8510. En respuesta, el dispositivo de recepción 8500 demodula, de entre las señales recibidas con la antena 8560, una señal llevada en el canal seleccionado y aplica decodificación de corrección de errores, de modo que se extraen datos de recepción. En este momento, el dispositivo de recepción 8500 recibe símbolos de control incluidos en una señal que corresponde al canal seleccionado y que contiene información que indica el esquema de transmisión (el esquema de transmisión, esquema de modulación, esquema de corrección de errores y similares en las realizaciones anteriores) de la señal (exactamente como se describe en las realizaciones A1 a A4 y como se muestra en la Figuras 5 y 41). Con esta información, el dispositivo de recepción 8500 está posibilitado para realizar ajustes apropiados para las operaciones de recepción, esquema de demodulación, esquema de decodificación de corrección de errores, y similares para recibir debidamente datos incluidos en símbolos de datos transmitidos desde una estación de difusión (estación base). Aunque la descripción anterior se refiere a un ejemplo en el que el usuario selecciona un canal usando el control remoto 8550, la misma descripción se aplica a un ejemplo en el que el usuario selecciona un canal usando una tecla de selección proporcionada en el dispositivo de recepción 8500.

20 Con la estructura anterior, el usuario puede ver un programa de difusión que el dispositivo de recepción 8500 recibe mediante los esquemas de recepción descritos en las realizaciones anteriores.

El dispositivo de recepción 8500 de acuerdo con esta realización puede incluir adicionalmente una unidad de grabación (mecanismo) 8508 para grabar diversos datos en un medio de grabación, tal como un disco magnético, disco óptico o una memoria de semiconductores no volátil. Ejemplos de datos a grabar mediante la unidad de grabación 8508 incluyen datos contenidos en datos multiplexados que se obtienen como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502, datos equivalentes a tales datos (por ejemplo, datos obtenidos comprimiendo los datos), y datos obtenidos procesando las instantáneas en movimiento y/o audio. (Obsérvese en este punto que puede haber un caso donde no se aplica decodificación de corrección de errores a una señal obtenida como resultado de demodulación mediante la unidad de demodulación 8502 y en el que el dispositivo de recepción 8500 realiza procesamiento de señal adicional después de la decodificación de corrección de errores. Lo mismo se mantiene en la siguiente descripción donde aparece terminología similar). Obsérvese que la expresión “disco óptico” usada en el presente documento se refiere a un medio de grabación, tal como Disco Versátil Digital (DVD) o BD (Disco Blu-ray), que es legible y escribible con el uso de un haz láser. Además, la expresión “disco magnético” usada en el presente documento se refiere a un medio de grabación, tal como un disco flexible (FD, marca comercial registrada) o disco duro, que es escribible magnetizando una sustancia magnética con flujo magnético. Además aún, la expresión “memoria de semiconductores no volátil” se refiere a un medio de grabación, tal como memoria flash o memoria de acceso aleatorio ferroeléctrica, compuesta de elemento o elementos semiconductores. Ejemplos específicos de memoria de semiconductores no volátil incluyen una tarjeta SD que usa memoria flash y un Disco de Estado Sólido (SSD). Debería apreciarse de manera evidente que los tipos específicos de medio de grabación mencionados en el presente documento son meramente ejemplos, y que puede usarse cualquier otro tipo de medio de grabación.

Con la estructura anterior, el usuario puede grabar un programa de difusión que el dispositivo de recepción 8500 recibe con cualquiera de los esquemas de recepción descritos en las realizaciones anteriores, y la visualización en diferido del programa de difusión grabado es posible en cualquier momento después de la difusión.

45 En la descripción anterior del dispositivo de recepción 8500, la unidad de grabación 8508 graba datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502. Sin embargo, la unidad de grabación 8508 puede grabar parte de datos extraídos desde los datos contenidos en los datos multiplexados. Por ejemplo, los datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502 pueden contener contenidos de servicio de difusión de datos, además de datos de vídeo y datos de audio. En este caso, pueden generarse nuevos datos multiplexados multiplexando los datos de vídeo y datos de audio, sin los contenidos del servicio de difusión, extraídos desde los datos multiplexados demodulados mediante la unidad de demodulación 8502, y la unidad de grabación 8508 puede grabar los datos multiplexados recién generados. Como alternativa, pueden generarse nuevos datos multiplexados multiplexando cualquiera de los datos de vídeo y datos de audio contenidos en los datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502, y la unidad de grabación 8508 puede grabar los datos multiplexados recién generados. La unidad de grabación 8508 puede grabar también los contenidos de servicio de difusión de datos incluidos, como se ha descrito anteriormente, en los datos multiplexados.

60 El dispositivo de recepción 8500 descrito en esta realización puede estar incluido en una televisión, un grabador (tal como un grabador de DVD, grabador de Blu-ray, grabador de HDD, grabador de tarjeta SD o similares), o un teléfono móvil. En un caso de este tipo, los datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502 pueden contener datos para

5 corregir errores (errores de programación) en software usado para operar la televisión o grabador o en software usado para evitar la divulgación de información personal o confidencial. Si tales datos están contenidos, los datos se instalan en la televisión o grabador para corregir los errores de software. Además, si los datos para corregir errores (errores de programación) en software instalado en el dispositivo de recepción 8500 están contenidos, tales datos se usan para corregir errores que el dispositivo de recepción 8500 puede tener. Esta disposición asegura operación más estable de la TV, grabador o teléfono móvil en el que se implementa el dispositivo de recepción 8500.

10 Obsérvese que puede ser la unidad de entrada/salida de flujo 8503 la que maneje extracción de datos desde todos los datos contenidos en datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502 y la multiplexación de los datos extraídos. Más específicamente, bajo instrucciones proporcionadas desde una unidad de control no ilustrada en las figuras, tal como una CPU, la unidad de entrada/salida de flujo 8503 demultiplexa datos de vídeo, datos de audio, contenidos de datos de servicio de difusión etc., desde los datos multiplexados demodulados mediante la unidad de demodulación 8502, extrae piezas específicas de datos desde los datos demultiplexados, y multiplexa las piezas de datos extraídos para generar nuevos datos multiplexados. Las piezas de datos a extraer desde datos demultiplexados pueden determinarse mediante el usuario o determinarse con antelación para los tipos respectivos de medios de grabación.

Con la estructura anterior, el dispositivo de recepción 8500 se posibilita para extraer y grabar únicamente datos necesarios para ver un programa de difusión grabado, que es eficaz para reducir el tamaño de los datos a grabar.

20 En la descripción anterior, la unidad de grabación 8508 graba datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502. Como alternativa, sin embargo, la unidad de grabación 8508 puede grabar nuevos datos multiplexados generados multiplexando datos de vídeo recién producidos codificando los datos de vídeo originales contenidos en los datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502. En este punto, el método de codificación de instantánea en movimiento a emplear puede ser diferente del usado para codificar los datos de vídeo original, de modo que el tamaño de datos o la tasa de los nuevos datos de vídeo es más pequeña que los datos de vídeo original. En este punto, el método de codificación de instantánea en movimiento usado para generar nuevos datos de vídeo puede ser de una norma diferente a la usada para generar los datos de vídeo original. Como alternativa, puede usarse el mismo método de codificación de instantánea en movimiento pero con diferentes parámetros. De manera similar, la unidad de grabación 8508 puede grabar nuevos datos multiplexados generados multiplexando datos de audio recién obtenidos codificando los datos de audio originales contenidos en los datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502. En este punto, el método de codificación de audio a emplear puede ser diferente del usado para codificar los datos de audio original, de manera que el tamaño de datos o tasa de bits de los nuevos datos de audio es más pequeño que los datos de audio original.

40 El proceso de convertir el vídeo original o datos de audio contenidos en los datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502 en los datos de vídeo o de audio de un tamaño de datos de tasa de bits diferente se realiza, por ejemplo, mediante la unidad de entrada/salida de flujo 8503 y la unidad de procesamiento de señal 8504. Más específicamente, bajo instrucciones proporcionadas desde la unidad de control tal como la CPU, la unidad de entrada/salida de flujo 8503 demultiplexa datos de vídeo, datos de audio, servicio de difusión de contenidos de datos etc., desde los datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502. Bajo instrucciones proporcionadas desde la unidad de control, la unidad de procesamiento de señal 8504 convierte los datos de vídeo demultiplexados y los datos de audio respectivamente usando un método de codificación de instantánea en movimiento y un método de codificación de audio cada uno diferente del método que se usó en la conversión aplicada para obtener los datos de vídeo y de audio. Bajo instrucciones proporcionadas desde la unidad de control, la unidad de entrada/salida de flujo 8503 multiplexa los datos de vídeo y los datos de audio recién convertidos para generar nuevos datos multiplexados. Obsérvese que la unidad de procesamiento de señal 8504 puede realizar la conversión de cualquiera o ambos de los datos de vídeo o de audio de acuerdo con instrucciones proporcionadas desde la unidad de control. Además, los tamaños de los datos de vídeo y los datos de audio a obtener codificando pueden especificarse mediante un usuario o determinarse con antelación para los tipos de medios de grabación.

55 Con la disposición anterior, se posibilita al dispositivo de recepción 8500 para grabar datos de vídeo y de audio después de convertir los datos a un tamaño grabable en el medio de grabación o a un tamaño o tasa de bits que coincide con la tasa de lectura o escritura de la unidad de grabación 8508. Esta disposición posibilita a la unidad de grabación grabar debidamente un programa, incluso si el tamaño grabable en el medio de grabación es más pequeño que el tamaño de datos de los datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502, o si la tasa a la que la unidad de grabación graba o lee es inferior que la tasa de bits de los datos multiplexados. En consecuencia, la visualización en diferido del programa de difusión grabado es posible mediante el usuario en cualquier momento después de la difusión.

Adicionalmente, el dispositivo de recepción 8500 incluye adicionalmente una interfaz de salida de flujo (IF) 8509 para transmitir datos multiplexados demodulados mediante la unidad de demodulación 8502 a un dispositivo externo mediante un medio de transporte 8530. En un ejemplo, la IF de salida de flujo 8509 puede ser un dispositivo de comunicación inalámbrica que transmite datos multiplexados mediante un medio inalámbrico (equivalente al medio de transporte 8530) a un dispositivo externo modulando los datos multiplexados de acuerdo con un esquema de comunicación inalámbrico que cumple con una norma de comunicación inalámbrica tal como Wi-Fi (marca comercial registrada, un conjunto de normas incluyendo IEEE 802.11a, IEEE 802.11b, IEEE 802.11g e IEEE 802.11n), WiGiG, Wireless HD, Bluetooth, ZigBee o similares. La IF de flujo de salida 8509 puede ser también un dispositivo de comunicación cableado que transmite datos multiplexados mediante una línea de transmisión (equivalente al medio de transporte 8530) conectada físicamente a la IF de salida de flujo 8509 a un dispositivo externo, que modula los datos multiplexados usando un esquema de comunicación que cumple con normas de comunicación cableadas, tales como Ethernet (marca comercial registrada), Bus Serie Universal (USB), Comunicación por Línea Eléctrica (PLC) o Interfaz Multimedia de Alta Definición (HDMI).

Con la estructura anterior, el usuario puede usar, en un dispositivo externo, datos multiplexados recibidos mediante el dispositivo de recepción 8500 que usa el esquema de recepción descrito de acuerdo con las realizaciones anteriores. El uso de datos multiplexados mediante el usuario mencionados en el presente documento incluye el uso de los datos multiplexados para visualización en tiempo real en un dispositivo externo, grabación de los datos multiplexados mediante una unidad de grabación incluida en un dispositivo externo, y transmisión de los datos multiplexados desde un dispositivo externo a otro dispositivo externo más.

En la descripción anterior del dispositivo de recepción 8500, la IF de salida de flujo 8509 emite datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502. Sin embargo, el dispositivo de recepción 8500 puede emitir datos extraídos desde datos contenidos en los datos multiplexados, en lugar de la totalidad de datos contenidos en los datos multiplexados. Por ejemplo, los datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502 pueden contener contenidos de servicio de difusión de datos, además de datos de vídeo y datos de audio. En este caso, la IF de salida de flujo 8509 puede emitir datos multiplexados recién generados multiplexando datos de vídeo y de audio extraídos desde los datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502. En otro ejemplo, la IF de salida de flujo 8509 puede emitir datos multiplexados recién generados multiplexando cualquiera de los datos de vídeo y datos de audio contenidos en los datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502.

Obsérvese que puede ser la unidad de entrada/salida de flujo 8503 la que maneje la extracción de datos desde la totalidad de datos contenidos en datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502 y multiplexación de los datos extraídos. Más específicamente, bajo instrucciones proporcionadas desde una unidad de control no ilustrada en las figuras, tal como una Unidad de Procesamiento Central (CPU), la unidad de entrada/salida de flujo 8503 demultiplexa datos de vídeo, datos de audio, contenidos de servicio de difusión de datos etc., desde los datos multiplexados demodulados mediante la unidad de demodulación 8502, extrae piezas específicas de datos desde los datos demultiplexados, y multiplexa las piezas de datos extraídos para generar nuevos datos multiplexados. Las piezas de datos a extraer desde datos demultiplexados pueden determinarse mediante el usuario o determinarse con antelación para los respectivos tipos de la IF de salida de flujo 8509.

Con la estructura anterior, se posibilita al dispositivo de recepción 8500 para extraer y emitir únicamente datos necesarios para un dispositivo externo, que es eficaz para reducir el ancho de banda de comunicación usado para emitir los datos multiplexados.

En la descripción anterior, la IF de salida de flujo 8509 emite datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502. Como alternativa, sin embargo, la IF de salida de flujo 8509 puede emitir nuevos datos multiplexados generados multiplexando datos de vídeo recién producidos codificando los datos de vídeo originales contenidos en los datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502. Los nuevos datos de vídeo se codifican con un método de codificación de instantánea en movimiento diferente del usado para codificar los datos de vídeo original, de modo que el tamaño de datos o la tasa de los nuevos datos de vídeo es más pequeño que los datos de vídeo original. En este punto, el método de codificación de instantánea en movimiento usado para generar nuevos datos de vídeo puede ser de una norma diferente de la usada para generar los datos de vídeo original. Como alternativa, puede usarse el mismo método de codificación de instantánea en movimiento pero con diferentes parámetros. De manera similar, la IF de salida de flujo 8509 puede emitir nuevos datos multiplexados generados multiplexando datos de audio recién obtenidos codificando los datos de audio originales contenidos en los datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502. Los nuevos datos de audio se codifican con un método de codificación de audio diferente del usado para codificar los datos de audio original, de manera que el tamaño de datos o tasa de bits de los nuevos datos de audio es más pequeño que los datos de audio original.

El proceso para convertir los datos de vídeo o de audio original contenidos en los datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502 en los datos de vídeo o de audio de un tamaño de datos de tasa de bits diferente se realiza, por ejemplo, mediante la unidad de entrada/salida de flujo 8503 y la unidad de procesamiento de señal 8504. Más específicamente, bajo instrucciones proporcionadas desde la unidad de control, la unidad de entrada/salida de flujo 8503 demultiplexa datos de vídeo, datos de audio, contenidos de servicio de difusión de datos etc., desde los datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502. Bajo instrucciones proporcionadas desde la unidad de control, la unidad de procesamiento de señal 8504 convierte los datos de vídeo demultiplexados y los datos de audio respectivamente usando un método de codificación de instantánea en movimiento y un método de codificación de audio cada uno diferente del método que se usó en la conversión aplicada para obtener los datos de vídeo y de audio. Bajo instrucciones proporcionadas desde la unidad de control, la unidad de entrada/salida de flujo 8503 multiplexa los datos de vídeo y los datos de audio recién convertidos para generar nuevos datos multiplexados. Obsérvese que la unidad de procesamiento de señal 8504 puede realizar la conversión de cualquiera o ambos de los datos de vídeo o de audio de acuerdo con instrucciones proporcionadas desde la unidad de control. Además, los tamaños de los datos de vídeo y los datos de audio a obtener mediante conversión pueden especificarse mediante el usuario o determinarse con antelación para los tipos de la IF de salida de flujo 8509.

Con la estructura anterior, se posibilita al dispositivo de recepción 8500 emitir datos de vídeo y de audio después de convertir los datos a una tasa de bits que coincide con la tasa de transferencia entre el dispositivo de recepción 8500 y un dispositivo externo. Esta disposición asegura que incluso si los datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502 son más altos en tasa de bits que la tasa de transferencia de datos de un dispositivo externo, la IF de salida de flujo emite debidamente nuevos datos multiplexados a una tasa de bits apropiada para el dispositivo externo. En consecuencia, el usuario puede usar los nuevos datos multiplexados en otro dispositivo de comunicación.

Adicionalmente, el dispositivo de recepción 8500 incluye también una interfaz de salida de audio y visual (en lo sucesivo, IF de salida de AV) 8511 que emite señales de vídeo y de audio decodificadas mediante la unidad de procesamiento de señal 8504 a un dispositivo externo mediante un medio de transporte externo. En un ejemplo, la IF de salida de AV 8511 puede ser un dispositivo de comunicación inalámbrico que transmite señales de vídeo y de audio moduladas mediante un medio inalámbrico a un dispositivo externo, usando un esquema de comunicación inalámbrico que cumple con normas de comunicación inalámbricas, tales como Wi-Fi (marca comercial registrada), que es un conjunto de normas que incluye IEEE 802.11a, IEEE 802.11b, IEEE 802.11g, y IEEE 802.11n, WiGiG, Wireless HD, Bluetooth, ZigBee o similares. En otro ejemplo, la IF de salida de flujo 8509 puede ser un dispositivo de comunicación cableada que transmite señales de vídeo y de audio moduladas mediante una línea de transmisión físicamente conectada a la IF de salida de flujo 8509 a un dispositivo externo, usando un esquema de comunicación que cumple con normas de comunicación cableadas, tales como Ethernet (marca comercial registrada), USB, PLC, HDMI o similares. En otro ejemplo más, la IF de salida de flujo 8509 puede ser un terminal para conectar un cable a para emitir las señales de vídeo y de audio en forma analógica.

Con la estructura anterior, se permite al usuario usar, en un dispositivo externo, las señales de vídeo y de audio decodificadas mediante la unidad de procesamiento de señal 8504.

Adicionalmente, el dispositivo de recepción 8500 incluye adicionalmente una unidad de entrada de operación 8510 para recibir una operación de usuario. De acuerdo con las señales de control indicativas de operaciones de usuario introducidas a la unidad de entrada de operación 8510, el dispositivo de recepción 8500 realiza diversas operaciones, tales como ENCENDER o APAGAR la alimentación, cambiar el canal de recepción, cambiar la presentación de texto de subtítulo ENCENDIDA o APAGADA, cambiar la presentación de texto de subtítulo a otro idioma, cambiar el volumen de salida de audio de la unidad de salida de audio 8506, y cambiar los ajustes de los canales que pueden recibirse.

Adicionalmente, el dispositivo de recepción 8500 puede tener una función para presentar el nivel de antena que indica la calidad de la señal que se recibe mediante el dispositivo de recepción 8500. Obsérvese que el nivel de antena es un indicador de la calidad de recepción calculada basándose en, por ejemplo, la Indicación de Intensidad de Señal Recibida, Indicador de Intensidad de Señal Recibida (RSSI), intensidad de campo recibida, relación de potencia de portadora a ruido (C/N), Tasa de Errores de Bits (BER), tasa de errores de paquetes, tasa de errores de tramas e información de estado de canal de la señal recibida en el dispositivo de recepción 8500. En otras palabras, el nivel de antena es una señal que indica el nivel y calidad de la señal recibida. En este caso, la unidad de demodulación 8502 incluye también una unidad de medición de calidad de recepción para medir las características de señal recibidas, tales como RSSI, intensidad de campo recibida, C/N, BER, tasa de errores de paquetes, tasa de errores de tramas e información de estado de canal. En respuesta a una operación de usuario, el dispositivo de recepción 8500 presenta el nivel de antena (es decir, señal que indica el nivel y calidad de la señal recibida) en la unidad de presentación de vídeo 8507 de una manera identificable por el usuario. El nivel de antena (es decir, señal que indica el nivel y calidad de la señal recibida) puede presentarse numéricamente usando un número que representa el RSSI, intensidad de campo recibida, C/N, BER, tasa de errores de paquetes, tasa de errores de tramas, información de estado de canal o similares. Como alternativa, el nivel de antena puede presentarse usando una imagen que representa el RSSI, intensidad de campo recibida, C/N, BER, tasa de errores de paquetes, tasa de

errores de tramas, información de estado de canal o similares. Adicionalmente, el dispositivo de recepción 8500 puede presentar una pluralidad de niveles de antenas (señales que indican el nivel y calidad de la señal recibida) calculados para cada uno de la pluralidad de flujos s1, s2, ... recibidos y separados que usan los esquemas de recepción mostrados en las realizaciones anteriores, o un nivel de antena (señal que indica el nivel y calidad de la señal recibida) calculado a partir de la pluralidad de flujos s1, s2, .... Cuando los datos de vídeo y los datos de audio que componen un programa se transmiten jerárquicamente, el dispositivo de recepción 8500 puede presentar también el nivel de señal (señal que indica el nivel y calidad de la señal recibida) para cada nivel jerárquico.

Con la estructura anterior, los usuarios pueden comprender el nivel de antena (señal que indica el nivel y calidad de la señal recibida) numérica o visualmente durante la recepción con los esquemas de recepción mostrados en las realizaciones anteriores.

Aunque el dispositivo de recepción 8500 se ha descrito anteriormente como que tiene la unidad de salida de audio 8506, unidad de presentación de vídeo 8507, unidad de grabación 8508, IF de flujo de salida 8509, e IF de flujo de AV 8511, no es necesario para el dispositivo de recepción 8500 que tenga todas estas unidades. Siempre que el dispositivo de recepción 8500 se proporcione con al menos una de las unidades anteriormente descritas, se posibilita al usuario usar datos multiplexados obtenidos como resultado de demodulación y decodificación de corrección de errores mediante la unidad de demodulación 8502. El dispositivo de recepción 8300 puede incluir por lo tanto cualquier combinación de las unidades anteriormente descritas dependiendo de su uso pretendido.

(Datos multiplexados)

Lo siguiente es una descripción detallada de una estructura ejemplar de datos multiplexados. La estructura de datos normalmente usada en difusión es un flujo de transporte (TS) de MPEG2, por lo que por lo tanto la siguiente descripción se proporciona por medio de un ejemplo relacionado con MPEG2-TS. Debería apreciarse de manera evidente, sin embargo, que la estructura de datos de datos multiplexados transmitida mediante los esquemas de transmisión y de recepción descritos en las realizaciones anteriores no está limitada a MPEG2-TS y los efectos ventajosos de las realizaciones anteriores se consiguen incluso si se emplea cualquier otra estructura de datos.

La Figura 86 es una vista que ilustra una estructura de datos multiplexados ejemplar. Como se ilustra en la Figura 86, se obtienen datos multiplexados multiplexando uno o más flujos elementales, que son elementos que constituyen un programa de difusión (programa o un evento que es parte de un programa) actualmente proporcionado a través de servicios respectivos. Ejemplos de flujos elementales incluyen un flujo de vídeo, flujo de audio, flujo de gráficos de presentación (PG) y flujo de gráficos interactivos (IG). En el caso donde un programa de difusión llevado mediante datos multiplexados sea una película, los flujos de vídeo representan el vídeo principal y el sub vídeo de la película, los flujos de audio representan el audio principal de la película y el sub audio a mezclarse con el audio principal, y el flujo de PG representa subtítulos de la película. La expresión "vídeo principal" usada en el presente documento se refiere a imágenes de vídeo presentadas normalmente en una pantalla, mientras que "sub video" se refiere a imágenes de vídeo (por ejemplo, imágenes de texto que explican el resumen de la película) a presentar en una pequeña ventana insertada en las imágenes de vídeo. El flujo de IG representa una presentación interactiva constituida presentando componentes de GUI en una pantalla.

Cada flujo contenido en datos multiplexados se identifica mediante un identificador denominado PID asignado de manera única al flujo. Por ejemplo, el flujo de vídeo que lleva imágenes de vídeo principal de una película está asignado con "0x1011", cada flujo de audio está asignado con uno diferente de "0x1100" a "0x111F", cada flujo de PG está asignado con uno diferente de "0x1200" a "0x121F", cada flujo de IG está asignado con uno diferente de "0x1400" a "0x141F", cada flujo de vídeo que lleva imágenes de sub vídeo de la película está asignado con uno diferente de "0x1B00" a "0x1B1F", cada flujo de audio de sub-audio a mezclar con el audio principal está asignado con uno diferente de "0x1A00" a "0x1A1F".

La Figura 87 es una vista esquemática que ilustra un ejemplo de cómo los flujos respectivos se multiplexan en datos multiplexados. En primer lugar, un flujo de vídeo 8701 compuesto de una pluralidad de tramas de vídeo se convierte en una secuencia de paquetes de PES 8702 y a continuación en una secuencia de paquetes de TS 8703, mientras que un flujo de audio 8704 compuesto de una pluralidad de tramas de audio se convierte en una secuencia de paquetes de PES 8705 y a continuación en una secuencia de paquetes de TS 8706. De manera similar, el flujo de PG 8711 se convierte en primer lugar en una secuencia de paquetes de PES 8712 y a continuación en una secuencia de paquetes de TS 8713, mientras que el flujo de IG 8714 se convierte en una secuencia de paquetes de PES 8715 y a continuación en una secuencia de paquetes de TS 8716. Los datos multiplexados 8717 se obtienen multiplexando las secuencias de paquetes de TS (8703, 8706, 8713 y 8716) en un flujo.

La Figura 88 ilustra los detalles de cómo un flujo de vídeo se divide en una secuencia de paquetes de PES. En la Figura 88, el primer nivel muestra una secuencia de tramas de vídeo incluidas en un flujo de vídeo. El segundo nivel muestra una secuencia de paquetes de PES. Como se indica mediante las flechas yy1, yy2, yy3 e yy4 mostradas en la Figura 88, una pluralidad de unidades de presentación de vídeo, en concreto instantáneas I, instantáneas B e instantáneas P, de un flujo de vídeo se almacenan por separado en las cabidas útiles de paquetes de PES en una base instantánea a instantánea. Cada paquete de PES tiene un encabezamiento de PES y el encabezamiento de PES almacena una Indicación de Tiempo de Presentación (PTS) e Indicación de Tiempo de decodificación (DTS)

que indican el tiempo de presentación y el tiempo de decodificación de una instantánea correspondiente.

La Figura 89 ilustra el formato de un paquete de TS para que se escriba eventualmente como datos multiplexados. El paquete de TS es un paquete de longitud fija de 188 bytes y tiene un encabezamiento de TS de 4 bytes que contiene información tal como el PID que identifica el flujo y una cabida útil de TS de 184 bytes que lleva datos reales. Los paquetes de PES anteriormente descritos se dividen para almacenarse en las cabidas útiles de TS de paquetes de TS. En el caso de BD-ROM, cada paquete de TS se une con un Encabezamiento\_Extra\_TP de 4 bytes para crear un paquete de fuente de 192 bytes, que se ha de escribir como datos multiplexados. El Encabezamiento\_Extra\_TP contiene información tal como una Indicación\_Tiempo\_Llegada (ATS). La ATS indica un tiempo para iniciar la transferencia del paquete de TS al filtro de PID de un decodificador. Como se muestra en el nivel más bajo en la Figura 89, los datos multiplexados incluyen una secuencia de paquetes de fuente llevando cada uno un número de paquete de fuente (SPN), que es un número que se incrementa secuencialmente desde el inicio de los datos multiplexados.

Además de los paquetes de TS que almacenan flujos tales como flujos de vídeo, audio y de PG, los datos multiplexados también incluyen paquetes de TS que almacenan una Tabla de Asociación de Programa (PAT), una Tabla de Mapa de Programa (PMT), y una Referencia de Reloj de Programa (PCR). La PAT en datos multiplexados indica el PID de una PMT usada en los datos multiplexados, y el PID de la PAT es "0". La PMT incluye los PID que identifican los respectivos flujos, tales como vídeo, audio y subtítulos contenidos en datos multiplexados e información de atributo (velocidad de trama, relación de aspecto y similares) de los flujos identificados mediante los respectivos PID. Además, la PMT incluye diversos tipos de descriptores relacionados con los datos multiplexados. Uno de tales descriptores puede ser información de control de copia que indica si está permitido o no el copiado de los datos multiplexados. La PCR incluye información para sincronizar el Reloj de Tiempo de Llegada (ATC), que es el eje de tiempo de la ATS, con el Reloj de Tiempo de Sistema (STC), que es el eje de tiempo de PTS y DTS. Más específicamente, el paquete de PCR incluye información que indica un tiempo de STC que corresponde a la ATS en la que el paquete de PCR se ha de transferir.

La Figura 90 es una vista que ilustra la estructura de datos de la PMT en detalle. La PMT empieza con un encabezamiento de PMT que indica, por ejemplo, la longitud de datos contenidos en la PMT. Siguiendo el encabezamiento de PMT, están dispuestos los descriptores relacionados con los datos multiplexados. Un ejemplo de un descriptor incluido en la PMT es la información de control de copia anteriormente descrita. Siguiendo a los descriptores, están dispuestas las piezas de información de flujo relacionadas con los respectivos flujos incluidos en los datos multiplexados. Cada pieza de la información de flujo está compuesta de los descriptores de flujo que indican un tipo de flujo que identifica un códec de compresión empleado para un flujo correspondiente, un PID del flujo e información de atributo (velocidad de trama, relación de aspecto y similares) del flujo. La PMT incluye tantos descriptores de flujo como el número de flujos incluidos en los datos multiplexados.

Cuando se graban en un medio de grabación, por ejemplo, los datos multiplexados se graban junto con un fichero de información de datos multiplexados.

La Figura 91 es una vista que ilustra la estructura de la información de fichero de datos multiplexados. Como se ilustra en la Figura 91, el fichero de información de datos multiplexados es información de gestión de datos multiplexados correspondientes y está compuesto de información de datos multiplexados, información de atributo de flujo y un mapa de entrada. Obsérvese que los ficheros de información de datos multiplexados y los datos multiplexados están en una relación de uno a uno.

Como se ilustra en la Figura 91, la información de datos multiplexados está compuesta de una velocidad de sistema, tiempo de inicio de reproducción, y tiempo de fin de reproducción. La velocidad de sistema indica la tasa de transferencia máxima de los datos multiplexados para el filtro de PID de un decodificador objetivo de sistema, que se describe más adelante. Los datos multiplexados incluyen ATS a intervalos establecidos para no superar la velocidad de sistema. El tiempo de inicio de reproducción se establece al tiempo especificado mediante la 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 el periodo de reproducción de una trama de la PTS de la última trama de vídeo en los datos multiplexados.

La Figura 92 ilustra la estructura de información de atributo de flujo contenida en información de fichero de datos multiplexados. Como se ilustra en la Figura 92, la información de atributo de flujo incluye piezas de información de atributo de los respectivos flujos incluidos en datos multiplexados, y cada pieza de información de atributo se registra con un PID correspondiente. Es decir, se proporcionan diferentes piezas de información de atributo para diferentes flujos, en concreto un flujo de vídeo, un flujo de audio, un flujo de PG y un flujo de IG. La información de atributo de flujo de vídeo indica el códec de compresión empleado para comprimir el flujo de vídeo, las resoluciones de instantáneas individuales que constituyen el flujo de vídeo, la relación de aspecto, la velocidad de trama, y así sucesivamente. La información de atributo de flujo de audio indica el códec de compresión empleado para comprimir el flujo de audio, el número de canales incluido en el flujo de audio, el idioma del flujo de audio, la frecuencia de muestreo y así sucesivamente. Estas piezas de información se usan para inicializar un decodificador antes de reproducción mediante un reproductor.

En la presente realización, de entre las piezas de información incluidas en los datos multiplexados, se usa el tipo de flujo incluido en la PMT. En el caso donde los datos multiplexados se graben en un medio de grabación, se usa la información de atributo de flujo de vídeo incluida en la información de datos multiplexados. Más específicamente, el método de codificación de instantánea en movimiento y el dispositivo descritos en cualquiera de las realizaciones anteriores pueden modificarse para incluir adicionalmente una etapa o unidad para ajustar 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 mediante el método de codificación de instantánea en movimiento y el dispositivo descritos en la realización. Con la estructura anterior, los datos de vídeo generados mediante el método de codificación de instantánea en movimiento y el dispositivo descrito en cualquiera de las realizaciones anteriores son distinguibles de datos de vídeo que cumplen con otras normas.

La Figura 93 ilustra una estructura ejemplar de un dispositivo de salida de vídeo y de audio 9300 que incluye un dispositivo de recepción 9304 para recibir una señal modulada que lleva datos de vídeo y de audio o datos para difusión desde una estación de difusión (estación base). Obsérvese que la estructura del dispositivo de recepción 9304 corresponde al dispositivo de recepción 8500 ilustrado en la Figura 85. El dispositivo de salida de vídeo y de audio 9300 está instalado con un Sistema Operativo (OS), por ejemplo, y también con un dispositivo de comunicación 9306 (un dispositivo de comunicación para una Red de Área Local (LAN) inalámbrica o Ethernet, por ejemplo) para establecer una conexión a internet. Con esta estructura, el hipertexto (Red Informática Mundial (WWW)) 9303 proporcionado a través de internet puede presentarse en un área de presentación 9301 simultáneamente con imágenes 9302 reproducidas en el área de presentación 9301 desde los datos de vídeo y de audio o datos proporcionados mediante difusión de datos. Operando un control remoto (que puede ser un teléfono móvil o teclado) 9307, el usuario puede hacer una selección en las imágenes 9302 reproducidas desde datos proporcionados mediante difusión de datos o el hipertexto 9303 proporcionado a través de internet para cambiar la operación del dispositivo de salida de vídeo y de audio 9300. Por ejemplo, operando el control remoto para hacer una selección en el hipertexto 9303 proporcionado a través de internet, el usuario puede cambiar el sitio WWW actualmente presentado a otro sitio. Como alternativa, operando el control remoto 9307 para hacer una selección en las imágenes 9302 reproducidas desde los datos de vídeo o de audio proporcionados mediante la difusión de datos, el usuario puede transmitir información que indica un canal seleccionado (tal como un programa de difusión seleccionado o difusión de audio). En respuesta, una interfaz (IF) 9305 obtiene información transmitida desde el control remoto, de modo que el dispositivo de recepción 9304 opera para obtener datos de recepción mediante demodulación y decodificación de corrección de errores de una señal llevada en el canal seleccionado. En este momento, el dispositivo de recepción 9304 recibe símbolos de control incluidos en una señal que corresponde al canal seleccionado y que contiene información que indica el esquema de transmisión de la señal (exactamente como se describe en las realizaciones A1 a A4 y como se muestra en la Figuras 5 y 41). Con esta información, el dispositivo de recepción 9304 está posibilitado para realizar ajustes apropiados para las operaciones de recepción, esquema de demodulación, esquema de decodificación de corrección de errores, y similares para recibir debidamente datos incluidos en símbolos de datos transmitidos desde una estación de difusión (estación base). Aunque la descripción anterior se refiere a un ejemplo en el que el usuario selecciona un canal usando el control remoto 9307, la misma descripción se aplica a un ejemplo en el que el usuario selecciona un canal usando una tecla de selección proporcionada en el dispositivo de salida de vídeo y de audio 9300.

Además, el dispositivo de salida de vídeo y de audio 9300 puede operarse mediante internet. Por ejemplo, puede usarse un terminal conectado a internet para hacer ajustes en el dispositivo de salida de vídeo y de audio 9300 para grabación pre-programada (almacenar). (El dispositivo de salida de vídeo y de audio 9300 tendría por lo tanto la unidad de grabación 8508 como se ilustra en la Figura 85). En este caso, antes de iniciar la grabación pre-programada, el dispositivo de salida de vídeo y de audio 9300 selecciona el canal, de modo que el dispositivo de recepción 9304 opera para obtener datos de recepción mediante demodulación y decodificación de corrección de errores de una señal llevada en el canal seleccionado. En este momento, el dispositivo de recepción 9304 recibe símbolos de control incluidos en una señal que corresponde al canal seleccionado y que contiene información que indica el esquema de transmisión (el esquema de transmisión, esquema de modulación, esquema de corrección de errores, y similares en las realizaciones anteriores) de la señal (exactamente como se describe en las realizaciones A1 a A4 y como se muestra en la Figuras 5 y 41). Con esta información, el dispositivo de recepción 9304 está posibilitado para realizar ajustes apropiados para las operaciones de recepción, esquema de demodulación, esquema de decodificación de corrección de errores, y similares para recibir debidamente datos incluidos en símbolos de datos transmitidos desde una estación de difusión (estación base).

#### Explicación complementaria

En la presente descripción, se considera que un dispositivo de comunicación/difusión tal como una estación de difusión, una estación base, un punto de acceso, un terminal, un teléfono móvil o similares se proporciona con el dispositivo de transmisión, y que un dispositivo de comunicación tal como una televisión, radio, terminal, ordenador personal, teléfono móvil, punto de acceso, estación base o similares se proporciona con el dispositivo de recepción. Adicionalmente, se considera que el dispositivo de transmisión y el dispositivo de recepción en la presente invención tienen una función de comunicación y pueden conectarse mediante algún tipo de interfaz (tal como un USB) a un dispositivo para ejecutar aplicaciones para una televisión, radio, ordenador personal, teléfono móvil o similares.

Adicionalmente, en la presente realización, los símbolos distintos de los símbolos de datos, tales como símbolos

piloto (preámbulo, palabra única, epílogo, símbolo de referencia y similares), los símbolos para información de control y similares pueden disponerse en la trama de cualquier manera. Aunque las expresiones “símbolo piloto” y “símbolos para información de control” se han usado en este punto, puede usarse cualquier término, puesto que la propia función es lo que es importante.

5 Es suficiente para un símbolo piloto, por ejemplo, ser un símbolo conocido modulado con modulación PSK en los dispositivos de transmisión y de recepción (o para que el dispositivo de recepción pueda sincronizar para conocer el símbolo transmitido mediante el dispositivo de transmisión). El dispositivo de recepción usa este símbolo para sincronización de frecuencia, sincronización de tiempo, estimación de canal (estimación de Información de Estado de Canal (CSI) para cada señal modulada), detección de señales y similares.

10 Un símbolo para información de control es para transmitir información distinta de datos (de aplicaciones o similares) que necesitan transmitirse al compañero de comunicación para conseguir comunicación (por ejemplo, el esquema de modulación, esquema de codificación de corrección de errores, tasa de codificación del esquema de codificación de corrección de errores, establecer la información en la capa superior y similares).

15 Obsérvese que la presente invención no está limitada a las realizaciones anteriores 1 - 5 y puede realizarse con diversas modificaciones. Por ejemplo, las realizaciones anteriores describen dispositivos de comunicación, pero la presente invención no está limitada a estos dispositivos y puede implementarse como software para el correspondiente esquema de comunicación.

20 Adicionalmente, se ha descrito un esquema de salto de precodificación usado en un esquema para transmitir dos señales moduladas desde dos antenas, pero la presente invención no está limitada de esta manera. La presente invención puede realizarse también como un esquema de salto de precodificación para cambiar de manera similar pesos de precodificación (matrices) en el contexto de un esquema por el que se precodifican cuatro señales mapeadas para generar cuatro señales moduladas que se transmiten desde cuatro antenas, o más generalmente, por el que N señales mapeadas se precodifican para generar N señales moduladas que se transmiten desde N antenas.

25 En la presente descripción, se usa el término “precodificación” y las expresiones “peso de precodificación”, “matriz de precodificación” y similares, pero puede usarse cualquier término (tal como “libro de códigos”, por ejemplo) puesto que el propio procesamiento de señal es lo que es importante en la presente invención.

30 Adicionalmente, en la presente descripción, el dispositivo de recepción se ha descrito como usando cálculo de ML, APP, Max-log APP, ZF, MMSE o similares, que produce resultados de decisión flexible (probabilidad logarítmica, relación de probabilidad logarítmica) o resultados de decisión definitivos (“0” o “1”) para cada bit de datos transmitido mediante el dispositivo de transmisión. Este proceso puede denominarse como detección, demodulación, estimación o separación.

Pueden transmitirse diferentes datos en los flujos  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$ , o pueden transmitirse los mismos datos.

35 Suponiendo que las señales de banda base precodificadas  $z_1(i)$ ,  $z_2(i)$  (donde  $i$  representa el orden en términos de tiempo o de frecuencia (portadora)) se generan mediante las señales de banda base de precodificación  $s_1(i)$  y  $s_2(i)$  para dos flujos mientras se salta de manera regular entre matrices de precodificación. Siendo el componente en fase I y el componente de cuadratura Q de la señal de banda base precodificada  $z_1(i)$   $I_1(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase I y el componente de cuadratura Q de la señal de banda base precodificada  $z_2(i)$   $I_2(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente. En este caso, los componentes de banda base pueden cambiarse, y las señales moduladas que corresponden a la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$  y la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$  pueden transmitirse desde diferentes antenas al mismo tiempo y a través de la misma frecuencia transmitiendo una señal modulada que corresponde a la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$  desde la antena de transmisión 1 y una señal modulada que corresponde a la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$  desde la antena de transmisión 2 al mismo tiempo y a través de la misma frecuencia. Los componentes de banda base pueden cambiarse como sigue.

45 • Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $I_1(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $I_2(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente.

50 • Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $I_1(i)$  y  $I_2(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $Q_1(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente.

• Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $I_2(i)$  y  $I_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $Q_1(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente.

55 • Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $I_1(i)$  y  $I_2(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $Q_2(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente.

- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $l_2(i)$  y  $l_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $Q_2(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente.
- 5 • Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $l_1(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $Q_1(i)$  y  $h(i)$  respectivamente.
- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $Q_2(i)$  y  $l_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $l_2(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente.
- 10 • Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $Q_2(i)$  y  $l_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $Q_1(i)$  y  $l_2(i)$  respectivamente.
- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $l_1(i)$  y  $l_2(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $Q_1(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente.
- 15 • Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $l_2(i)$  y  $l_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $Q_1(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente.
- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $l_2(i)$  y  $l_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $Q_2(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente.
- 20 • Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $l_1(i)$  y  $l_2(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $Q_2(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente.
- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $l_2(i)$  y  $l_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $Q_2(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente.
- 25 • Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $l_1(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $l_2(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente.
- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $l_1(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $Q_1(i)$  y  $l_2(i)$  respectivamente.
- 30 • Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $Q_2(i)$  y  $l_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $l_2(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente.
- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $Q_2(i)$  y  $l_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $Q_1(i)$  y  $l_2(i)$  respectivamente. En la descripción anterior, se precodifican las señales en dos flujos, y los componentes en fase y los componentes de cuadratura de las señales precodificadas se cambian, pero la presente invención no está limitada de esta manera. Pueden precodificarse señales en más de dos flujos, y los componentes en fase y los componentes de cuadratura de las señales precodificadas pueden cambiarse.

40 Cada una de las antenas de transmisión del dispositivo de transmisión y las antenas de recepción del dispositivo de recepción mostrado en las figuras pueden formarse mediante una pluralidad de antenas.

En esta descripción, el símbolo “ $\forall$ ” representa el cuantificador universal y el símbolo “ $\exists$ ” representa el cuantificador existencial.

45 Adicionalmente, en esta descripción, las unidades de la fase, tales como el argumento, en el plano complejo son radianes.

Cuando se usa el plano complejo, pueden mostrarse números complejos en forma polar mediante coordenadas polares. Si un número complejo  $z = a + jb$  (donde  $a$  y  $b$  son números reales y  $j$  es una unidad imaginaria) corresponde a un punto  $(a, b)$  en el plano complejo, y este punto se representa en coordenadas polares como  $[r, \theta]$ , entonces se satisface el siguiente cálculo.

50 
$$a = r \times \cos \theta$$
  

$$b = r \times \text{sen } \theta$$

Cálculo 566

$$r = \sqrt{a^2 + b^2}$$

r es el valor absoluto de z ( $r = |z|$ ), y  $\theta$  es el argumento. Adicionalmente,  $z = a + jb$  se representa como  $re^{j\theta}$ .

5 En la descripción de la presente invención, la señal de banda base, la señal modulada s1, la señal modulada s2, la señal modulada z1, y la señal modulada z2 son señales complejas. Las señales complejas se representan como  $I + jQ$  (donde j es una unidad imaginaria), siendo I la señal en fase, y siendo Q la señal de cuadratura. En este caso, I puede ser cero, o Q puede ser cero.

10 La Figura 59 muestra un ejemplo de un sistema de difusión que usa el esquema para saltar de manera regular entre matrices de precodificación descrito en esta descripción. En la Figura 59, un codificador de vídeo 5901 recibe imágenes de vídeo como entrada, codifica las imágenes de vídeo, y emite imágenes de vídeo codificadas como datos 5902. Un codificador de audio 5903 recibe audio como entrada, codifica el audio, y emite audio codificado como datos 5904. Un codificador de datos 5905 recibe datos como entrada, codifica los datos (por ejemplo mediante compresión de datos), y emite datos codificados como datos 5906. Juntos, estos codificadores se denominan como codificadores de fuente de información 5900.

15 Una unidad de transmisión 5907 recibe, como entrada, los datos 5902 del vídeo codificado, los datos 5904 del audio codificado y los datos 5906 de los datos codificados, establece algunas o todas estas piezas de datos como datos de transmisión, y emite las señales de transmisión 5908\_1 a 5908\_N después de realizar procesamiento tal como codificación de corrección de errores, modulación y precodificación (por ejemplo, el procesamiento de señal del dispositivo de transmisión en la Figura 3). Las señales de transmisión 5908\_1 a 5908\_N se transmiten mediante las  
20 antenas 5909\_1 a 5909\_N como ondas de radio.

Una unidad de recepción 5912 recibe, como entrada, las señales recibidas 5911\_1 a 5911\_M recibidas mediante las antenas 5910\_1 a 5910\_M, realiza procesamiento tal como conversión de frecuencia, decodificación de predicción, cálculo de relación de probabilidad logarítmica, y decodificación de corrección de errores (procesamiento mediante el dispositivo de recepción en la Figura 7, por ejemplo), y emite datos recibidos 5913, 5915 y 5917. Los  
25 decodificadores de fuente de información 5919 reciben, como entrada, los datos recibidos 5913, 5915 y 5917. Un decodificador de vídeo 5914 recibe, como entrada, los datos recibidos 5913, realiza decodificación de vídeo y emite una señal de vídeo. Las imágenes de vídeo se muestran a continuación en una televisión o monitor de presentación. Adicionalmente, un decodificador de audio 5916 recibe, como entrada, los datos recibidos 5915, realiza decodificación de audio, y emite una señal de audio. El audio se produce a continuación mediante un altavoz. Un  
30 codificador de datos 5918 recibe, como entrada, los datos recibidos 5917, realiza decodificación de datos y emite información en los datos.

En las realizaciones anteriores que describen la presente invención, el número de codificadores en el dispositivo de transmisión cuando se usa un esquema de transmisión multi-portadora tal como OFDM puede ser cualquier número, como se ha descrito anteriormente. Por lo tanto, como en la Figura 4, por ejemplo, es por supuesto posible para el  
35 dispositivo de transmisión tener un codificador y adaptar un esquema para distribuir la salida a un esquema de transmisión multi-portadora tal como OFDM. En este caso, las unidades inalámbricas 310A y 310B en la Figura 4 se sustituyen por los procesadores relacionados con OFDM 1301A y 1301B en la Figura 13. La descripción de los procesadores relacionados con OFDM es como para la realización 1.

El esquema de disposición de símbolos descrito en las realizaciones A1 a A5 puede implementarse de manera similar como un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación usando una pluralidad de diferentes matrices de precodificación, el esquema de precodificación se diferencia del "esquema para saltar entre diferentes matrices de precodificación" en la presente descripción.

Los programas para ejecutar el esquema de comunicación anterior pueden almacenarse, por ejemplo, con antelación en la ROM (Memoria de Sólo Lectura) y pueden hacerse operar mediante una CPU (Unidad de  
45 Procesamiento Central).

Adicionalmente, los programas para ejecutar el esquema de comunicación anterior pueden almacenarse en un medio de grabación legible por ordenador, los programas almacenados en el medio de grabación pueden cargarse en la RAM (Memoria de Acceso Aleatorio) del ordenador, y puede provocarse que el ordenador opere de acuerdo con los programas.

50 Los componentes en las realizaciones anteriores y similares pueden ensamblarse normalmente como un LSI (Integración a Gran Escala), un tipo de circuito integrado. Los componentes individuales pueden fabricarse respectivamente en chips discretos, o parte o todos los componentes en cada realización pueden fabricarse en un chip. Aunque se ha hecho referencia a un LSI, las expresiones IC (Circuito Integrado), sistema LSI, súper LSI o ultra

LSI pueden usarse dependiendo del grado de integración. Adicionalmente, el esquema para ensamblar circuitos integrados no está limitado a LSI, y puede usarse un circuito especializado o un procesador de fin general. Puede usarse un FPGA (Campo de Matrices de Puertas Programables), que es programable después de que se fabrique el LSI, o un procesador reconfigurable, que permite la reconfiguración de las conexiones y ajustes de celdas de circuito dentro del LSI.

Adicionalmente, si surge tecnología para formar circuitos integrados que sustituye a LSI, debido a los avances en tecnología de semiconductores o a otra tecnología derivada, la integración de bloques funcionales puede conseguirse naturalmente usando tal tecnología. La aplicación de biotecnología o similar es posible.

Explicación complementaria 2

- 10 Suponiendo que las señales de banda base precodificadas  $z1(i)$ ,  $z2(i)$  (donde  $i$  representa el orden en términos de tiempo o de frecuencia (portadora)) se generan mediante las señales de banda base de precodificación  $s1(i)$  y  $s2(i)$  para dos flujos (señales de banda base después de mapear con un cierto esquema de modulación) mientras se salta de manera regular entre matrices de precodificación. Siendo el componente en fase  $I$  y el componente de cuadratura  $Q$  de la señal de banda base precodificada  $z1(i)$   $I_1(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase  $I$  y el
- 15 componente de cuadratura  $Q$  de la señal de banda base precodificada  $z2(i)$   $I_2(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente. En este caso, los componentes de banda base pueden cambiarse, y señales moduladas que corresponden a la señal de banda base cambiada  $r1(i)$  y la señal de banda base cambiada  $r2(i)$  pueden transmitirse desde diferentes antenas al mismo tiempo y a través de la misma frecuencia transmitiendo una señal modulada que corresponde a la señal de banda base cambiada  $r1(i)$  desde la antena de transmisión 1 y una señal modulada que corresponde a la señal de banda base cambiada  $r2(i)$  desde la antena de transmisión 2 al mismo tiempo y a través de la misma frecuencia. Los componentes de banda base pueden cambiarse como sigue.
- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r1(i)$   $I_1(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r2(i)$   $I_2(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente.
  - Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r1(i)$   $I_1(i)$  y  $I_2(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r2(i)$   $Q_1(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente.
  - Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r1(i)$   $I_2(i)$  y  $I_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r2(i)$   $Q_1(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente.
  - Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r1(i)$   $I_1(i)$  y  $I_2(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r2(i)$   $Q_2(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente.
  - Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r1(i)$   $I_2(i)$  y  $I_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r2(i)$   $Q_2(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente.
  - Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r1(i)$   $I_1(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r2(i)$   $Q_1(i)$  y  $I_2(i)$  respectivamente.
  - Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r1(i)$   $Q_2(i)$  y  $I_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r2(i)$   $I_2(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente.
  - Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r1(i)$   $Q_2(i)$  y  $I_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r2(i)$   $Q_1(i)$  y  $I_2(i)$  respectivamente.
  - Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r2(i)$   $I_1(i)$  y  $I_2(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r1(i)$   $Q_1(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente.
  - Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r2(i)$   $I_2(i)$  y  $I_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r1(i)$   $Q_1(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente.
  - Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r2(i)$   $I_1(i)$  y  $I_2(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r1(i)$   $Q_2(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente.

- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $l_2(i)$  y  $l_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $Q_2(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente.
- 5 • Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $l_1(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $l_2(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente.
- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $l_1(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $Q_1(i)$  y  $l_2(i)$  respectivamente.
- 10 • Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $Q_2(i)$  y  $l_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $l_2(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente.
- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $Q_2(i)$  y  $l_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $Q_1(i)$  y  $l_2(i)$  respectivamente. En la descripción anterior, se precodifican las señales en dos flujos, y los componentes en fase y los componentes de cuadratura de las señales precodificadas se cambian, pero la presente invención no está limitada de esta manera. Pueden precodificarse señales en más de dos flujos, y los componentes en fase y componentes de cuadratura de las señales precodificadas pueden cambiarse.
- 15
- En el ejemplo anteriormente mencionado, se ha descrito cambiar entre señales de banda base al mismo tiempo (a la misma ((sub)portadora) de frecuencia), pero la presente invención no está limitada al cambio entre señales de banda base al mismo tiempo. Como un ejemplo, puede hacerse la siguiente descripción.
- 20
- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $l_1(i + v)$  y  $Q_2(i + w)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $l_2(i + w)$  y  $Q_1(i + v)$  respectivamente.
- 25 • Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $l_1(i + v)$  y  $l_2(i + w)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $Q_1(i + w)$  y  $Q_2(i + w)$  respectivamente.
- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $l_2(i + v)$  y  $l_1(i + v)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $Q_1(i + w)$  y  $Q_2(i + w)$  respectivamente.
- 30
- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $l_1(i + v)$  y  $l_2(i + v)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $Q_2(i + w)$  y  $Q_1(i + w)$  respectivamente.
- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $l_2(i + v)$  y  $l_1(i + v)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $Q_2(i + w)$  y  $Q_1(i + w)$  respectivamente.
- 35
- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $l_1(i + v)$  y  $Q_2(i + w)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $Q_1(i + w)$  y  $l_2(i + v)$  respectivamente.
- 40 • Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $Q_2(i + w)$  y  $l_1(i + v)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $l_2(i + v)$  y  $Q_1(i + w)$  respectivamente.
- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $Q_2(i + w)$  y  $l_1(i + v)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $Q_1(i + w)$  y  $l_2(i + v)$  respectivamente.
- 45
- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $l_1(i + v)$  y  $l_2(i + v)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $Q_1(i + w)$  y  $Q_2(i + w)$  respectivamente.
- 50 • Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $l_2(i + v)$  y  $l_1(i + v)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i)$   $Q_1(i + w)$  y  $Q_2(i + w)$  respectivamente.
- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$   $l_1(i + v)$  y  $l_2(i + v)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda

base cambiada  $r_1(i) Q_2(i+w)$  y  $Q_1(i+w)$  respectivamente.

- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i) I_2(i+v)$  y  $I_1(i+v)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i) Q_2(i+w)$  y  $Q_1(i+w)$  respectivamente.

5 • Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i) I_1(i+v)$  y  $Q_2(i+w)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i) I_2(i+v)$  y  $Q_1(i+w)$  respectivamente.

10 • Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i) I_1(i+v)$  y  $Q_2(i+w)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i) Q_1(i+w)$  y  $I_2(i+v)$  respectivamente.

- Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i) Q_2(i+w)$  y  $I_1(i+v)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i) I_2(i+v)$  y  $Q_1(i+w)$  respectivamente.

15 • Siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_2(i) Q_2(i+w)$  y  $I_1(i+v)$  respectivamente, y siendo el componente en fase y el componente de cuadratura de la señal de banda base cambiada  $r_1(i) Q_1(i+w)$  y  $I_2(i+v)$  respectivamente.

La Figura 96 muestra una unidad de salto de señal de banda base 9402 para explicar la descripción anterior. Como se muestra en la Figura 96, para las señales de banda base precodificadas  $z_1(i) 9401\_01$  y  $z_2(i) 9401\_02$ , siendo el componente en fase I y siendo el componente de cuadratura Q de la señal de banda base precodificada  $z_1(i) 9401\_01 I_1(i)$  y  $Q_1(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase I y el componente de cuadratura Q de la señal de banda base precodificada  $z_2(i) 9401\_02 I_2(i)$  y  $Q_2(i)$  respectivamente. Entonces, siendo el componente en fase I y el componente de cuadratura Q de la señal de banda base cambiada  $r_1(i) 9403\_01 I_{r1}(i)$  y  $Q_{r1}(i)$  respectivamente, y siendo el componente en fase I y el componente de cuadratura Q de la señal de banda base cambiada  $r_2(i) 9403\_02 I_{r2}(i)$  y  $Q_{r2}(i)$  respectivamente. El componente en fase  $I_{r1}(i)$  y el componente de cuadratura  $Q_{r1}(i)$  de la señal de banda base cambiada  $r_1(i) 9403\_01$  y el componente en fase  $I_{r2}(i)$  y el componente de cuadratura  $Q_{r2}(i)$  de la señal de banda base cambiada  $r_2(i)$  se representan mediante cualquiera de las descripciones anteriores. Obsérvese que, en este ejemplo, se ha descrito cambiar entre las señales de banda base precodificadas al mismo tiempo (a la misma ((sub)portadora) de frecuencia), pero la presente invención puede cambiarse entre las señales de banda base precodificadas a diferentes tiempos (a diferentes ((sub)portadora) frecuencias), como se ha descrito anteriormente.

30 En este caso, las señales moduladas que corresponden a la señal de banda base cambiada  $r_1(i) 9403\_01$  y la señal de banda base cambiada  $r_2(i) 9403\_02$  pueden transmitirse desde diferentes antenas al mismo tiempo y a través de la misma frecuencia transmitiendo una señal modulada que corresponde a la señal de banda base cambiada  $r_1(i) 9403\_01$  desde la antena de transmisión 1 y una señal modulada que corresponde a la señal de banda base cambiada  $r_2(i) 9403\_02$  desde la antena de transmisión 2 al mismo tiempo y a través de la misma frecuencia.

35 El esquema de disposición de símbolos descrito en las realizaciones A1 a A5 y en la realización 1 puede implementarse de manera similar como un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación usando una pluralidad de diferentes matrices de precodificación, diferenciándose el esquema de precodificación del "esquema para saltar entre diferentes matrices de precodificación" en la presente descripción. Lo mismo se cumple para otras realizaciones también. Lo siguiente es una explicación complementaria con respecto a una pluralidad de diferentes matrices de precodificación.

Representándose N matrices de precodificación como  $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-3], F[N-2], F[N-1]$  para un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre matrices de precodificación. En este caso, la "pluralidad de diferentes matrices de precodificación" denominadas anteriormente se supone que satisfacen las siguientes dos condiciones (Condición \* 1 y Condición \*2).

45 Cálculo 567

Condición \* 1

$$F[x] \neq F[y] \quad \text{para } \forall x, \forall y (x, y = 0, 1, 2, \dots, N-3, N-2, N-1; x \neq y)$$

En este punto, x es un entero desde 0 a N - 1, y es un entero desde 0 a N - 1 y  $x \neq y$ . Con respecto a toda x y toda y que satisface lo anterior, se mantienen las relaciones  $F[x] \neq F[y]$ .

50

Cálculo 568

Condición \* 2

$$F[x] = k \times F[y]$$

5 Siendo x un entero desde 0 a N - 1, y siendo un entero desde 0 a N - 1, y x ≠ y, para toda x y toda y, no existe número complejo real o complejo k que satisfice la ecuación anterior.

Lo siguiente es una explicación complementaria usando una matriz 2 × 2 como un ejemplo. Representándose las matrices R y S de 2 × 2 como sigue:

Cálculo 569

$$R = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix}$$

10 Cálculo 570

$$S = \begin{pmatrix} e & f \\ g & h \end{pmatrix}$$

Siendo a = Ae<sup>js11</sup>, b = Be<sup>js12</sup>, c = Ce<sup>js21</sup> y d = De<sup>js22</sup>, y e = Ee<sup>js11</sup>, f = Fe<sup>js12</sup>, g = Ge<sup>js21</sup> y h = He<sup>js22</sup>. A, B, C, D, E, F, G y H son números reales 0 o mayor, y δ<sub>11</sub>, δ<sub>12</sub>, δ<sub>21</sub>, δ<sub>22</sub>, γ<sub>11</sub>, γ<sub>12</sub>, γ<sub>21</sub>, e γ<sub>22</sub> se expresan en radianes. En este caso, R ≠ S significa que al menos se cumple uno de lo siguiente: (1) a ≠ e, (2) b ≠ f, (3) c ≠ g y (4) d ≠ h.

15 Una matriz de precodificación puede ser la matriz R en el que uno de a, b, c, y d es cero. En otras palabras, la matriz de precodificación puede ser de manera que (1) a es cero, y b, c, y d no son cero; (2) b es cero, y a, c, y d no son cero; (3) c es cero, y a, b, y d no son cero; o (4) d es cero, y a, b, y c no son cero.

20 En el ejemplo de sistema en la descripción de la presente invención, se describe un sistema de comunicación usando un esquema de MIMO, en el que se transmiten dos señales moduladas desde dos antenas y se reciben mediante dos antenas. La presente invención puede adoptarse por supuesto también, sin embargo, en un sistema de comunicación usando un esquema de MISO (Entrada Múltiple Salida Única). En el caso del esquema de MISO, la adopción de un esquema de precodificación para saltar de manera regular entre una pluralidad de matrices de precodificación en el dispositivo de transmisión es la misma como se ha descrito anteriormente. Por otra parte, el dispositivo de recepción no se proporciona con la antena 701\_Y, la unidad inalámbrica 703\_Y, la unidad de estimación de fluctuación de canal 707\_1 para la señal modulada z1, o la unidad de estimación de fluctuación de canal 707\_2 para la señal modulada z2 en la estructura mostrada en la Figura 7. En este caso también, sin embargo, el procesamiento detallado en la presente descripción puede realizarse para estimar datos transmitidos mediante el dispositivo de transmisión. Obsérvese que es ampliamente conocido que una pluralidad de señales transmitidas a la misma frecuencia al mismo tiempo puede recibirse mediante una antena y decodificarse (para la recepción de una antena, es suficiente realizar cálculo tal como cálculo de ML (Max-log APP o similares)). En la presente invención, es suficiente para la unidad de procesamiento de señal 711 en la Figura 7 realizar demodulación (detección) teniendo en cuenta el esquema de precodificación para saltar de manera regular que se usa en el extremo de transmisión.

**[Aplicabilidad industrial]**

35 La presente invención es ampliamente aplicable a sistemas inalámbricos que transmiten diferentes señales moduladas a partir de una pluralidad de antenas, tal como un sistema OFDM-MIMO. Adicionalmente, en un sistema de comunicación cableada con una pluralidad de localizaciones de transmisión (tal como un sistema de Comunicación por Línea Eléctrica (PLC), sistema de comunicación óptica o sistema de Línea de Abonado Digital (DSL)), la presente invención puede adaptarse a MIMO, caso en el que se usa una pluralidad de localizaciones de transmisión para transmitir una pluralidad de señales moduladas como se describe mediante la presente invención. Una señal modulada puede transmitirse también a partir de una pluralidad de localizaciones de transmisión.

**[Lista de signos de referencia]**

	302A, 302B	codificador
	304A, 304B	intercalador
	306A, 306B	unidad de mapeo
5	314	unidad de generación de información de ponderación
	308A, 308B	unidad de ponderación
	310A, 310B	unidad inalámbrica
	312A, 312B	antena
	402	codificador
10	404	unidad de distribución
	504 n.º 1,504 n.º 2	antena de transmisión
	505 n.º 1,505 n.º 2	antena de transmisión
	600	unidad de ponderación
	703_X	unidad inalámbrica
15	701_X	antena
	705_1	unidad de estimación de fluctuación de canal
	705_2	unidad de estimación de fluctuación de canal
	707_1	unidad de estimación de fluctuación de canal
	707_2	unidad de estimación de fluctuación de canal
20	709	unidad de decodificación de información de control
	711	unidad de procesamiento de señal
	803	detector de MIMO INTERNO
	805A, 805B	unidad de cálculo de probabilidad logarítmica
	807A, 807B	desintercalador
25	809A, 809B	unidad de cálculo de relación de probabilidad logarítmica
	811A, 811B	decodificador de entrada flexible/salida flexible
	813A, 813B	intercalador
	815	unidad de almacenamiento
	819	unidad de generación de coeficiente de ponderación
30	901	decodificador de entrada flexible/salida flexible
	903	unidad de distribución
	1301A, 1301B	procesador relacionado con OFDM
	1402A, 1402A	convertidor serie/paralelo
	1404A, 1404B	unidad de reordenación
35	1406A, 1406B	transformador de Fourier Rápida inversa
	1408A, 1408B	unidad inalámbrica
	2200	unidad de generación de peso de precodificación

2300	unidad de reordenación
4002	grupo de codificador

**REIVINDICACIONES**

1. Un método de transmisión para un sistema de difusión/multidifusión que comprende

5 generar una primera señal precodificada z1 y una segunda señal precodificada z2 para cada una de una pluralidad de N intervalos, realizando uno de los respectivos N esquemas de precodificación correspondiente cada uno a una matriz entre N matrices F[i] en una primera señal modulada s1 y una segunda señal modulada s2, en donde N es un número entero impar 3 o mayor y la variable i denota un número entero no menor que 0 y no mayor que N-1; y

transmitir la primera señal precodificada z1 y la segunda señal precodificada z2 usando dos antenas (312) en la misma frecuencia y al mismo tiempo,

caracterizado por que

10 la primera señal precodificada z1 y la segunda señal precodificada z2 satisfacen  $(z1, z2)^T = F[i] (s1, s2)^T$ ,

el esquema de precodificación se cambia regularmente entre los N esquemas de precodificación, y

estando expresadas las N matrices F[i] como:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

representando  $\lambda$  un ángulo arbitrario, representando  $\alpha$  un número real positivo, satisfaciendo  $\theta_{11}(i)$  y  $\theta_{21}(i)$ :

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N - 2)$$

15

2. Un aparato de transmisión para un sistema de difusión/multidifusión, que comprende:

una unidad de combinación de ponderación (308) para generar una primera señal precodificada z1 y una segunda señal precodificada z2 para cada uno de una pluralidad de N intervalos, realizando uno de los N esquemas de precodificación correspondiendo cada uno a una matriz entre N matrices F[i] en una primera señal modulada s1 y una segunda señal modulada s2, en donde N es un número entero impar 3 o mayor y la variable i denota un número entero no menor que 0 y no mayor que N-1; y

20 una unidad de transmisión (310) para transmitir la primera señal precodificada z1 y la segunda señal precodificada z2 usando dos antenas en la misma frecuencia y al mismo tiempo,

caracterizado por que

25 la primera señal precodificada z1 y la segunda señal precodificada z2 satisfacen  $(z1, z2)^T = F[i] (s1, s2)^T$ ,

el esquema de precodificación se cambia regularmente entre los N esquemas de precodificación, y

estando expresadas las N matrices F[i] como:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

representando  $\lambda$  un ángulo arbitrario, representando  $\alpha$  un número real positivo, satisfaciendo  $\theta_{11}(i)$  y  $\theta_{21}(i)$ :

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0,1,2, \dots, N-2)$$

3. Un método de recepción para un sistema de difusión/multidifusión, que comprende:

adquirir una o más señales de recepción obtenidas recibiendo una primera señal precodificada z1 y una segunda señal precodificada z2 transmitidas usando dos antenas (312) en la misma frecuencia y al mismo tiempo, generándose la primera señal precodificada z1 y la segunda señal precodificada z2 mediante un procesamiento de generación predeterminado, y

caracterizado por que

el procesamiento de generación predeterminado implica:

generar la primera señal precodificada z1 y la segunda señal precodificada z2 para cada uno de una pluralidad de N intervalos, realizando uno de los N esquemas de precodificación correspondiendo cada uno a una matriz entre N matrices F[i] en una primera señal modulada s1 y una segunda señal modulada s2, en donde N es un número entero impar 3 o mayor y la variable i denota un número entero no menor que 0 y no mayor que N-1; en donde

la primera señal precodificada z1 y la segunda señal precodificada z2 satisfacen  $(z1, z2)^T = F[i] (s1, s2)^T$ ,

el esquema de precodificación se cambia regularmente entre los N esquemas de precodificación, y

expresándose las N matrices F[i] como:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

representando  $\lambda$  un ángulo arbitrario, representando  $\alpha$  un número real positivo, satisfaciendo  $\theta_{11}(i)$  y  $\theta_{21}(i)$ :

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0,1,2, \dots, N-2)$$

generar datos de recepción realizando el procesamiento de desmodulación en las señales de recepción adquiridas de acuerdo con el esquema de precodificación correspondiente al procesamiento de generación predeterminado.

4. Un aparato de recepción para un sistema de difusión/multidifusión, que comprende:

una unidad de adquisición (703) para adquirir una o más señales de recepción obtenidas recibiendo una primera señal precodificada z1 y una segunda señal precodificada z2 transmitidas usando dos antenas en la misma frecuencia y al mismo tiempo, generándose la primera señal precodificada z1 y la segunda señal precodificada z2 a través del procesamiento de generación predeterminado, y

una unidad de generación (705-711) para generar datos de recepción llevando a cabo el procesamiento de desmodulación en las señales de recepción adquiridas de acuerdo con el esquema de precodificación correspondiente al procesamiento de generación predeterminado,

caracterizado por que

el procesamiento de generación predeterminado implica:

generar la primera señal precodificada z1 y la segunda señal precodificada z2 para cada uno de una pluralidad de N intervalos, realizando uno de los N esquemas de precodificación correspondiendo cada uno a una matriz entre N matrices F[i] en una primera señal modulada s1 y una segunda señal modulada s2, en donde N es un número entero impar 3 o mayor y la variable i denota un número entero no menor que 0 y no mayor que N-1; en donde

la primera señal precodificada z1 y la segunda señal precodificada z2 satisfacen  $(z1, z2)^T = F[i] (s1, s2)^T$ ,

el esquema de precodificación se cambia regularmente entre los N esquemas de precodificación, y expresándose las N matrices  $F[i]$  como:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

representando  $\lambda$  un ángulo arbitrario, representando  $\alpha$  un número real positivo, satisfaciendo  $\theta_{11}(i)$  y  $\theta_{21}(i)$ :

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{para } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N - 2)$$

5

FIG. 1

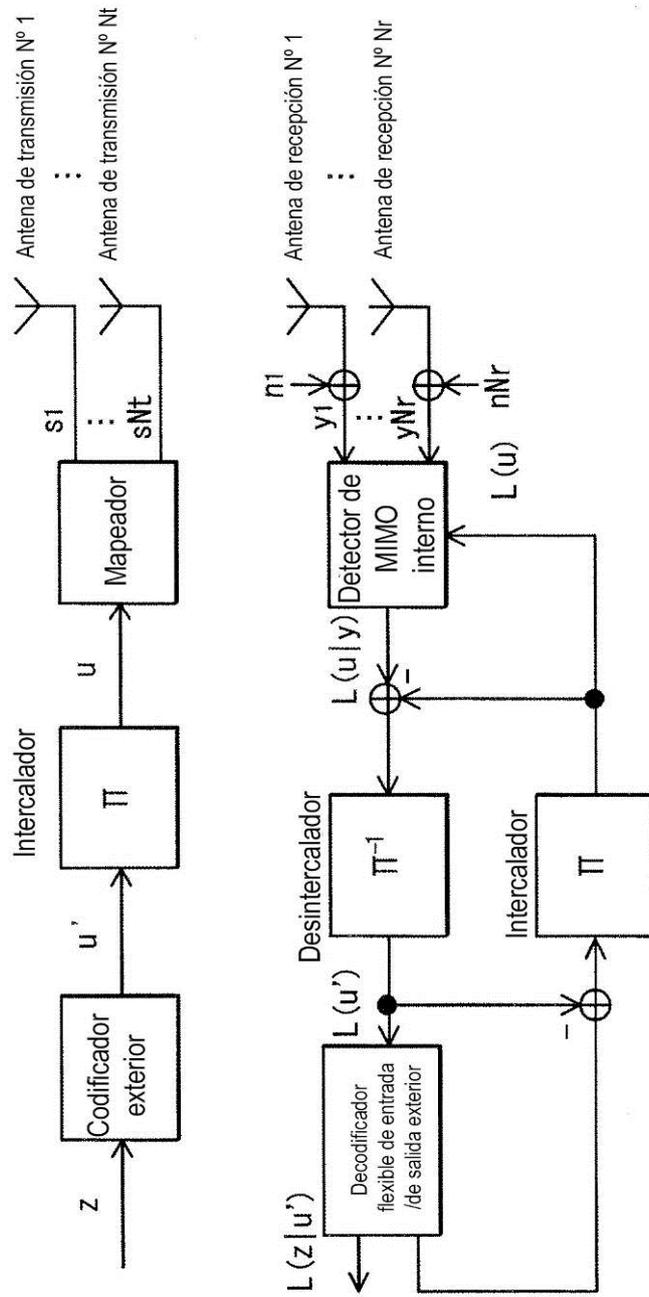
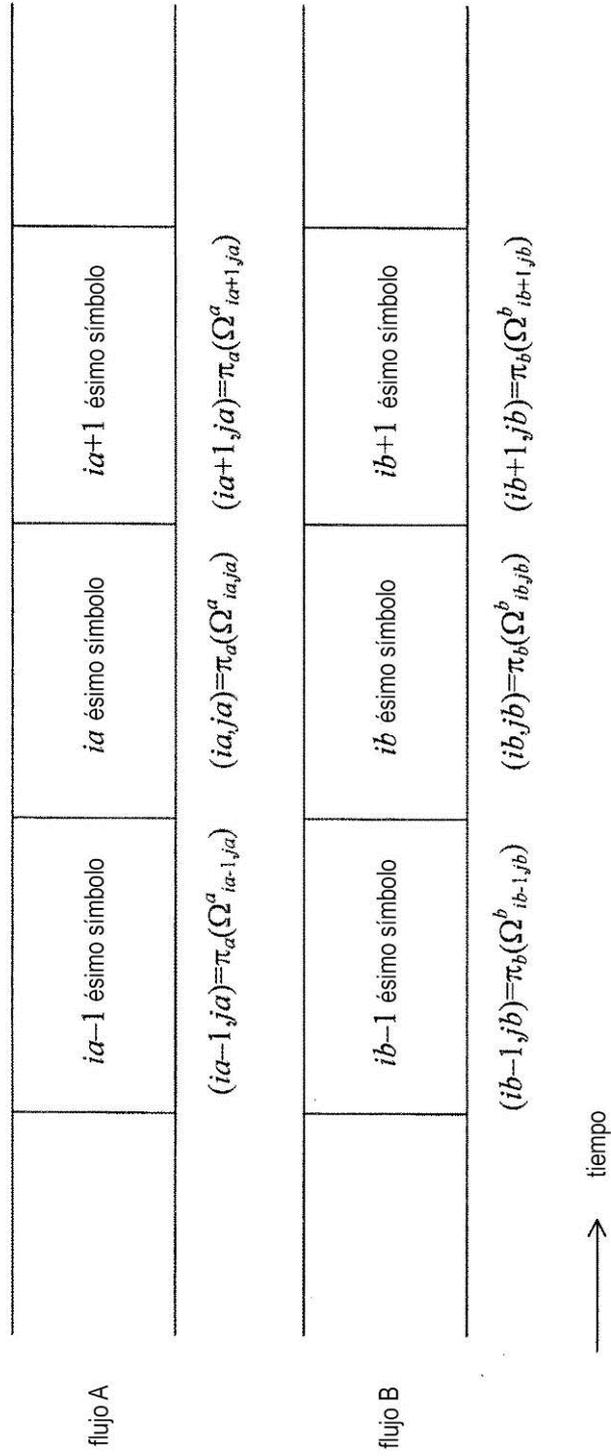
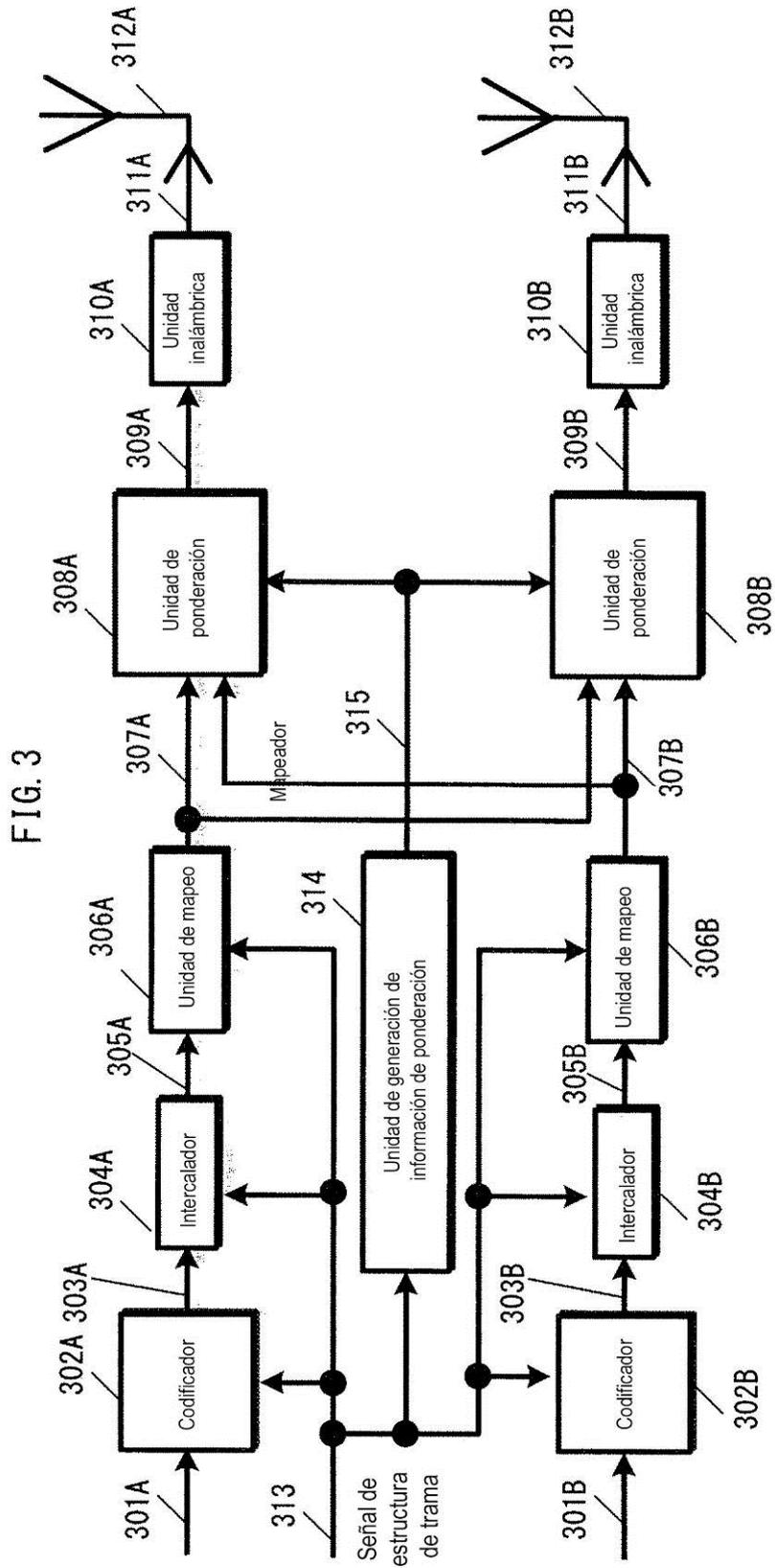


FIG. 2





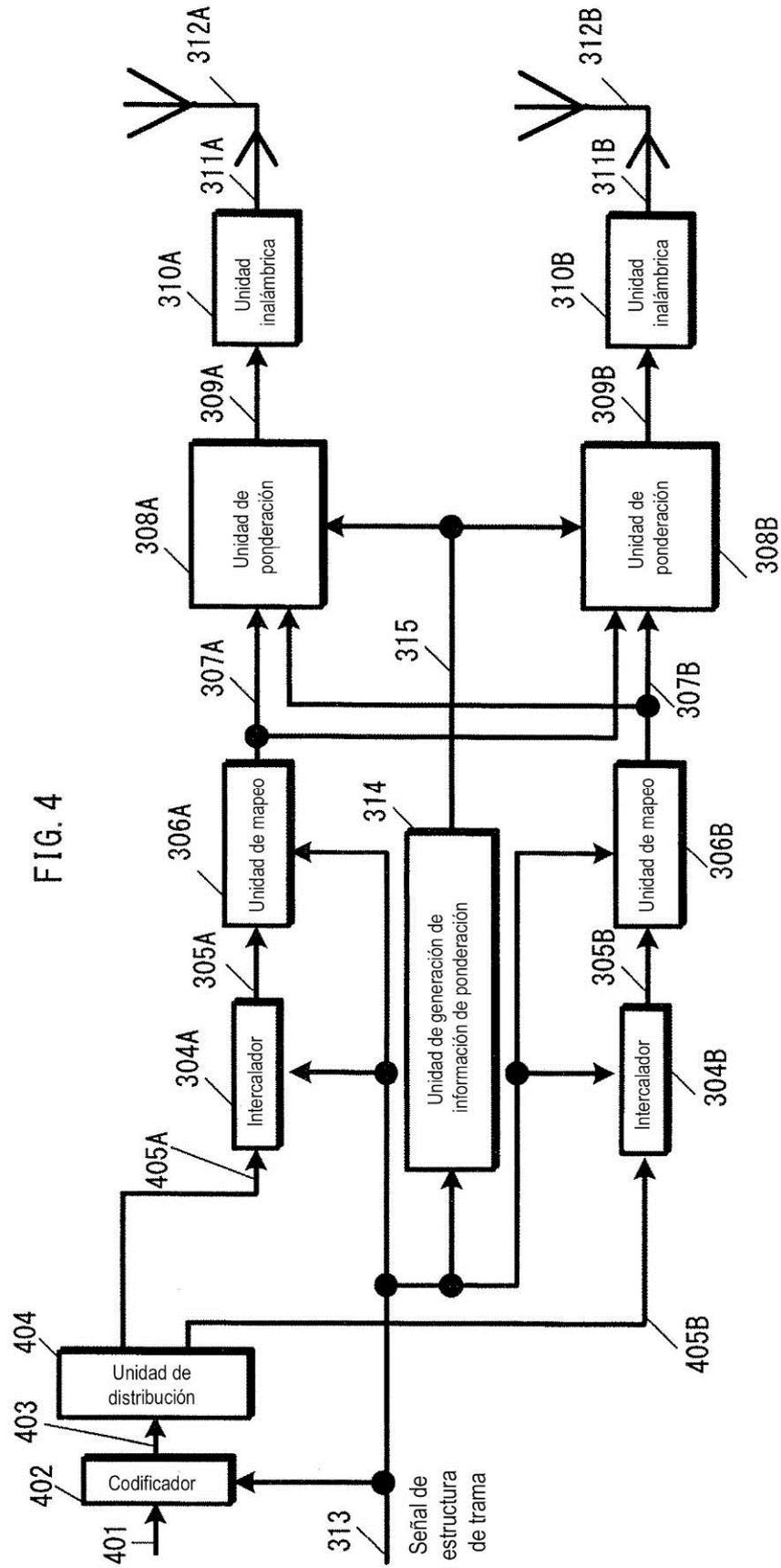


FIG. 5

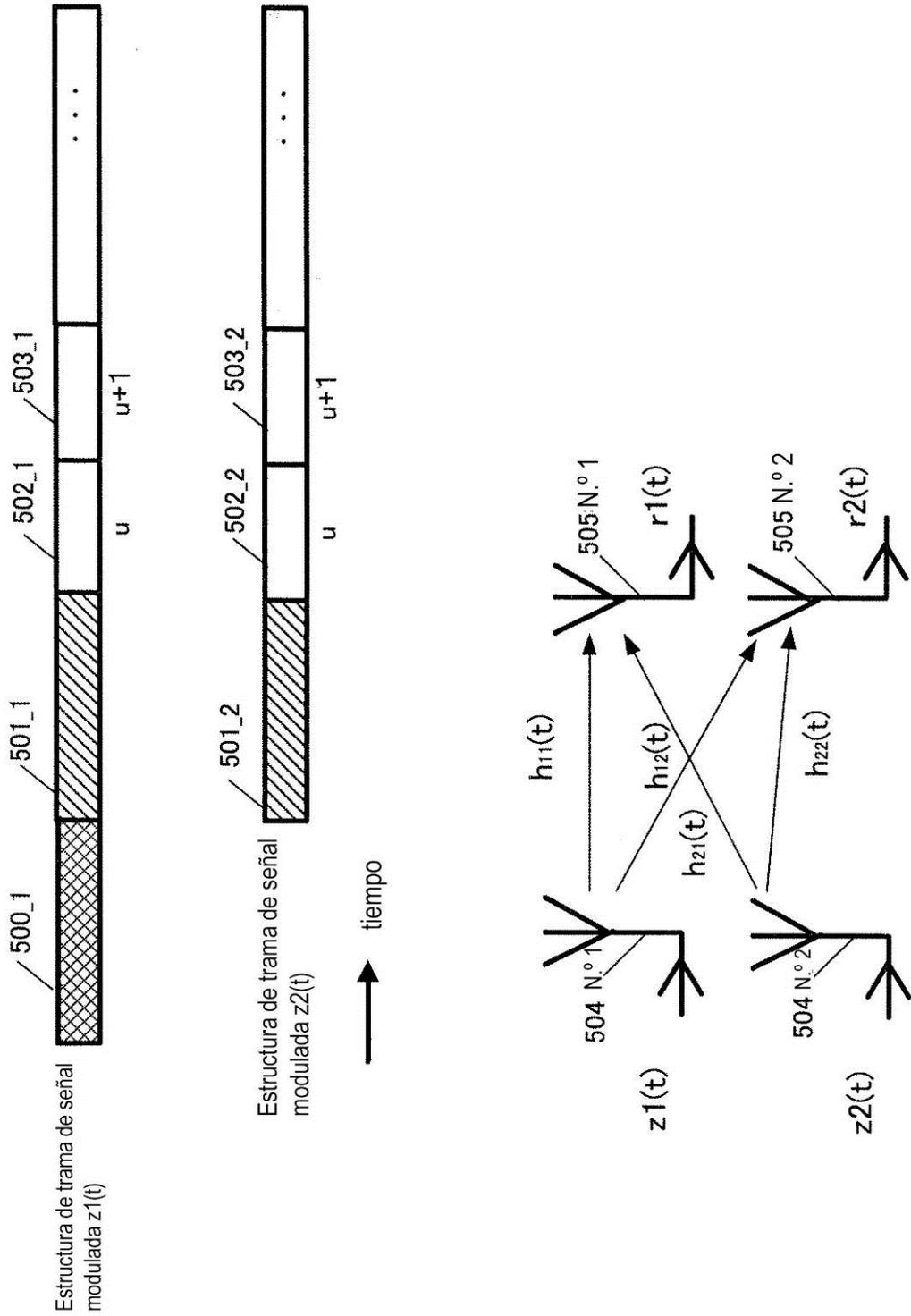


FIG. 6

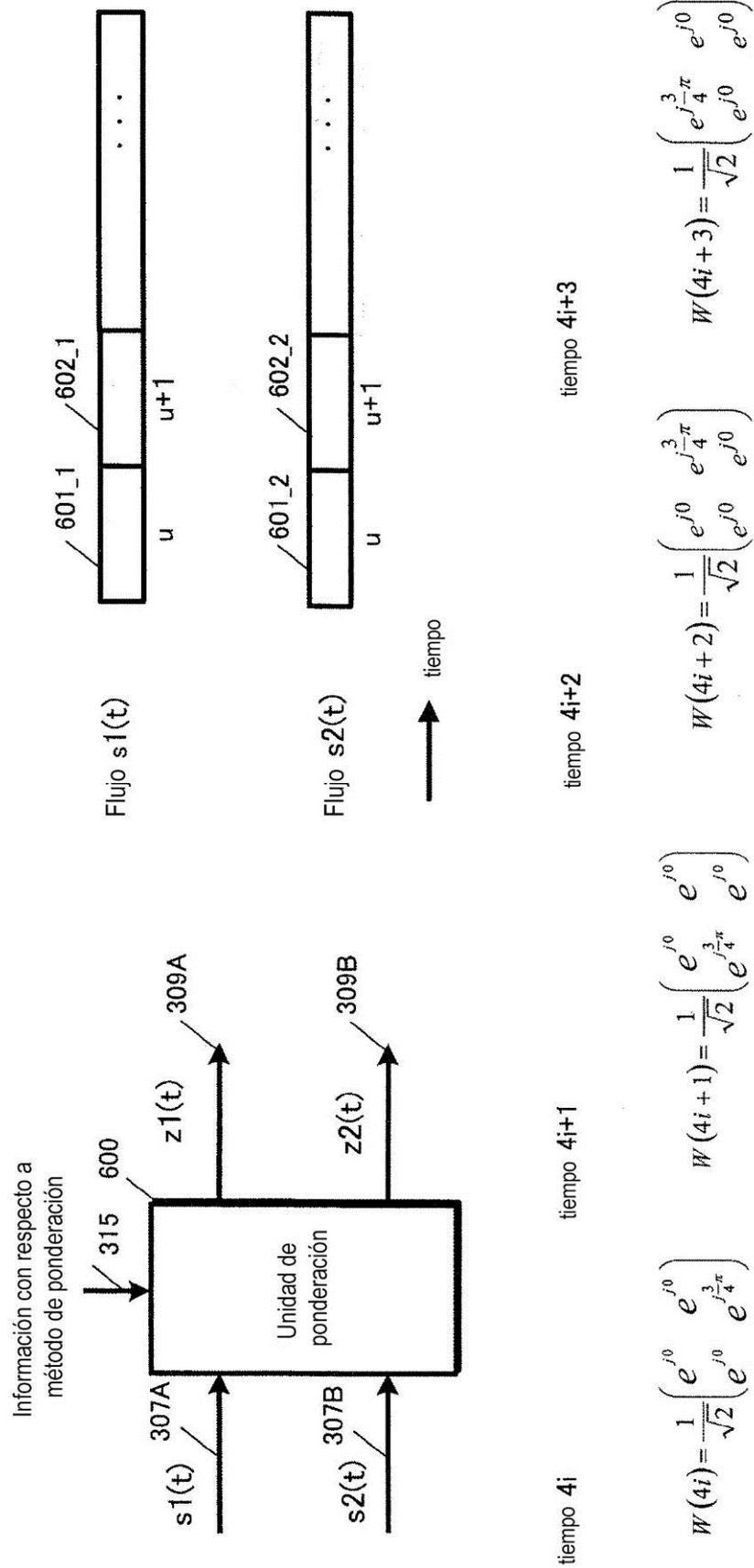
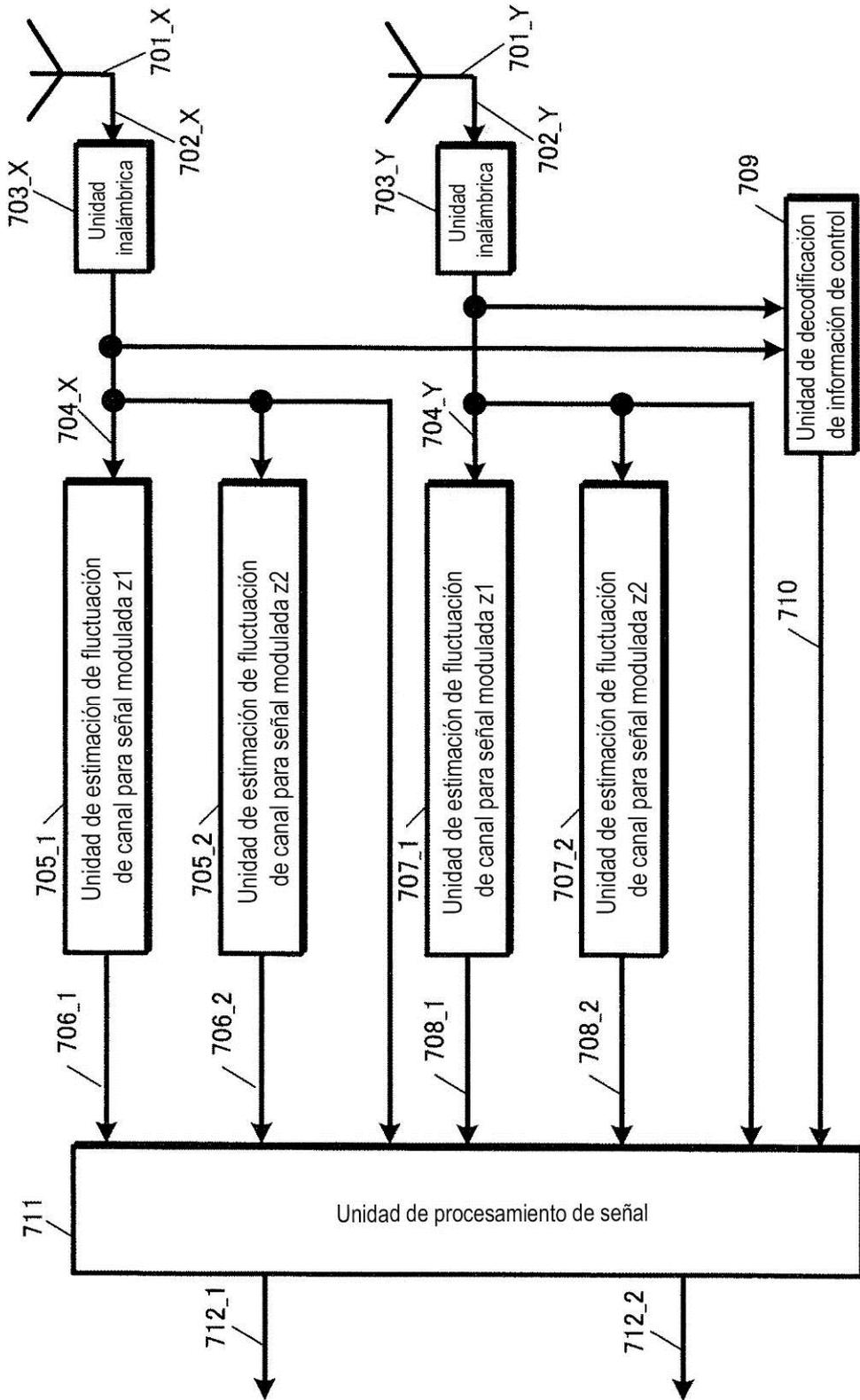
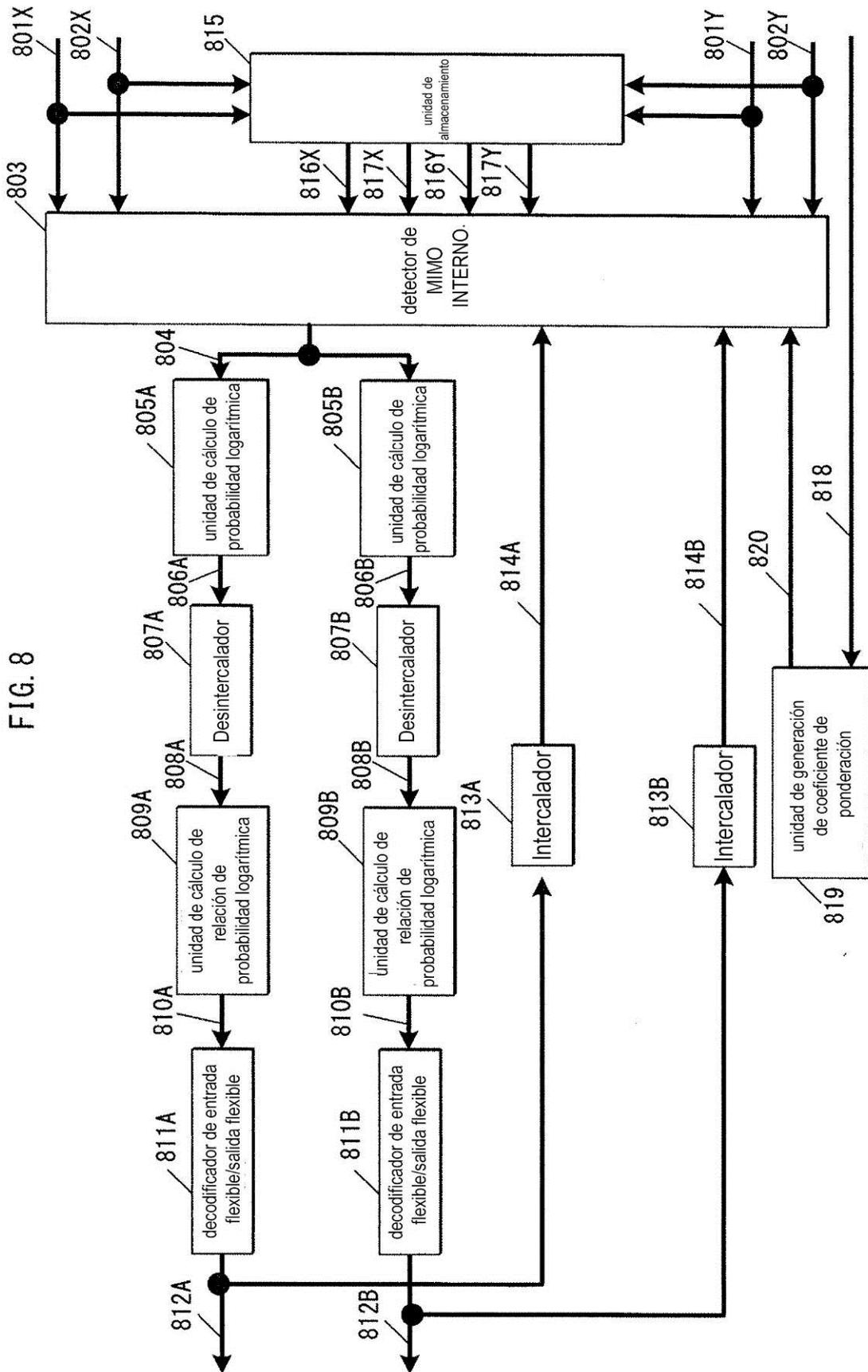


FIG. 7





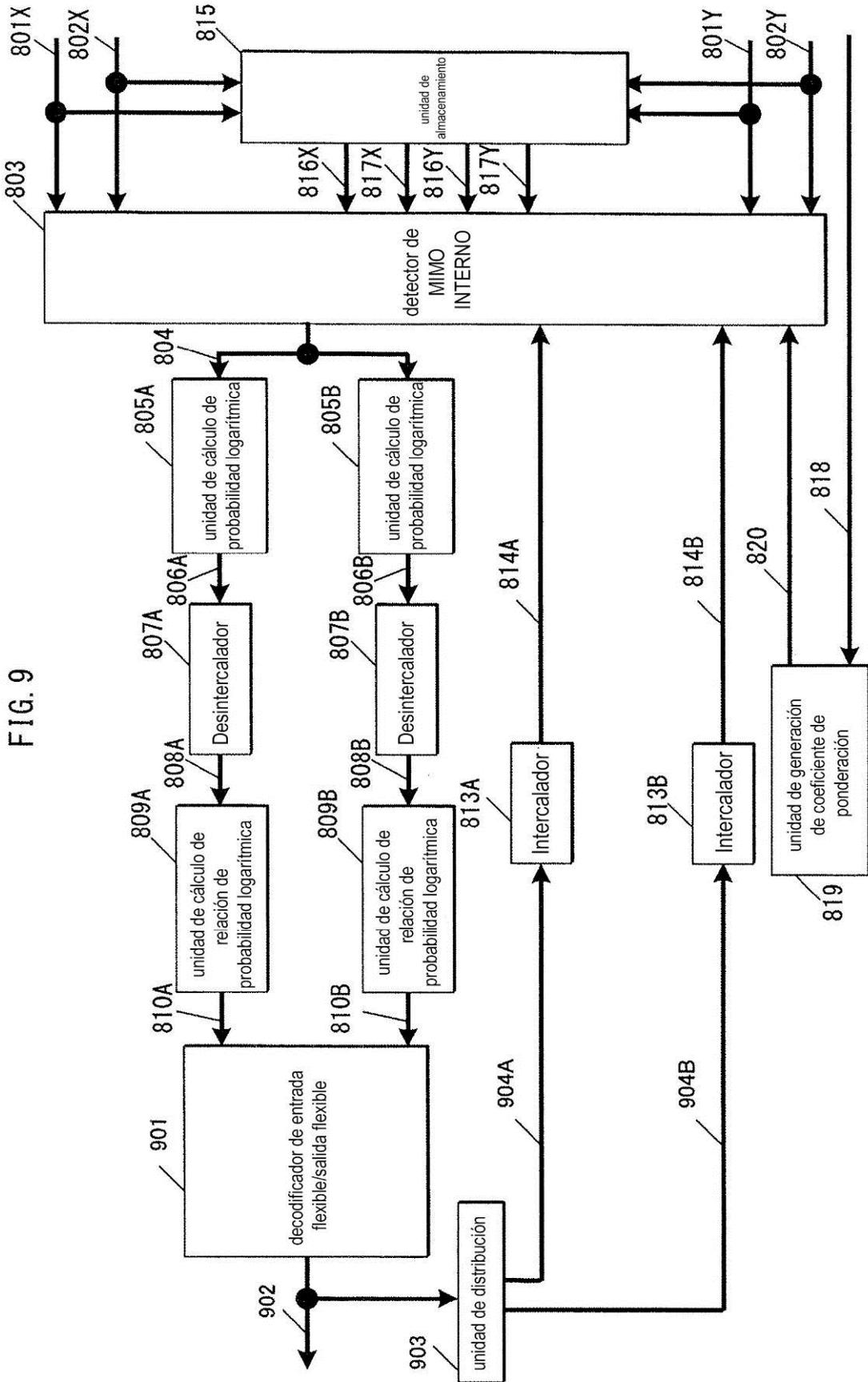
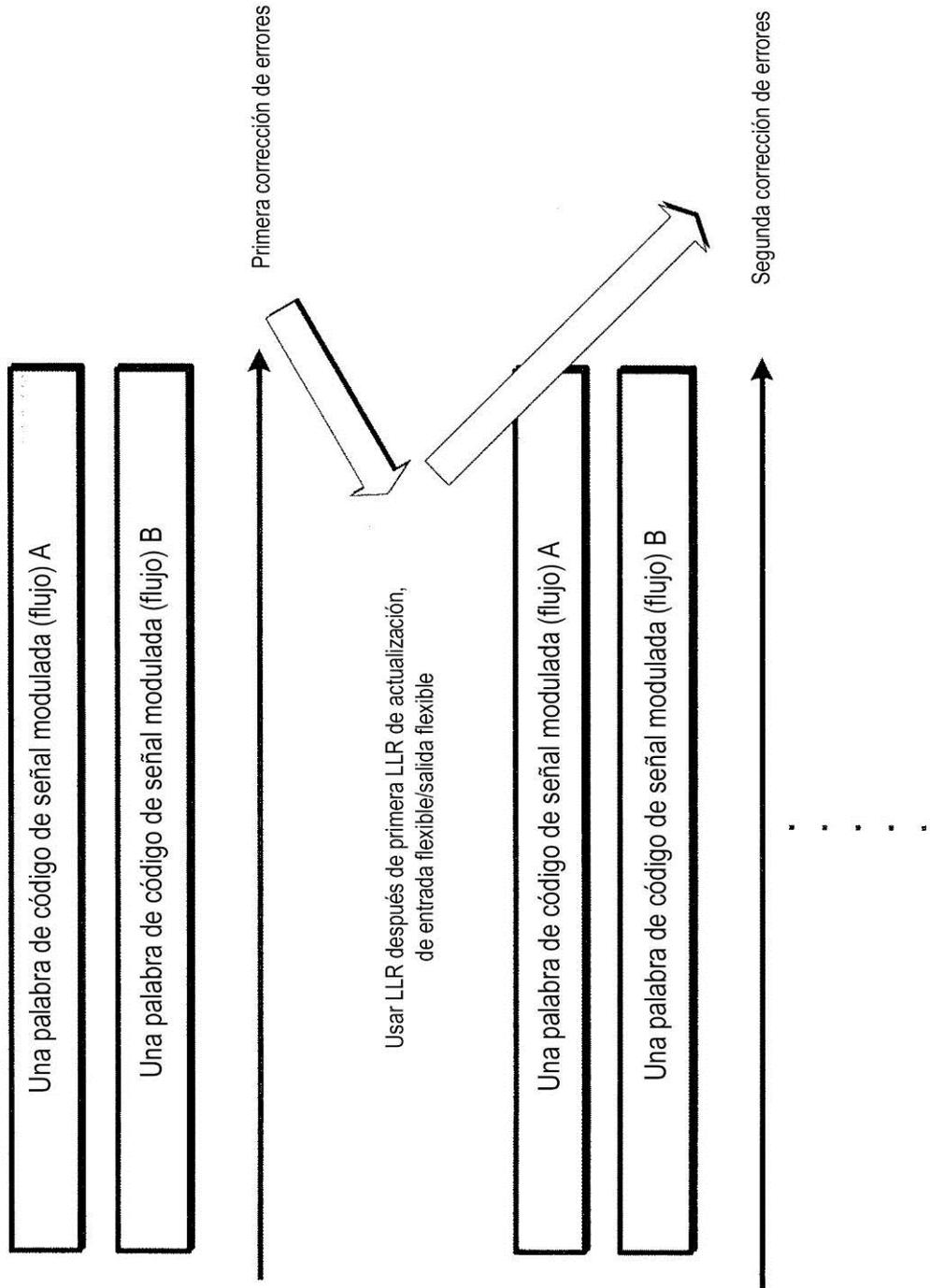


FIG. 10



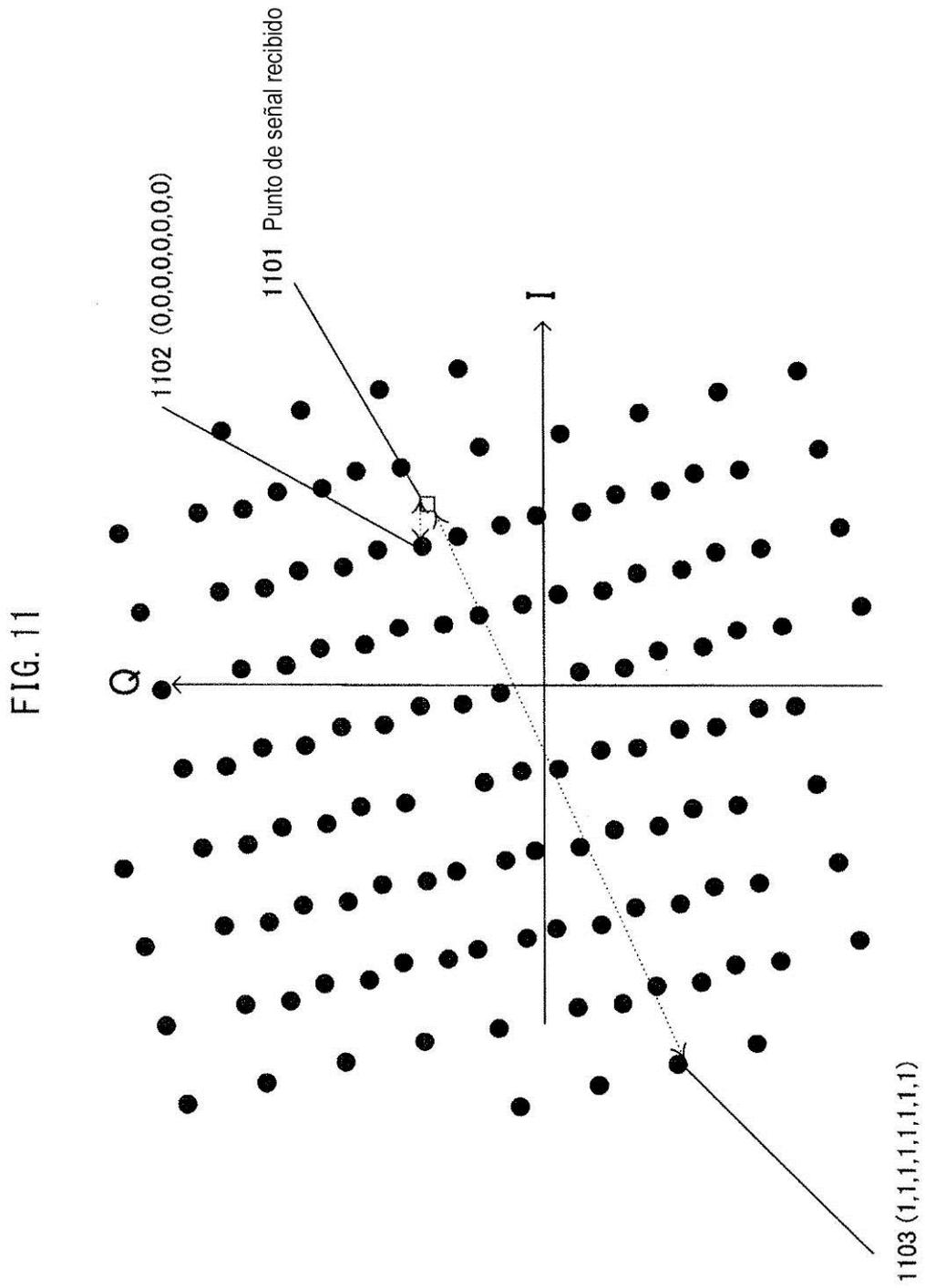


FIG. 12B

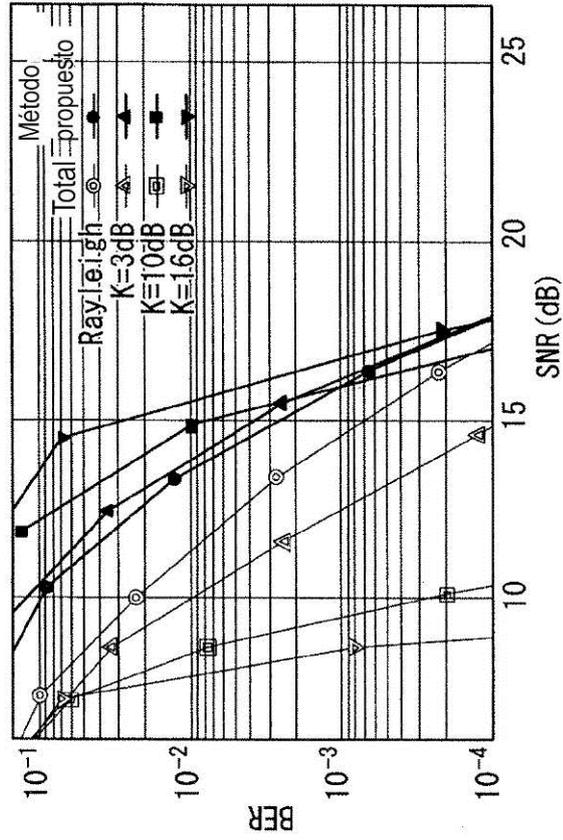


FIG. 12A

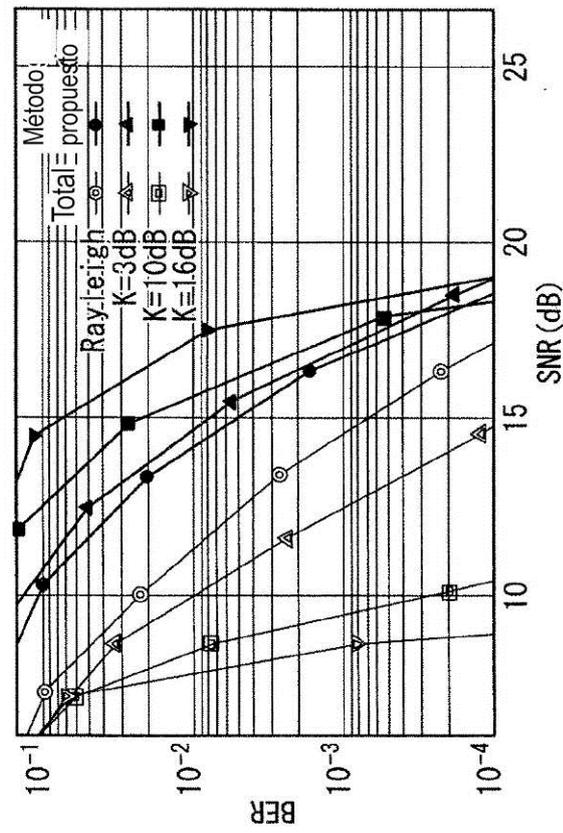


FIG. 13

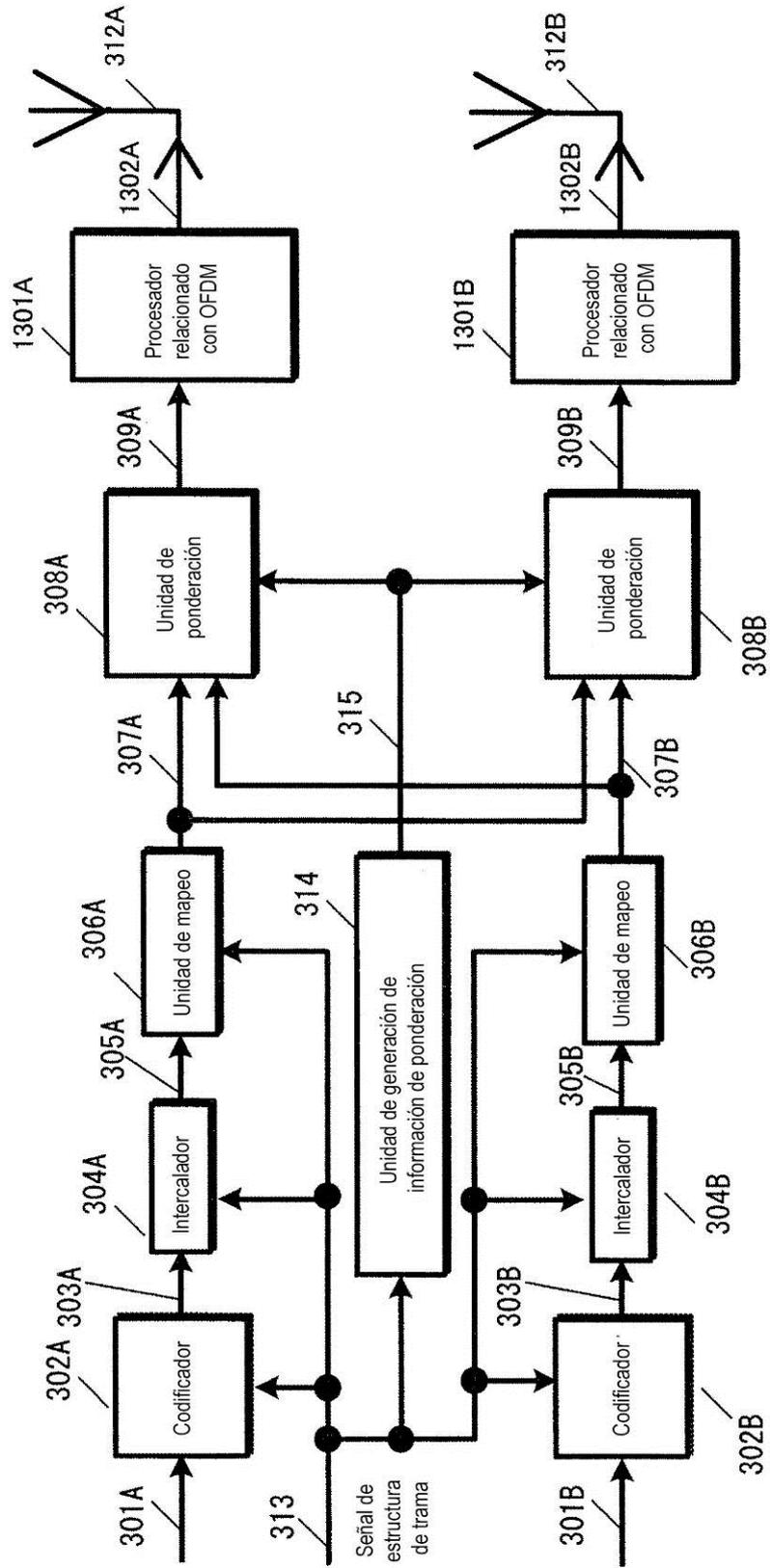


FIG. 14

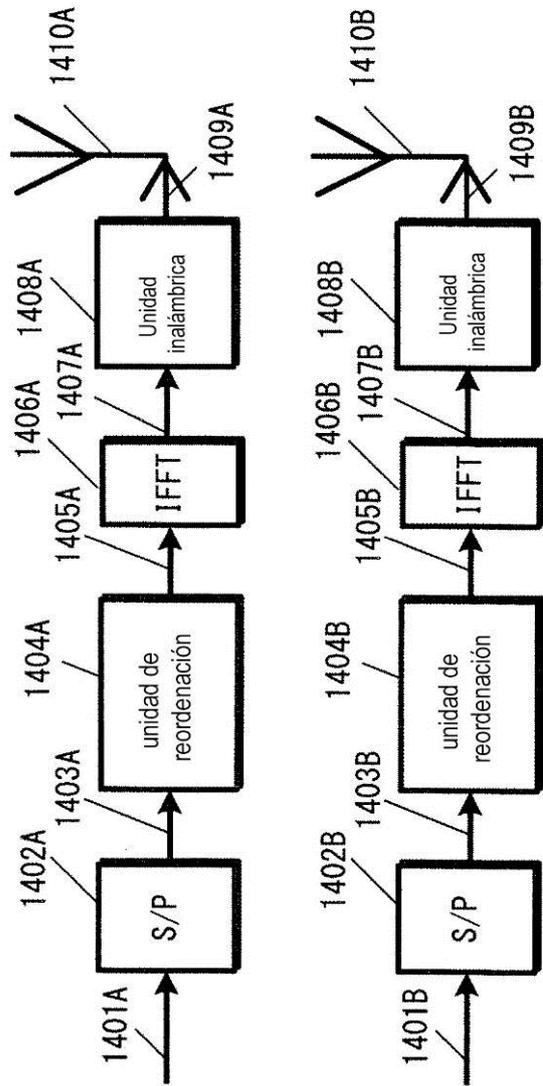


FIG. 15A

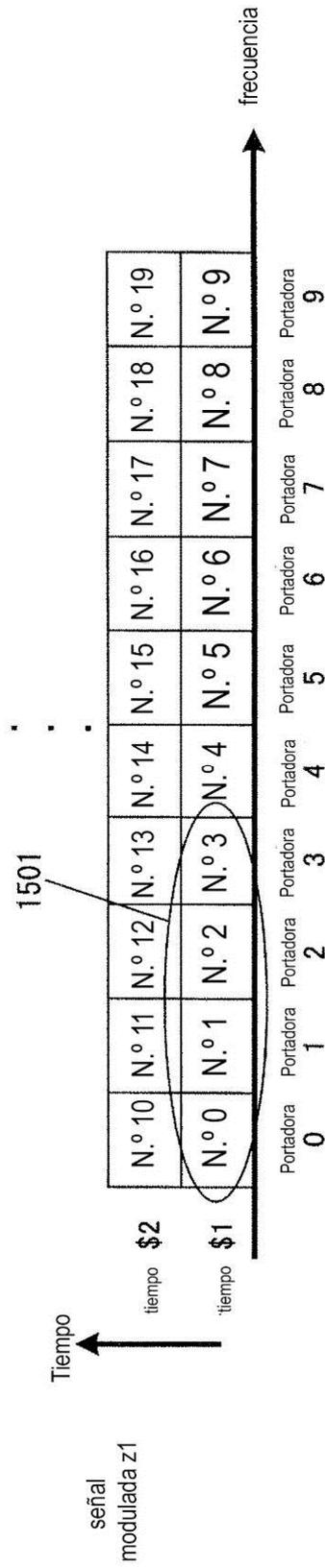


FIG. 15B

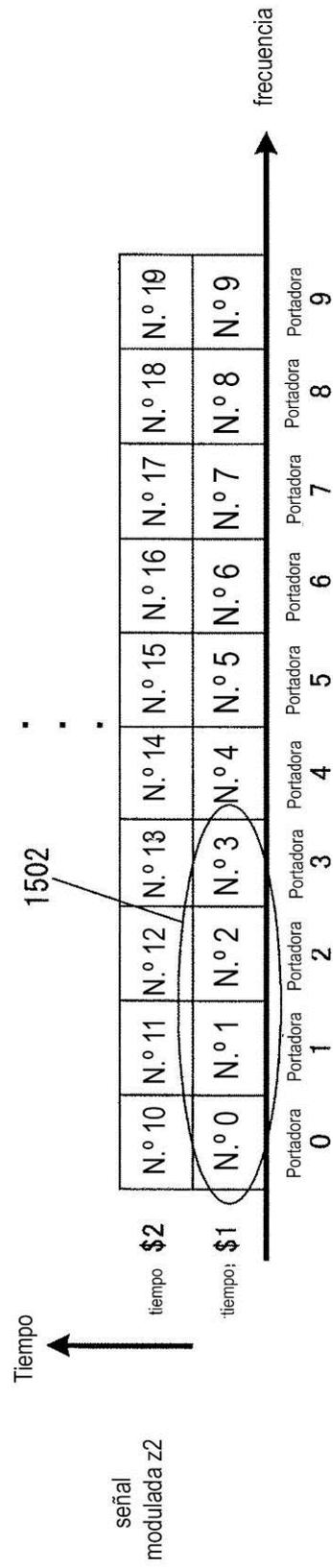


FIG. 16A

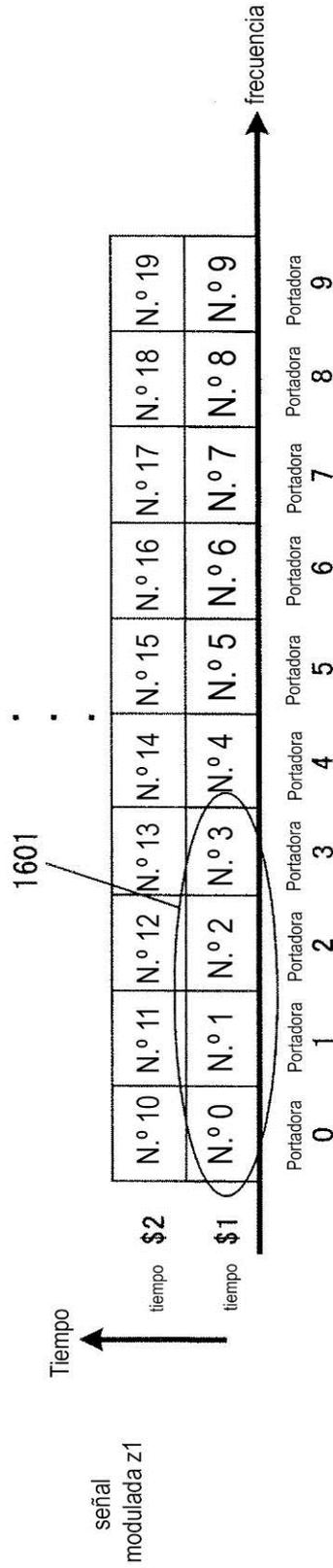


FIG. 16B

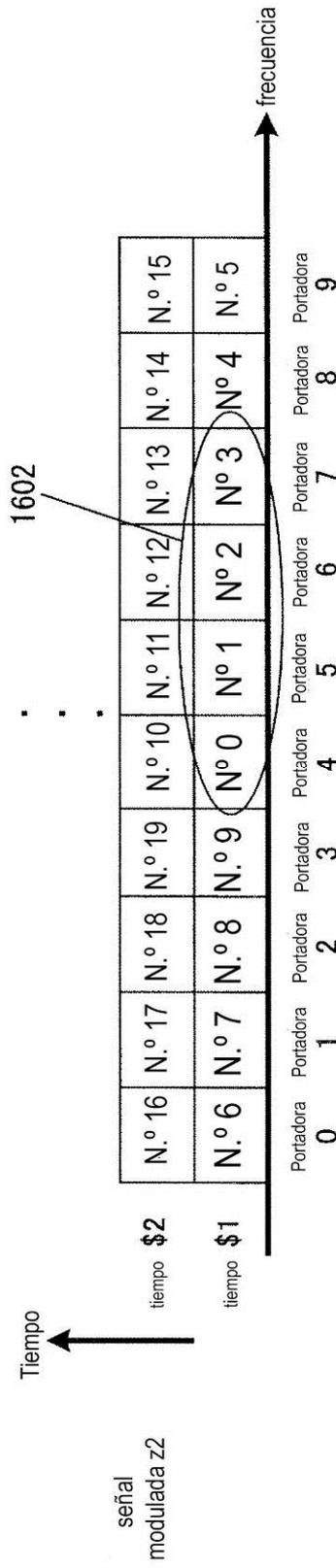


FIG. 17A

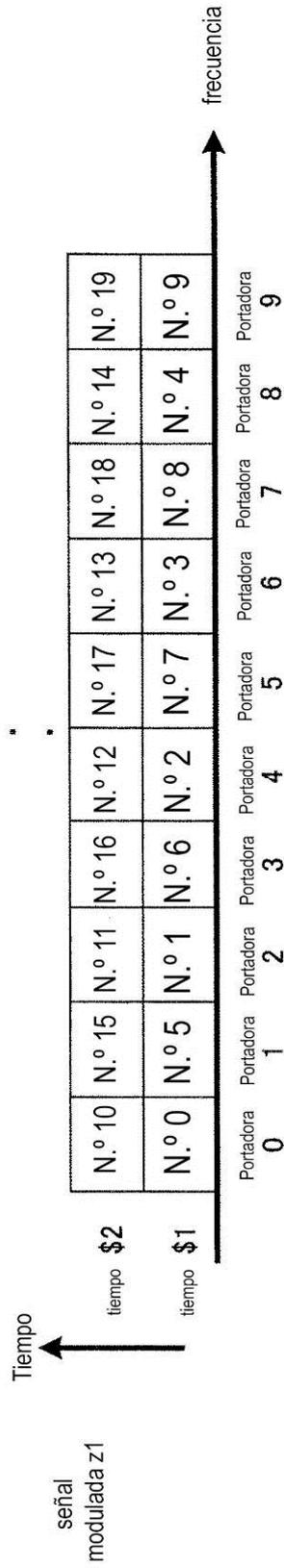


FIG. 17B

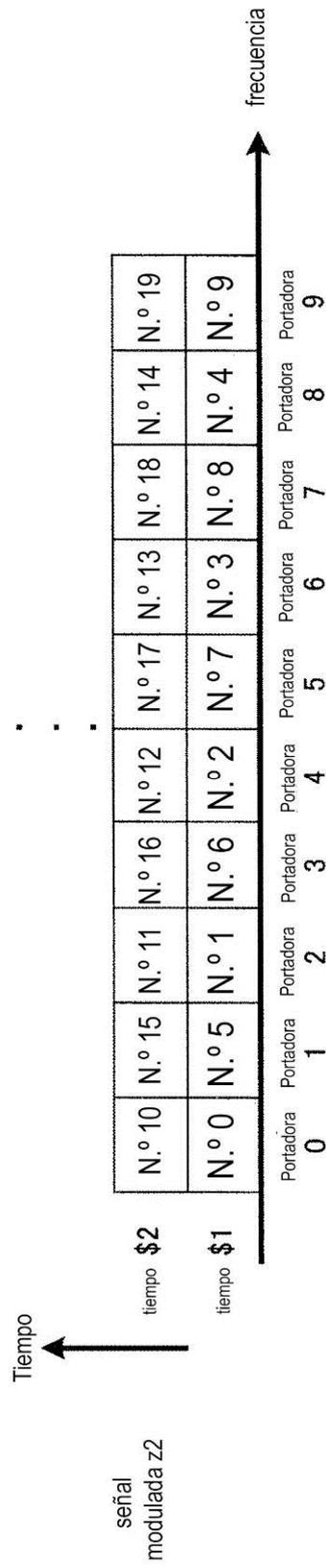


FIG. 18A

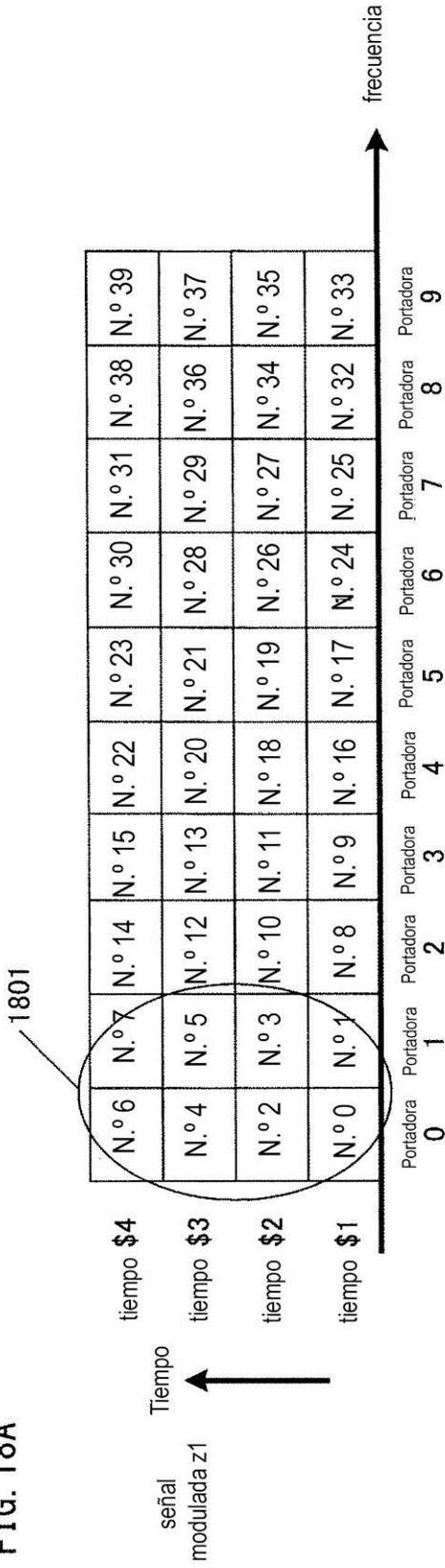


FIG. 18B

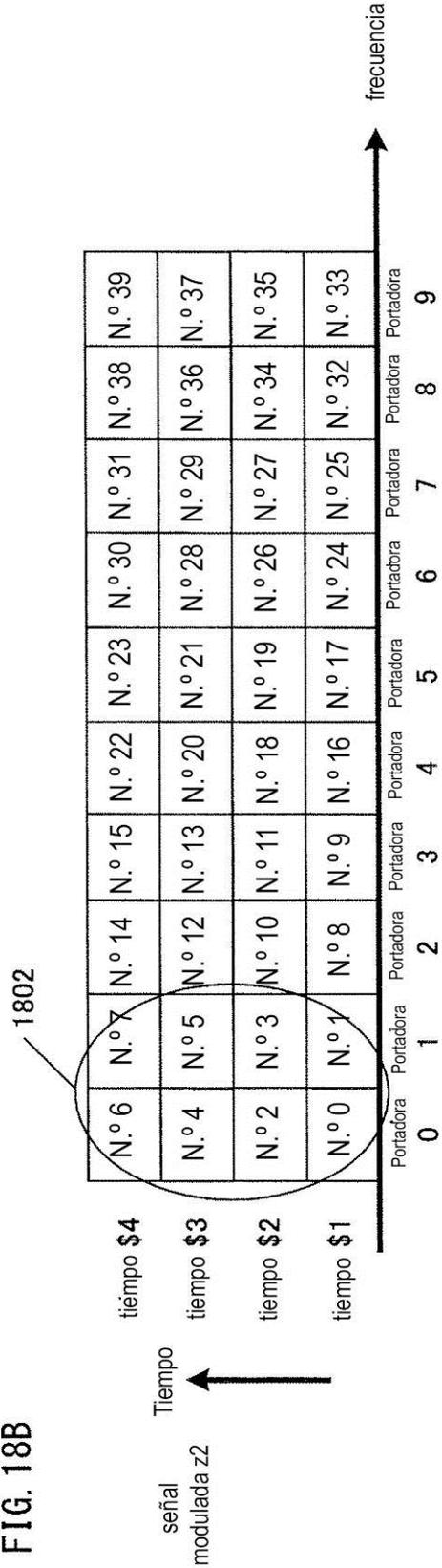


FIG. 19A

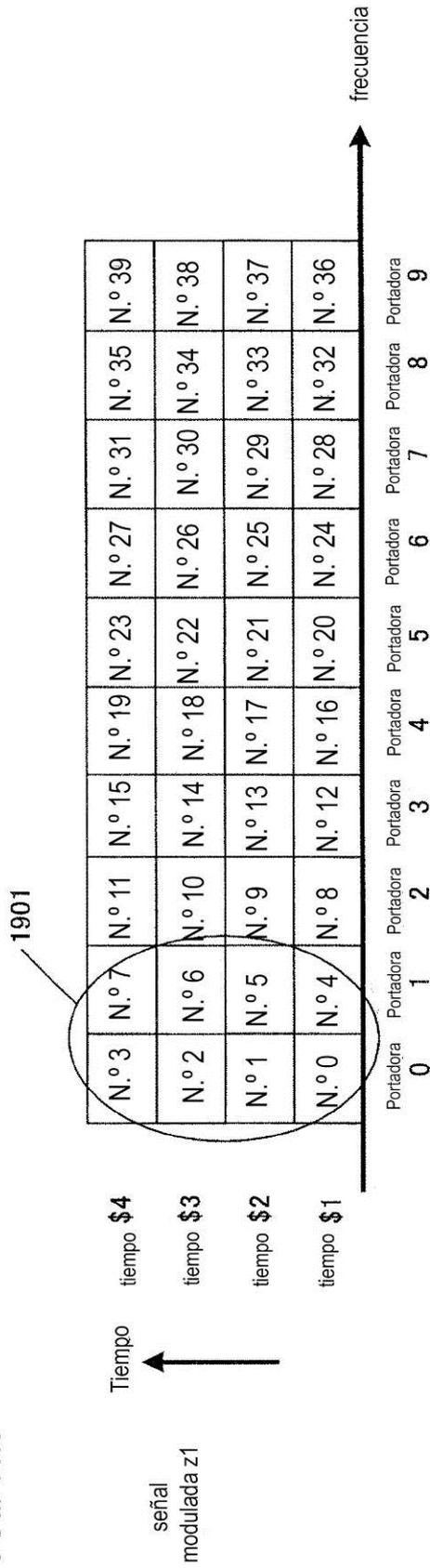


FIG. 19B

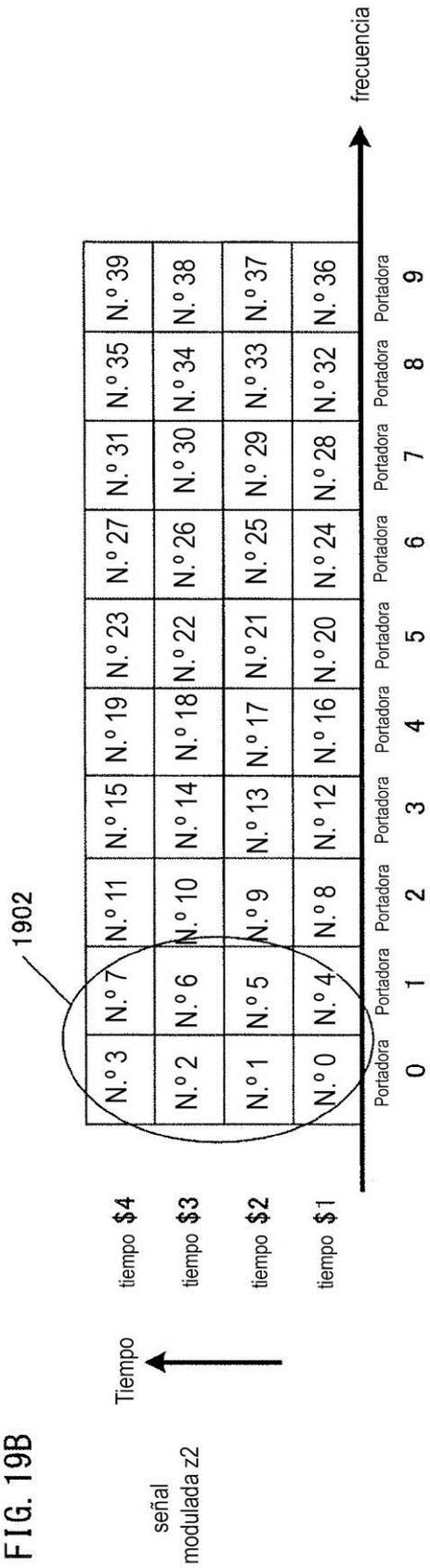


FIG. 20

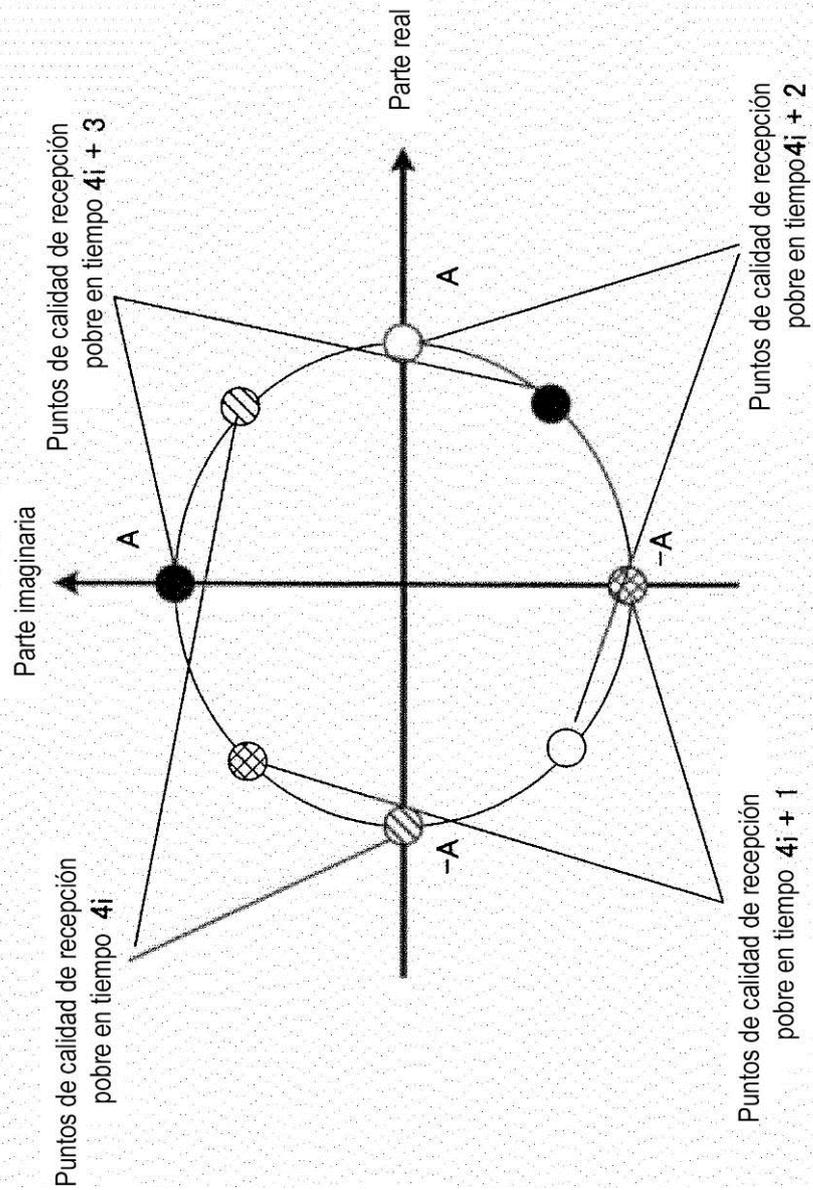


FIG. 21

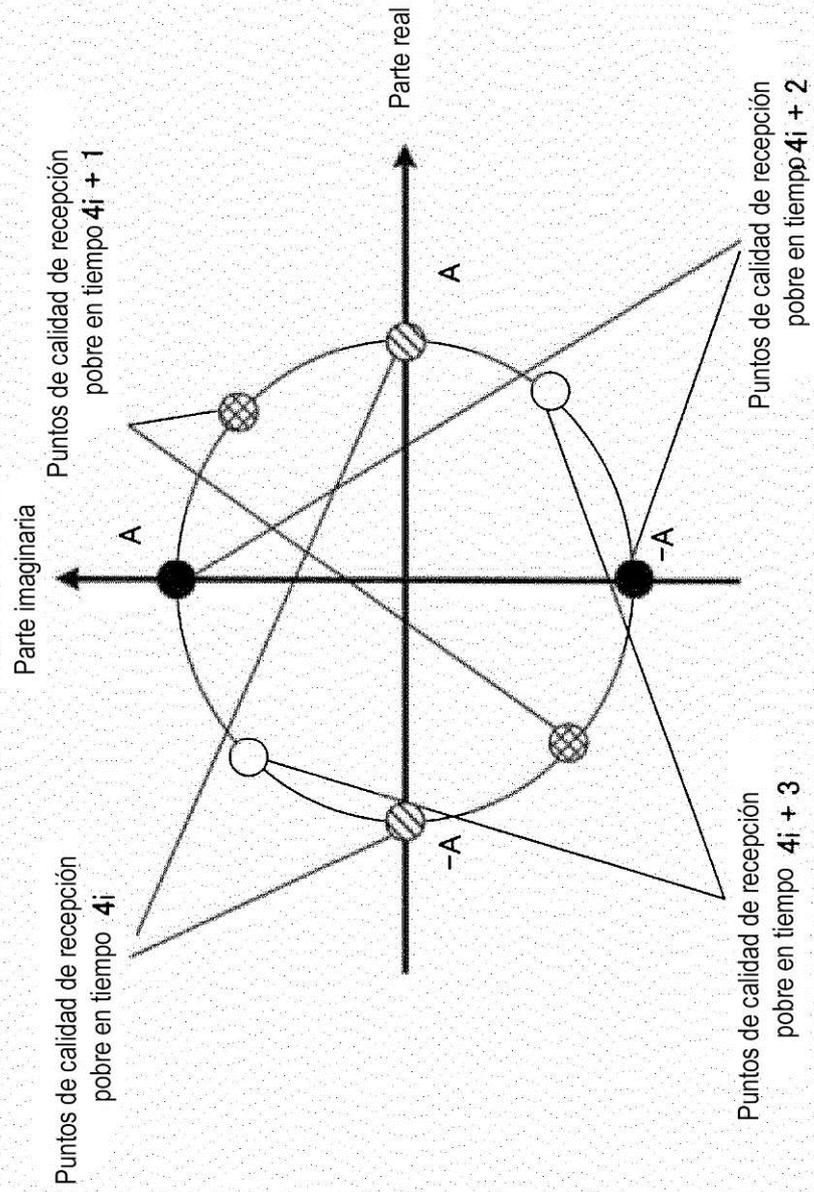


FIG. 22

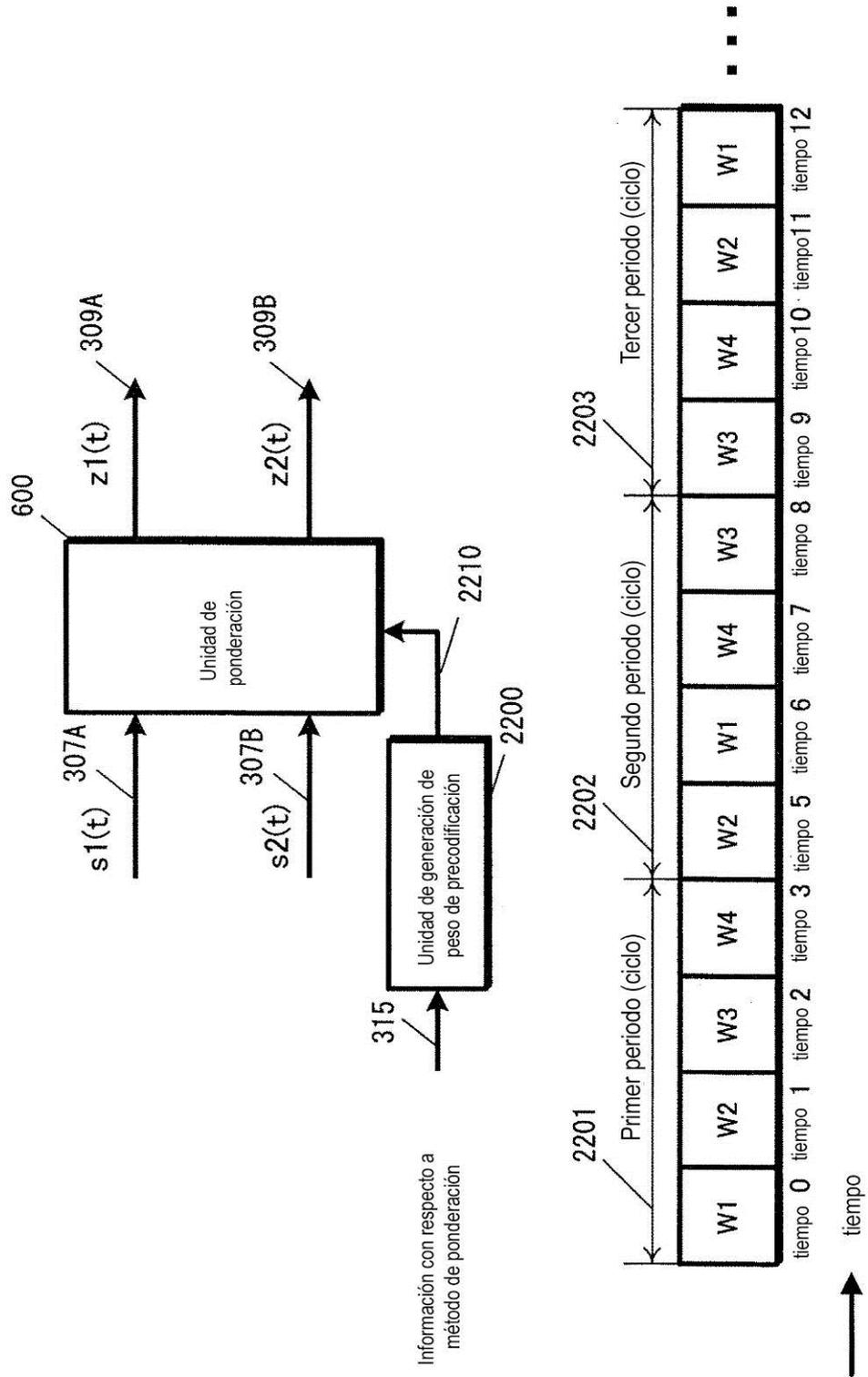


FIG. 23

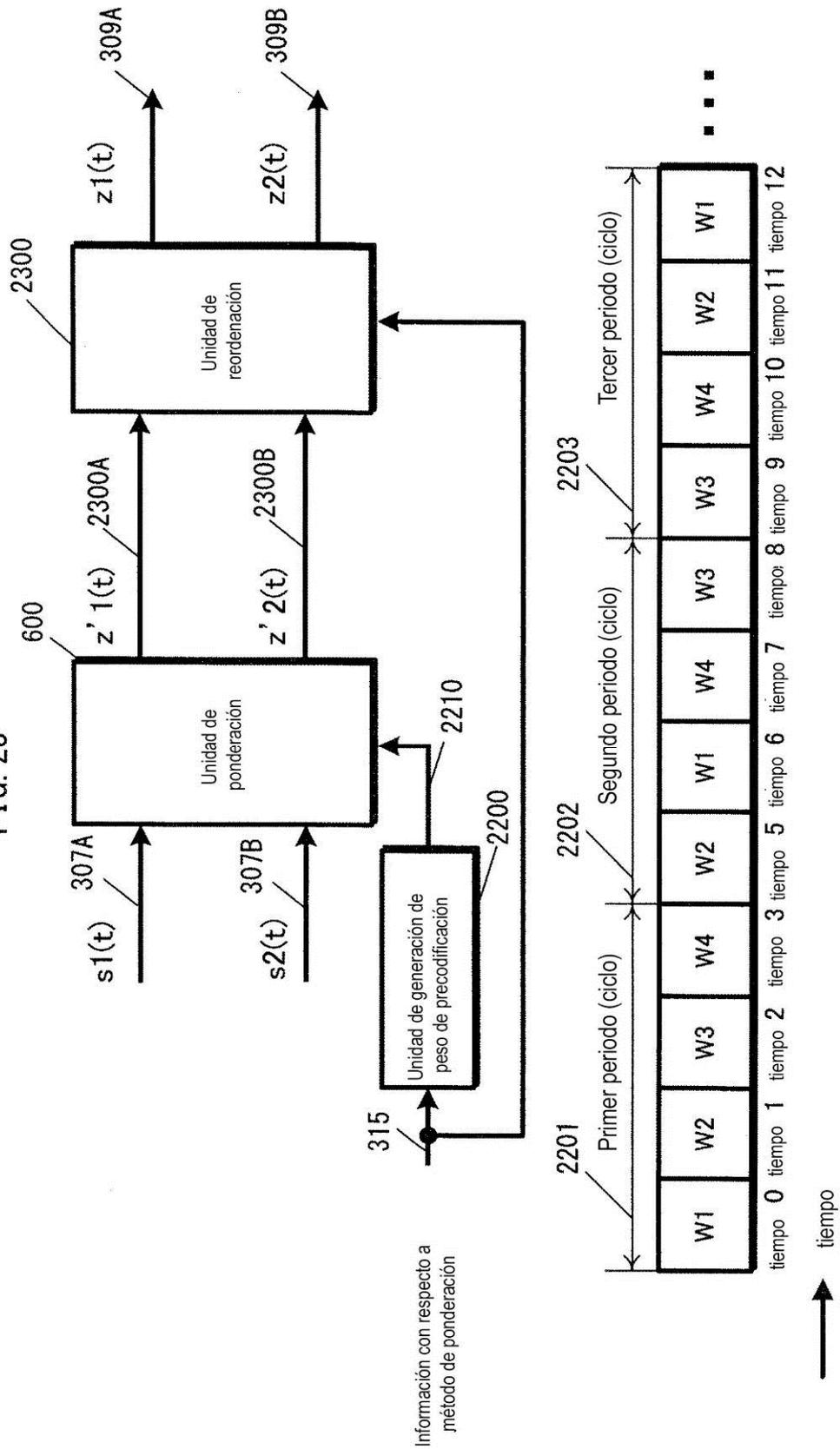


FIG. 24B

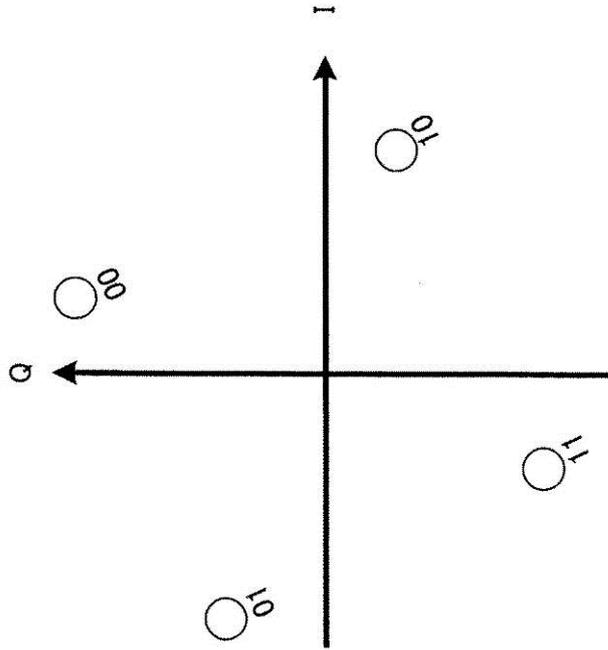


FIG. 24A

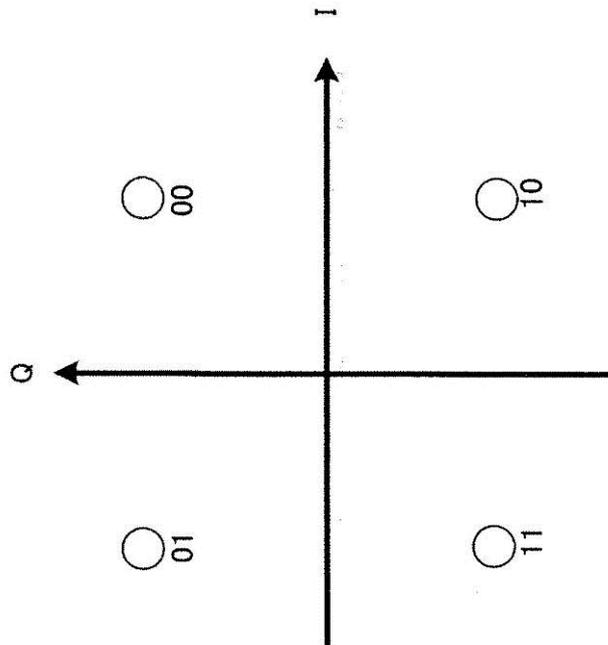


FIG. 25B

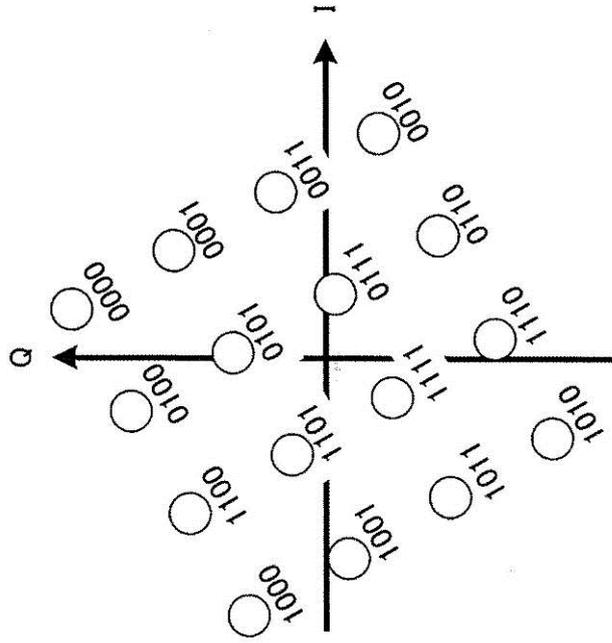


FIG. 25A

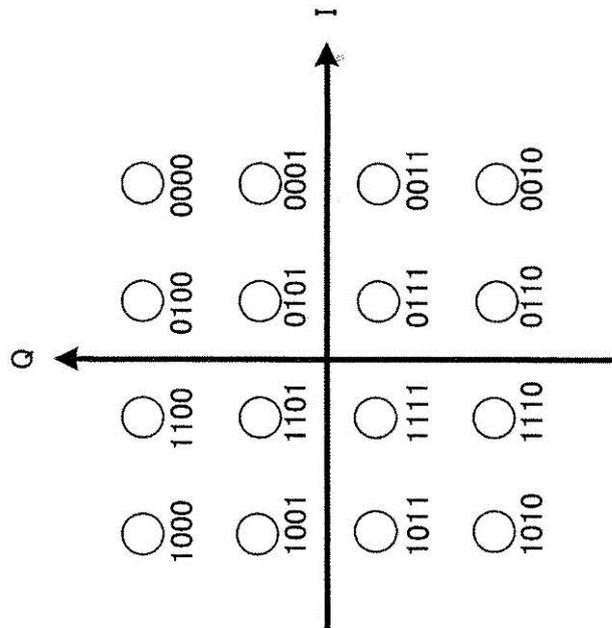


FIG. 26

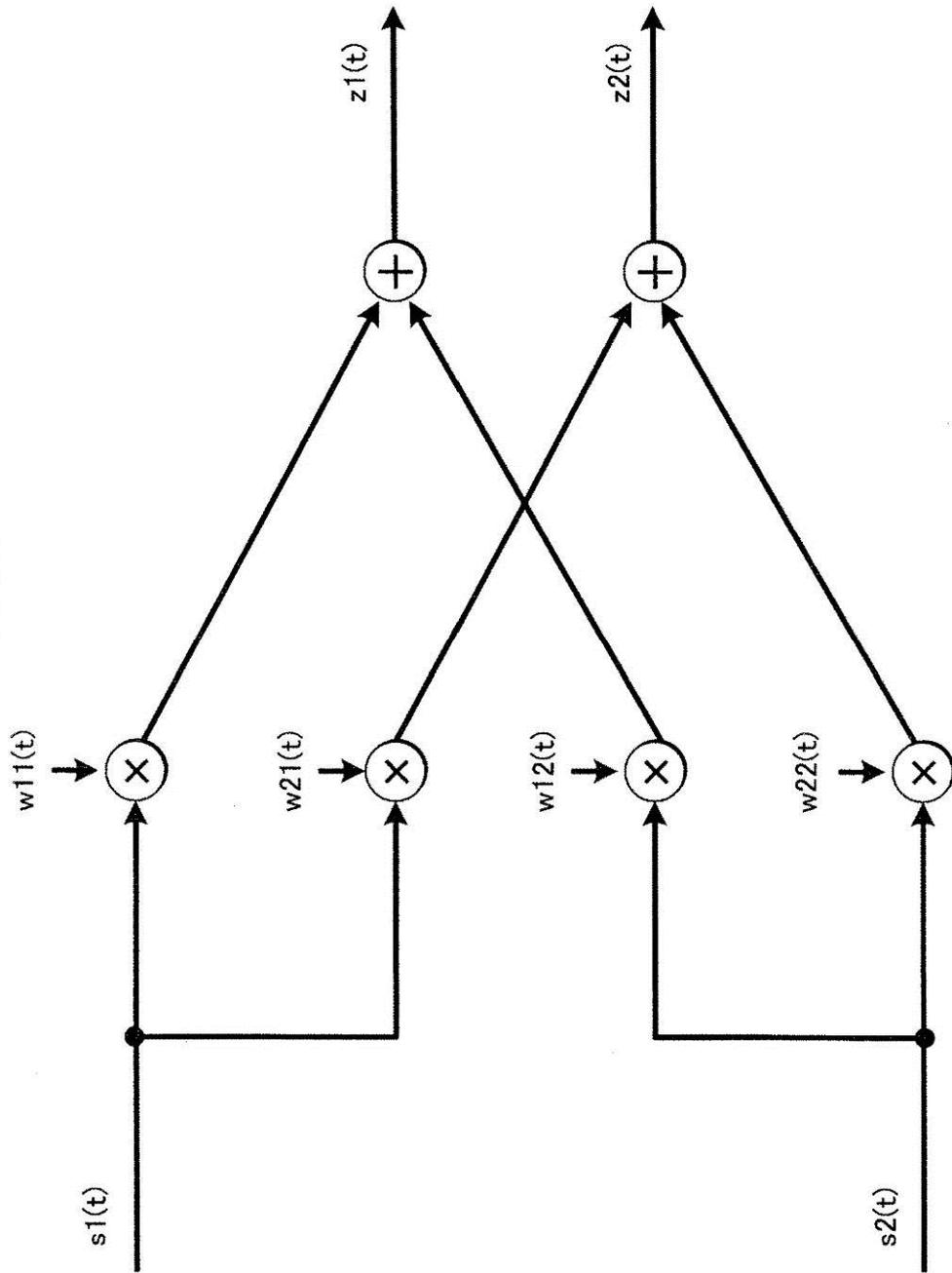
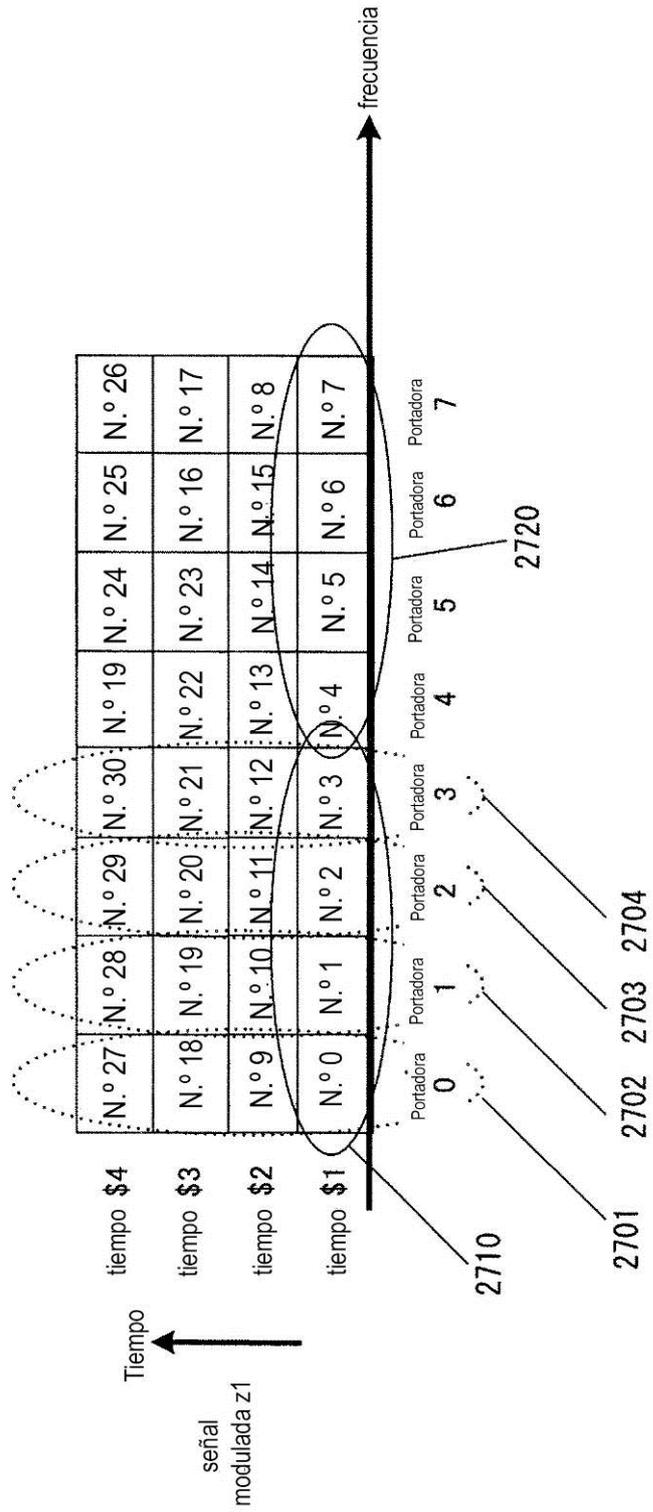


FIG. 27



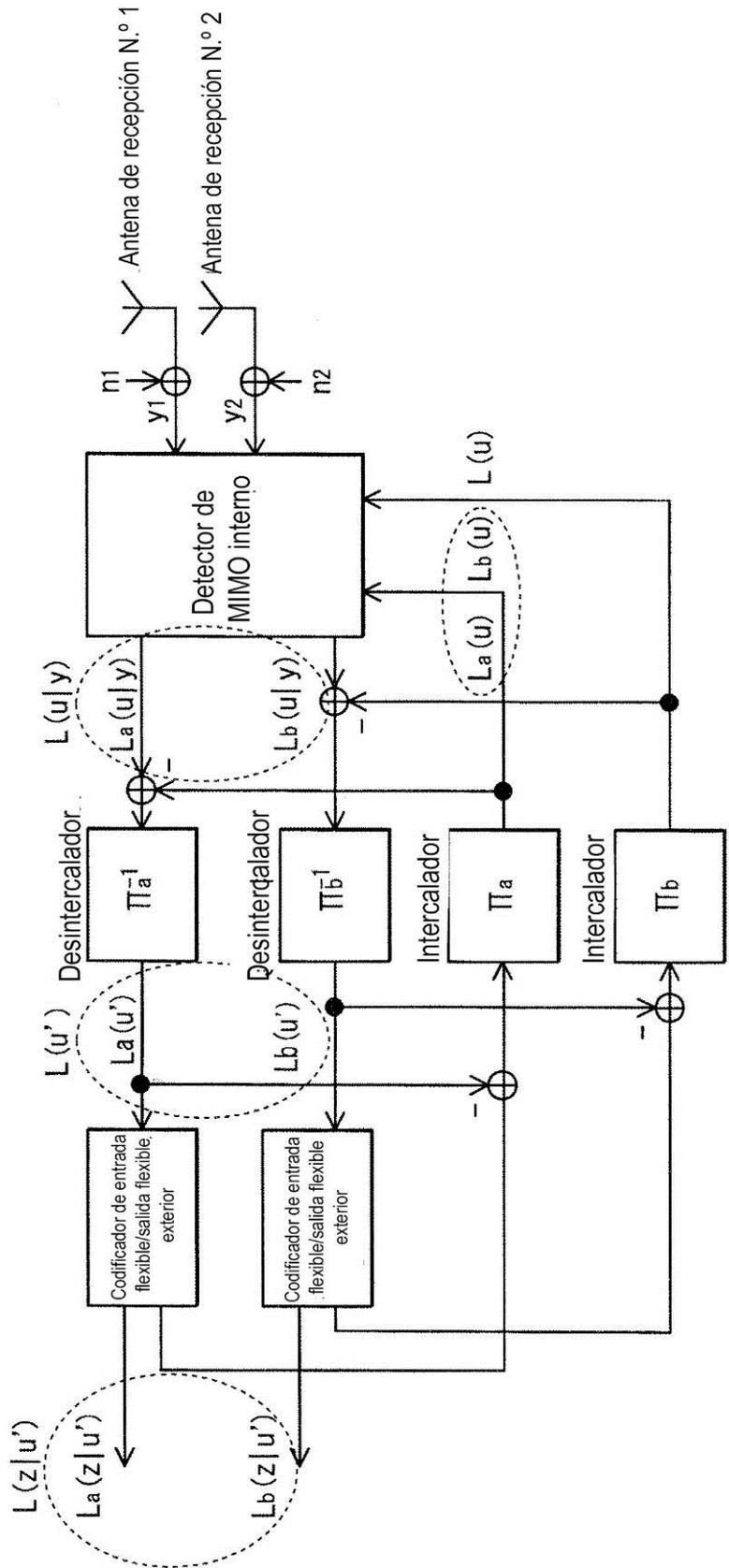
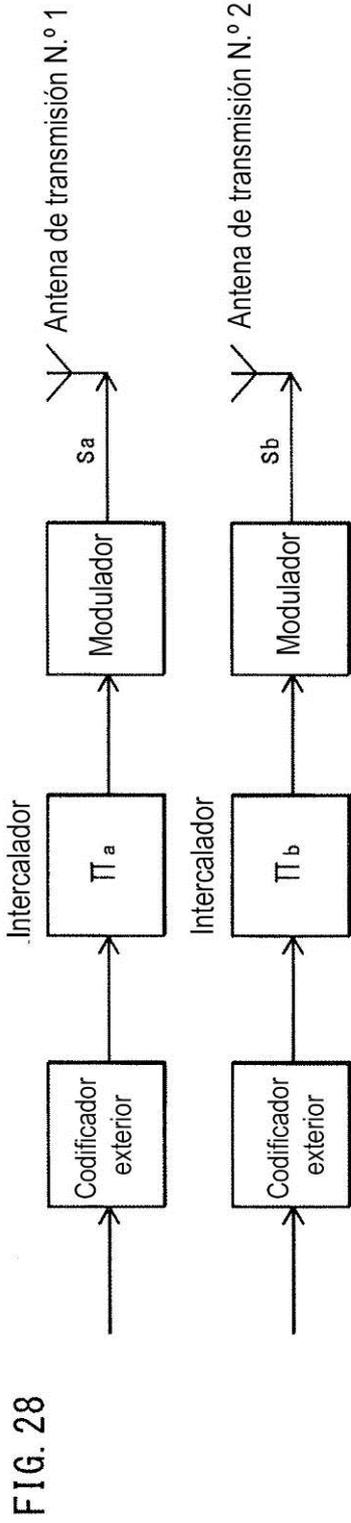


FIG. 29B

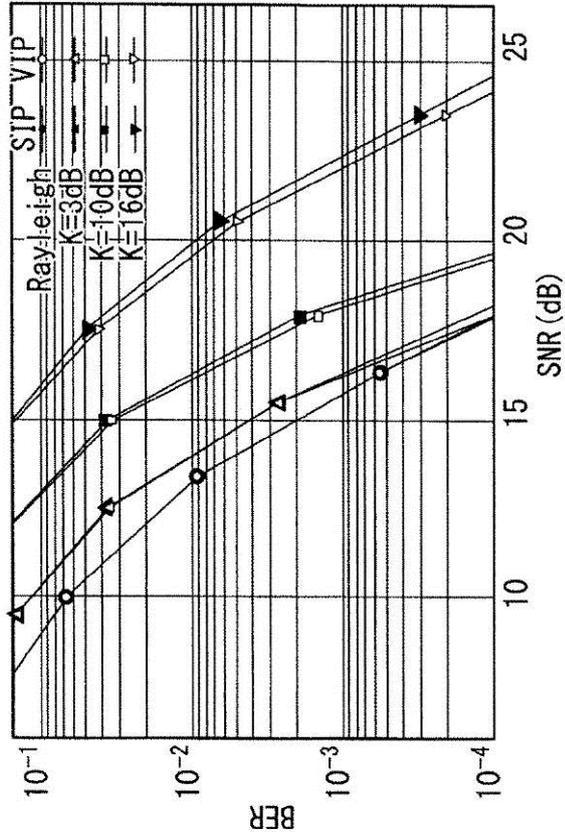
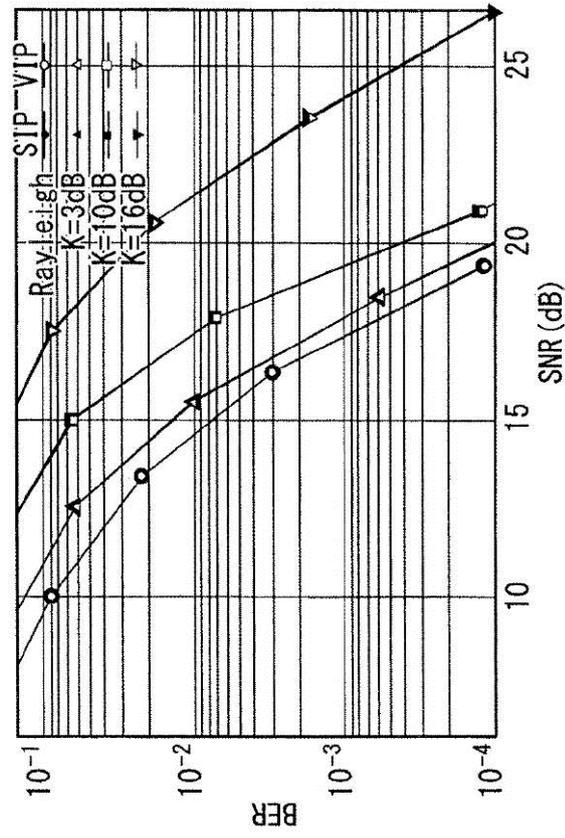


FIG. 29A



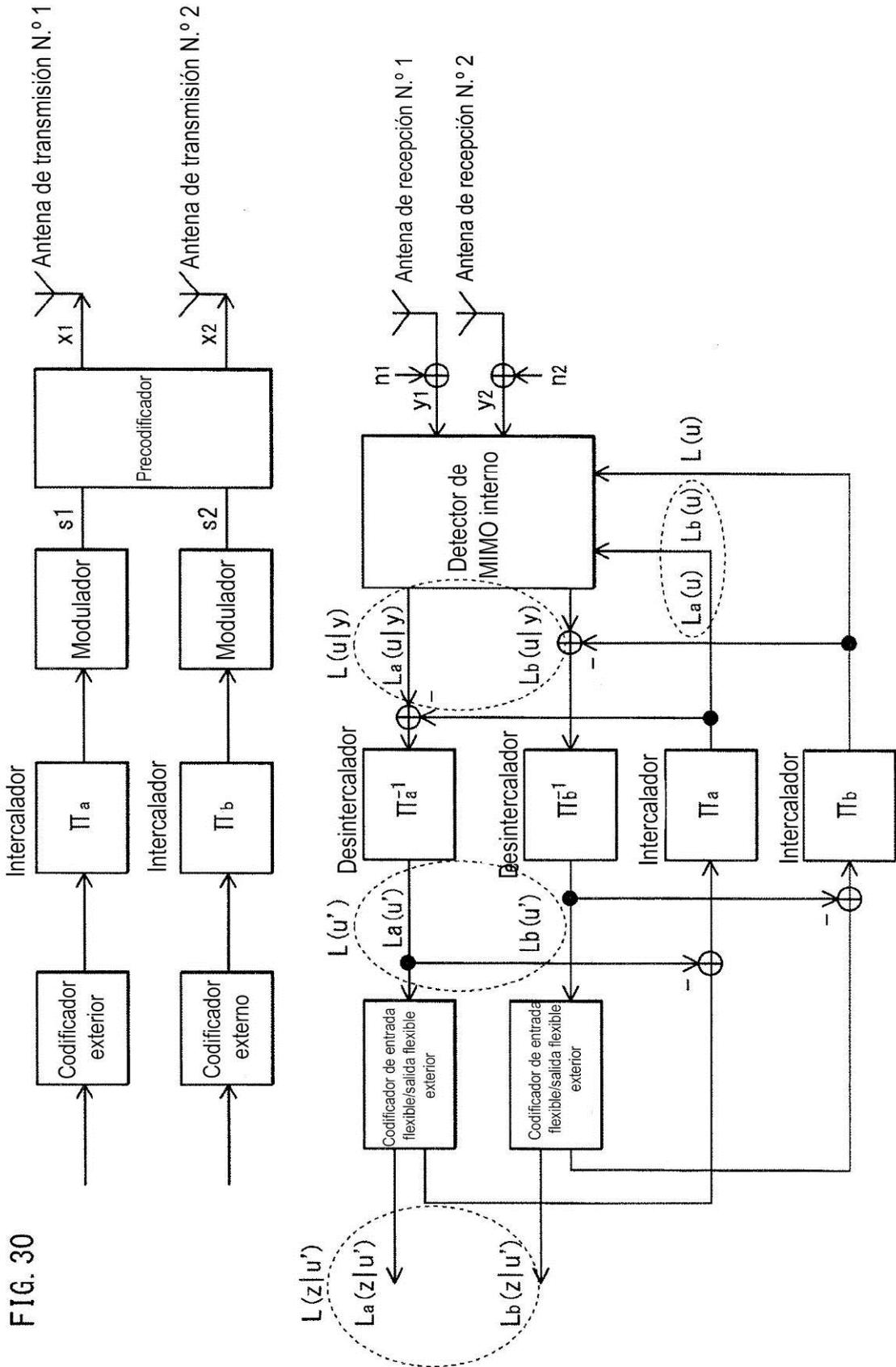


FIG. 30

FIG. 31B

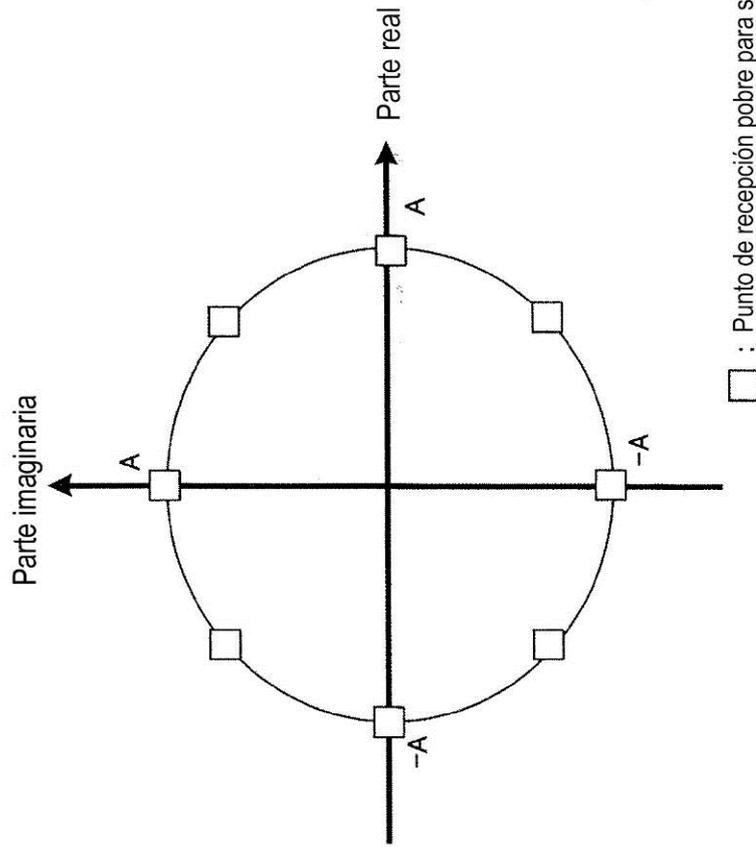


FIG. 31A

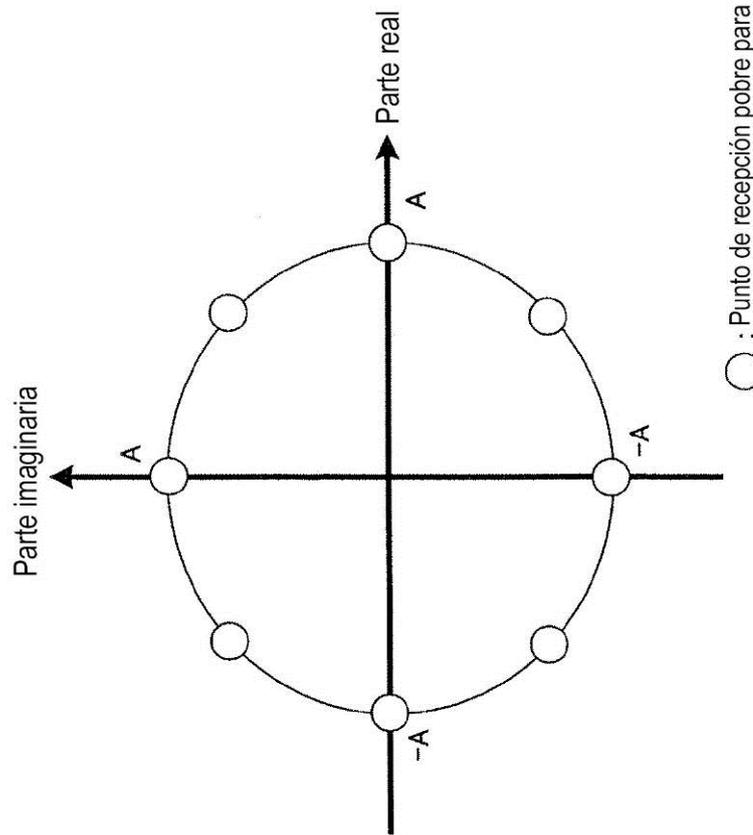


FIG. 32

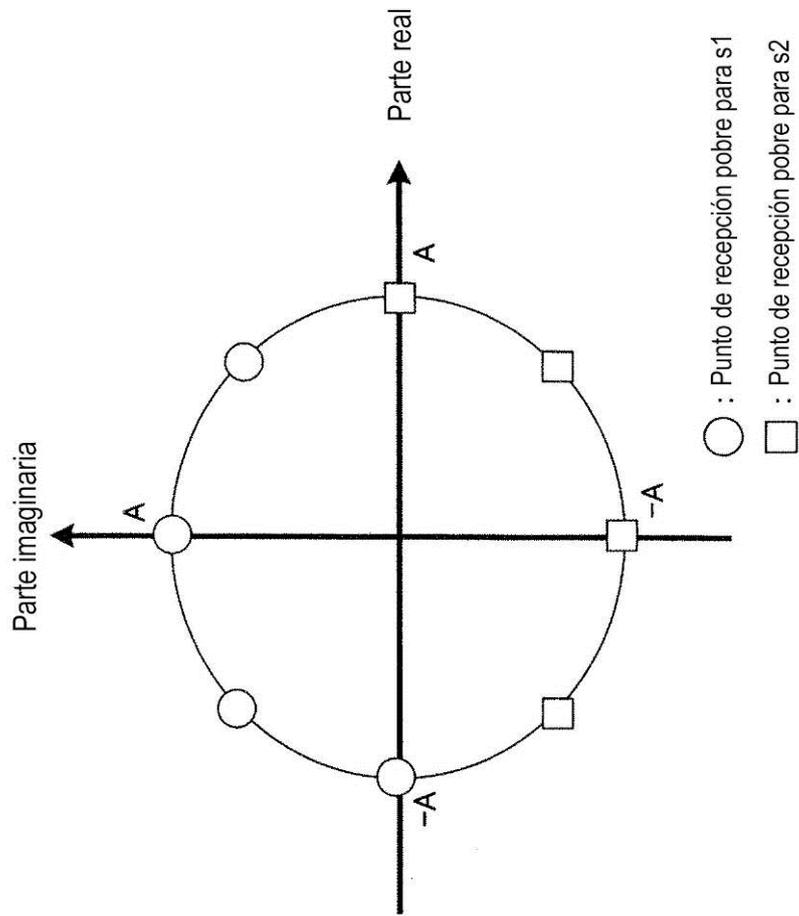
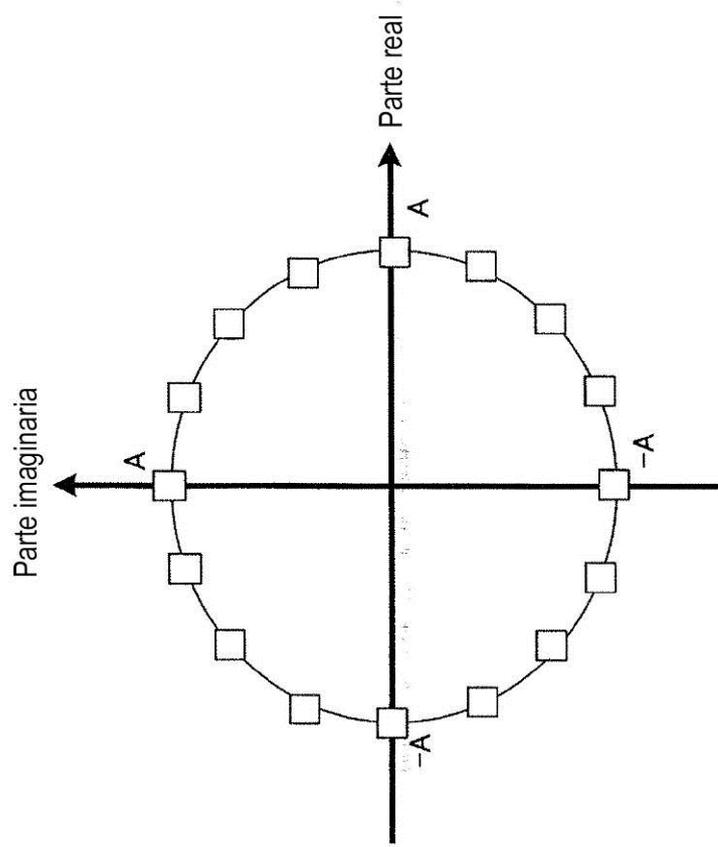
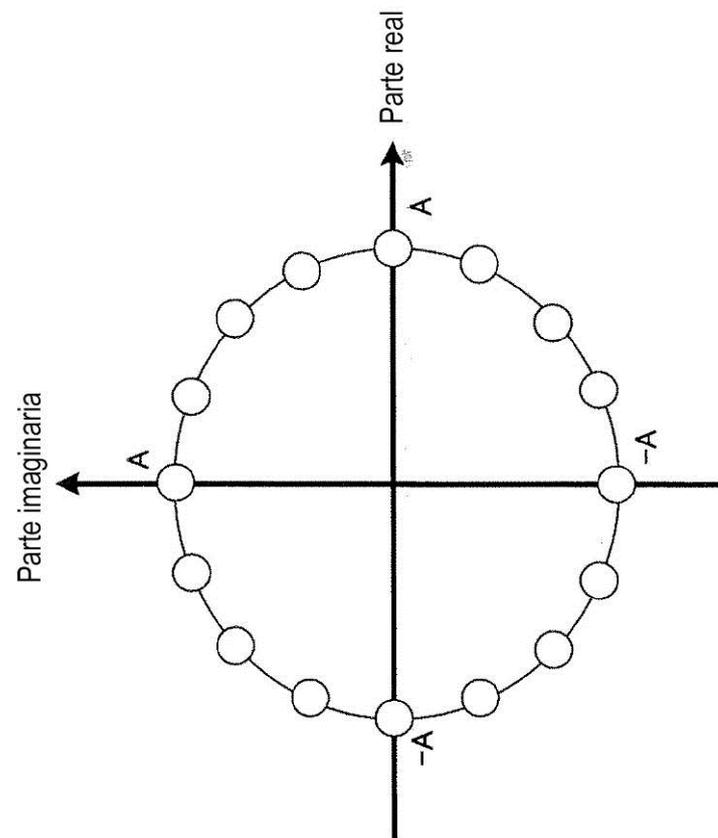


FIG. 33B



□ : Punto de recepción pobre para s2

FIG. 33A



○ : Punto de recepción pobre para s1

FIG. 34

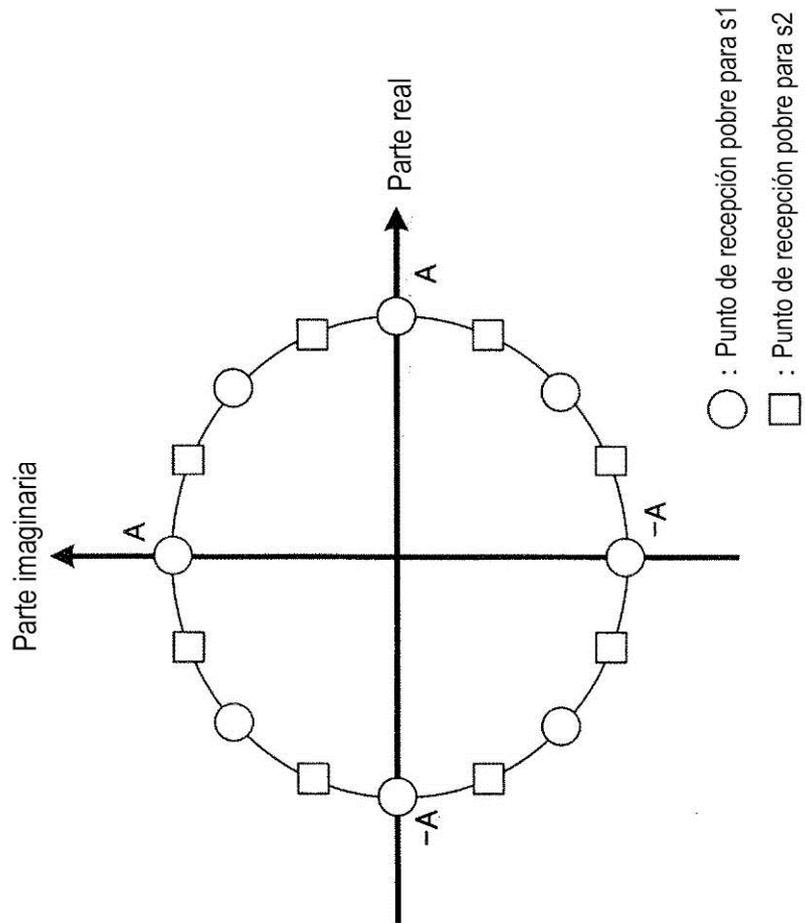


FIG. 35B

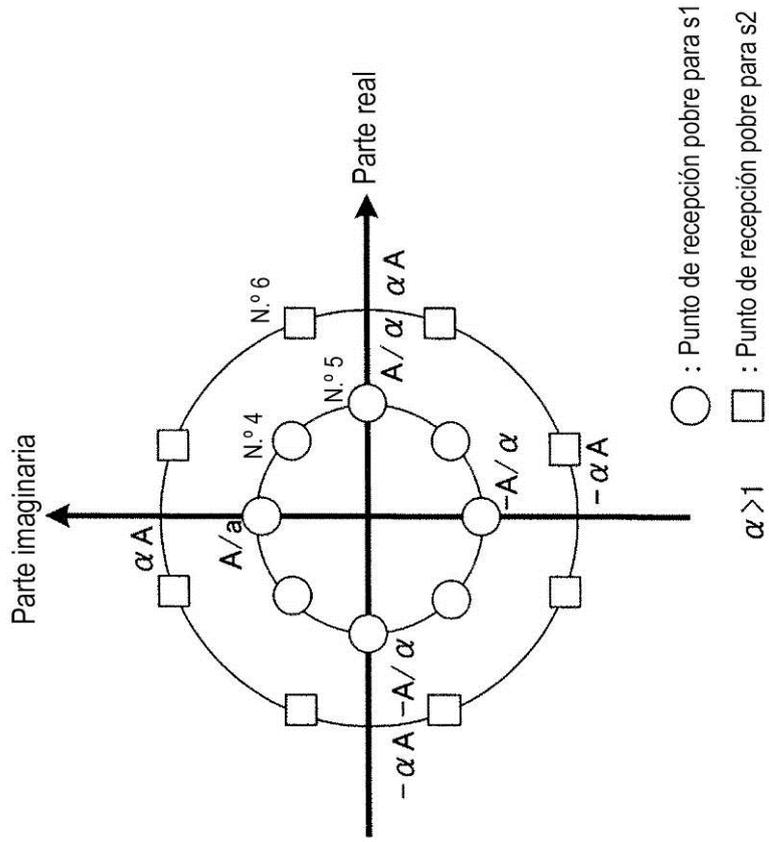


FIG. 35A

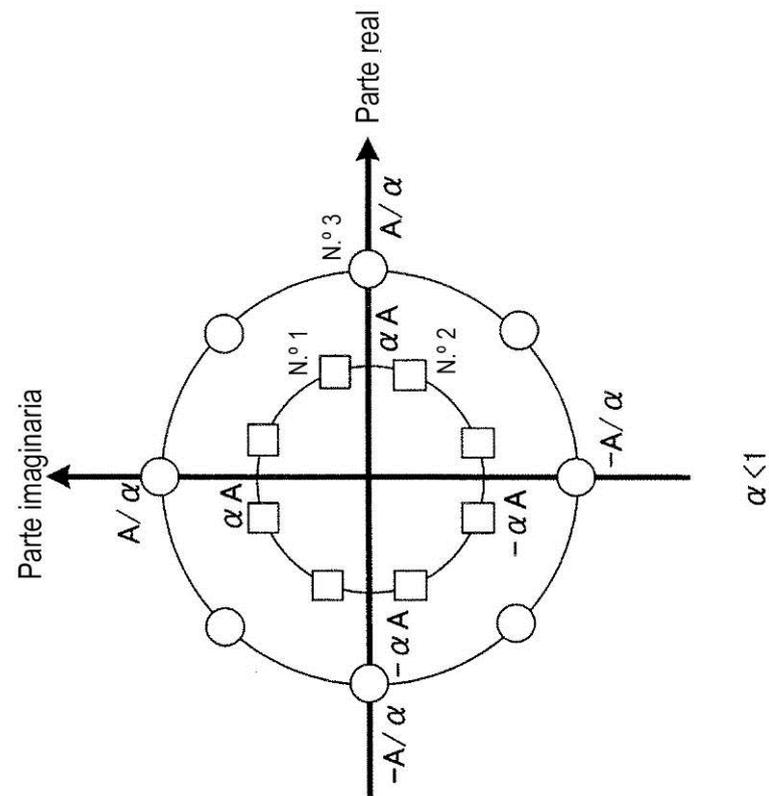


FIG. 36

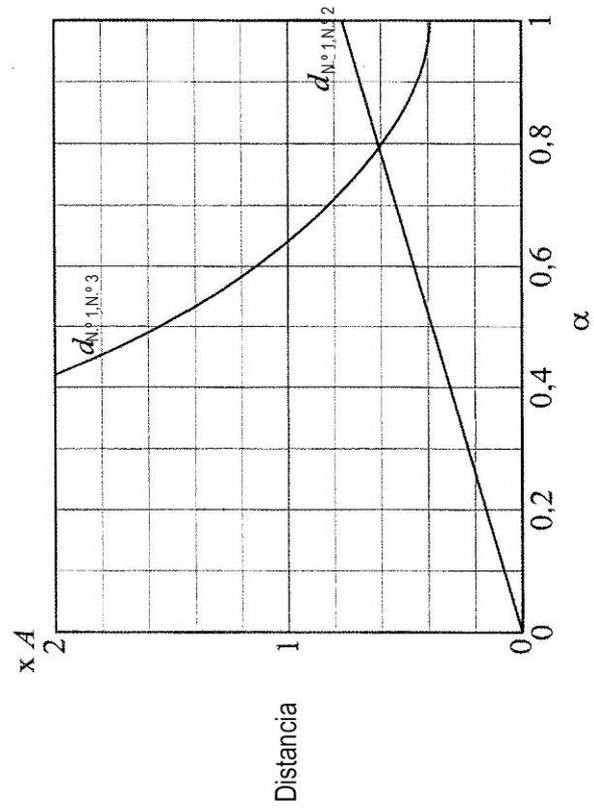


FIG. 37

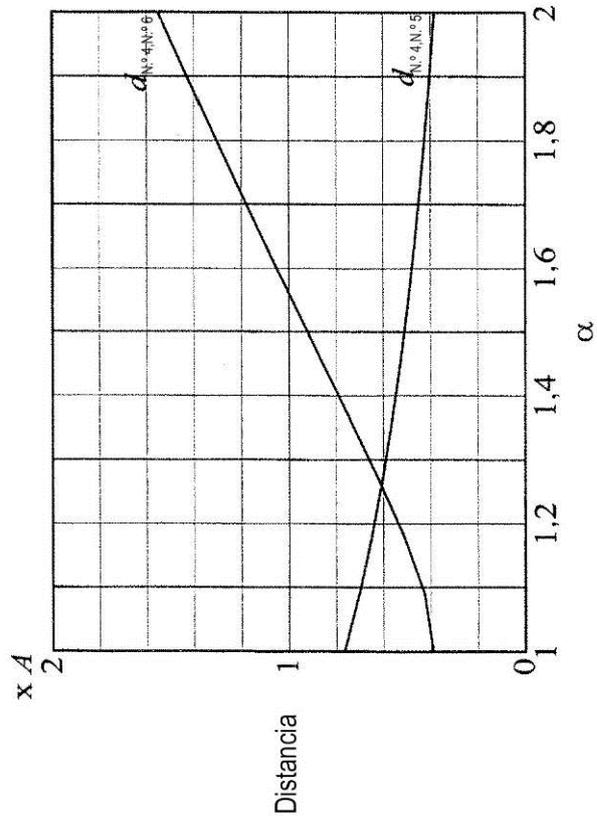


FIG. 38B

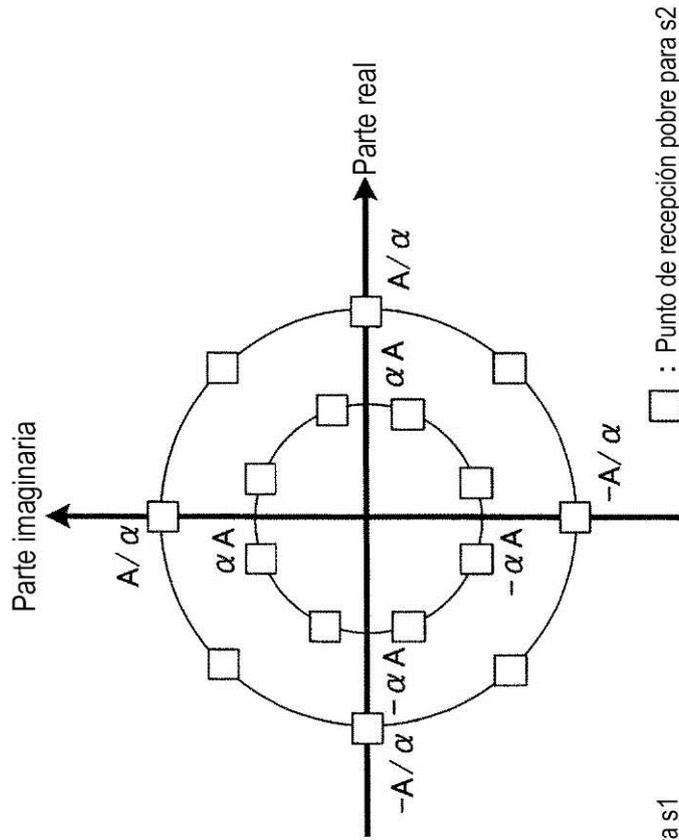


FIG. 38A

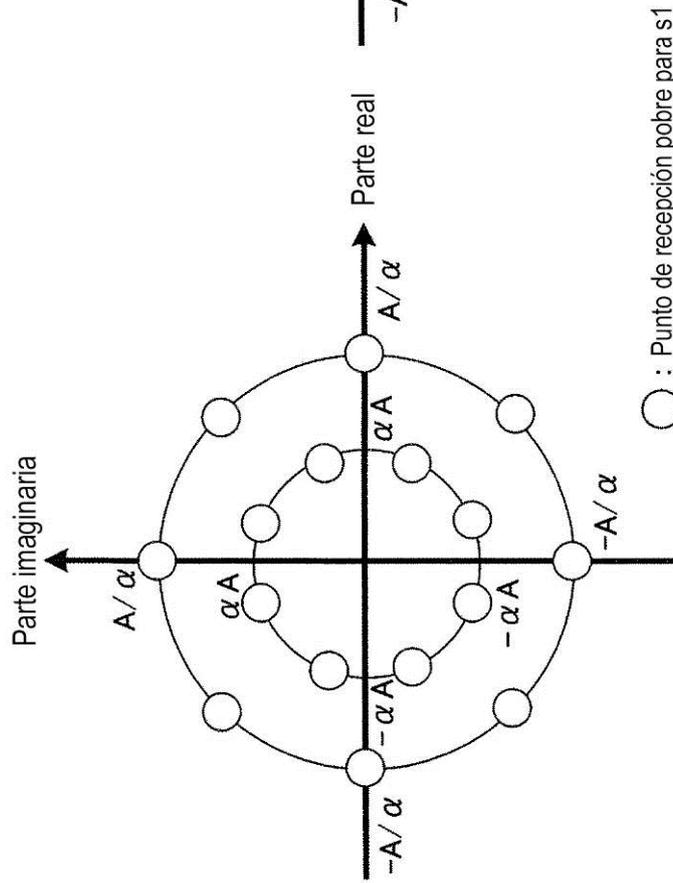


FIG. 39A

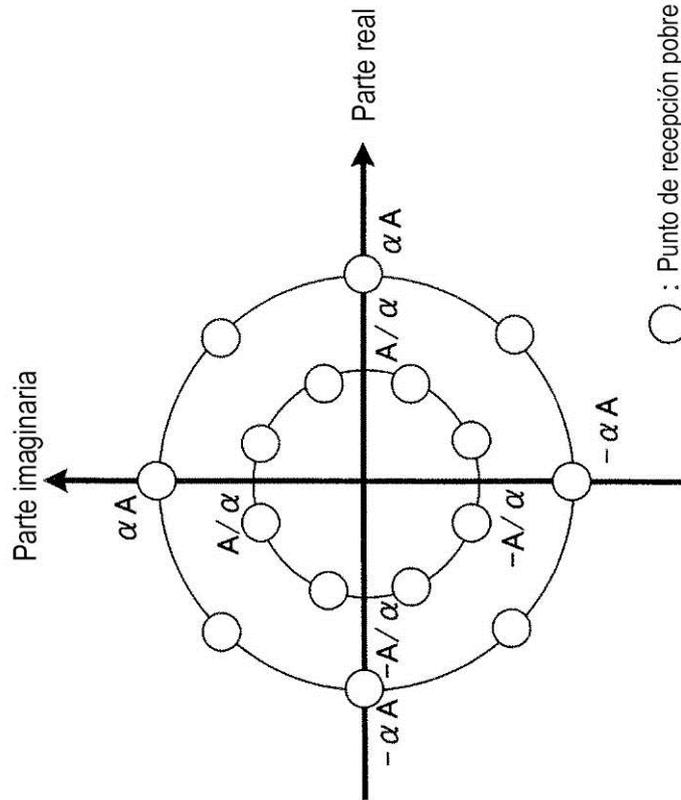


FIG. 39B

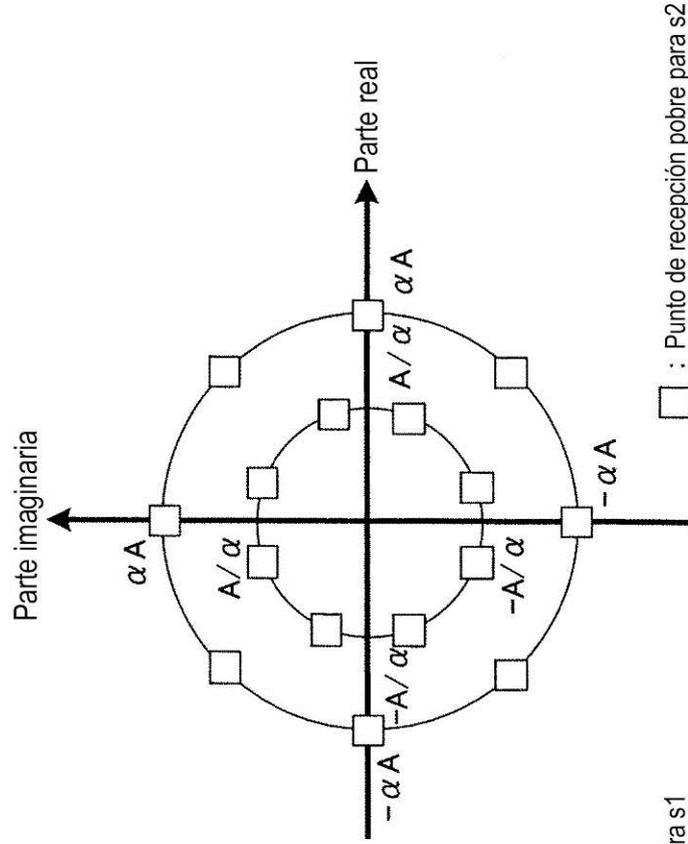


FIG. 40

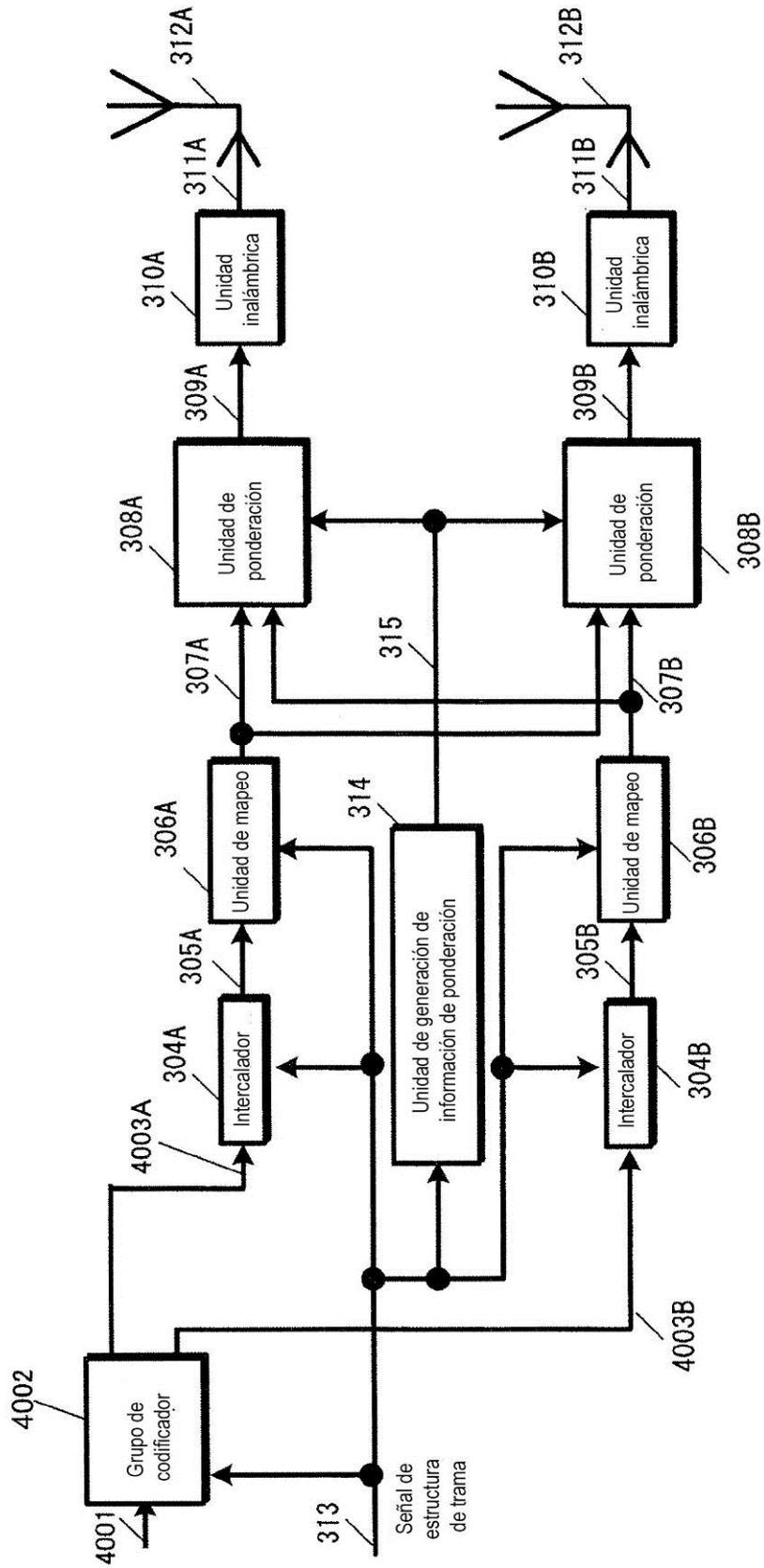


FIG. 41

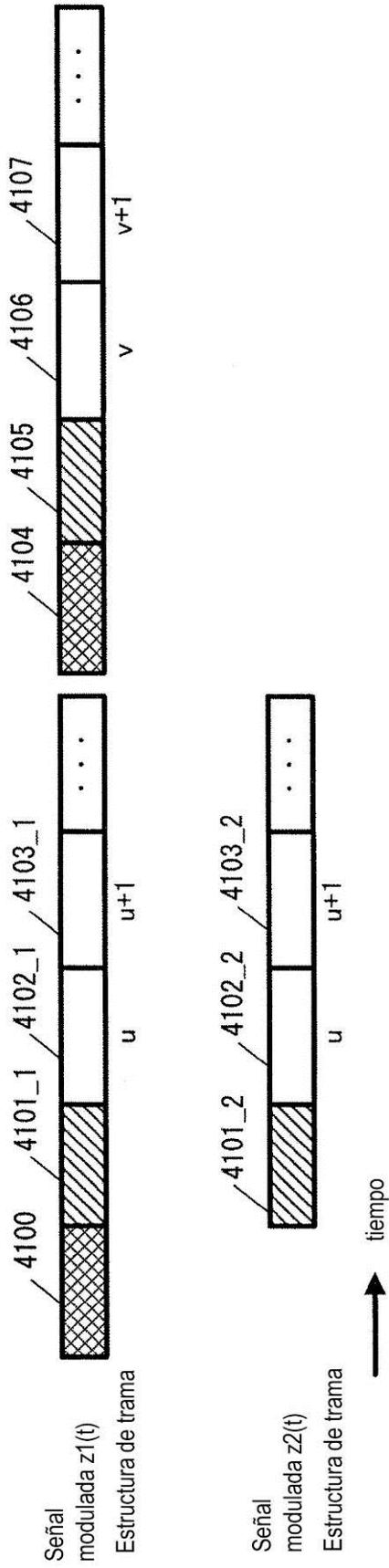


FIG. 42B

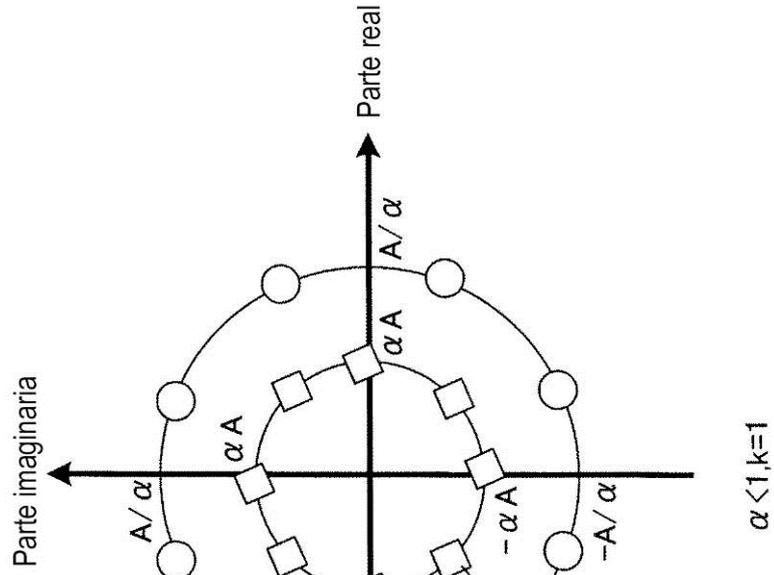


FIG. 42A

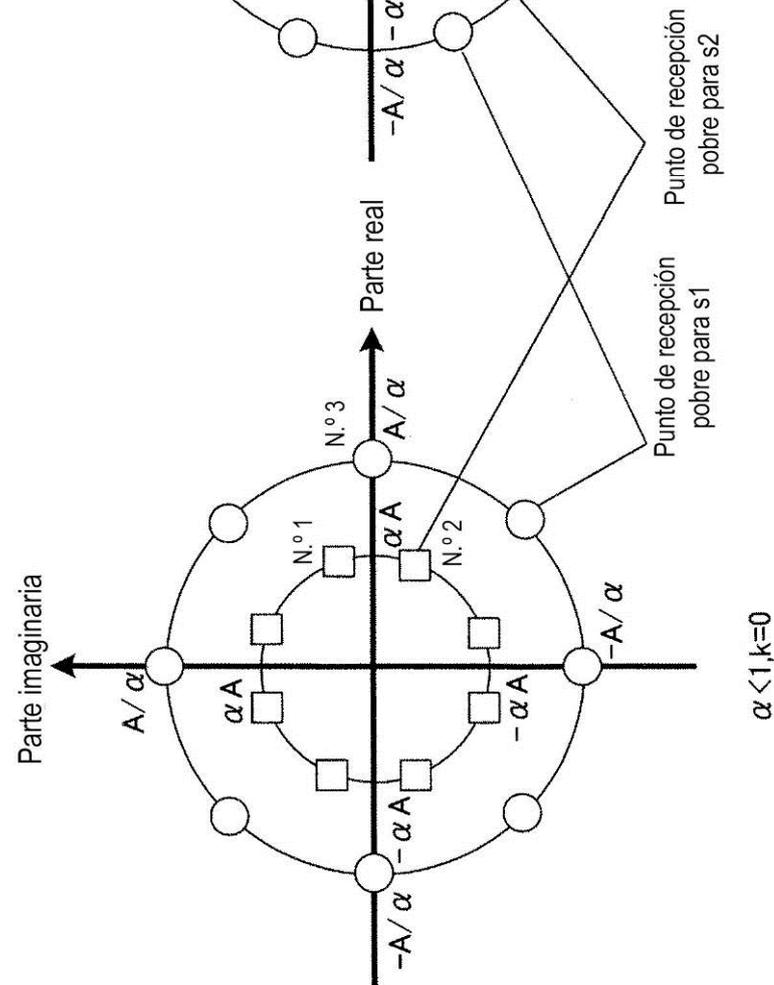


FIG. 43B

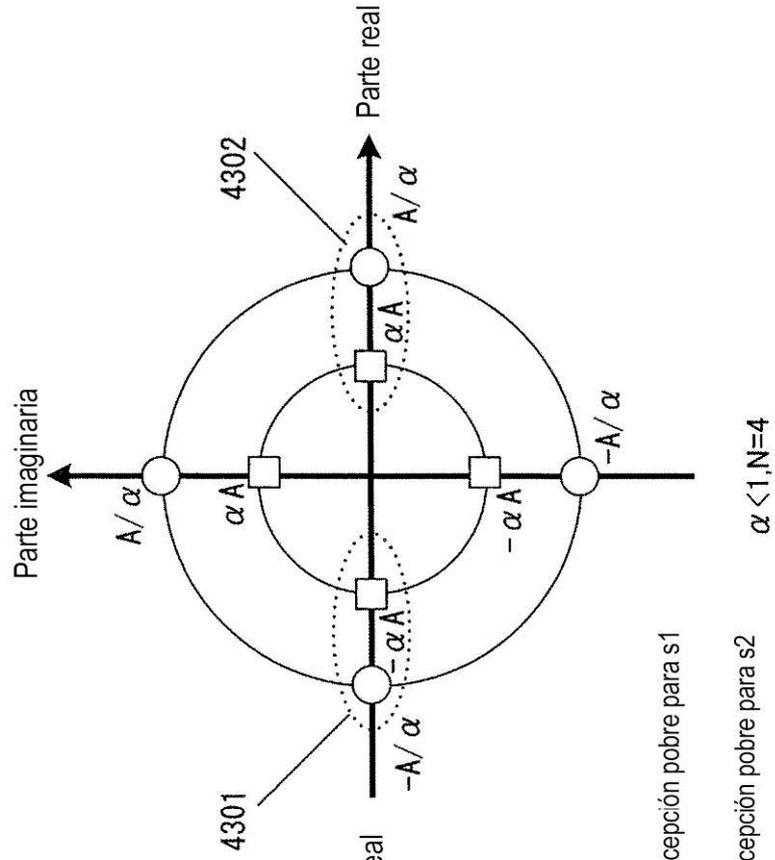


FIG. 43A

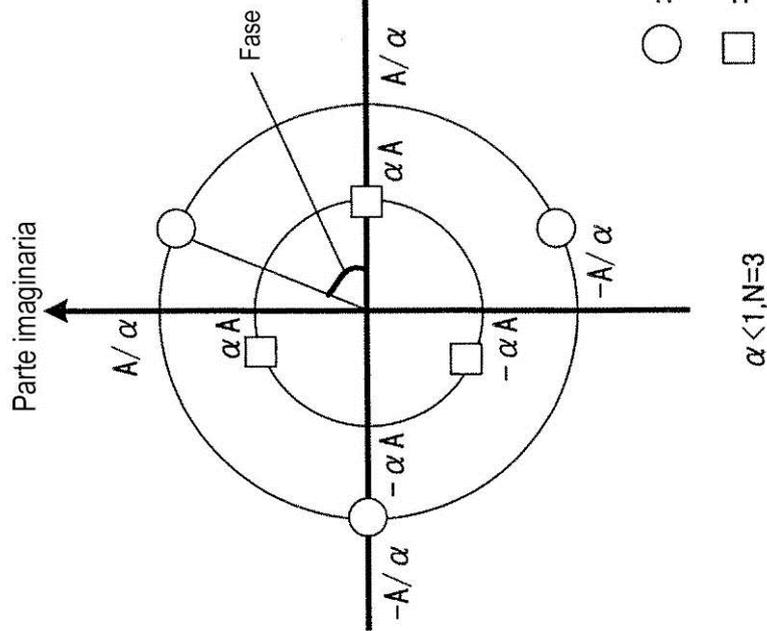


FIG. 44B

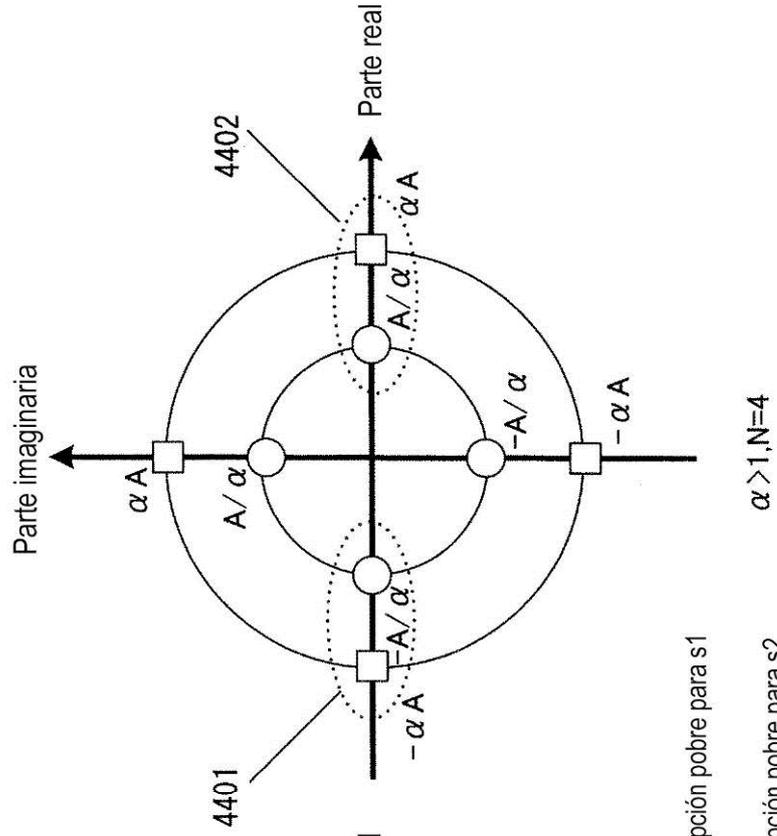


FIG. 44A

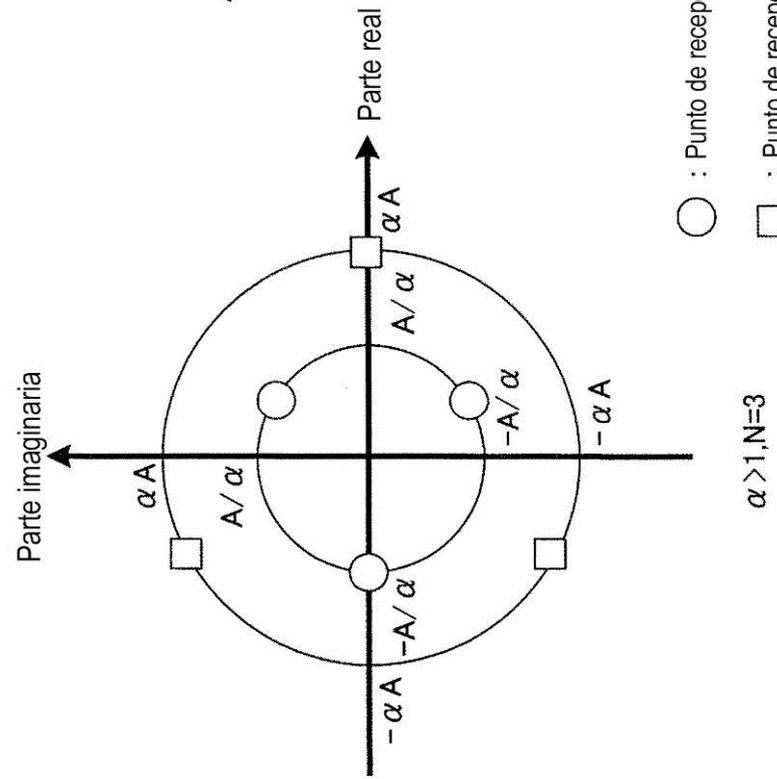


FIG. 45B

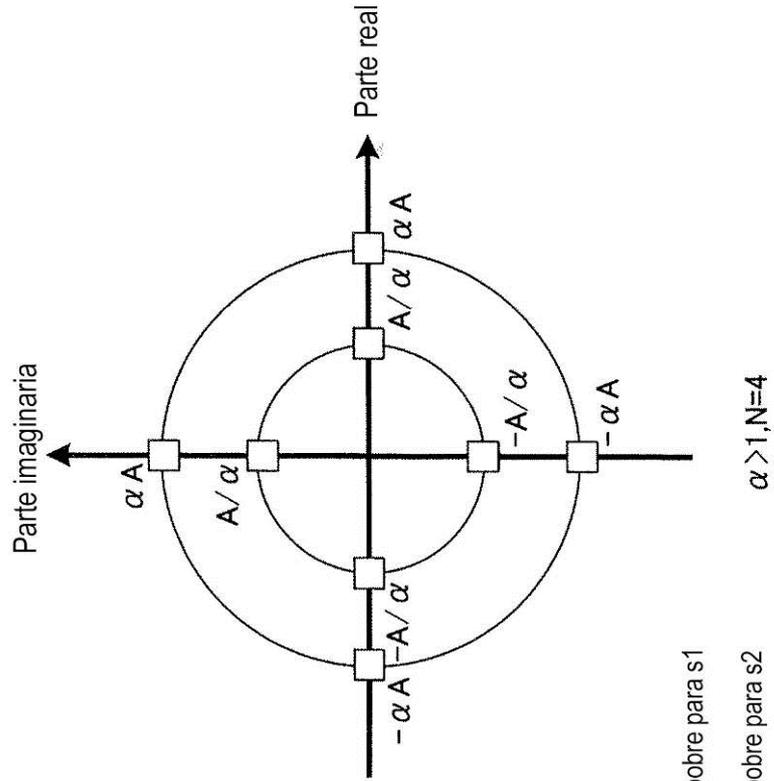
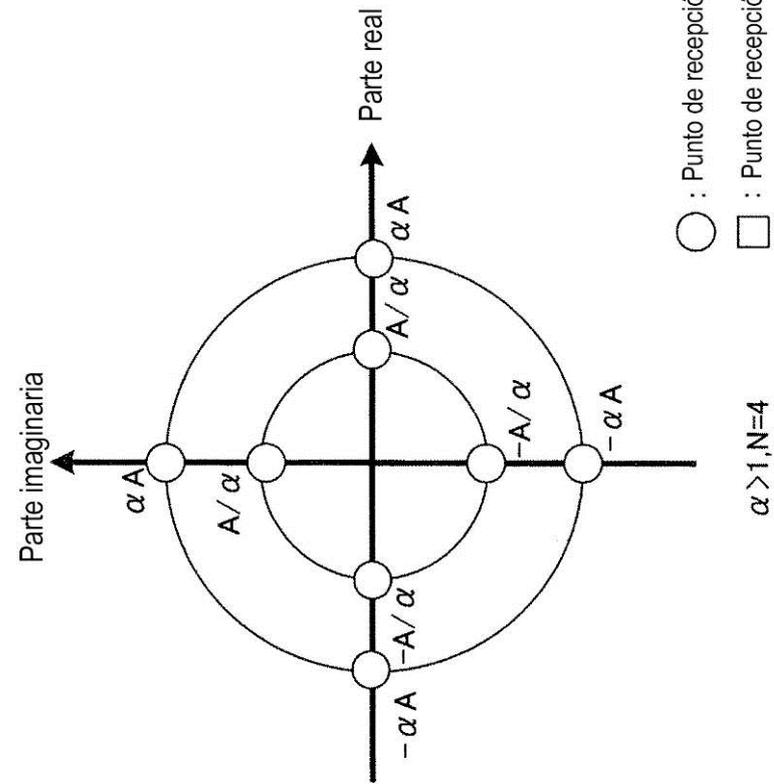


FIG. 45A



○ : Punto de recepción pobre para s1  
 □ : Punto de recepción pobre para s2

$\alpha > 1, N=4$

$\alpha > 1, N=4$

FIG. 46B

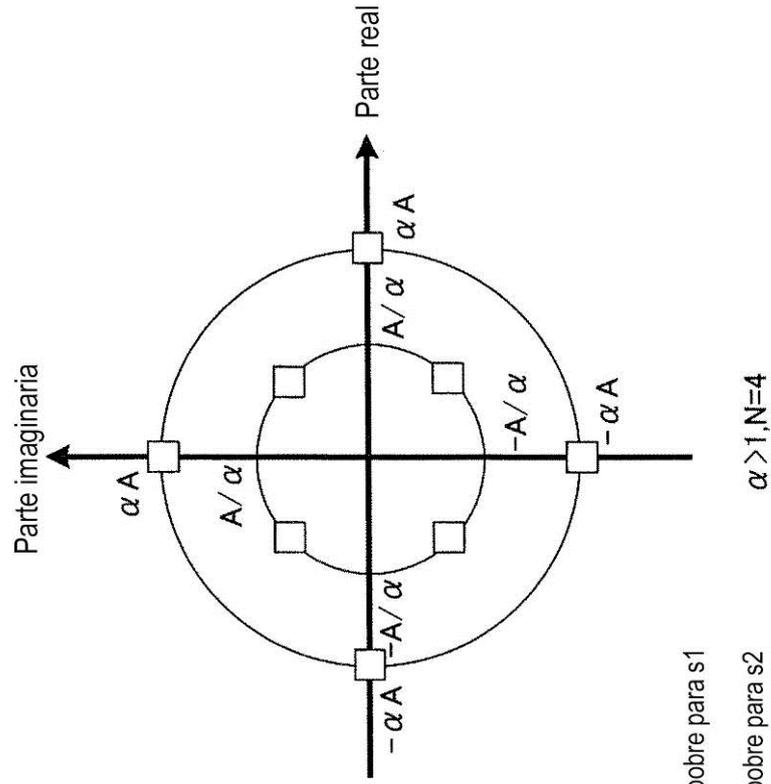


FIG. 46A

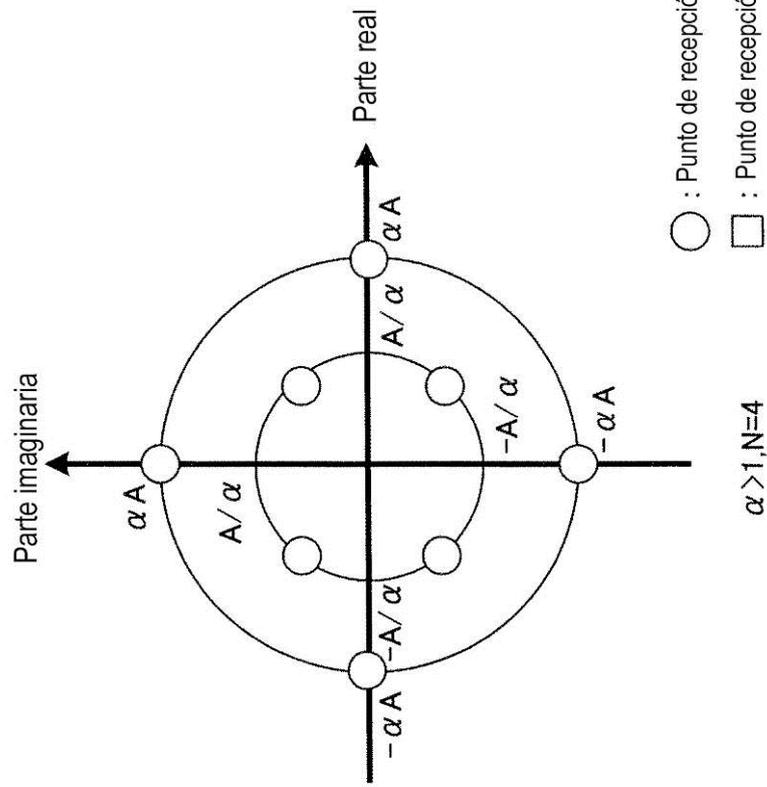


FIG. 47A

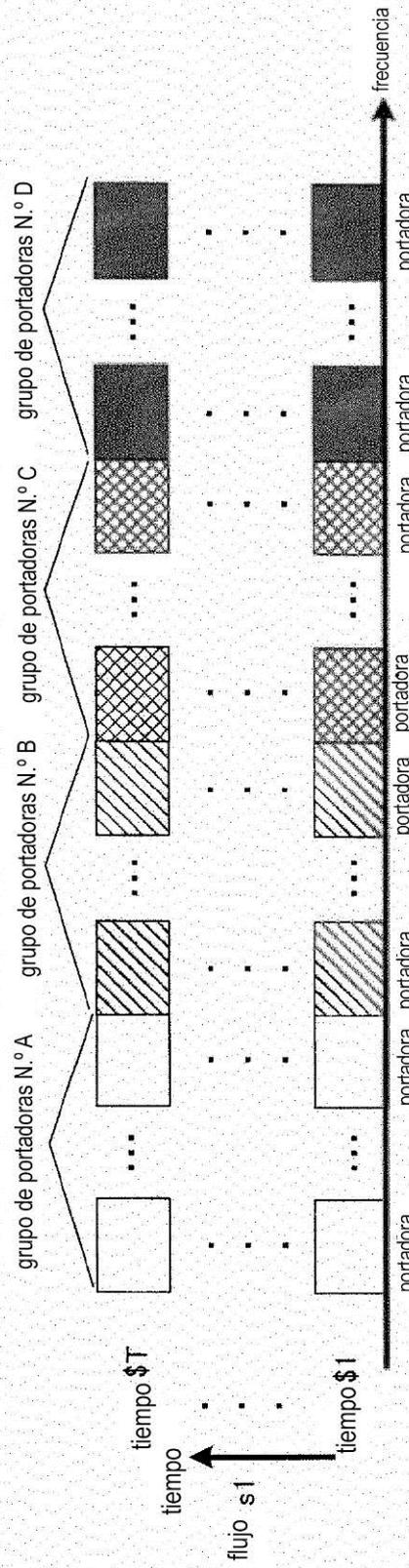


FIG. 47B

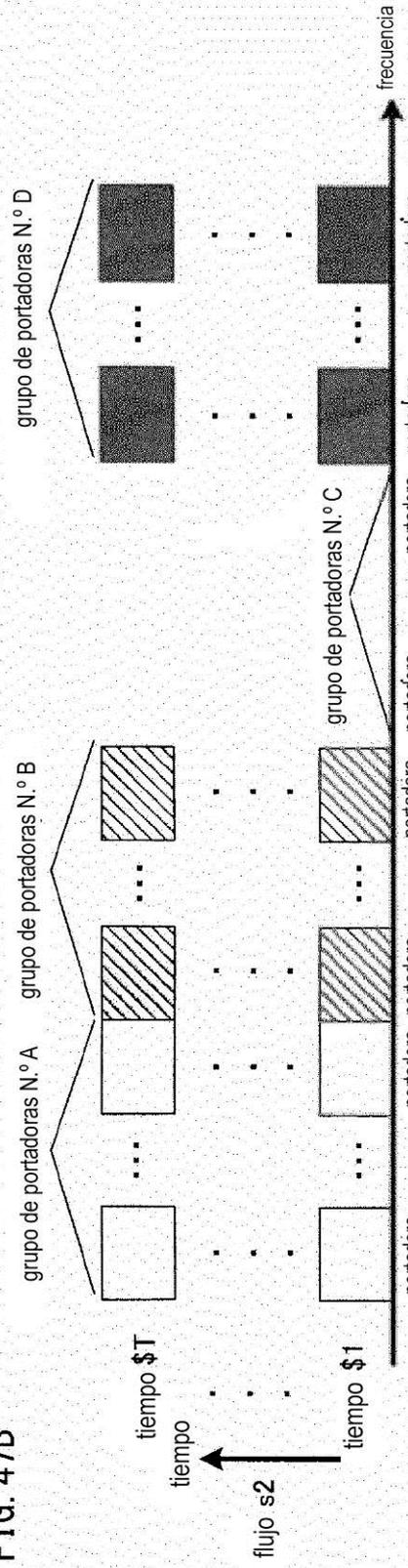


FIG. 48A

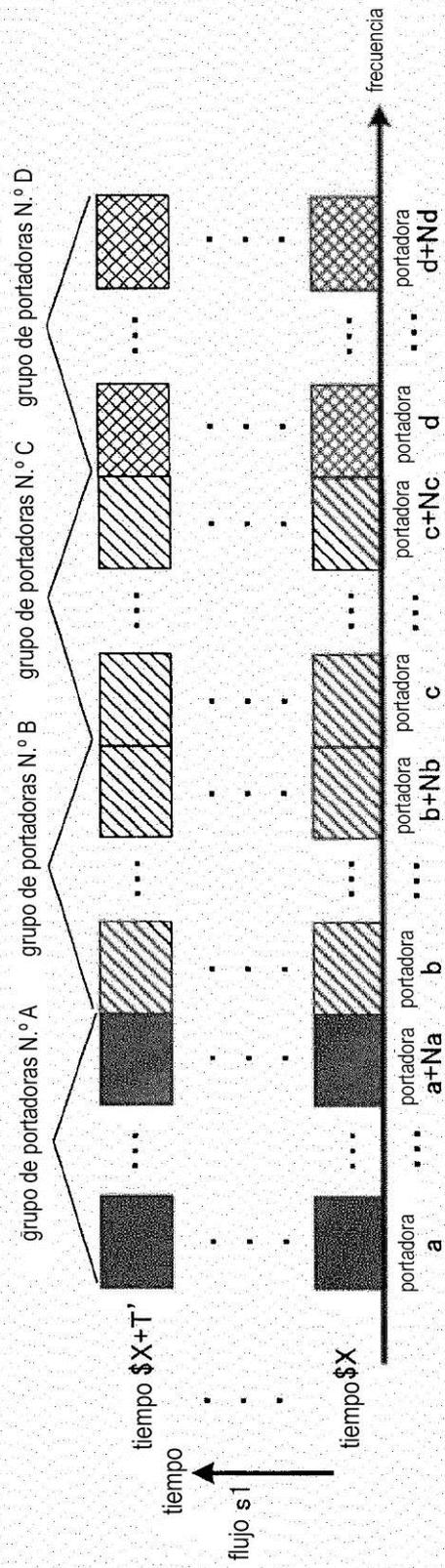


FIG. 48B

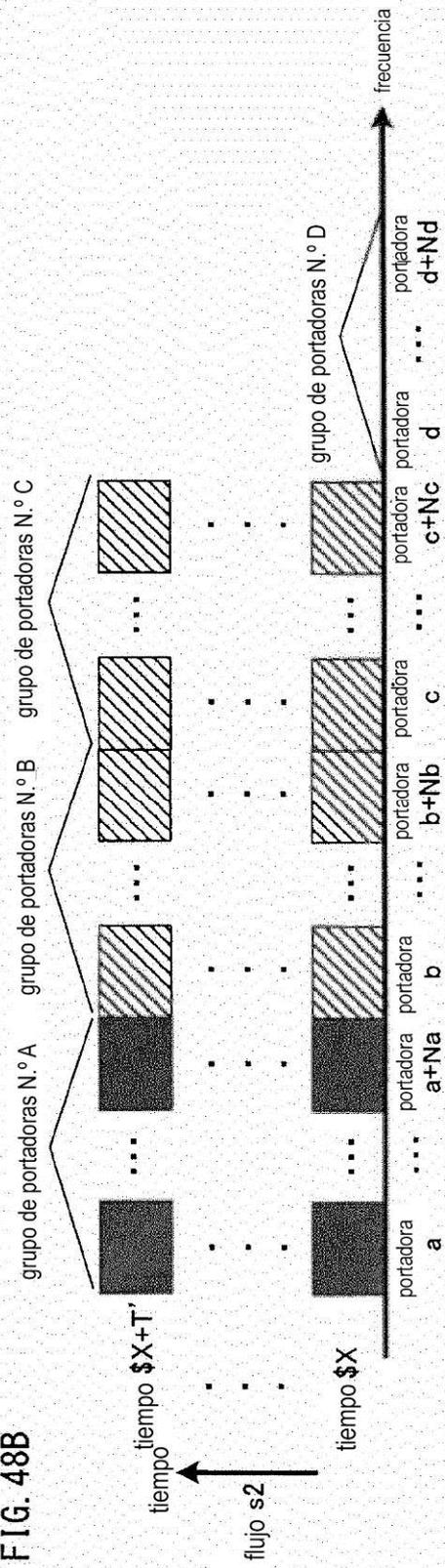
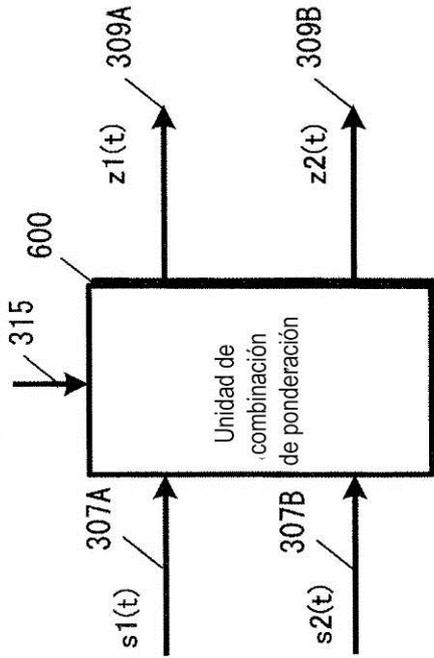


FIG. 49

Información con respecto a método de ponderación



Método N.º 1:

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

Expresión diferente

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

Método N.º 2:

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(t)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(t)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

FIG. 50

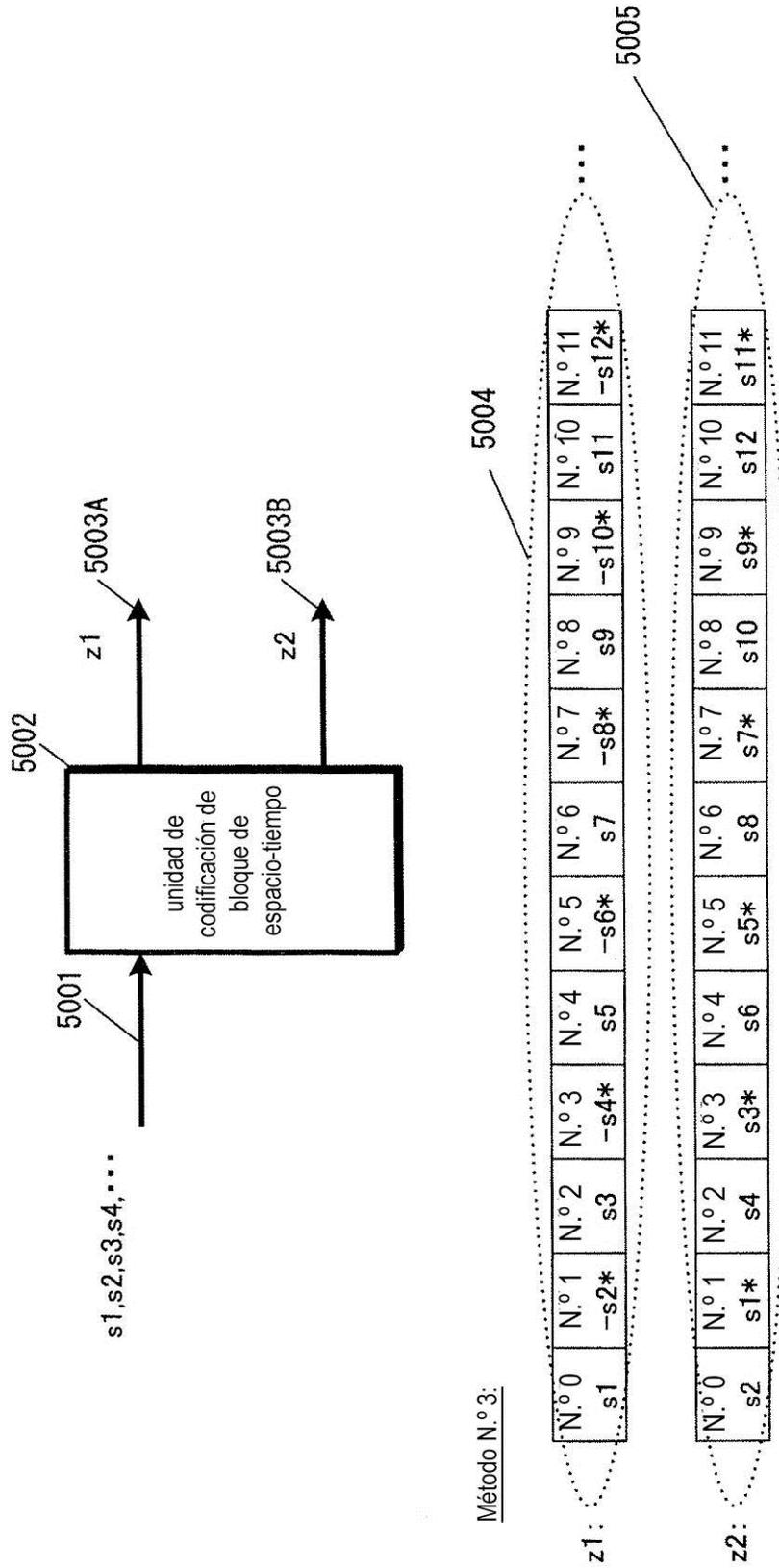


FIG. 51

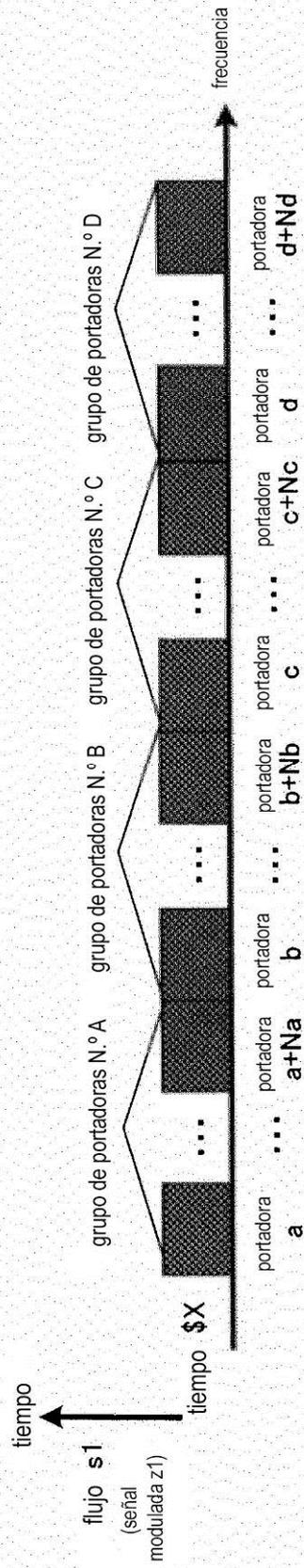


FIG. 52

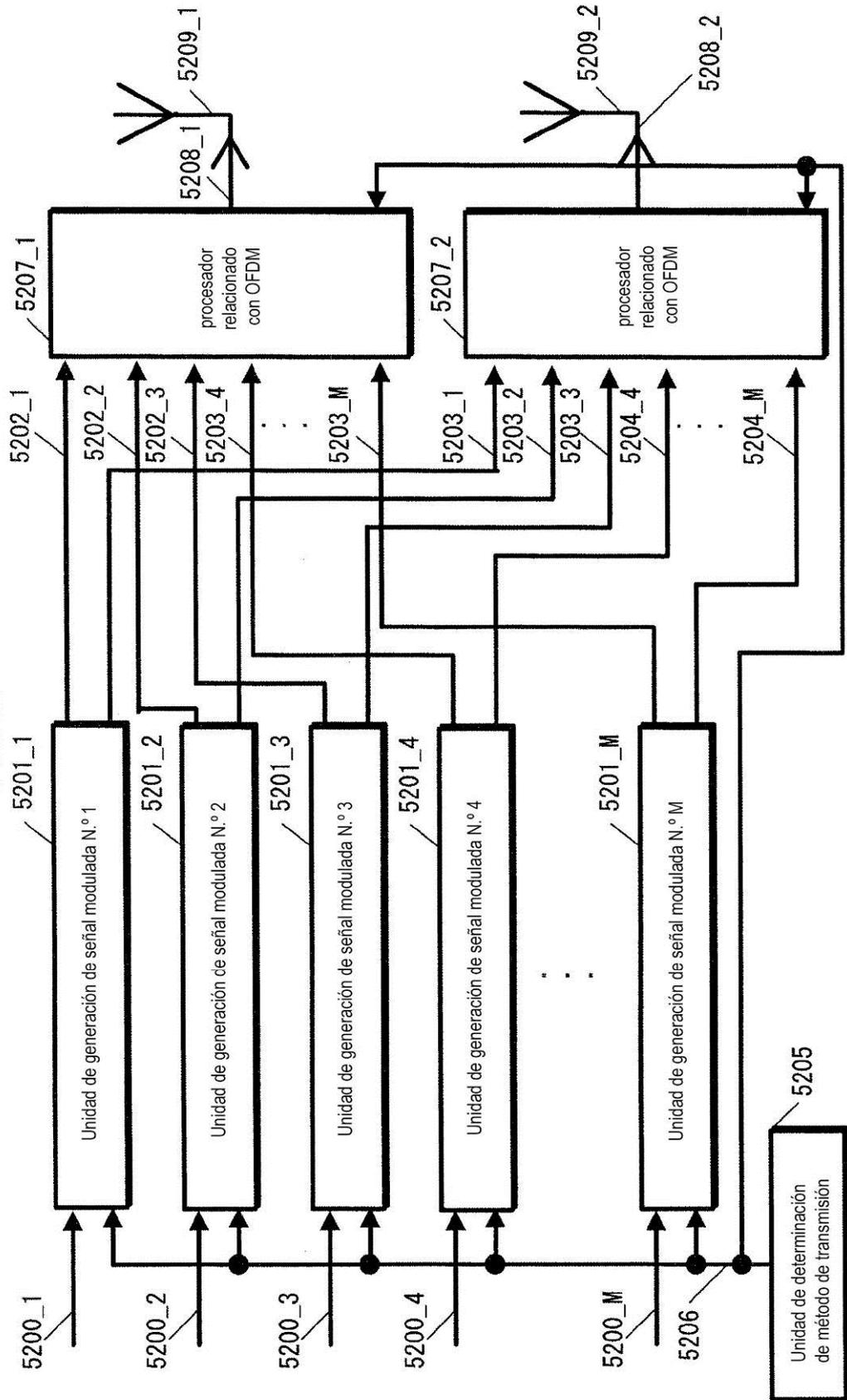
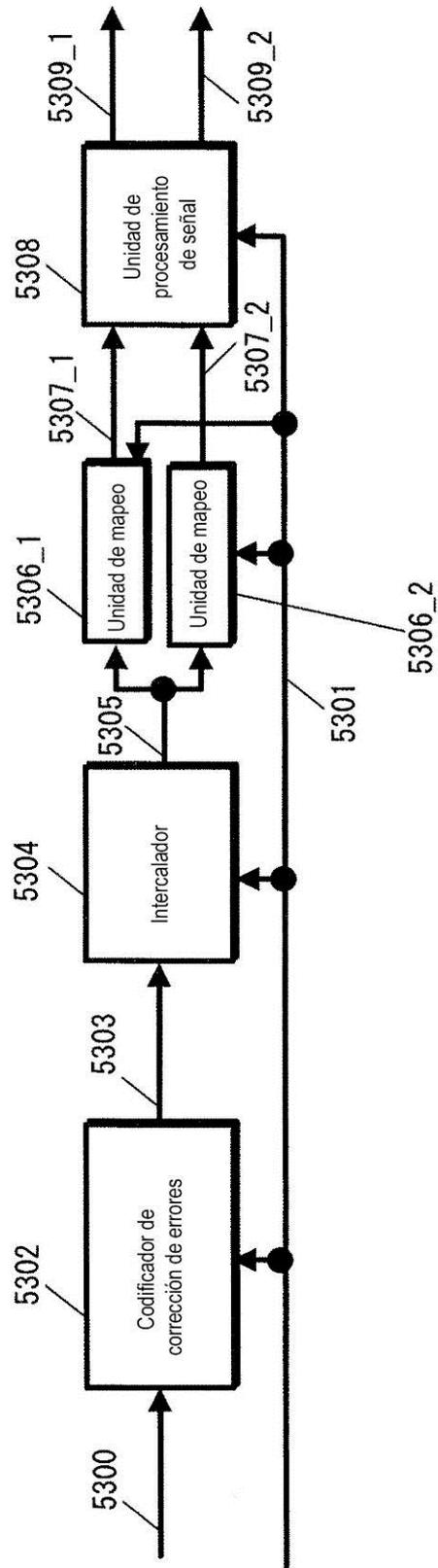


FIG. 53



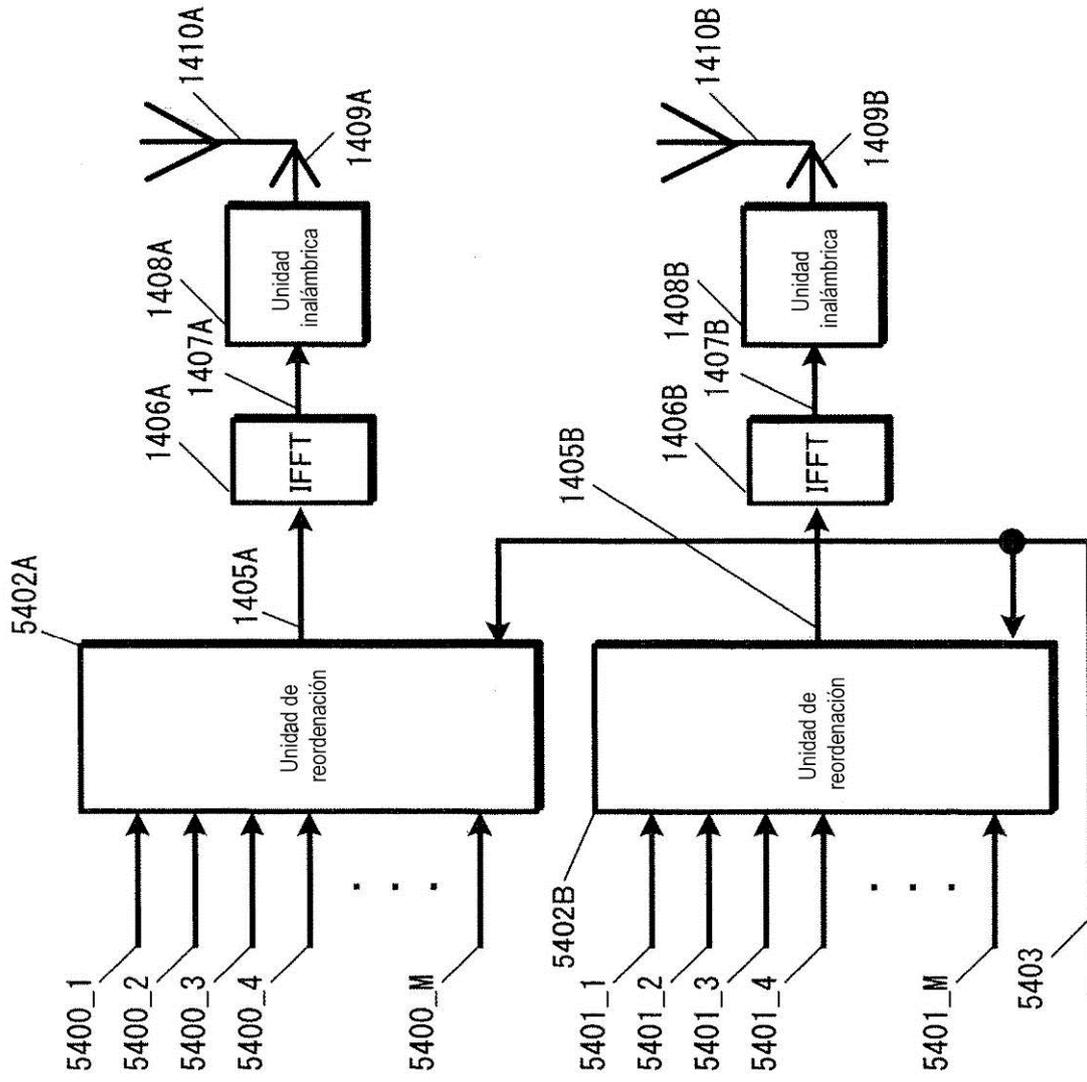


FIG. 54

FIG. 55A

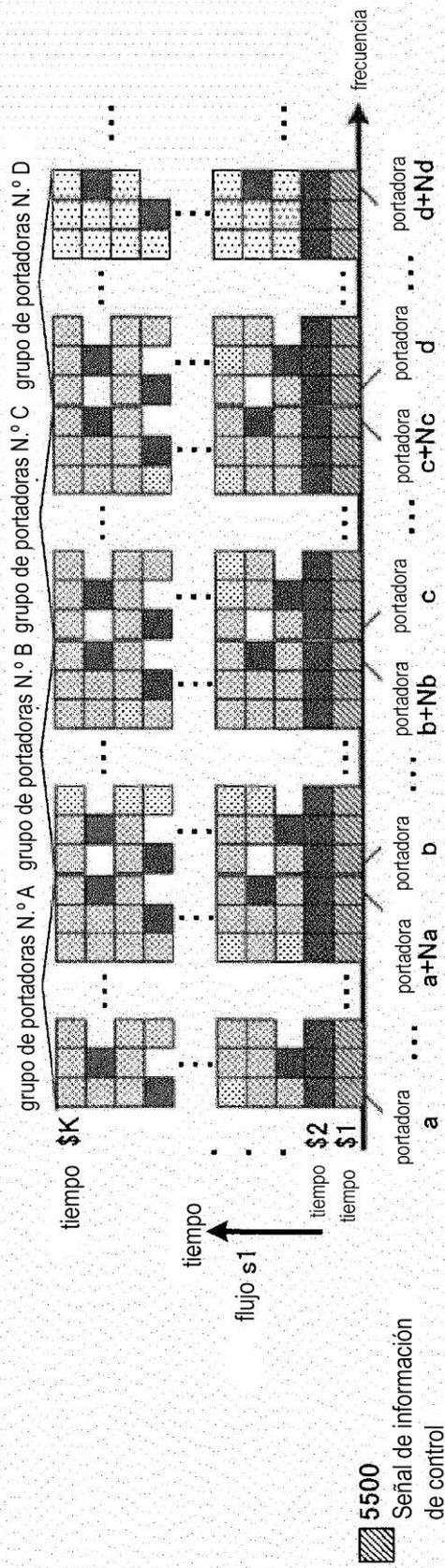
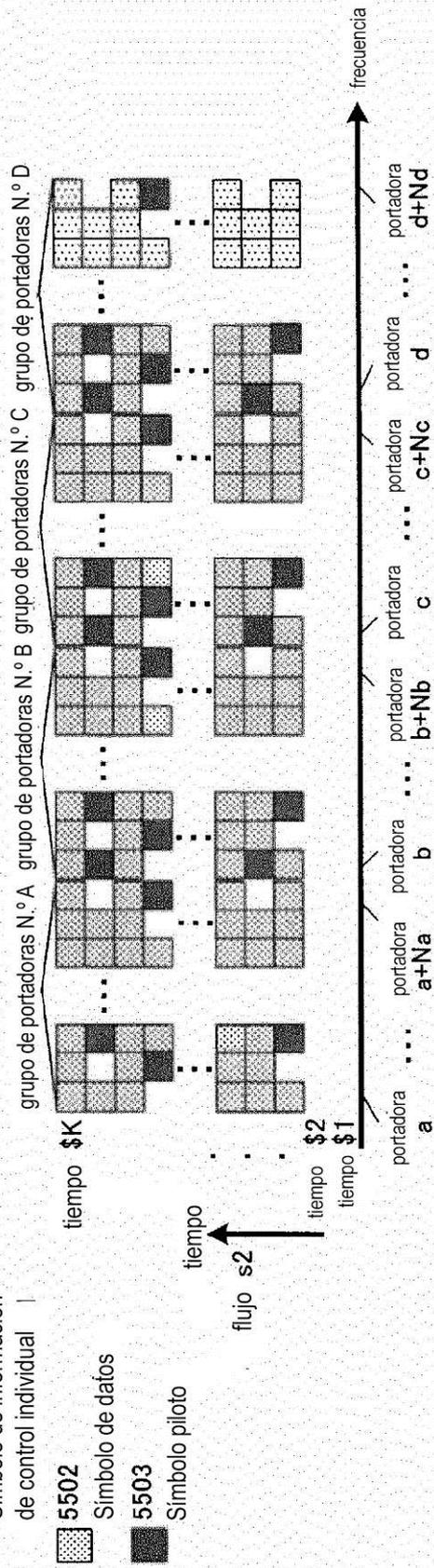


FIG. 55B



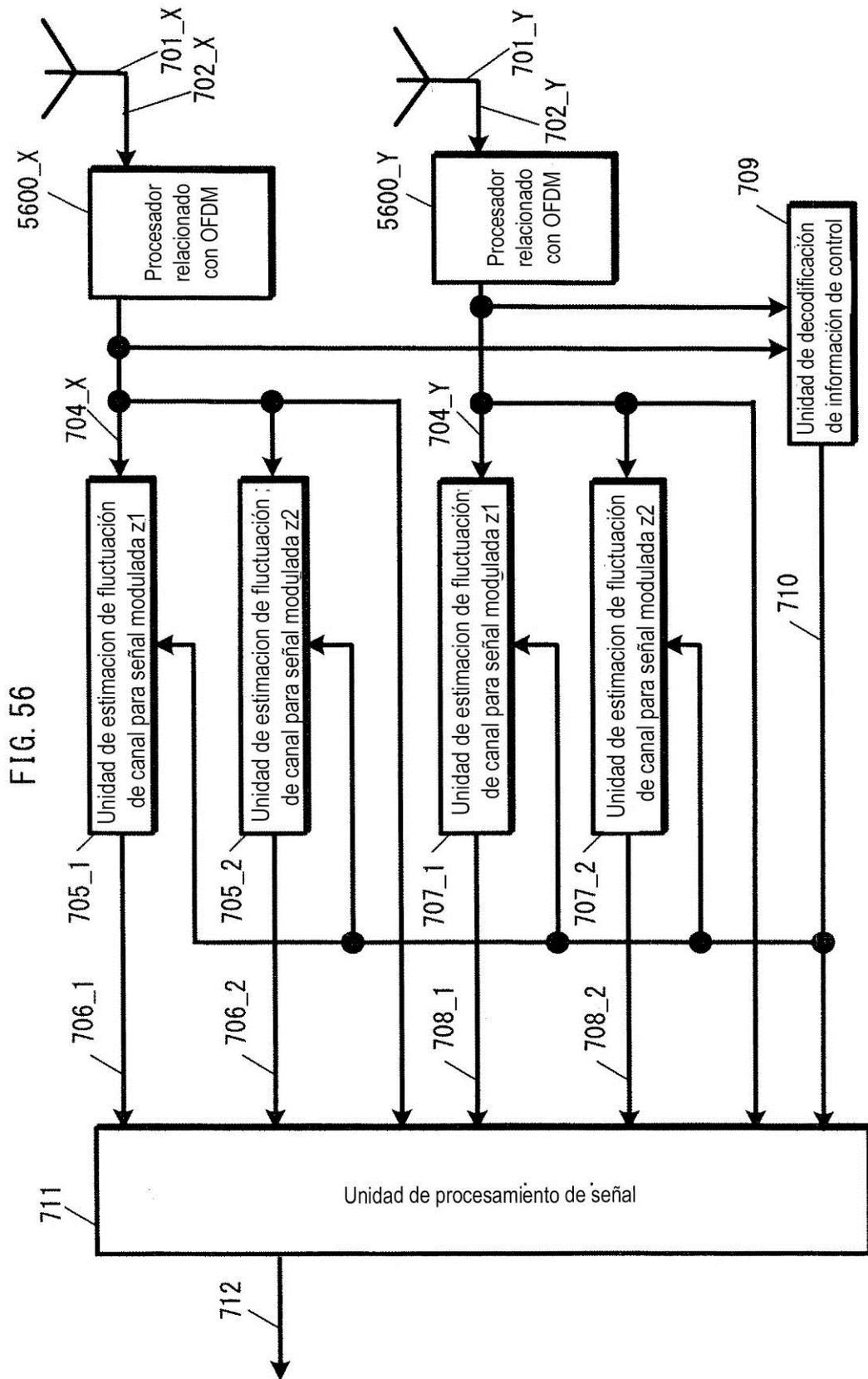


FIG. 57

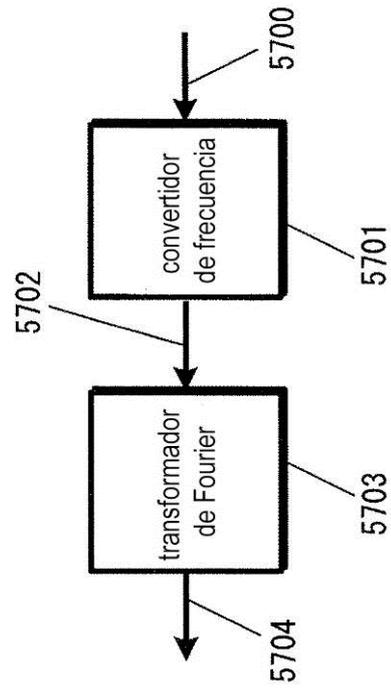




FIG. 59

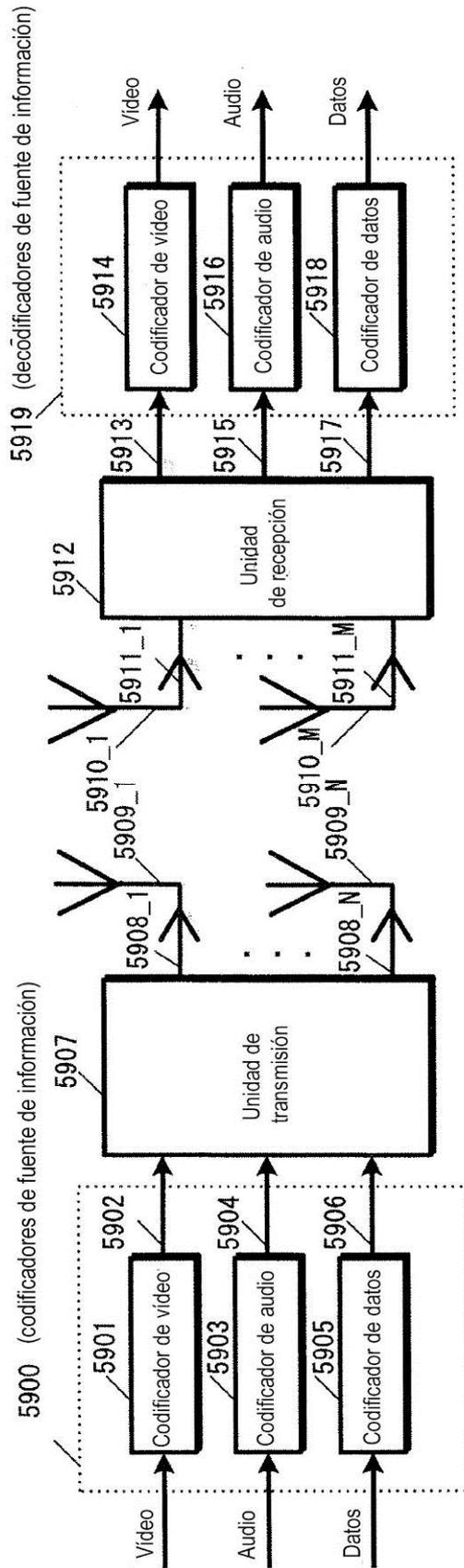


FIG. 60B

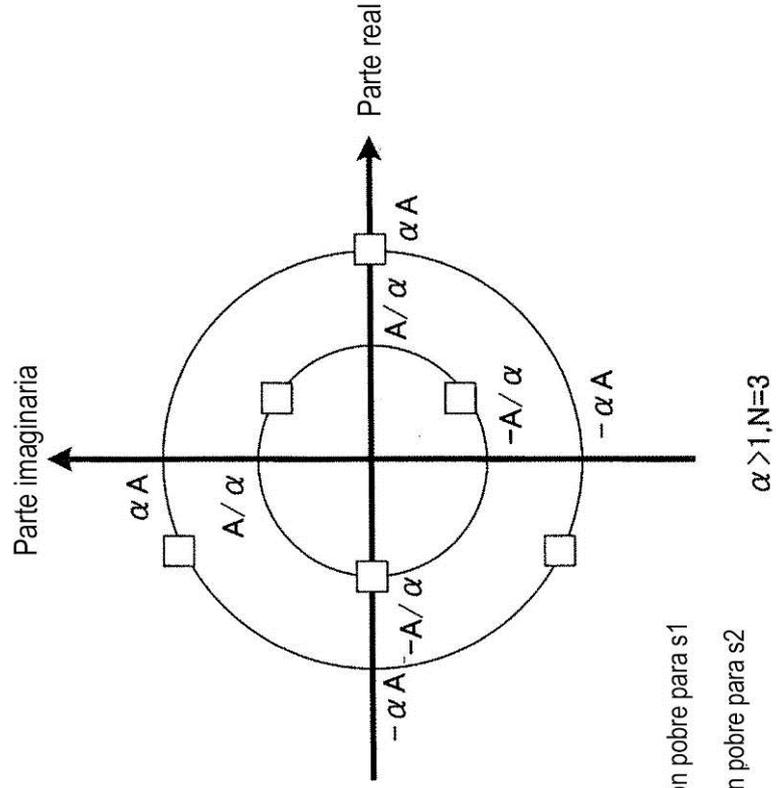
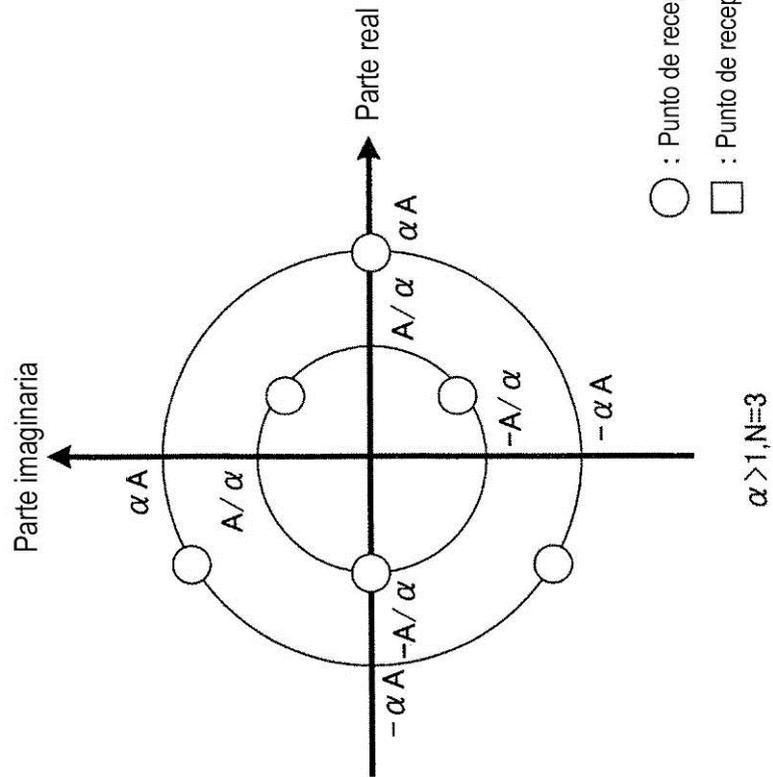


FIG. 60A



○ : Punto de recepción pobre para s1  
 □ : Punto de recepción pobre para s2

FIG. 61

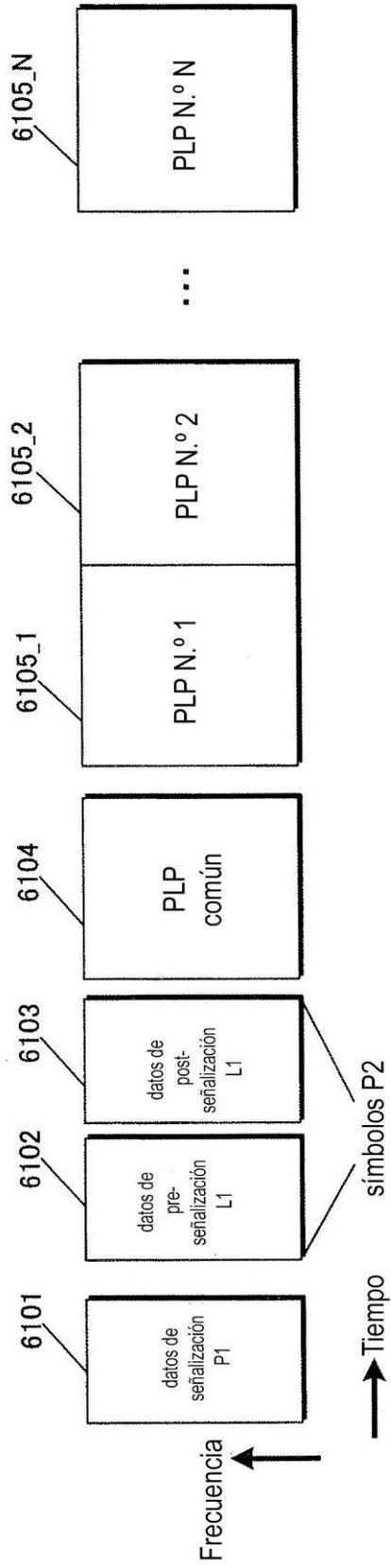


FIG. 62

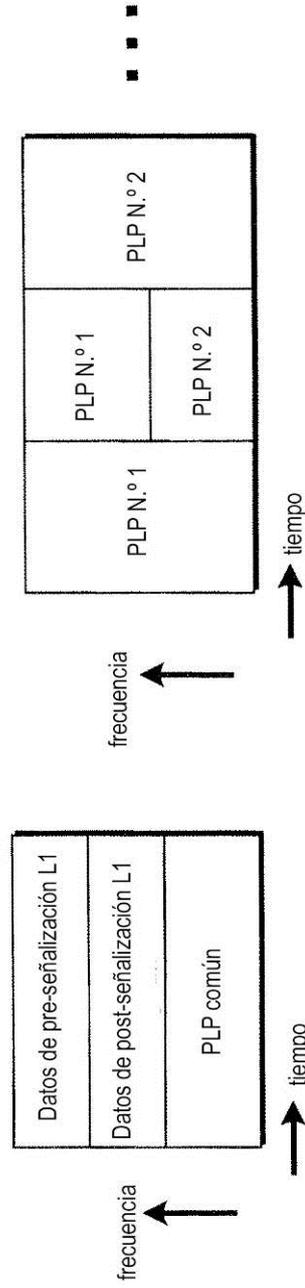


FIG. 63

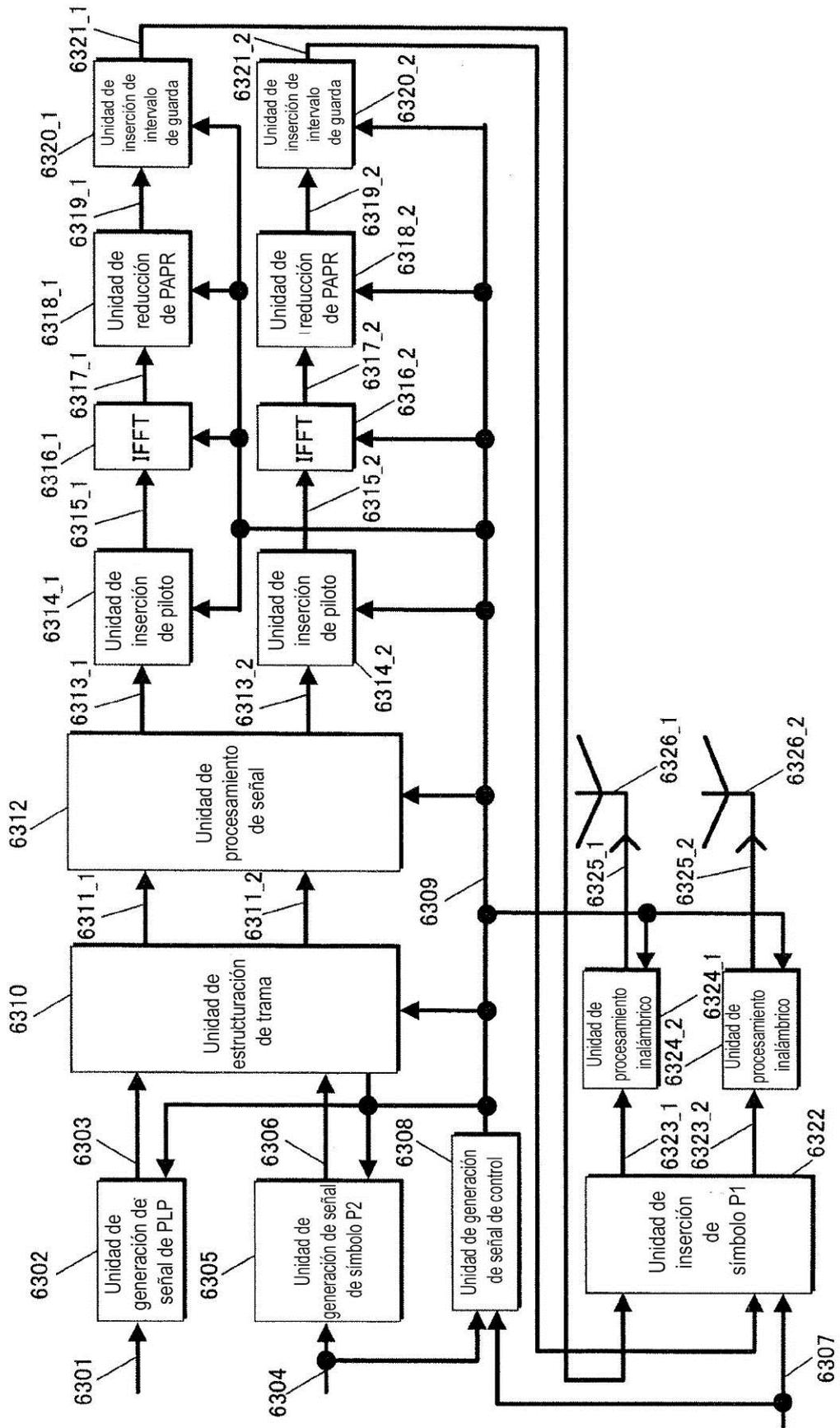


FIG. 64

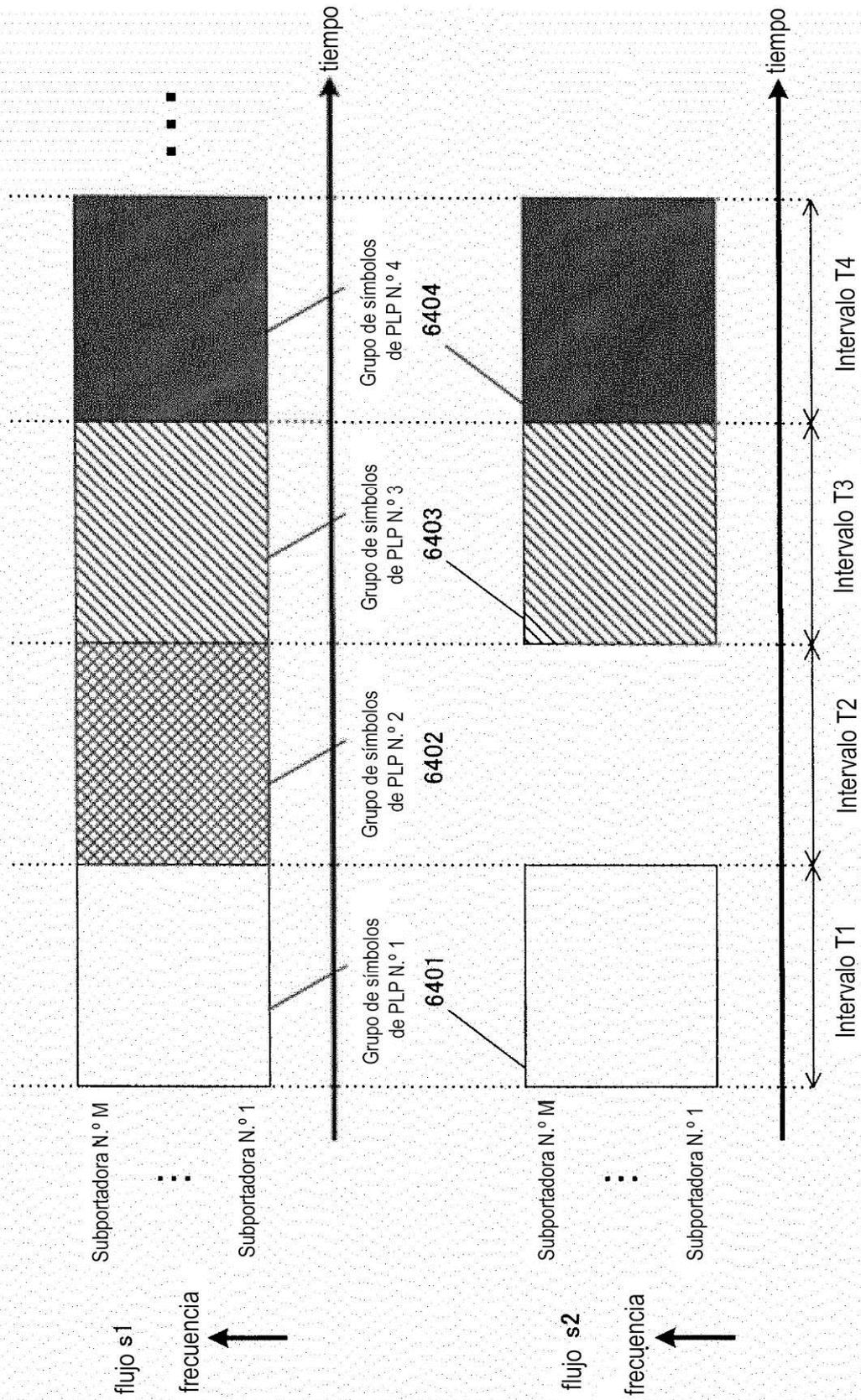


FIG. 65

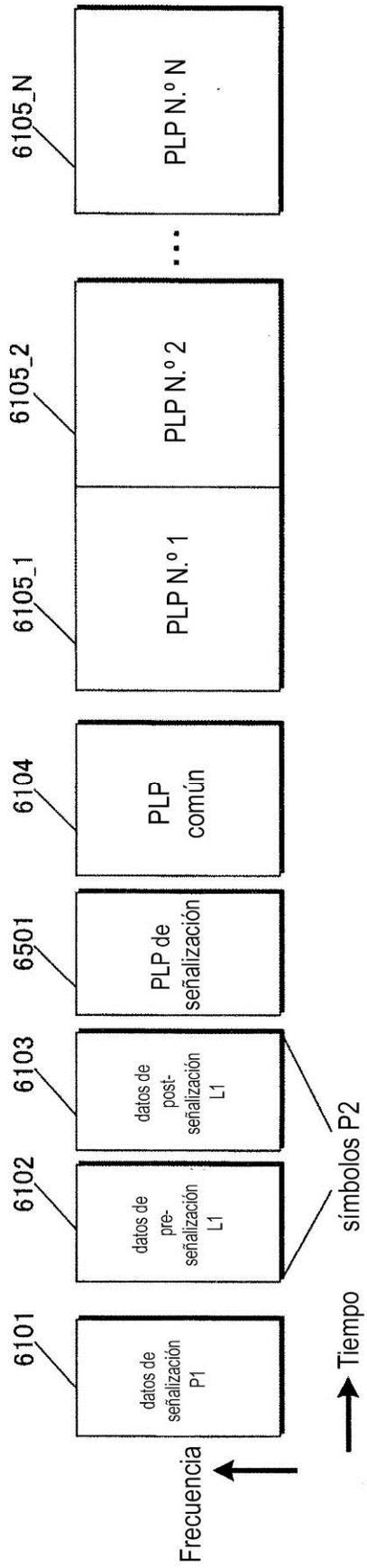


FIG. 66

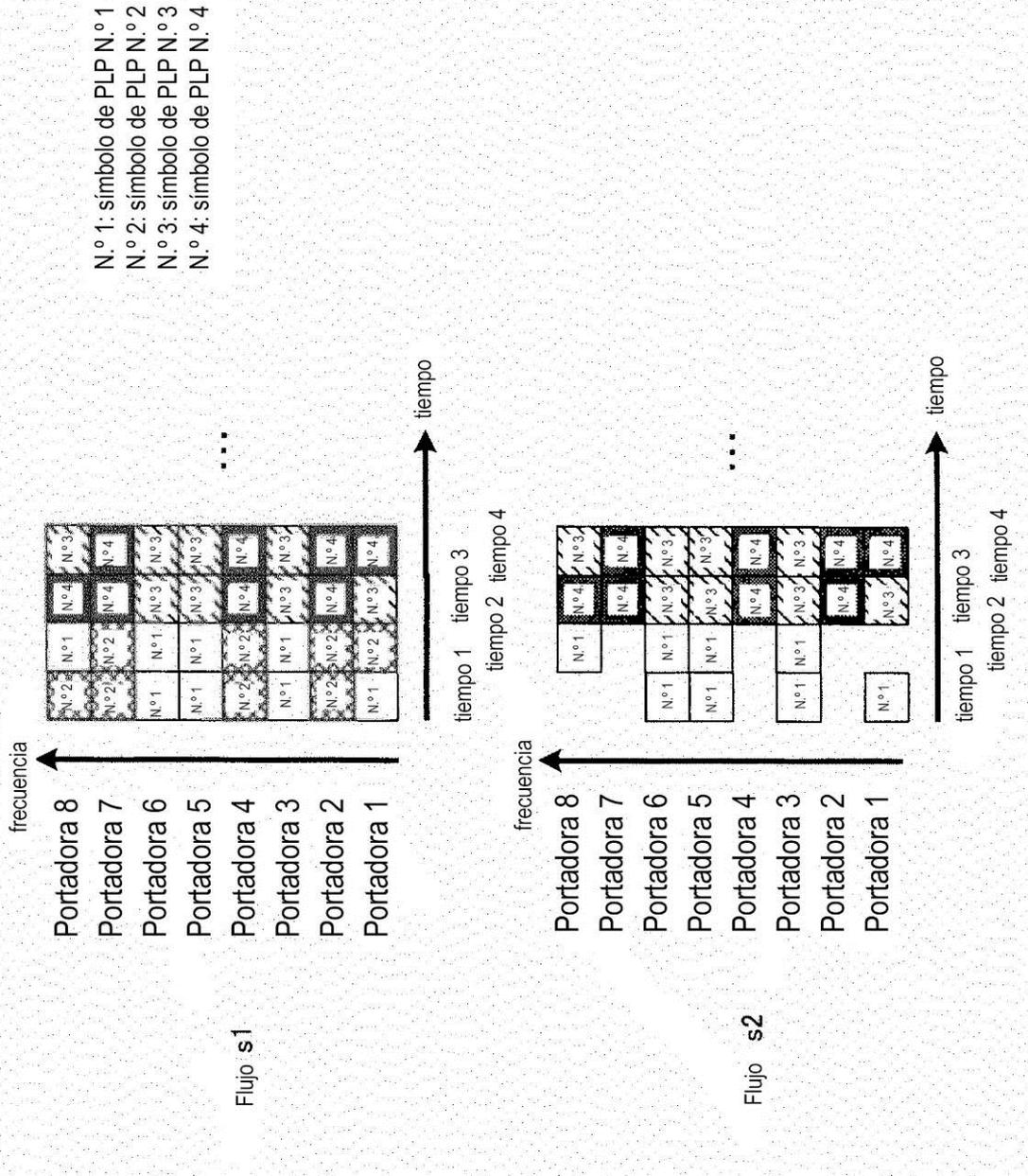


FIG. 67

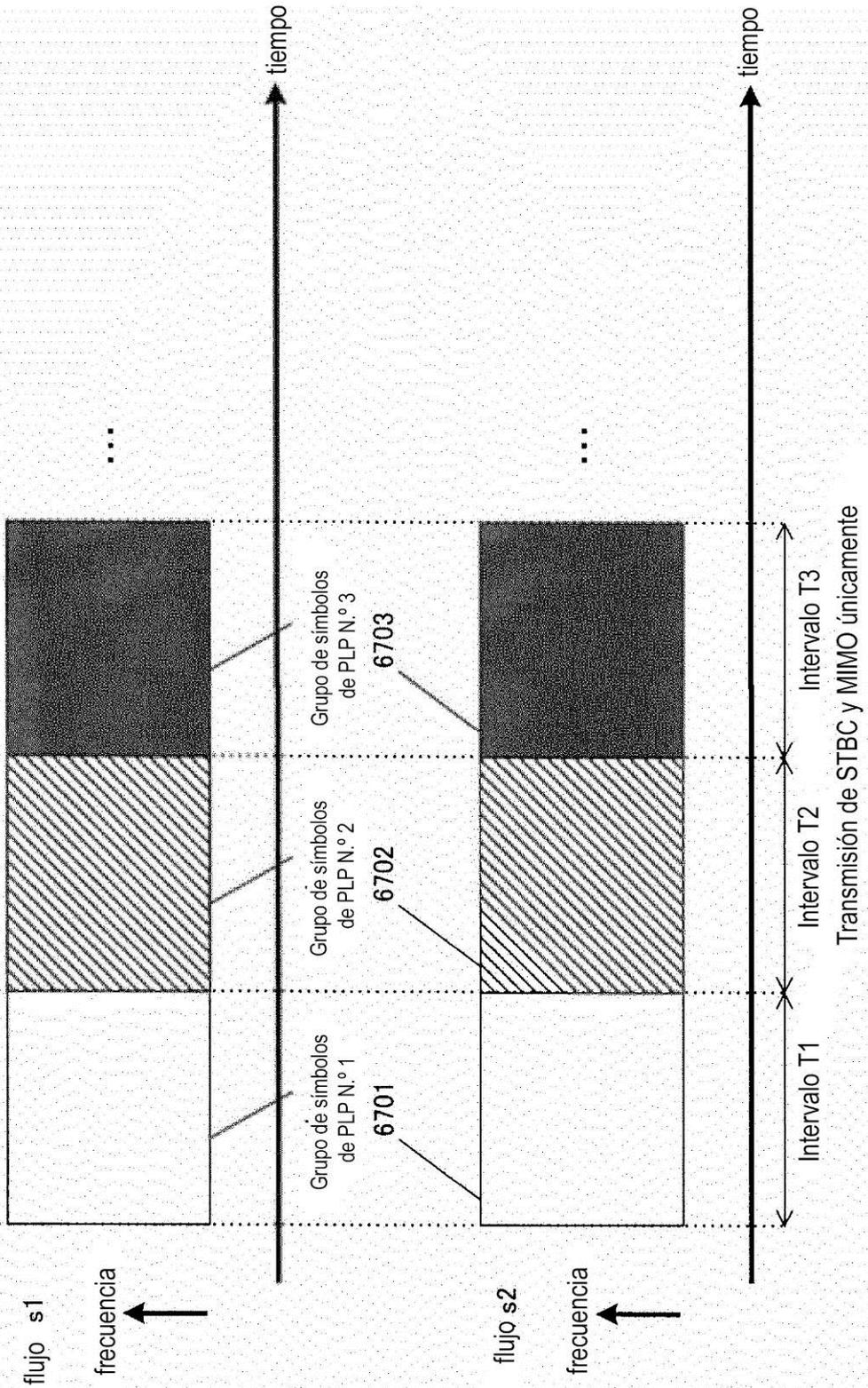
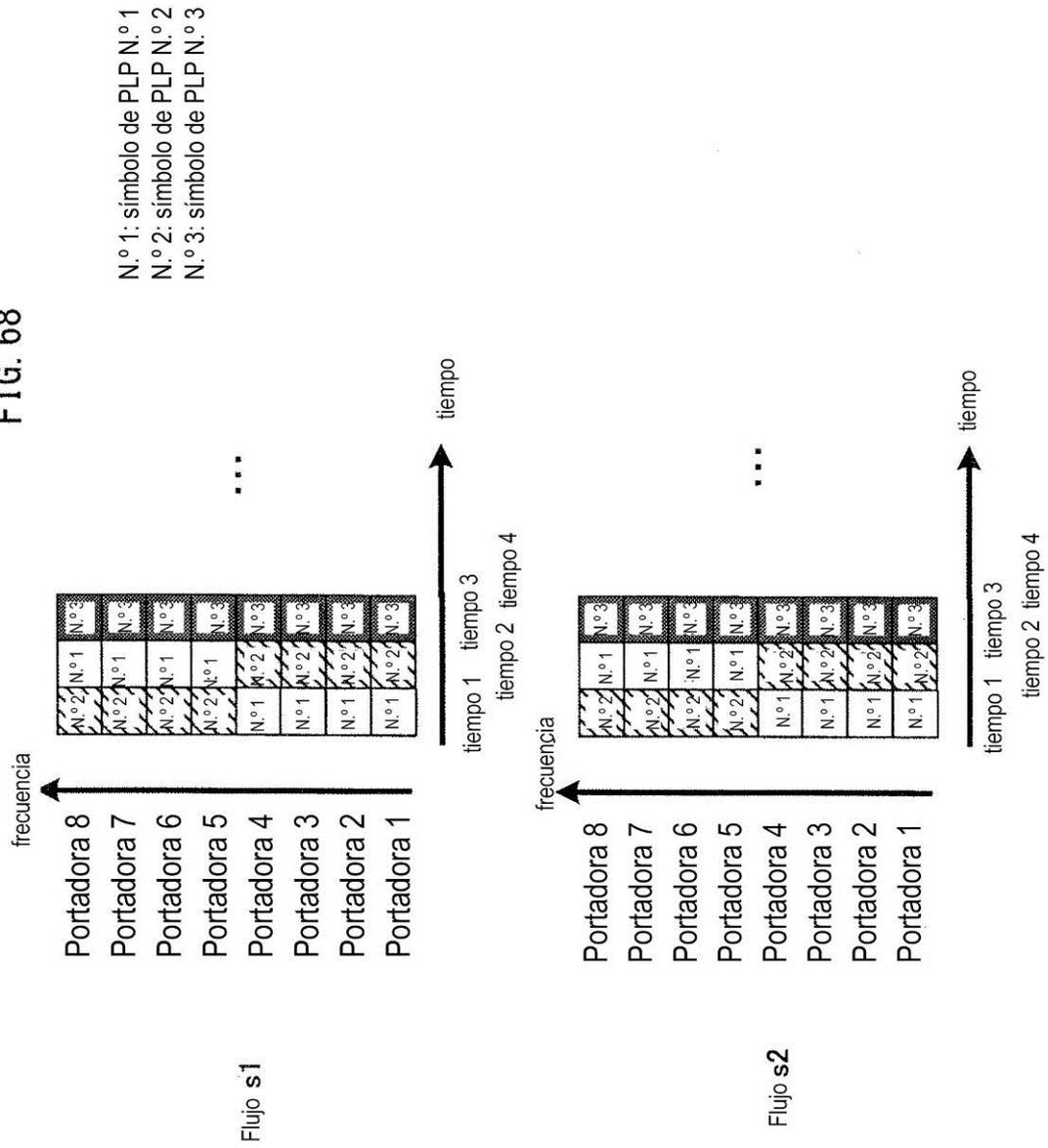


FIG. 68



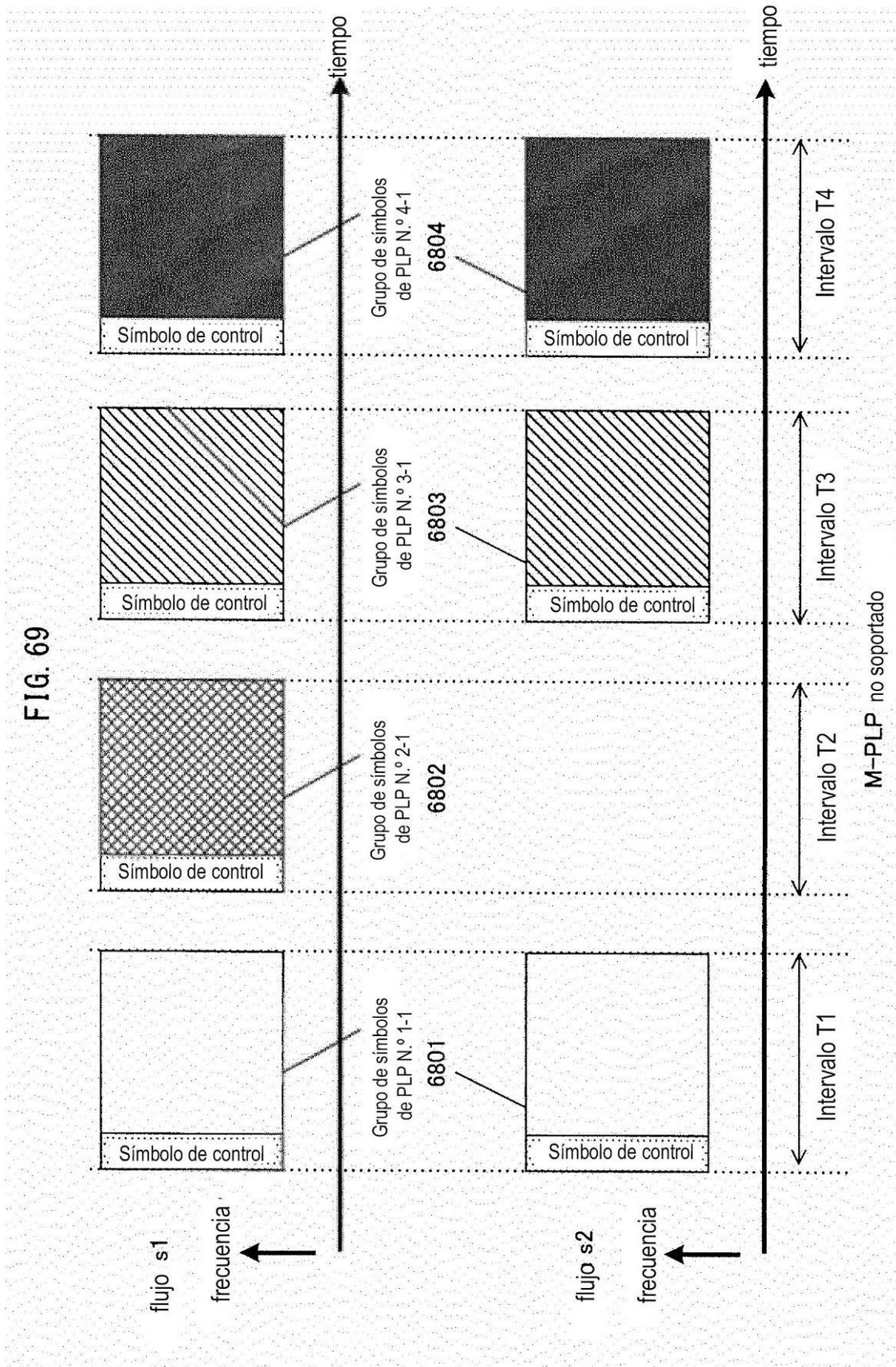


FIG. 70

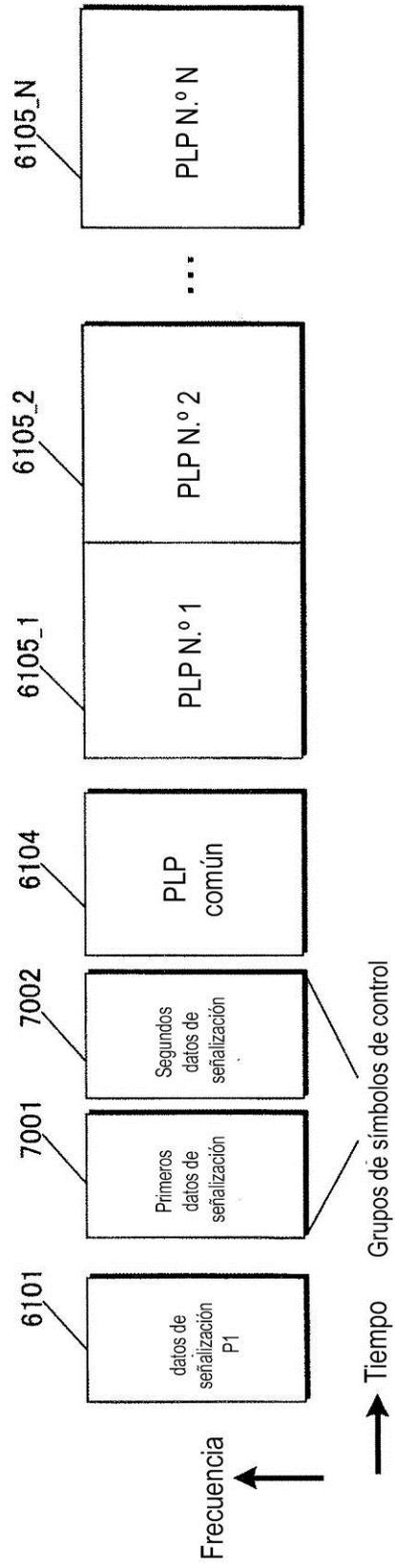


FIG. 71

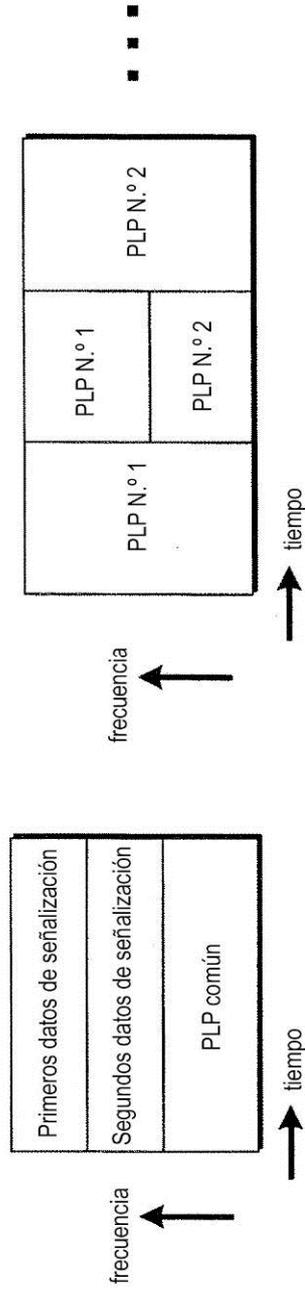


FIG. 72

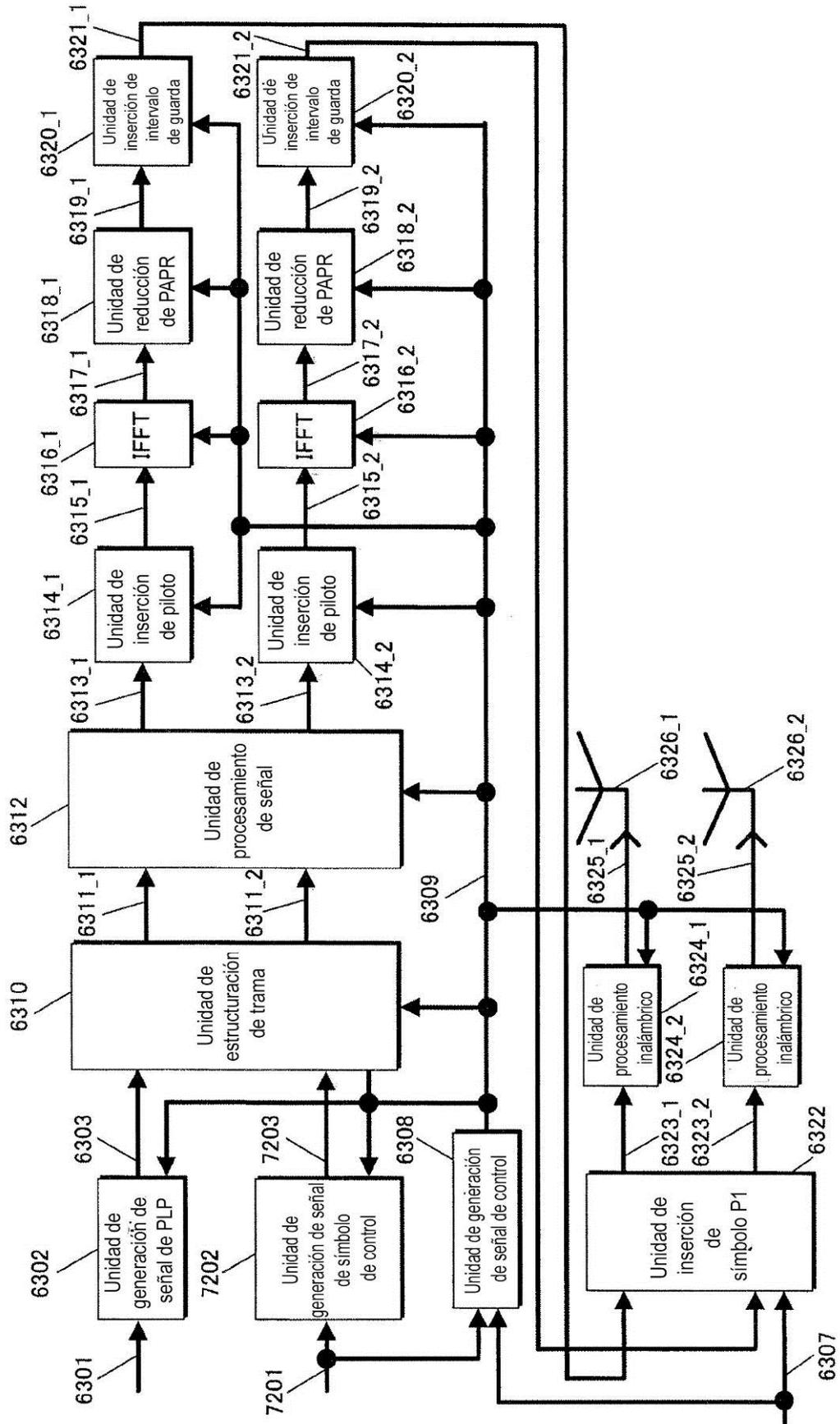


FIG. 73

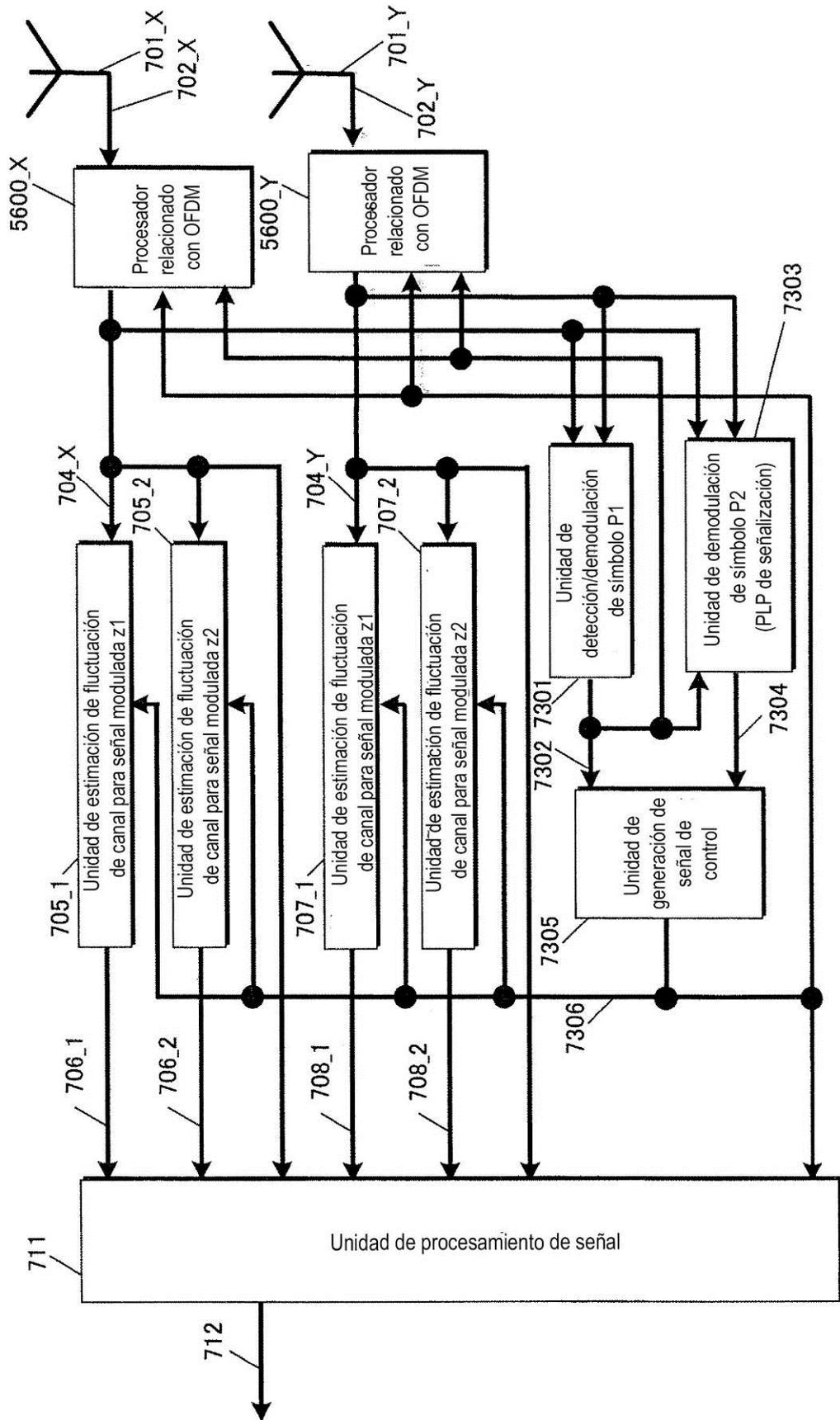


FIG. 74

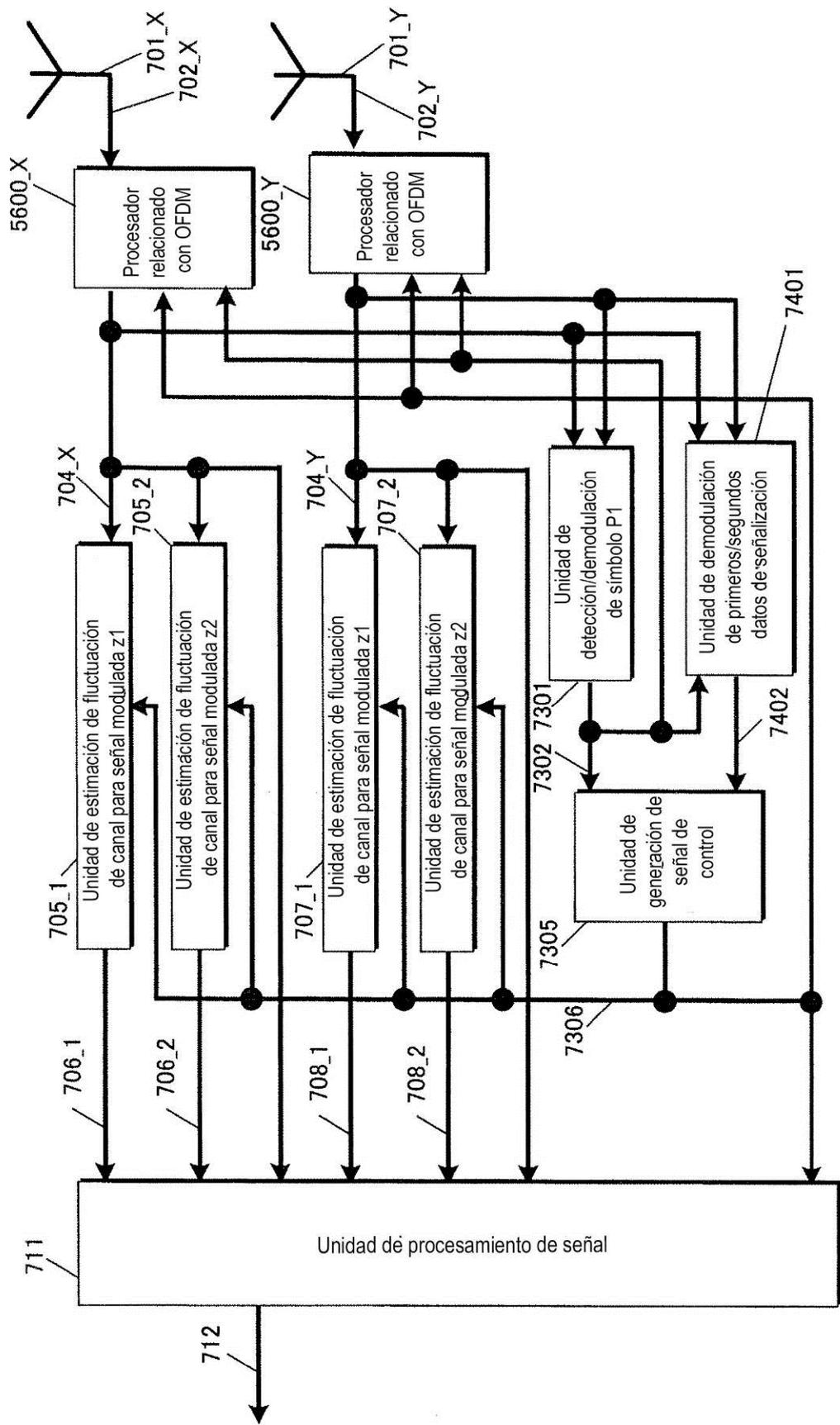


FIG. 75

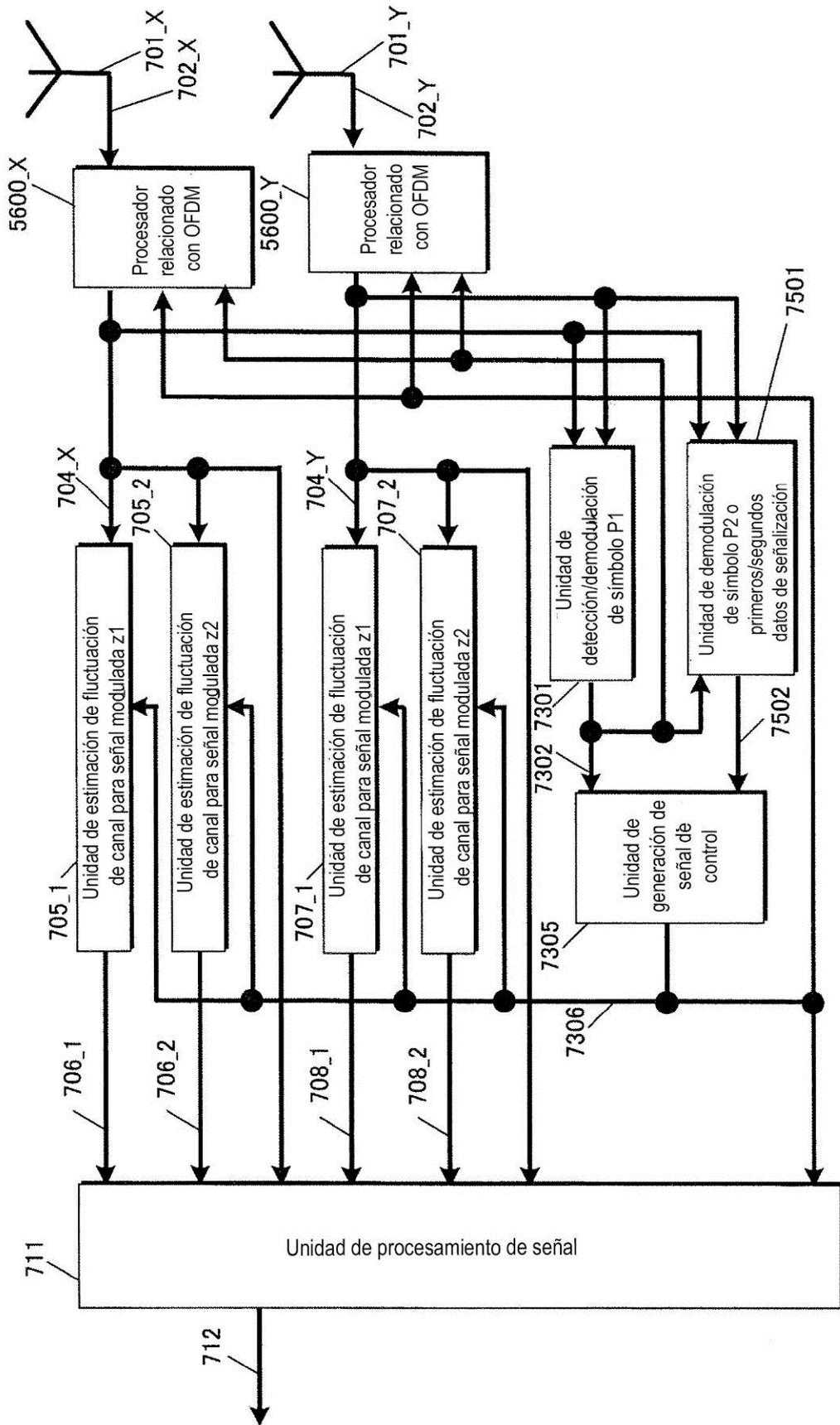




FIG. 77A

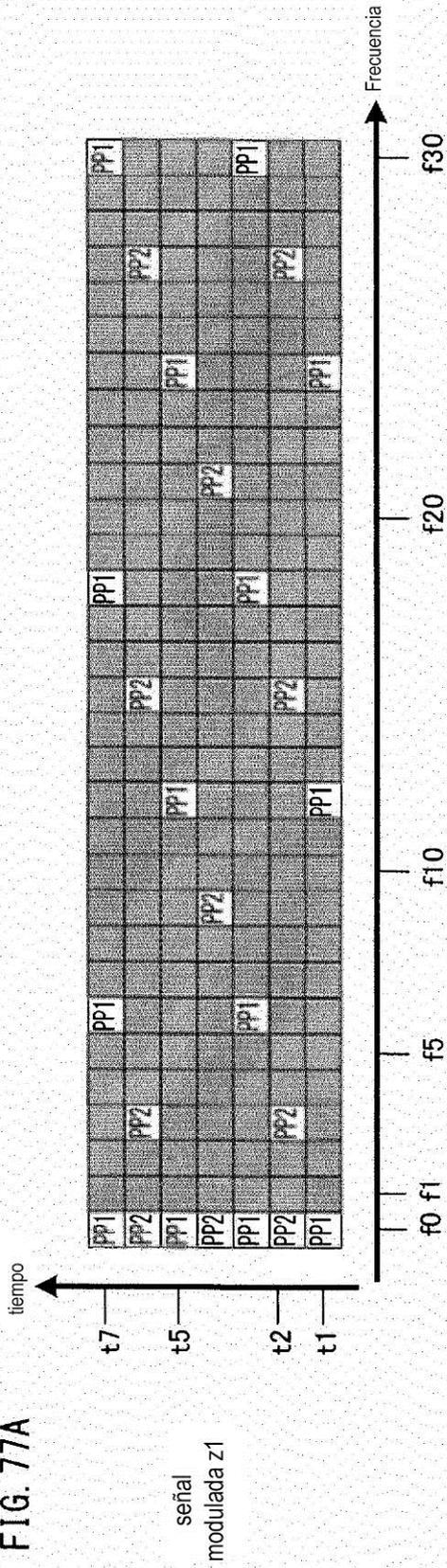


FIG. 77B

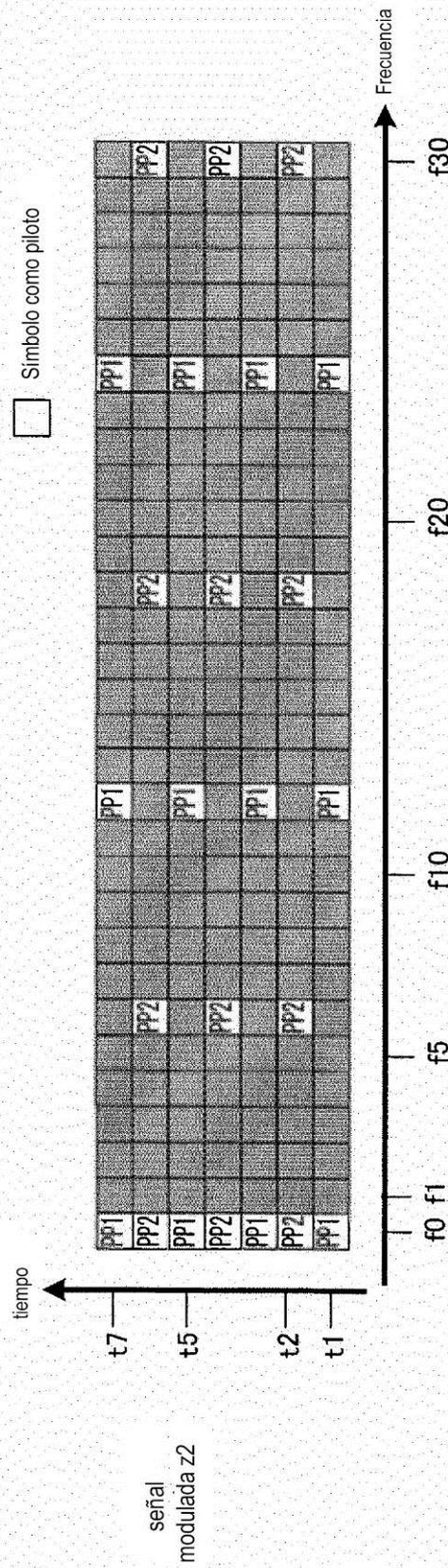


FIG. 78A

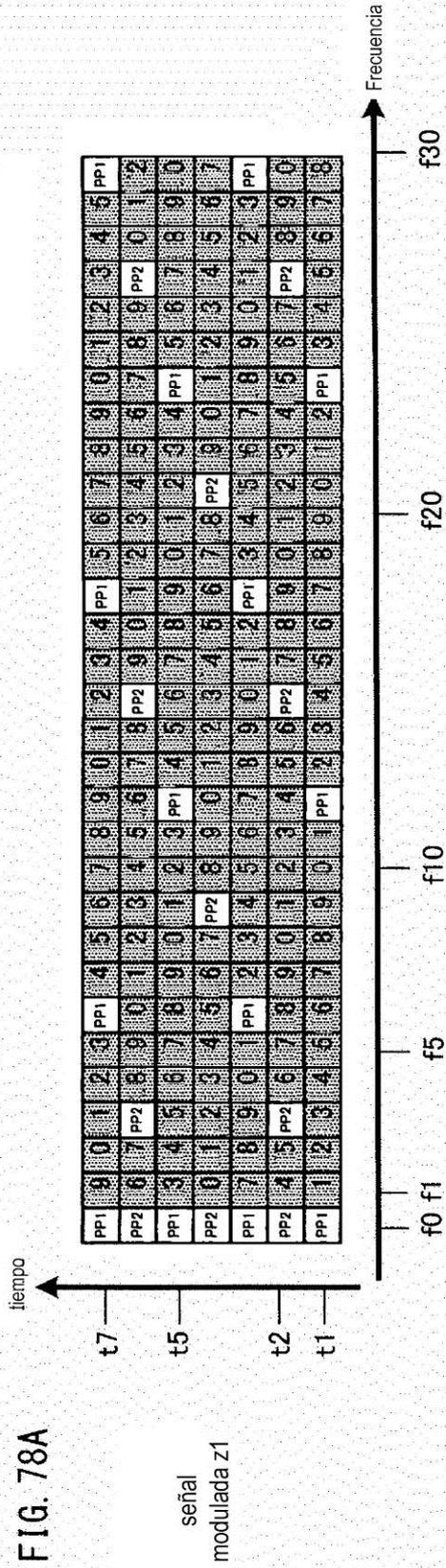


FIG. 78B

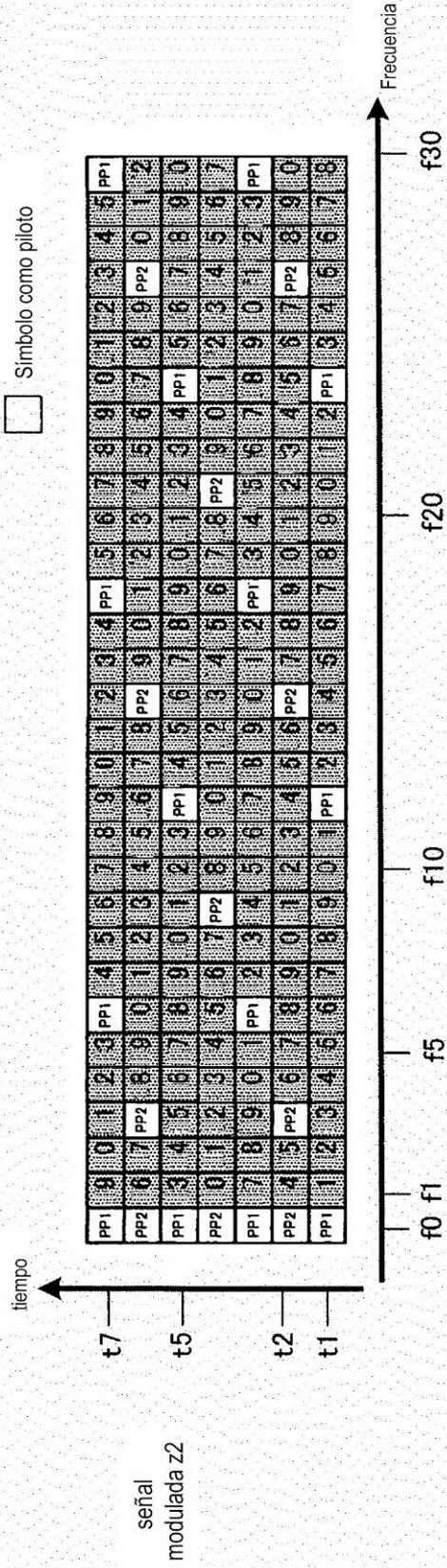


FIG. 79A

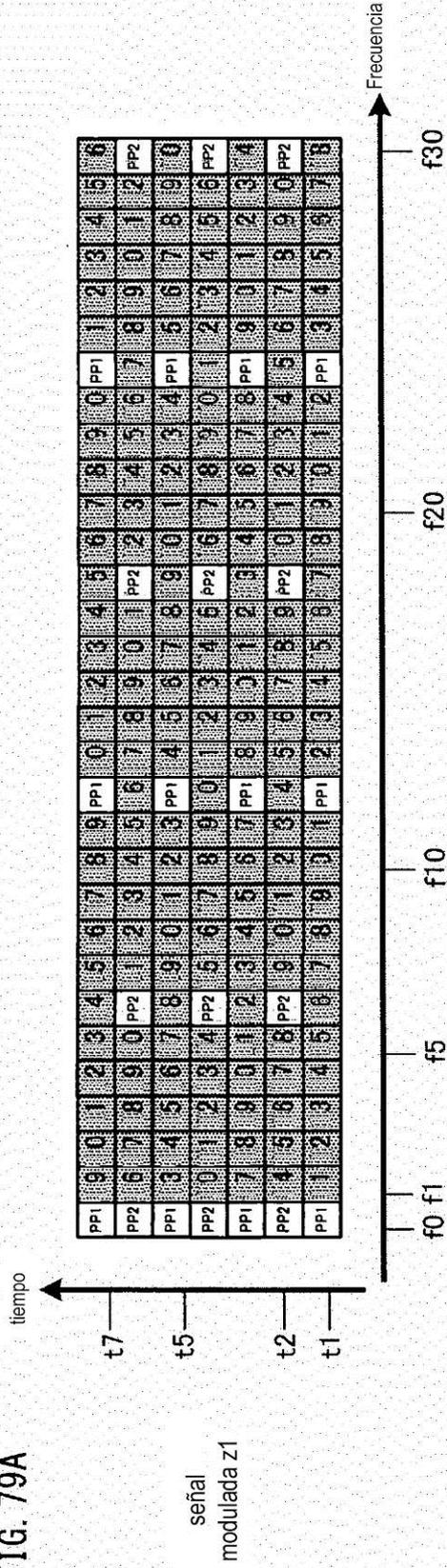


FIG. 79B

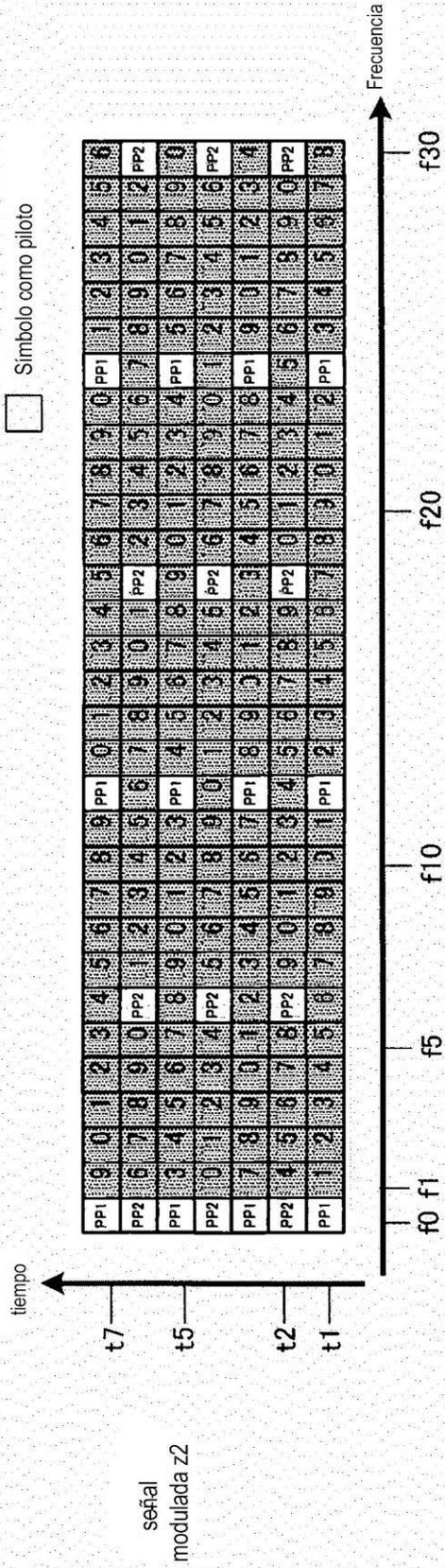




FIG. 81

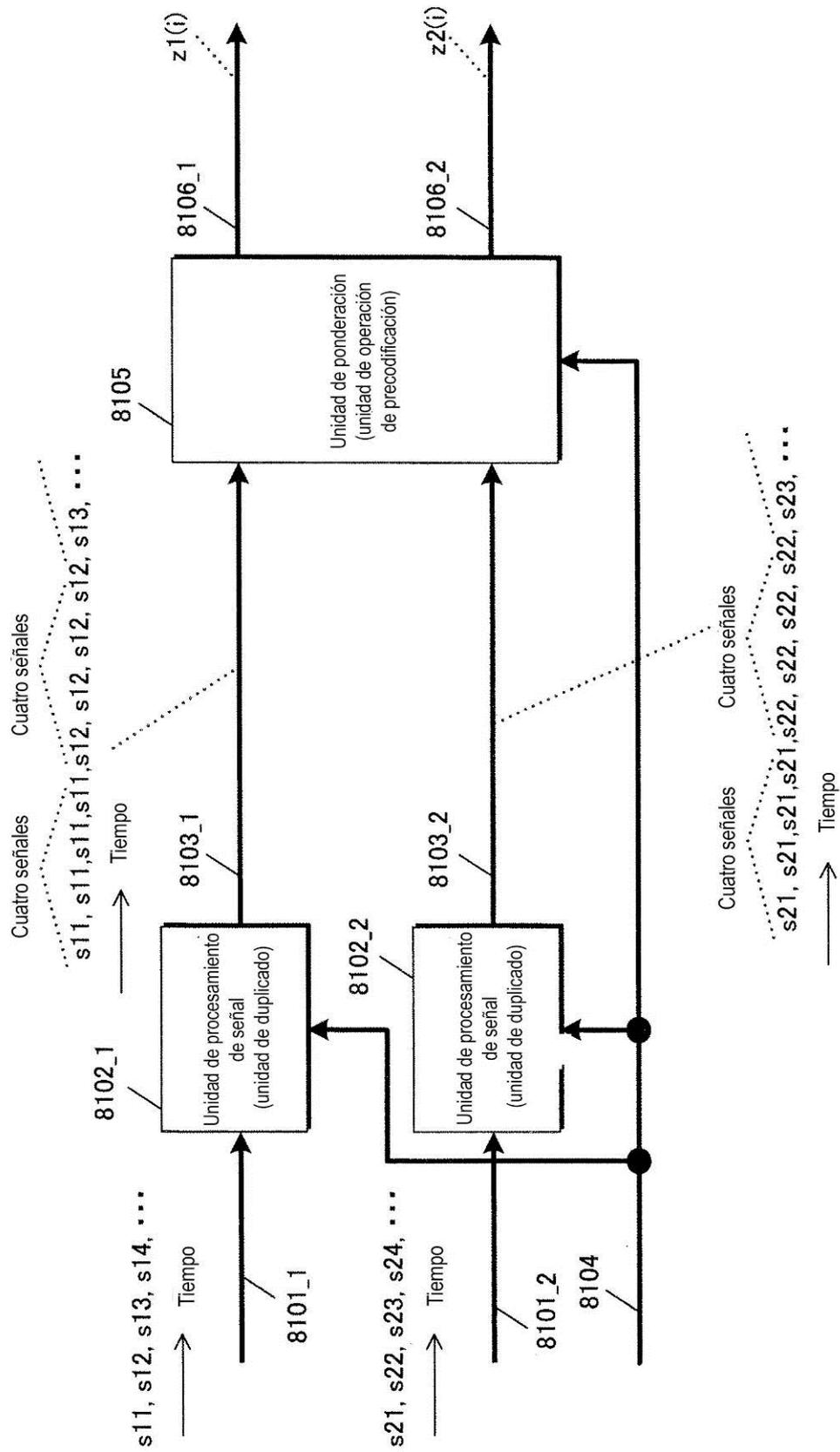


FIG. 82

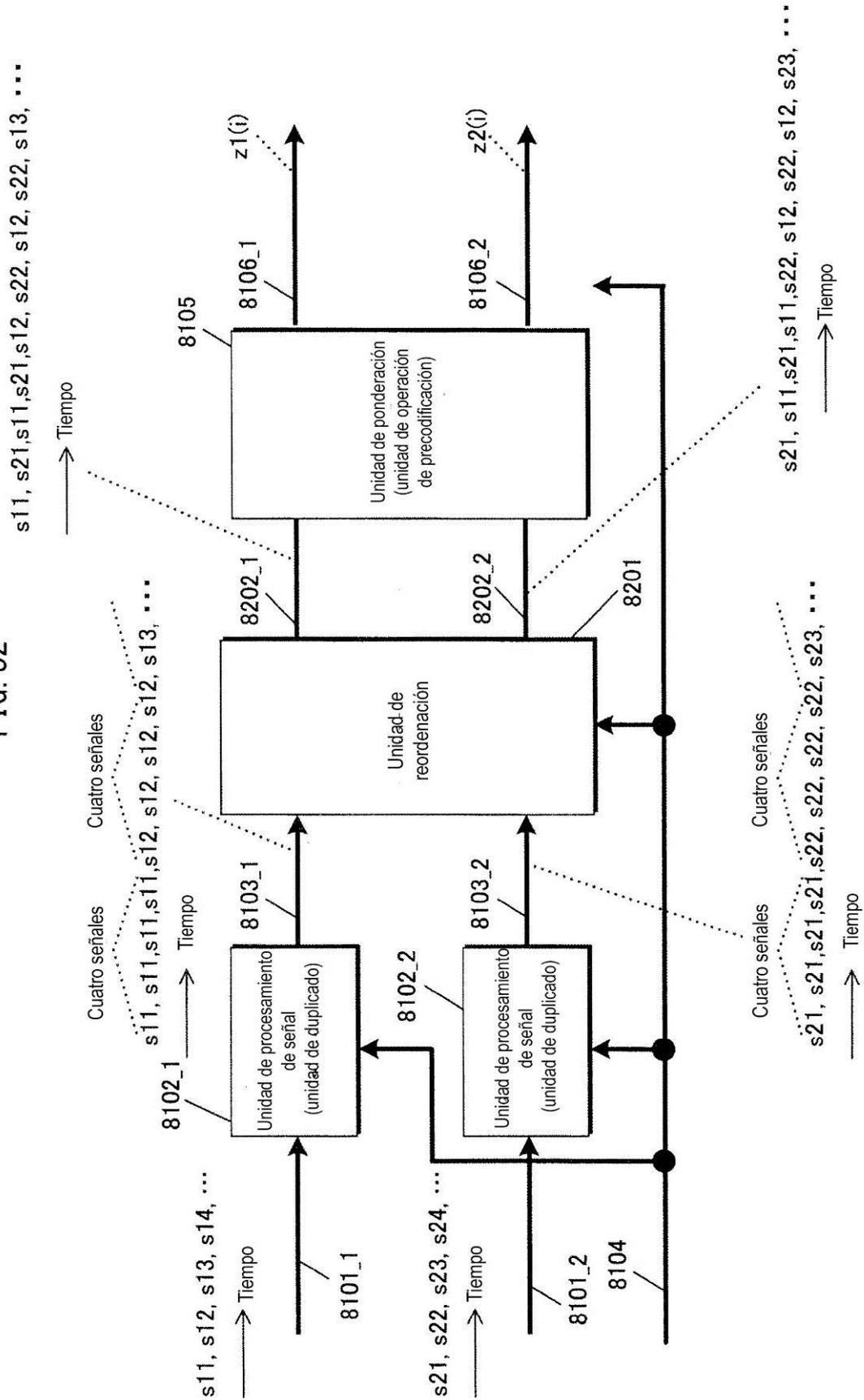
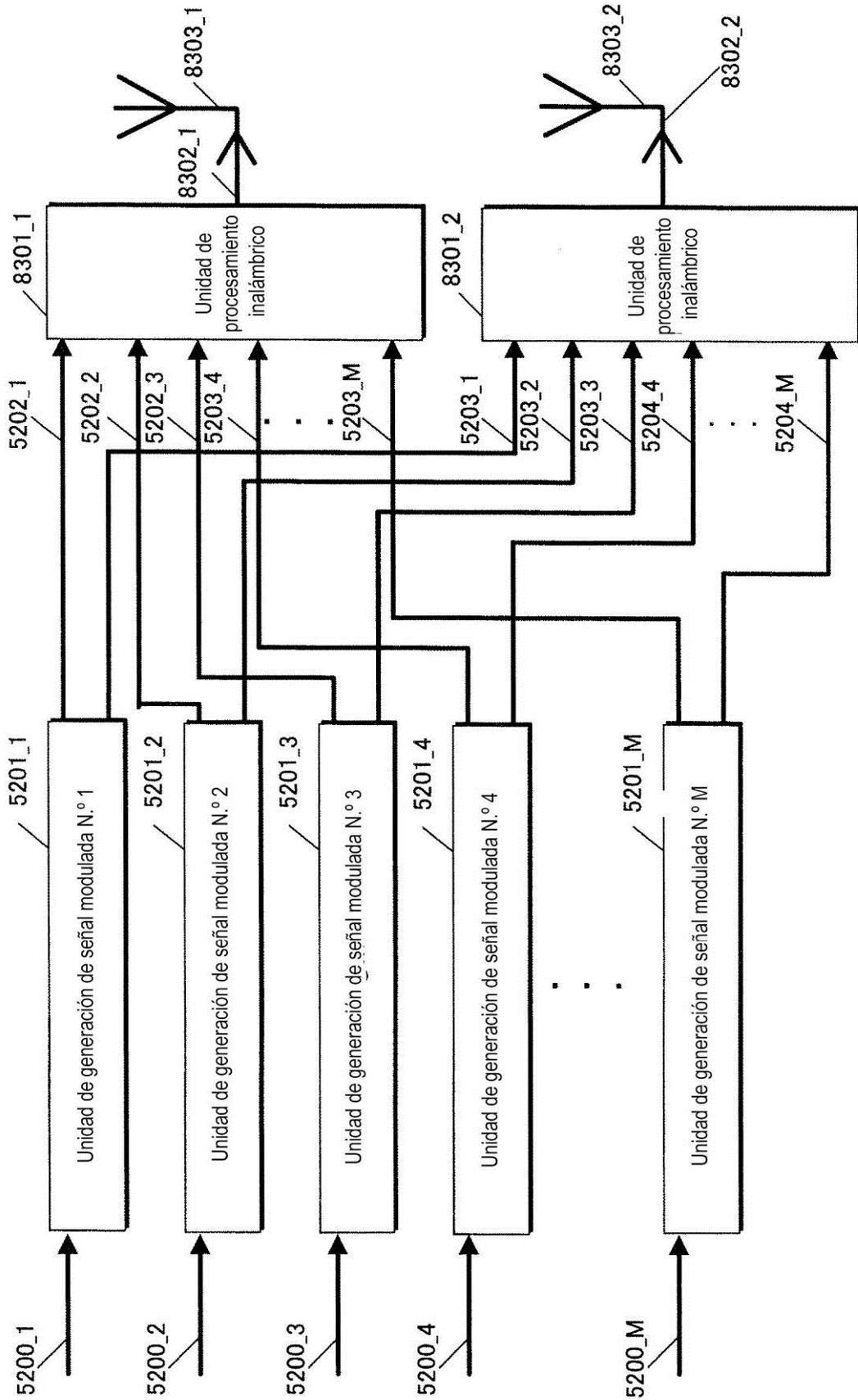
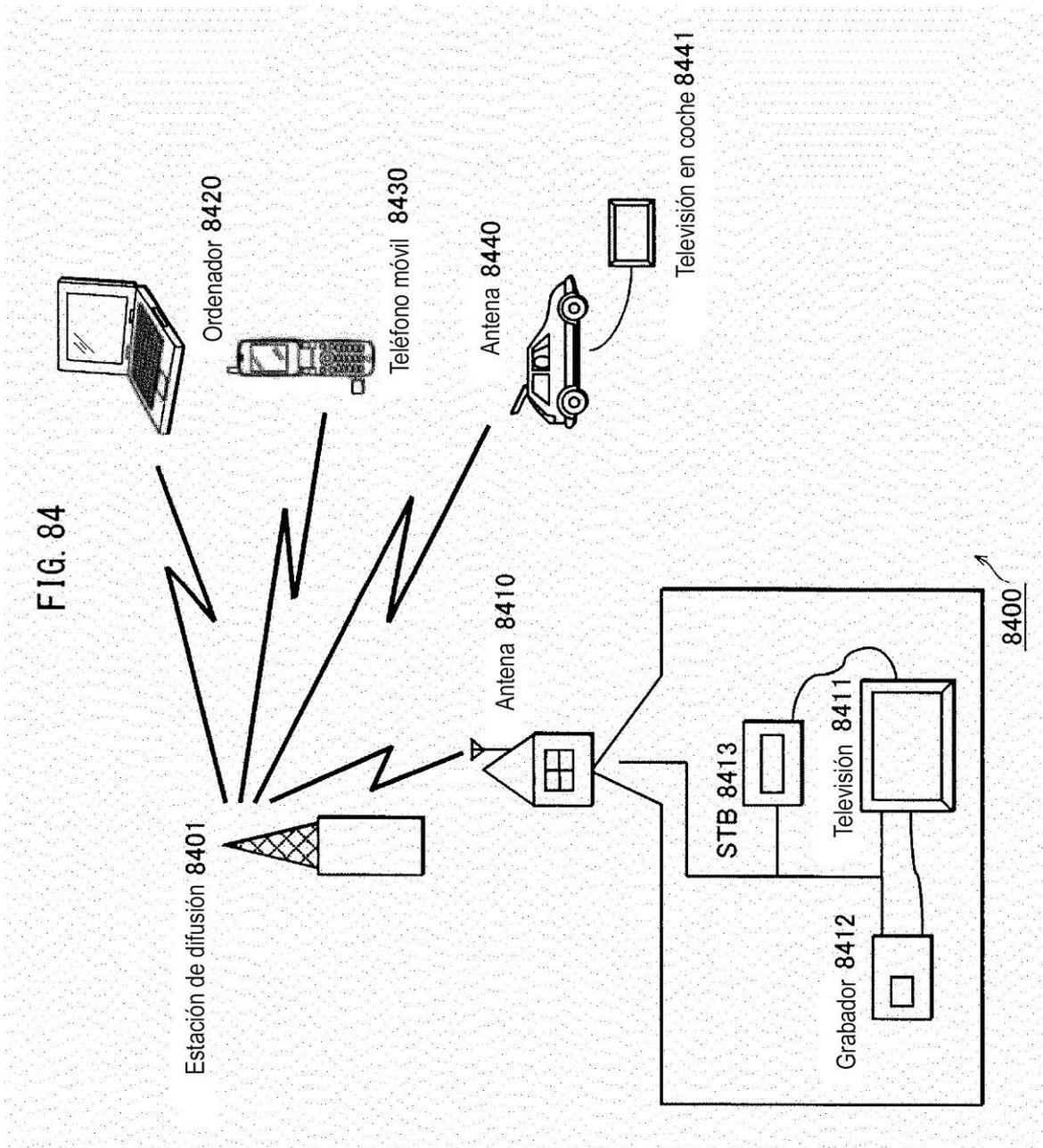


FIG. 83





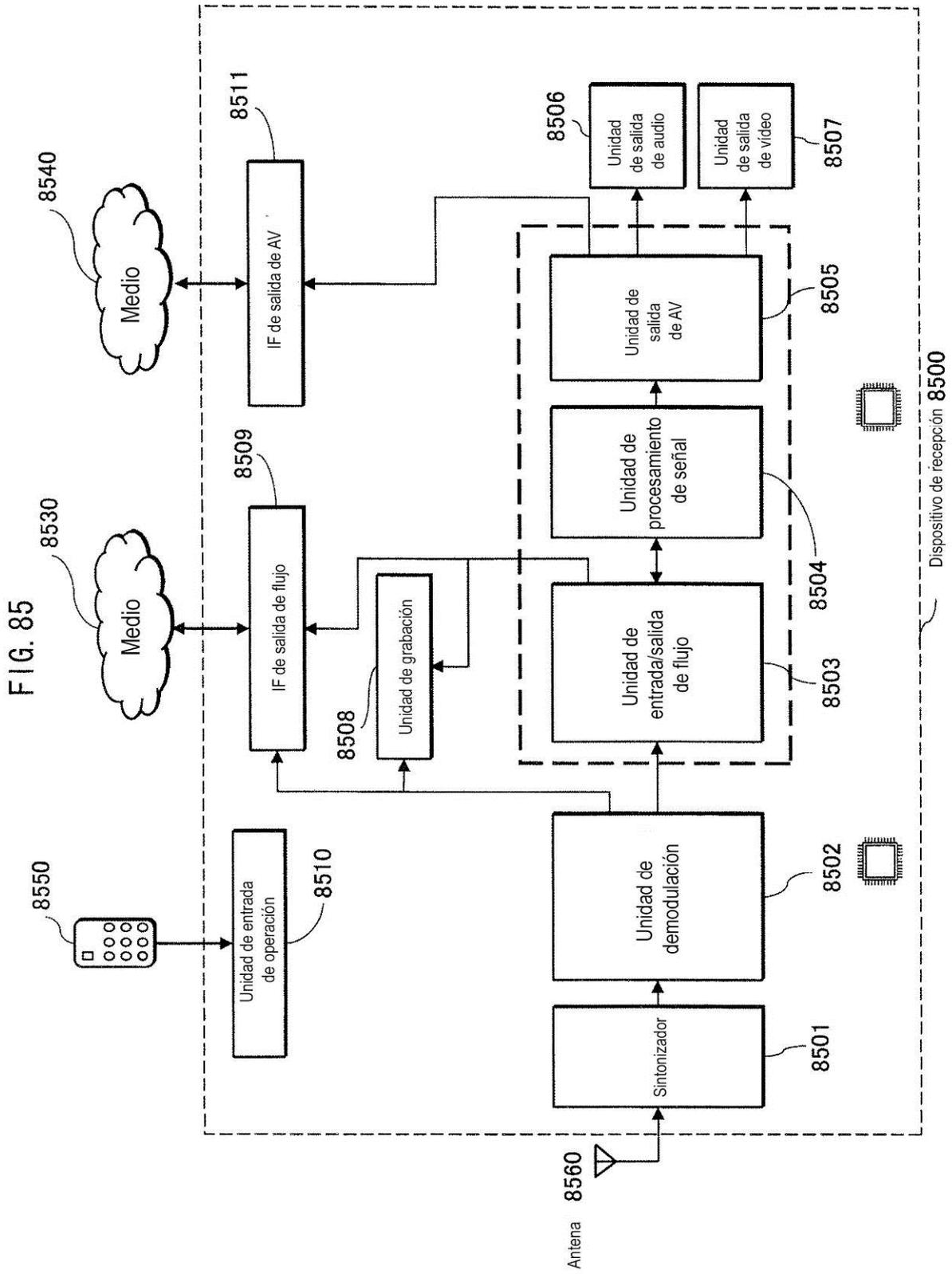


FIG. 86

Flujo de vídeo (PID=0x1011 Video 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 video secundario)
Flujo de vídeo (PID=0x1B01 video secundario)

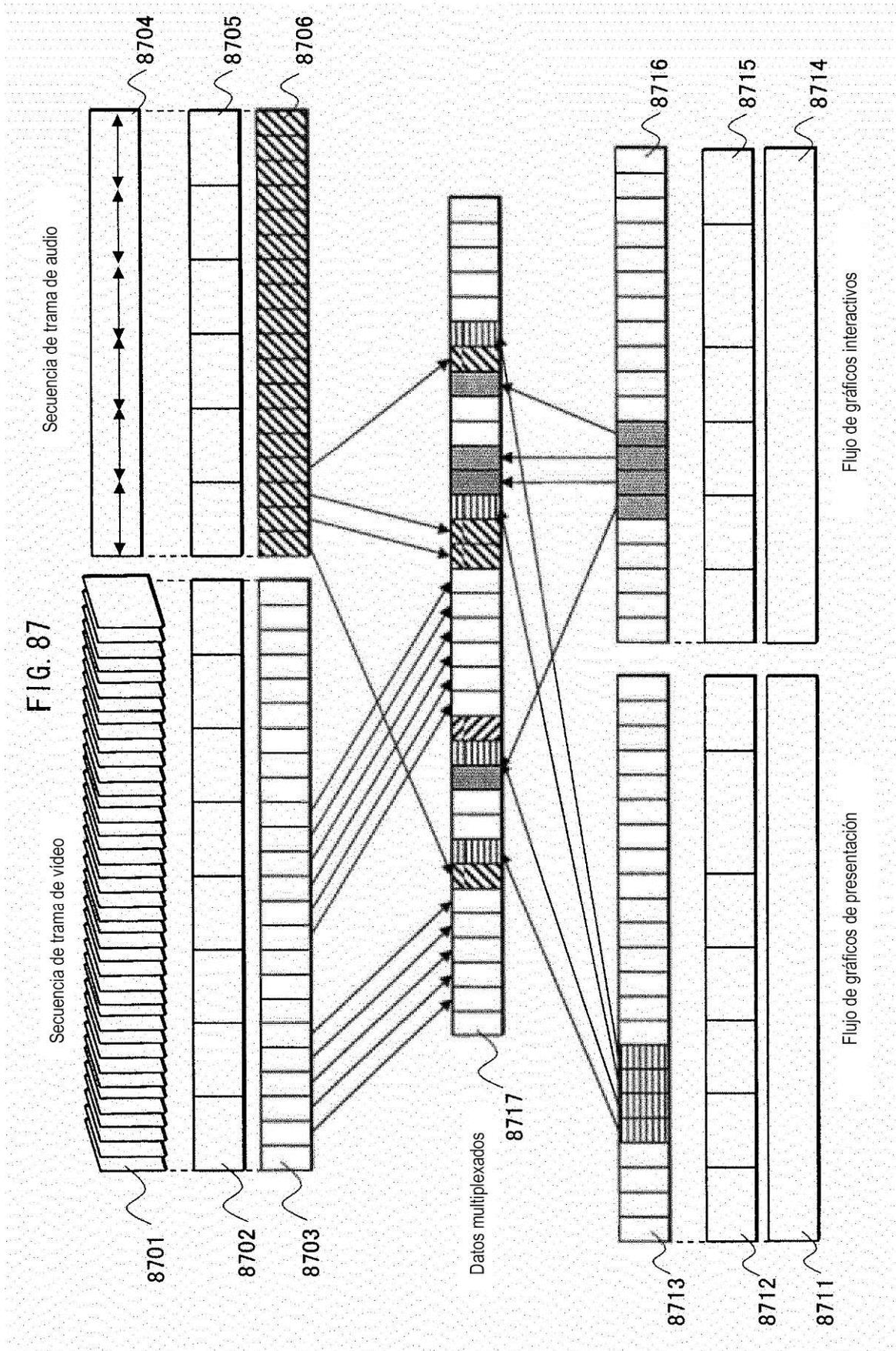


FIG. 88

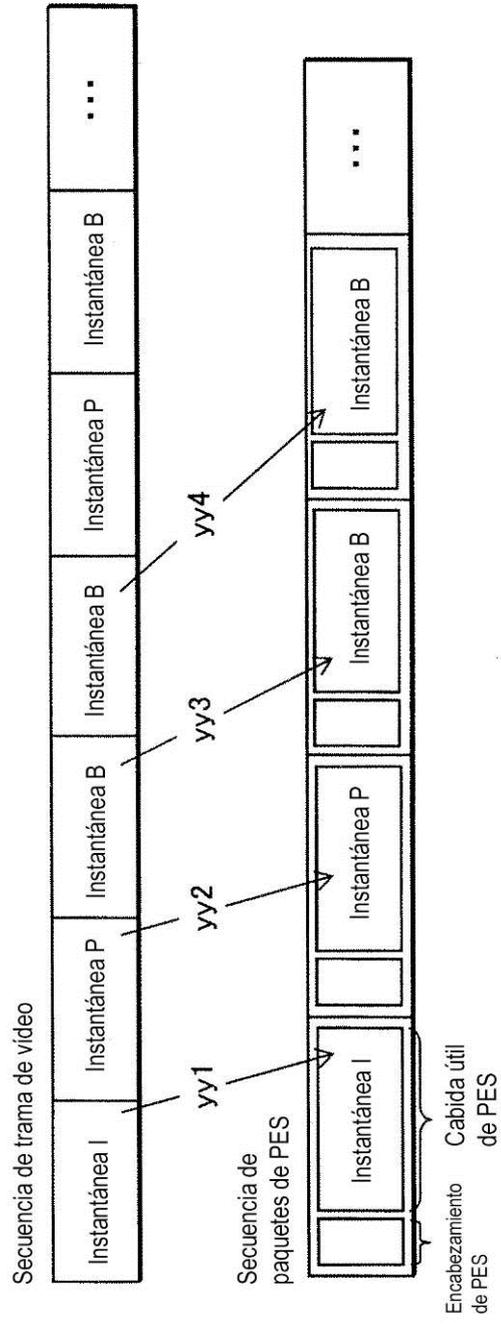


FIG. 89

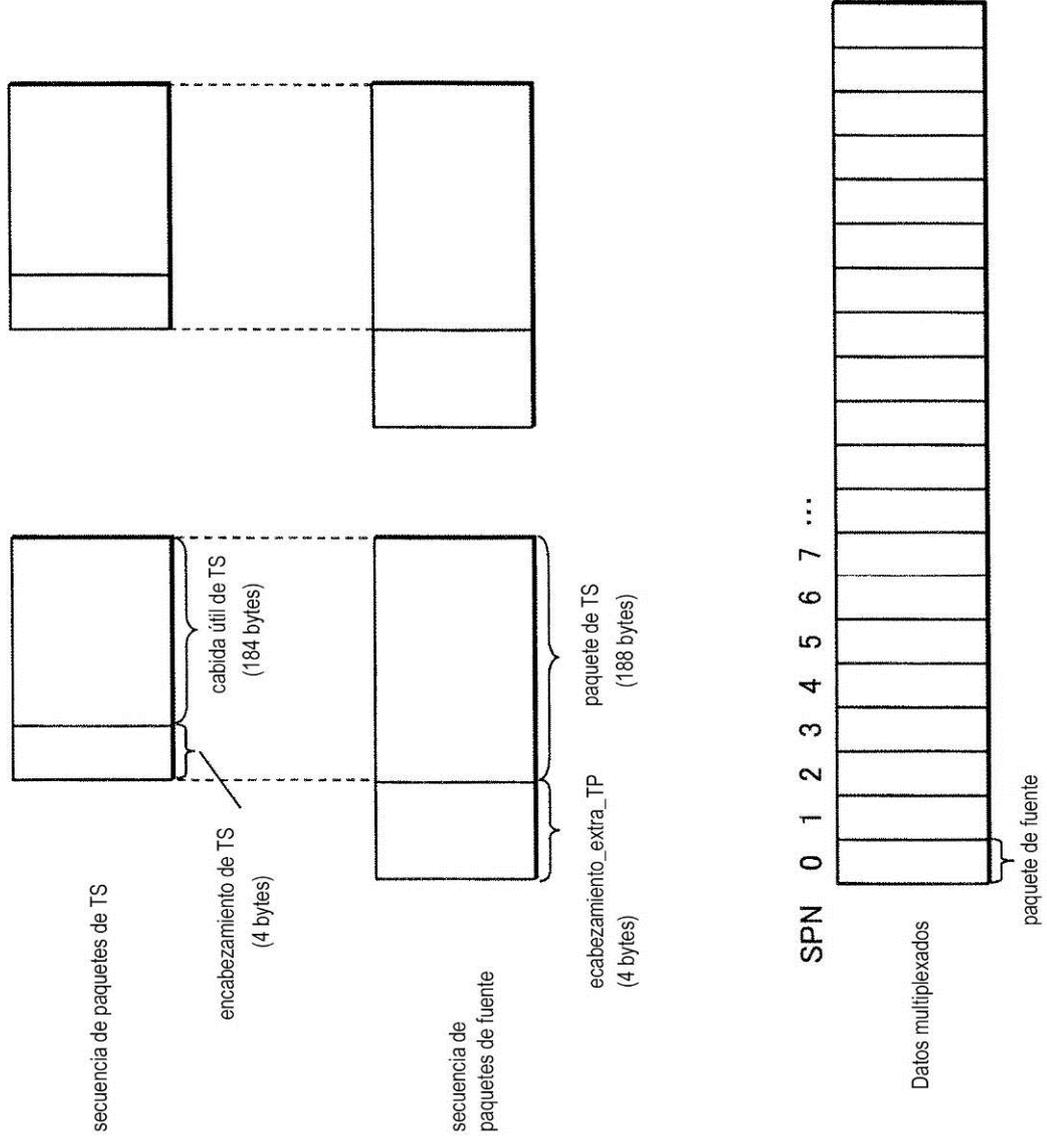


FIG. 90

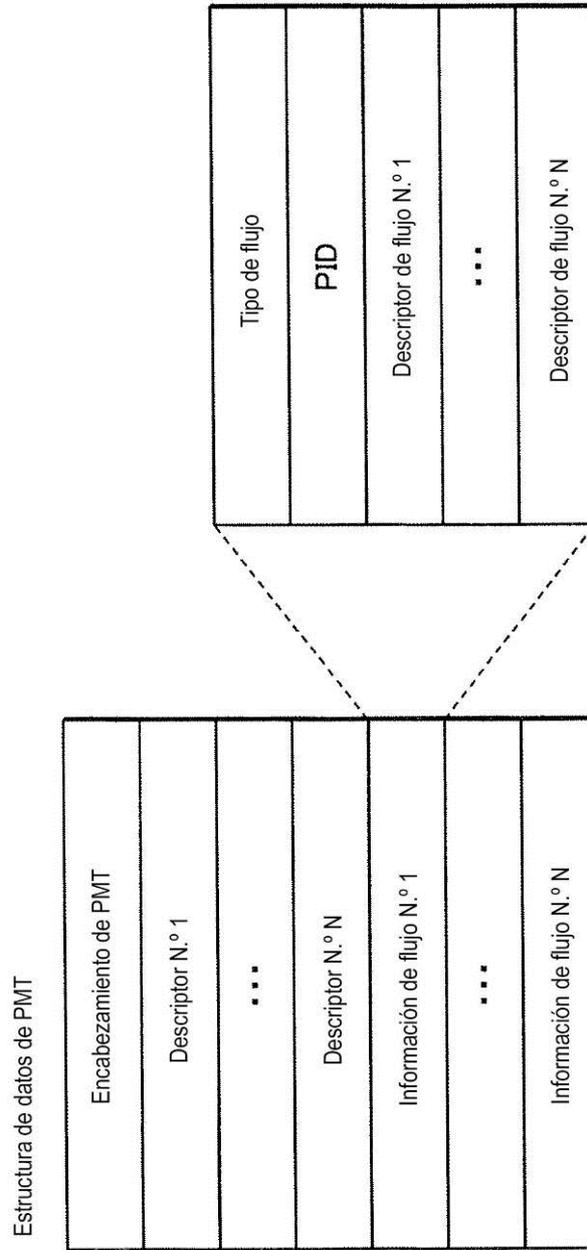


FIG. 91

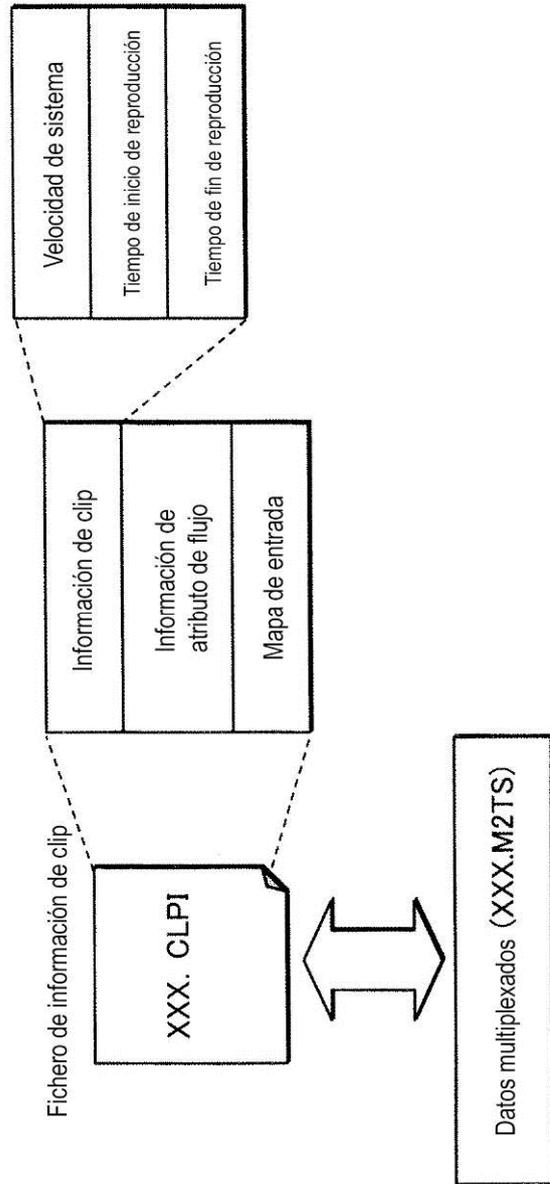
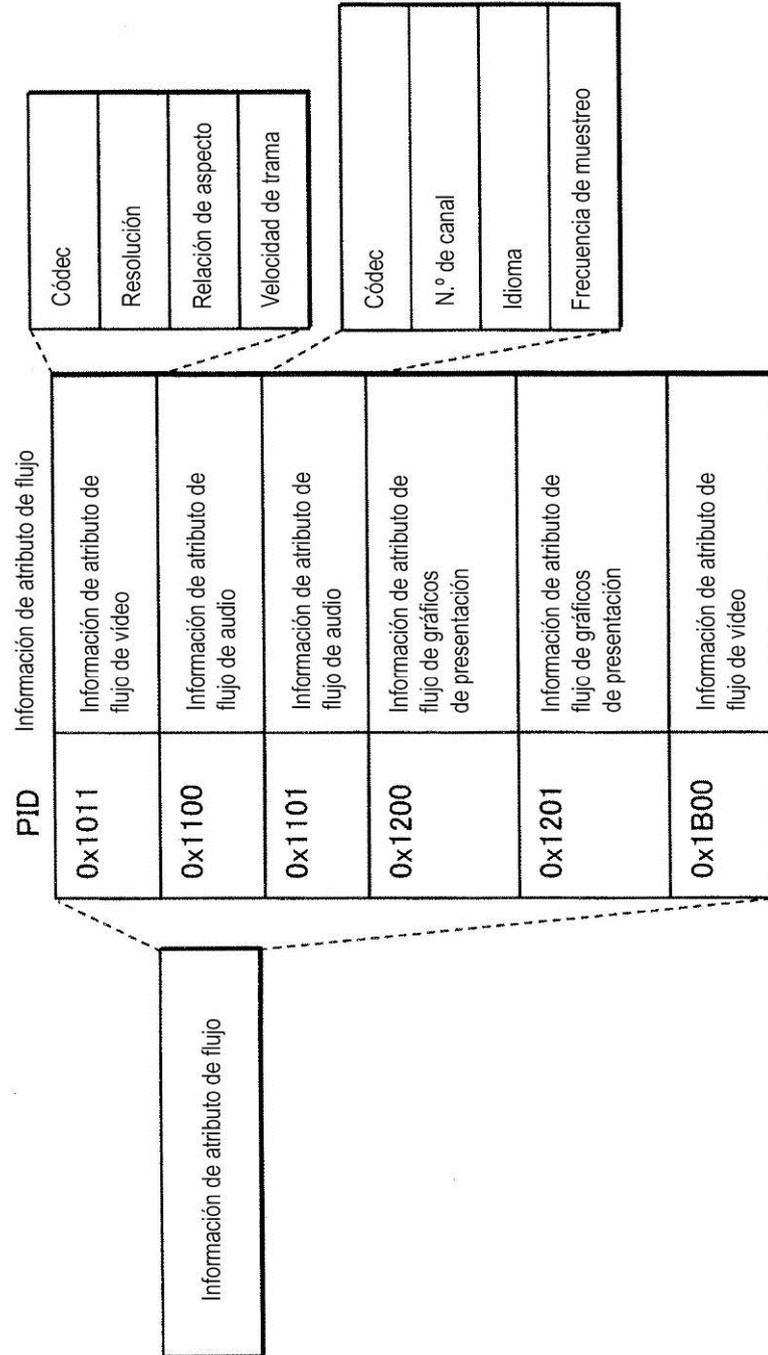


FIG. 92



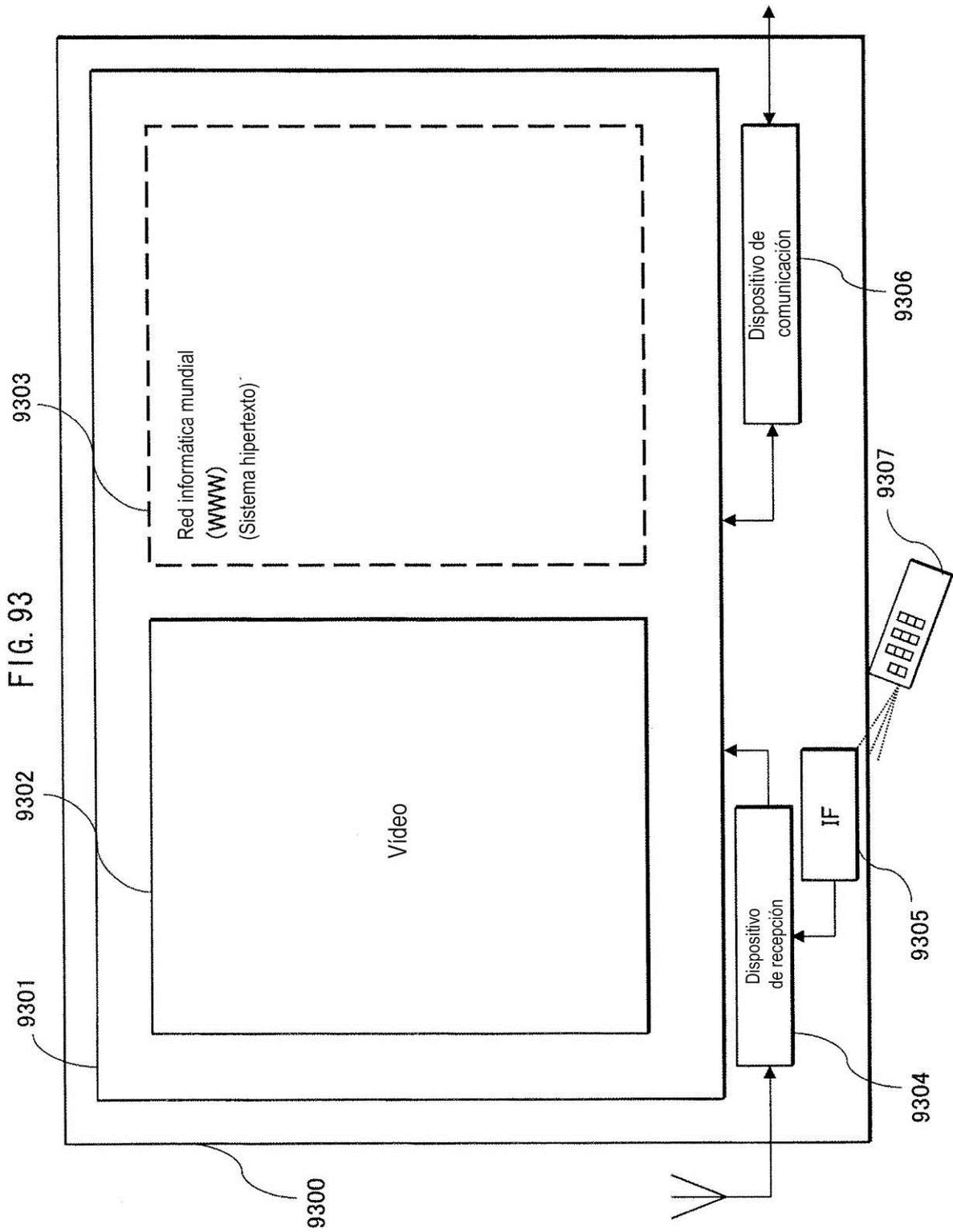


FIG. 94

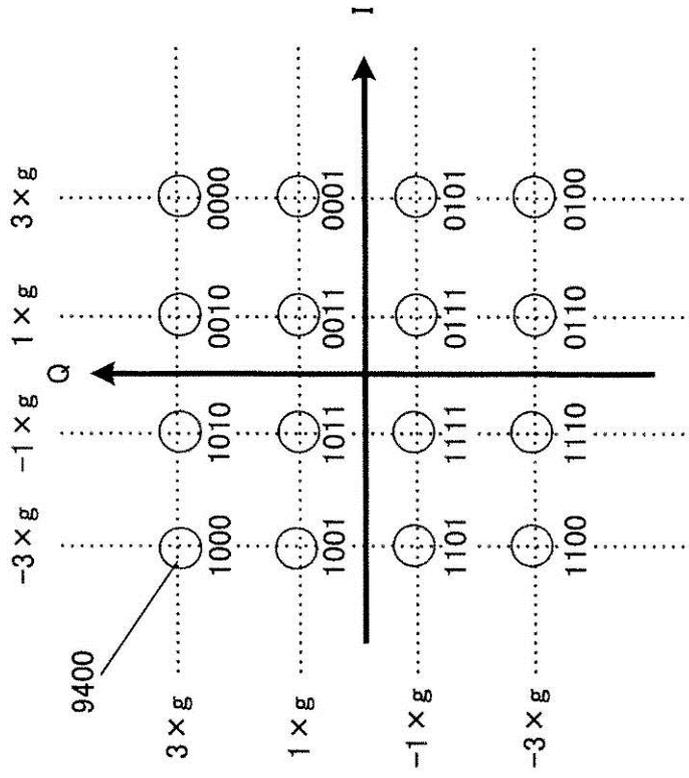


FIG. 95

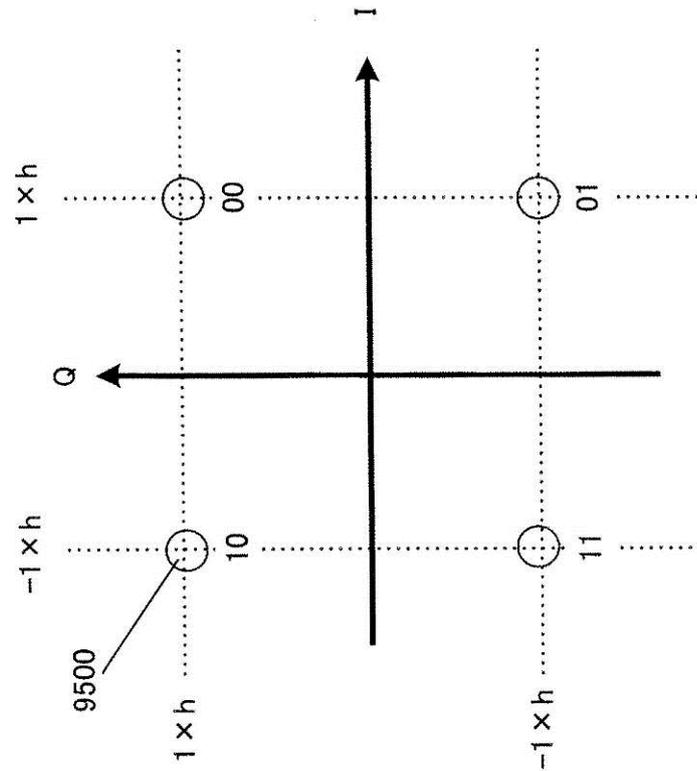


FIG. 96

