



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 361 418**

51 Int. Cl.:  
**H04B 1/707** (2006.01)  
**H04B 1/10** (2006.01)  
**H04B 7/26** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **05720046 .1**  
96 Fecha de presentación : **04.03.2005**  
97 Número de publicación de la solicitud: **1722499**  
97 Fecha de publicación de la solicitud: **15.11.2006**

54 Título: **Aparato receptor, método de recepción, y sistema de comunicación inalámbrico.**

30 Prioridad: **05.03.2004 JP 2004-63197**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**16.06.2011**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**16.06.2011**

73 Titular/es: **NTT DoCoMo, Inc.**  
**11-1, Nagatacho 2-chome**  
**Chiyoda-ku, Tokyo 100-6150, JP**  
**NEC CORPORATION**

72 Inventor/es: **Kawamoto, Junichiro;**  
**Maeda, Noriyuki;**  
**Higuchi, Kenichi;**  
**Sawahashi, Mamoru;**  
**Yoshida, Shousei y**  
**Kimata, Masayuki**

74 Agente: **Carvajal y Urquijo, Isabel**

ES 2 361 418 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

Aparato receptor, método de recepción, y sistema de comunicación inalámbrico

Antecedentes de la invención

1. Campo de la invención

5 La presente invención se relaciona con un aparato receptor, un método de recepción, y un sistema de radiocomunicaciones para remodular (separar) una señal utilizando dos o más antenas.

2. Descripción de la Técnica relacionada

10 En las comunicaciones móviles de cuarta generación, se requiere un método de radiocomunicaciones que se capaz de suministrar una alta velocidad de transmisión. Desde este punto de vista, un método de multiplexado MIMO (múltiples entradas y múltiples salidas, es decir dos o más y/o) atrae la atención, en donde cada una de las antenas (para transmisión y recepción) transmite una señal diferente desde otras al mismo tiempo y a la misma frecuencia utilizando los canales MIMO.

15 El método de multiplexado MIMO se describe con referencia a la Figura 14 que muestra la configuración de un sistema de comunicación MIMO utilizando dos o más antenas. De acuerdo con este sistema, la velocidad de transmisión se incrementa en proporción al número de antenas de transmisión sin incrementar un ancho de banda de transmisión en las antenas  $1011_1$  a  $1011_n$  que transmite señales diferentes respectivas a la misma frecuencia, y las antenas  $1021_1$  a  $1021_n$  que reciben simultáneamente todas las señales diferentes (por ejemplo la referencia 1 que no es una patente).

20 Adicionalmente, BLAST (Bell Labs Layered Space-Time) es una de las técnicas genéricamente llamadas MIMO. De acuerdo con BLAST, las señales diferentes se transmiten simultáneamente a la misma frecuencia, es decir, una transmisión paralela, desde dos o más antenas de transmisión; y, en el lado receptor, las señales se separan mediante la diversidad de recepción que se controlada por la supresión de la interferencia y por una sustracción de réplicas (por ejemplo, la referencia 1 que no es patente).

25 Como se describió anteriormente, aunque es posible realizar una alta velocidad de transmisión para el método de multiplexado MIMO, ya que se transmiten diferentes secuencias de datos desde las antenas de transmisión a la misma frecuencia y en el mismo espacio de tiempo, se requiere una unidad receptora para separar las señales para poder extraer las secuencias de datos transmitidas desde cada antena de transmisión de la señal recibir para demodulación.

30 Se proponen varios métodos para separar las señales multiplexadas MIMO. Por ejemplo, de acuerdo con un algoritmo de separación de señal que utiliza un filtro lineal tal como un método de error de mínimo cuadrado medio (MMSE), y un método de forzar acero (ZF), las señales recibidas por las antenas, el número de las cuales es igual a o mayor que el número de las antenas de transmisión, son reunidas de modo que se suprime la potencia de recepción para las antenas de transmisión diferentes a la antena de transmisión objetivo (minimiza). De acuerdo con este método, la cantidad de ondulaciones en el lado receptor es relativamente pequeña.

35 Adicionalmente, de acuerdo con un algoritmo de separación de señales que utiliza un método de detección similar máximo (MLD), replica candidatos se señales recibidas de cada antena de transmisión y son generadas, y una réplica de una señal recibida que da la distancia Euclidiana más pequeña entre la señal recibida y se obtiene una suma de las réplicas de los candidatos de las señales recibidas de todas las antenas de transmisión. De esta forma, el método MLD da la secuencia de señal más probable de cada antena de transmisión. El método MLD suministra la separación de señal más precisa y el desempeño de demodulación superior en comparación con el método MMSE; sin embargo, la cantidad de operaciones requeridas de la separación de señales se incrementa exponencialmente a medida que se incrementa el número de antena. Entonces, una propuesta (por ejemplo, la referencia 2 que no es patente) se hace en donde la cantidad de operaciones se disminuye en el MLD mediante disminuir grandemente el número de candidatos del punto de señal para calcular la distancia Euclidiana al cuadrado que utiliza factorización QR.

40

45

A propósito, la distribución directa convencional (DS) CDMA es un método de comunicación en donde se lleva a cabo una modulación secundaria para la distribución del espectro de una señal que es modulada mediante datos de información convencionales con una señal de distribución de alta velocidad de tal manera que dos o más partes se puedan comunicar utilizando la misma banda de frecuencia. En las radiocomunicaciones que utilizan DS-CDMA, a medida que el ancho de banda utilizado para la transmisión de la señal se hace más grande, se genera un desvanecimiento multitrayecto (desvanecimiento selectivo en frecuencia), y una señal de transmisión se recibe por

50

dos o más trayectos (multitrayectos) que tienen diferentes tiempos de retardo de operación.

Aunque la calidad de recepción se puede mejorar en el DS-CDMA con un método de recepción de barrido, en donde dos o más señales se mezclan en el multitrayecto, la interferencia (interferencia multitrayecto) se genera entre trayectos diferentes. Por esta razón, la mejora en la calidad de recepción mediante el método de recepción de barrido es desplazada por la interferencia multitrayecto.

La magnitud de la interferencia multitrayecto es proporcional al inverso del número de la velocidad de distribución que está definida por una proporción de un índice de chip (que representa una velocidad de multiplicación mediante la señal de distribución) a un índice de símbolo de símbolos de información. Por esta razón, si el índice de distribución se lleva cerca a 1 en un intento de incrementar una tasa de bits de información, la degradación de la calidad de recepción debido a la interferencia multitrayecto se vuelve dominante en lugar de la mejora obtenida por el método de recepción por barrido. Esto posee el problema en que la calidad de recepción se degrada cuando se transmite a una alta velocidad. Entonces, en un intento para solucionar el problema, se ha propuesto un cancelador de interferencia multitrayecto (por ejemplo, la referencia 3 que no es patente).

De acuerdo con el cancelador de interferencia multitrayecto como se describió en la referencia 3 que no es patente, la recepción de alta calidad bajo un ambiente multitrayecto se realiza mediante estimar una secuencia de señal recibida por cada trayecto con base en una secuencia de señal que se estima por un resultado de recepción de barrido provisional y un coeficiente de canal (envoltura compleja de un trayecto de propagación) de cada trayecto de recepción, deduciendo todas las secuencias de señal estimadas obtenidas de los trayectos diferentes a cierto trayecto (trayecto objetivo) de la señal recibida, y

Repetir la operación de deducción para todos los trayectos. De esta manera, se reduce la interferencia multitrayecto de la señal de cada trayecto. Entonces, utilizando las señales, para la interferencia multitrayecto de la cual las señales se han reducido, se lleva a cabo una recepción por barrido final.

Adicionalmente, se propone un MMSE de dos dimensiones como un método de separación de señales, por lo cual se reduce la interferencia multitrayecto en el multiplexado MIMO en las radiocomunicaciones que utilizan DS-CDMA, con el MMSE bidimensional, tanto la interferencia generada por las señales recibidas de otras antenas de transmisión y la interferencia multitrayecto se reducen simultáneamente.

Petré F. et al.: "Combined space time chip equalization and parallel interference cancellation for DS-CDMA downlink with spatial multiplexing", PERSONAL, INDOOR AND MOBILE RADIO COMMUNICATIONS, 2002, THE 13TH IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SEPT. 15-18, 2002, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, vol. 3, 15 Septiembre 2002, páginas 1117-1121 (XP010611436, ISBN 0-7803-7589-0) describe un receptor que comprende una etapa de ecualización de chip lineal inicial y etapas (PIC) de cancelación de interferencia paralela no lineal múltiple con combinación RAKE.

Yumin Zhang et al.: "Multistage multiuser detection for CDMA with space-time coding", STATISTICAL SIGNAL AND ARRAY PROCESSING, 2000, PROCEEDINGS OF THE TENTH IEEE WORKSHOP ON AUGUST 14-16, 2000, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, 14 Agosto 2000, páginas 1-4 (XP010512110, ISBN 0-7803-5988-7) describe un receptor multietapa utilizando estimación no lineal MMSE y un esquema de cancelación de interferencia paralelo.

Ka Leong Lo et al.: "Layered space time coding with joint iterative detection, channel estimation and decoding", SPREAD SPECTRUM TECHNIQUES AND APPLICATIONS, 2002 IEE SEVENTH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SEPT. 2-5, 2002, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, vol. 2, 2 Septiembre 2002, páginas 308-312 (XP010615481, ISBN: 0-7803-7627-7) describe un aparato de recepción de acuerdo con el preámbulo de la reivindicación 1.

La solicitud de Patente Estadounidense US2004/0032900 describe un cancelador de interferencia multitrayecto para cancelar la interferencia en una señal recibida en un sistema de comunicación CDMA de banda ancha, en donde cada etapa después de la primera etapa tiene como entrada una versión retardada de la señal de entrada de la etapa previa.

[Referencia de No Patente 1] G. J. Foschini, Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multiple Antennas, Bell Labs Technical Journal, Vol. 1, No. 2, otoño 1996, pp 41 a 59.

[Referencia de No Patente 2] Bin Dong, Xiaodong Wang, and Amaud Doucet, "Sampling-based Near-optimal MIMO demodulation Algorithms" in Proc. 42nd IEEE Conference on Decision and Control, Hawaii, Dec., 2003

[Referencia de No Patente 3] K. Higuchi, A. Fujiwara, and M. Sawahashi, "Multipath Interference Canceller for High-Speed Packet Transmission With Adaptive Modulation and Coding Scheme in W-CDMA Forward Link, "IEEE J.

Select. Areas Commun., Vol.20, No.2, pp.419 a 432, Febrero 2002.

[Referencia de No Patente 4] Frederik Petre et. al, "Combined Space-Time Chip Equalization And Parallel Interferente Cancellation For DS-CDMA Downlink With Spatial Multiplexing" in Proc. IEEE PIMRC 2002.

Resumen de la invención

5 [Problemas a ser resueltos por la invención]

10 Cuando se aplica el método de multiplexado MIMO como se describió anteriormente para incrementar la velocidad de los bits de información de las radiocomunicaciones que utilizan DS-CDMA, la velocidad de distribución debe ser tan pequeña de modo que se pueda incrementar la velocidad  $N$  de los bits de información por antena de transmisión. En este caso, como se muestra en la figura 15, estos se generan por interferencia mutua entre las antenas de transmisión de los trayectos de la misma temporización de recepción (indicado por (a) en la figura 15), y en la interferencia multitrayecto (indicada por (b) y (c) en la figura 15) desde trayectos múltiples de todas las antenas de transmisión de las temporizaciones de recepción diferentes. Por esta razón, la precisión de la separación de señal en el lado receptor está muy degradada debido a la interferencia multitrayecto como es en el caso de la recepción por barrido con una antena de transmisión descrita anteriormente.

15 El cancelador de interferencia multitrayecto propuesto descrito anteriormente está configurado en configuración de una señal transmitida desde solo una antena. Si esto se aplica al multiplexado MIMO, no puede ser obtenida la estimación precisa de una secuencia de señal como la recepción por barrido.

20 Adicionalmente, como es evidente de la figura 15, la interferencia multitrayecto en el caso del multiplexado MIMO es generada no solo por una antena, sino también por dos o más antenas. De acuerdo a lo anterior, es necesario reducir la interferencia multitrayecto debido a las múltiples antenas para una recepción altamente precisa.

25 Sin embargo, la separación de señal del método MMSE teóricamente es más pobre que la del método MLD y no se puede obtener un desempeño deseado en el lado receptor. Adicionalmente, de acuerdo con el método MMSE bidimensional, un coeficiente de filtro se controla en un intento para reducir tanto la interferencia generada por las señales recibidas de otras antenas de transmisión y la interferencia multitrayecto. Por esta razón, la precisión en la separación de señal es aún más degradada, colocando un problema.

La presente invención se hace en vista de los problemas descritos anteriormente, y ofrece un aparato de recepción, un método de recepción, y un sistema de radiocomunicaciones que sea capaz de realizar separación de señal altamente precisa al reducir la degradación de la calidad de recepción debido a la interferencia multitrayecto.

[Medios para resolver el problema]

30 De acuerdo con una modalidad de la presente invención, se suministra un aparato receptor el cual utiliza un método CDMA para recibir señales mediante  $N$  antenas de recepción,  $N$  es un entero positivo igual a o mayor a dos, la señal es transmitida por  $M$  antenas de transmisión,  $M$  es un entero positivo, que comprende:

35 Unidades de demodulación de señal recibida por multitrayecto para la demodulación primaria de las señales recibidas por las antenas de recepción, para estimar las señales transmitidas desde las antenas de transmisión, y para obtener una señal recibida de cada trayecto de las antenas de recepción en un ambiente multitrayecto con base en las señales estimadas;

40 Unidades de cancelación de interferencia multitrayecto para deducir las señales obtenidas recibidas por los trayectos diferentes a un trayecto objetivo de las señales recibidas por las antenas de recepción para obtener señales canceladas de interferencia multitrayecto; y una unidad de demodulación para una demodulación secundaria de las señales canceladas de interferencia multitrayecto, caracterizado porque las  $N$  unidades de demodulación de señal recibida multitrayecto y las unidades de cancelación de interferencia multitrayecto están dispuestas en etapas, en donde las  $N$  unidades de cancelación de interferencia multitrayecto están conectadas a una unidad de demodulación de señal de recepción multitrayecto en cada etapa, y que cada una de las etapas distintas de la primera etapa actualiza un coeficiente de canal estimado con base en una señal piloto conocida transmitida desde las  $M$  antenas de transmisión utilizando la señal cancelada de interferencia multitrayecto provista por la unidad de cancelación de interferencia multitrayecto.

45 De acuerdo con otro aspecto de la presente invención, se suministra un método de recepción de un aparato de recepción que utiliza un método CDMA para recibir señales por las  $N$  antenas de recepción, en donde  $N$  es un entero positivo igual a o mayor a dos, la señal se transmite por  $M$  antenas de transmisión, en donde  $M$  es un entero positivo, que comprende:

50

Una etapa de demodulación primaria de las señales recibidas por las antenas de recepción, estimar las señales transmitidas desde las antenas de transmisión, y obtener una señal recibida de cada trayecto de las antenas de recepción en un ambiente multitrayecto con base en las señales estimadas por medio de unidades demoduladoras de señal recibida multitrayecto;

- 5 Una etapa de deducir las señales obtenidas recibidas por los trayectos diferentes a un trayecto objetivo desde las señales recibidas por las antenas de recepción para obtener señales canceladas de interferencia multitrayecto por medio de unidades de cancelación de interferencia multitrayecto; y

Una etapa de demodulación secundaria de las señales canceladas de interferencia multitrayecto por medio de una unidad demoduladora;

- 10 Caracterizado porque las unidades de demodulación de señal recibida multitrayecto y las N unidades de cancelación de interferencia multitrayecto están dispuestas en etapas, en donde las N unidades de cancelación de interferencia multitrayecto están conectadas a una unidad de demodulación de señal de recepción multitrayecto en cada etapa, y que cada una de las etapas diferentes a la primera etapa actualiza un coeficiente de canal estimado basado en una señal piloto conocida transmitida por las M antenas de transmisión utilizando la señal cancelada de interferencia multitrayecto provista por la unidad de cancelación de interferencia multitrayecto.

De acuerdo con un aspecto de la presente invención, la unidad de demodulación de señal recibida multitrayecto del aparato de recepción lleva a cabo la demodulación primaria utilizando un método de error de mínimo cuadrado medio del error (MMSE).

- 20 De acuerdo con un aspecto de la presente invención, la unidad de demodulación de señal de recepción multitrayecto del aparato de recepción lleva a cabo la demodulación primaria utilizando un método de máxima probabilidad de detección (Método de Detección de Máxima Verosimilitud).

De acuerdo con un aspecto de la presente invención, la unidad de demodulación de señal de recepción multitrayecto del aparato de recepción lleva a cabo la demodulación primaria de dos o más trayectos en un bloque utilizando un método de máxima probabilidad de detección que utiliza factorización QR.

- 25 De acuerdo con un aspecto de la presente invención, la unidad de demodulación del aparato de recepción lleva a cabo la demodulación secundaria de dos o más trayectos en un bloque utilizando un método de detección de máxima verosimilitud que utiliza factorización QR.

- 30 De acuerdo con un aspecto de la presente invención, la unidad de demodulación del aparato de recepción lleva a cabo la demodulación secundaria cada uno de los trayectos utilizando un método de detección de máxima verosimilitud que utiliza factorización QR.

- 35 De acuerdo con un aspecto de la presente invención, cuando las señales multiplexadas en código son transmitidas desde la M antenas de transmisión, la unidad de demodulación de señal de recepción multitrayecto del aparato de recepción lleva a cabo la demodulación primaria de una señal recibida por cada una de las antenas receptoras, y la señal recibida de cada trayecto por cada antena receptora se obtiene para cada señal de distribución, la unidad de cancelación de interferencia multitrayecto genera una señal mediante deducir la señal obtenida correspondiente a todas las señales de distribución de los trayectos diferentes a un trayecto objetivo de las señales recibidas por cada una de las antenas de recepción para obtener una señal cancelada de interferencia multitrayecto, y la unidad de demodulación lleva a cabo una demodulación secundaria de la señal cancelada de interferencia multitrayecto para cada señal de distribución.

- 40 [Efectos de la invención]

- 45 De acuerdo con la realización de la presente invención, cuando se transmiten simultáneamente diferentes datos desde dos o más antenas de transmisión utilizando el método CDMA, una separación altamente precisa de las señales transmitidas desde las diferentes antenas de transmisión, se puede llevar a cabo la interferencia multitrayecto de dichas señales que es reducida. Consecuentemente, la calidad de la recepción del ambiente de desvanecimiento multitrayecto es altamente mejorada.

#### BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La figura 1 es un diagrama de bloques de un sistema de radiocomunicaciones que incluye un aparato de recepción de acuerdo con una realización de la presente invención.

- 50 La figura 2 es un diagrama de bloques de una primera realización de un demodulador de señal de recepción

multitrayecto.

La figura 3 es un diagrama de bloques de una segunda realización de un demodulador de señal de recepción multitrayecto.

5 La figura 4 es un diagrama de bloques de una tercera realización de un demodulador de señal de recepción multitrayecto.

La figura 5 es un diagrama de bloques de una cuarta realización de un demodulador de señal de recepción multitrayecto.

La figura 6 es un diagrama de bloques de una unidad estimadora de coeficiente de canal.

10 La figura 7A es un mapa de datos que muestra un ejemplo de una estructura de cuadro de una señal transmitida desde un aparato de transmisión.

La figura 7B es un mapa de datos que muestra otro ejemplo de una estructura de cuadro de una señal transmitida desde un aparato de transmisión.

La figura 8 es un diagrama de bloques de una segunda realización del aparato de recepción de acuerdo con la presente invención.

15 La figura 9 es un diagrama de bloques de una primera realización de un demodulador de acuerdo con la presente invención.

La figura 10 es un diagrama de bloques de una segunda realización de un demodulador de acuerdo con la presente invención.

20 La figura 11 es un diagrama de bloques de una tercera realización del demodulador de acuerdo con la presente invención.

La figura 12 es un diagrama de bloques de una tercera realización del aparato de recepción de acuerdo con la presente invención.

La figura 13 es un gráfico que muestra los resultados de una simulación por computador de la presente invención,

La figura 14 es un diagrama de bloques de un sistemas de comunicaciones MIMO que utiliza dos o más antenas.

25 La figura 15 es un diagrama esquemático que muestra que la precisión en la demodulación (separación de señal) se deteriora debido a la interferencia multitrayecto en el caso de multiplexado MIMO del DS-CDMA.

#### DESCRIPCIÓN DE LAS REALIZACIONES PREFERIDAS

[Descripción de las anotaciones]

1 Sistema de radiocomunicaciones

30 10 espacio 1010 aparatos de transmisión

11<sub>1</sub> a 11<sub>m</sub>, 1011<sub>1</sub> a 1011<sub>n</sub> antenas de transmisión

20, 200, 600, 1020 aparatos de recepción

21<sub>1</sub> a 21<sub>n</sub>, 1021<sub>1</sub> a 1021<sub>n</sub> antenas de transmisión

22, 30 a 50, 70, 211 a 213, 611 a 614 demodulador de señal de recepción multitrayecto

35 23, 221<sub>1</sub>, 221<sub>2</sub>, 222<sub>1</sub>, 222<sub>2</sub>, 223<sub>1</sub>, 223<sub>2</sub>, 615 a 618 unidad de cancelación de interferencia multitrayecto

24, 300, 400, 500, 621, 622 demodulador

31, 41, 51, 71, 100, 311, 411, 511 unidad estimadora de coeficiente de canal

32 unidad calculadora de coeficiente de filtro lineal

33 filtro lineal

34<sub>1</sub> a 34<sub>m</sub>, 42 a 45, 52 a 55, 72 a 75, 312 a 315, 412 a 415, 512 a 515 unidad de distribución inversa.

5 35<sub>1</sub> a 35<sub>m</sub>, unidad estimadora de secuencia de símbolo de transmisión

36<sub>1</sub> a 36<sub>m</sub>, 50<sub>1</sub> a 50<sub>m</sub>, 62<sub>1</sub> a 62<sub>m</sub>, 84<sub>1</sub> a 84<sub>m</sub> demodulador de señal de recepción multitrayecto

46, 58, 80, 316, 418, 520 unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión

47, 317 unidad generadora de réplica de señal recibida

48, 60, 82, 318, 420, 522 unidad calculadora de verosimilitud

10 49<sub>1</sub> a 49<sub>m</sub>, 61<sub>1</sub> a 61<sub>m</sub>, 83<sub>1</sub> a 83<sub>m</sub>, unidad estimadora de secuencia de símbolo de transmisión

56, 76, 77, 416, 516, 517 unidad de factorización QR

57, 78, 79, 417, 518, 519 unidad de operación de  $Q^H$

59, 81, 419, 521 unidad generadora de réplica de señal de conversión

101 a 104 unidad detectora de correlación

15 111 a 114 unidad generadora de señal de réplicas

319, 421, 523 unidad estimadora de secuencia de transmisión

631 a 634, 641 a 644 sumador

[Mejor Modo de Llevar a Cabo la Invención]

De aquí en adelante, se describen las realizaciones de la presente invención con referencia a los dibujos adjuntos.

20 La figura 1 es un diagrama de bloques de un sistema de radiocomunicaciones 1 que incluye un aparato de recepción 20 de acuerdo con una realización de la presente invención. El sistema de radiocomunicaciones 1 de acuerdo con la presente realización utiliza un MIMO

25 Como se muestra en la figura 1, el sistema de radiocomunicaciones 1 incluye un aparato de transmisión 10 y el aparato de recepción 20 que están conectados por comunicaciones por radio. El aparato de transmisión 10 lleva a cabo conversiones serie a paralelo de una secuencia de bits de datos que es la entrada para la transmisión en M secuencias de transmisión, modula las secuencias transmitidas (modulación de datos) utilizando la misma banda de frecuencia y la misma señal de distribución, y simultáneamente transmite las secuencias moduladas desde M antenas de transmisión 11<sub>1</sub> a 11<sub>m</sub> como señales de transmisión. Cada una de las señales de transmisión es propagada por L trayectos (multitrayectos), y es recibida por N antenas de recepción 21<sub>1</sub> a 21<sub>n</sub> que están conectadas al aparato de recepción 20. El aparato de recepción 20 incluye un demodulador de señal de recepción multitrayecto 22, N unidades de cancelación de interferencia multitrayecto 23<sub>1</sub> a 23<sub>n</sub>, y un demodulador 24.

30 Aquí, una señal de transmisión desde una antena de transmisión 11<sub>m</sub> conectada al aparato de transmisión 10 se expresa por  $s_m(t)$ , y una señal recibida por una antena de recepción 21<sub>n</sub> conectada al aparato de recepción 20 se expresa como  $r_n(t)$ . Entonces,  $r_n(t)$  puede ser descrita como sigue.

35 [Expresión 1]

$$r_n(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L h_{m,n,l}(t) \cdot s_m(t - \tau_l)$$

Aquí,  $h_{m,n,l}(t)$  es un coeficiente de canal de un trayecto de recepción  $l$  cuando recibe una señal de transmisión desde la antena de transmisión  $11_m$  mediante la antena de recepción  $21_n$ . y  $t_l$  es un tiempo de retardo de propagación del trayecto de recepción  $l$ .

5 Luego, se describen las operaciones del aparato de recepción 20 de acuerdo con la presente invención. Con el aparato de recepción 20, las señales  $r_n(t)$  recibidas por las antenas de recepción  $21_1$  a  $21_n$  se suministran al demodulador de señal de recepción multitrayecto 22. El demodulador de señal de recepción multitrayecto 22 lleva a cabo una separación de señal provisional (una demodulación primaria) con base en las señales recibidas por las  $N$  antenas de recepción  $21_1$  a  $21_n$  de modo que las secuencias de señal recibida como se describió por la siguiente Expresión 2 para los trayectos de recepción entre las antenas de transmisión  $11_1$  a  $11_m$  y las antenas de recepción  $21_1$  a  $21_n$  son estimadas y entregadas.

[Expresión 2]

$$\hat{I}_{m,n,l}(t)$$

Se describe adelante un algoritmo para llevar a cabo la demodulación primaria.

15 Luego, las señales recibidas por las antenas de recepción  $21_1$  a  $21_n$  y las secuencias de señal recibida de cada trayecto de recepción desde las antenas de transmisión  $11_1$  a  $11_m$  son suministradas a las unidades de cancelación de interferencia multitrayecto correspondientes  $23_1$  a  $23_n$ . Las unidades de cancelación de interferencia multitrayecto  $23_1$  a  $23_n$  (este número  $N$ , es el mismo número de las antenas de recepción  $21_1$  a  $21_n$ ) obtienen las señales recibidas después de la cancelación de interferencia multitrayecto  $r_{n,l}(t)$  al reducir todas las señales recibidas de otros trayectos diferentes a un trayecto objetivo desde la señal recibida de acuerdo con la siguiente expresión, y entrega las señales canceladas de interferencia multitrayecto  $r_{n,l}(t)$ .

[Expresión 3]

$$r_{n,l}(t) = r_n(t) - \sum_{m=1}^M \sum_{l'=1, l' \neq l}^L \hat{I}_{m,n,l'}(t)$$

25 El demodulador 24 recibe  $N \times L$  señales canceladas de interferencia multitrayecto  $r_{n,l}(t)$  suministradas por las unidades de cancelación de interferencia multitrayecto  $23_1$  a  $23_n$ . El demodulador 24 entrega un resultado de demodulación secundaria que es una verosimilitud  $\lambda_i$ , la verosimilitud es una de una verosimilitud de la secuencia de símbolo de transmisión y una verosimilitud de un bit transmitido por la secuencia de símbolo de transmisión. El resultado de la demodulación secundaria se entrega a un decodificador de corrección de error (canal), tal como un decodificador Viterbi y un decodificador Turbo, para decodificarla.

30 Como se describió anteriormente, de acuerdo con la presente realización, el demodulador de señal de recepción multitrayecto 22 lleva a cabo la demodulación primaria, y las señales de transmisión son estimadas. Entonces, la señal recibida para cada trayecto es estimado al multiplicar la señal recibida estimada y los valores de fluctuación de canal (coeficientes de canal). Entonces, las unidades de cancelación de interferencia multitrayecto 23 sustraen las señales recibidas estimadas diferentes a la señal recibida mediante el trayecto objetivo. De esta manera, el demodulador 24 es capaz de demodular la señal recibida después de remover la interferencia multitrayecto, y la separación de señal se puede llevar a cabo con una alta precisión.

Esto es, aún si el método DS-CDMA es aplicado a un enlace ascendente, y el método de multiplexado MIMO se utiliza, se puede evitar la degradación de la precisión de la separación de señal que resulta de la interferencia multitrayecto.

40 La figura 2 es un diagrama de bloques que muestra un demodulador de señal de recepción multitrayecto 30 de acuerdo con una primera realización del demodulador de señal de recepción multitrayecto 20 mostrado en la figura 1. De acuerdo con la primera realización, el demodulador de señal de recepción multitrayecto 30 utiliza el algoritmo MMSE como método de demodulación primario.

45 Como se muestra en la Figura 2, el demodulador de señal de recepción multitrayecto 30 incluye una unidad estimadora de coeficiente de canal 31, una unidad calculadora de coeficiente de filtro lineal 32, un filtro lineal 33,  $M$  unidades de distribución inversa  $34_1$  a  $34_m$ ,  $M$  unidades estimadoras de secuencia de símbolo de transmisión  $35_1$  a  $35_m$ , y  $M$  demoduladores de señal de recepción multitrayecto  $36_1$  a  $36_m$ .



De acuerdo con el demodulador de señal de recepción multitrayecto 30 de la primera realización, las señales  $r_n(t)$  recibidas por las N antenas de recepción  $21_1$  a  $21_n$  se suministran a la unidad estimadora de coeficiente de canal 31, y los coeficientes de canal  $h_{m,nl}$  de los trayectos entre las antenas de recepción  $21_1$  a  $21_n$  y las antenas de transmisión  $11_1$  a  $11_n$  (figura 1) son estimadas.

5 Entonces, la unidad calculadora del coeficiente de filtro lineal 32 calcula un coeficiente para el filtro lineal 33, el cual lleva a cabo un proceso de filtrado para ecualizar usando el coeficiente de filtro lineal. El proceso descrito anteriormente se puede llevar a cabo al procesar la señal en uno entre dominio de tiempo y dominio de frecuencia; en la siguiente descripción se presenta un ejemplo en donde el procesado se la señal se lleva a cabo en el dominio de frecuencia.

10 La unidad calculadora de coeficiente de filtro lineal 32 calcula el coeficiente de filtro lineal que simultáneamente minimiza el trayecto y el retardo de los componentes de las señales desde una antena de transmisión deseada y los componentes de señal de recepción de otras antenas de transmisión utilizando el coeficiente de canal estimado  $h_{m,m,l}$  como se describió por la Expresión 4.

[Expresión 4]

$$\hat{h}_{m,n,l}$$

15 Específicamente, una respuesta de impulso de un canal (respuesta de impulso de canal) entre las antenas de transmisión  $11_1$  a  $11_m$ , y las antenas de recepción  $21_1$  a  $21_n$  se calcula utilizando el coeficiente de canal estimado como se describió por la Expresión 5  $\hat{h}_{m,m,l}$  estimado utilizando un canal piloto en el dominio del tiempo, y un tiempo de retardo de cada trayecto de recepción  $\hat{\tau}_l$  como se describió por la Expresión 6.

20 [Expresión 5]

$$\hat{h}_{m,n,l}$$

[Expresión 6]

$$\hat{\tau}_l$$

25 Luego, el FFT para los puntos  $N_f$  se lleva a cabo en la respuesta de impulso de canal obtenida como se describió anteriormente. Aquí,  $N_f$  es un número que es igual a un producto del número de chips equivalente a un tamaño de bloque que son filtrados linealmente, y el número de veces de sobremuestreo. De esta forma, los componentes de

frecuencia  $h_{m,n}^{(v)}$  como se describió por la Expresión 7 de los coeficientes de canal de las señales de transmisión desde las antenas de transmisión  $11_1$  a  $11_m$  a las antenas de recepción  $21_1$  a  $21_n$  son estimadas.

[Expresión 7]

$$h_{m,n}^{(v)}$$

30 Utilizando esto, se obtiene un valor estimado de una matriz de canal que tiene N filas por M columnas según se describió por la Expresión 9 como se describió por la Expresión 8

[Expresión 8]

$$\hat{H}^{(v)} = [h_{m,n}^{(v)}] (1 \leq n \leq N, 1 \leq m \leq M)$$

35

[Expresión 9]

$$\hat{H}^{(i)}$$

Utilizando la Expresión 10, los coeficientes de filtrado lineal se calculan para cada componente de frecuencia después de FFT.

5

[Expresión 10]

$$\hat{H}^{(i)}$$

Los coeficientes de filtro lineal se pueden determinar de acuerdo con uno entre el criterio ZF y el criterio MMSE.

Por ejemplo, los coeficientes de filtro lineal para el criterio ZF se obtienen de acuerdo con la siguiente expresión:

[Expresión 11]

10

$$W^{(i)} = (\hat{H}^{(i)})^H \{ \hat{H}^{(i)} (\hat{H}^{(i)})^H \}^{-1}$$

Adicionalmente, los coeficientes de filtro lineal por el criterio MMSE se obtienen de acuerdo con la siguiente expresión

[Expresión 12]

$$W^{(i)} = (\hat{H}^{(i)})^H \{ \hat{H}^{(i)} (\hat{H}^{(i)})^H + N^{(i)} I \}^{-1}$$

15

Aquí, el último término de la Expresión 12 que está descrito por la Expresión 13 representa un componente de ruido.

[Expresión 13]

$$N^{(i)} = (n_1^{(i)}, \dots, n_M^{(i)})^T$$

20

Enseguida, el filtro lineal 33 convierte cada una de las N señales recibidas de frecuencia en señales recibidas  $Y^{(i)}$  en el dominio de frecuencia al llevar a cabo el FFT para los puntos  $N_f$ . Luego,  $Y^{(i)}$  se multiplica por  $W^{(i)}$  para obtener valores estimados según se describió por la Expresión 14 de las M señales de transmisión de acuerdo con la Expresión 15, en donde ambas colapsan en la ortogonalidad entre los canales de código debido a la fluctuación de canal en el dominio de frecuencia (MPII (interferencia multitrayecto) en el dominio del tiempo), y

La interferencia entre las antenas de transmisión son equalizadas simultáneamente (reducidas),

[Expresión 14]

25

$$\tilde{S}^{(i)} = (\tilde{s}_1^{(i)}, \dots, \tilde{s}_M^{(i)})^T$$

[Expresión 15]

$$\vec{S}^{(r)} = \begin{bmatrix} S_1^{(r)} \\ S_2^{(r)} \\ S_3^{(r)} \\ S_4^{(r)} \end{bmatrix} = W^{(r)} Y^{(r)} = \begin{bmatrix} W_{1,1}^{(r)} & W_{1,2}^{(r)} & W_{1,3}^{(r)} & W_{1,4}^{(r)} \\ W_{2,1}^{(r)} & W_{2,2}^{(r)} & W_{2,3}^{(r)} & W_{2,4}^{(r)} \\ W_{3,1}^{(r)} & W_{3,2}^{(r)} & W_{3,3}^{(r)} & W_{3,4}^{(r)} \\ W_{4,1}^{(r)} & W_{4,2}^{(r)} & W_{4,3}^{(r)} & W_{4,4}^{(r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1^{(r)} \\ y_2^{(r)} \\ y_3^{(r)} \\ y_4^{(r)} \end{bmatrix}$$

Adicionalmente

[Expresión 16]

$$\vec{S}^{(r)} = (\tilde{S}_1^{(r)}, \dots, \tilde{S}_M^{(r)})^T$$

5

se reconvierte en cada señal de demodulación provisional (señal de demodulación primaria)  $\hat{S}_m$  como se describió por la Expresión 17 en el dominio del tiempo al llevar a cabo la conversión paralela a serie después del IFFT de los puntos  $N_r$ .

[Expresión 17]

$$\hat{S}_m$$

10

Las secuencias de demodulación provisional adquiridas (secuencias de demodulación primaria) para las antenas de transmisión se entregan a las unidades de distribución inversa correspondientes  $34_1$  a  $34_m$ . Las unidades de distribución inversas  $34_1$  a  $34_m$  llevan a cabo una distribución inversa de las secuencias de demodulación provisional para las antenas de transmisión con la misma señal de distribución que se utiliza en el momento de la transmisión, y señales de distribución inversa  $Z_m$  salen hacia las unidades de estimación de secuencia de símbolo de transmisión  $35_1$  a  $35_m$  correspondientes. Las unidades estimadoras de secuencia de símbolo de transmisión  $35_1$  a  $35_m$  llevan a cabo una entre una decisión difícil y una decisión fácil de las señales de distribución inversas  $Z_m$  correspondientes de modo que las secuencias de símbolo de transmisión como se describió por la Expresión 18 son estimadas y entregadas.

15

[Expresión 18]

$$\vec{d}_m$$

20

Las unidades estimadoras de secuencia de símbolo de transmisión  $35_1$  a  $35_m$  pueden llevar a cabo la decisión difícil como sigue. Aquí, un símbolo de transmisión se expresa por  $d_{m,i}$  en donde "i" es un número candidato de símbolo que satisface la Expresión 19 ( $1 \leq i \leq C$ ), y C expresa el número de puntos de símbolo de transmisión, esto es, cuatro para QPSK y 16 para 16QAM.

25

[Expresión 19]

$$(1 \leq i \leq C)$$

Se determina un número de candidatos de símbolo "i" que hace al símbolo de transmisión  $d_{m,i}$  más cercano a  $Z_m$  (se refiere a la Expresión 20).

30

[Expresión 20]

$$\min_i |z_m - d_{m,i}|^2$$

Utilizando el "i" determinado anteriormente, se hace una determinación de la expresión.

[Expresión 21]

$$\tilde{d}_n = d_{n,i}$$

5 Alternativamente, las unidades estimadoras de secuencia de símbolo de transmisión  $35_1$  a  $35_m$  pueden llevar a cabo la decisión fácil como sigue.

Primero, se obtiene una secuencia de bits para la decisión fácil de acuerdo con la Expresión 22.

[Expresión 22]

$$\hat{u}_{n,i} = \tanh\left(\frac{\hat{\Lambda}_{n,i}}{2}\right)$$

10 Aquí, la expresión  $\hat{\Lambda}_{md}$  mostrada por la Expresión 23 es una proporción de verosimilitud logarítmica de un bit "i" de la señal desde la antena de transmisión  $11_m$ .

[Expresión 23]

$$\hat{\Lambda}_{n,i}$$

La proporción de verosimilitud logarítmica  $\hat{\Lambda}_{md}$  se puede describir por la Expresión 24.

[Expresión 24]

$$\hat{\Lambda}_{n,i} = \ln \frac{P(b_{n,i} = +1 | z_n)}{P(b_{n,i} = -1 | z_n)} \approx \frac{1}{2\sigma^2(n)} \{(z_n - s_{\min,i})^2 - (z_n - s_{\max,i})^2\}$$

15 Aquí,  $S_{\min,i}$  expresa un candidato de símbolo que tiene la distancia euclidiana más pequeña desde el punto de señal de transmisión  $Z_m$  por fuera de un conjunto de símbolos cuyo iésimo bit es "v", y  $\sigma^2$  es la potencia de ruido.

Entonces, un símbolo de decisión suave

[Expresión 25]

$$\tilde{d}_n$$

20 Es estimado como se muestra por la Expresión 27 utilizando la expresión de la Expresión 26.

[Expresión 26]

$$\tilde{u}_{n,i}$$

[Expresión 27]

Proporcionar:  $\tilde{d}_m = \tilde{x}_m + j \cdot \tilde{y}_m$

En caso de QPSK:  $\begin{cases} \tilde{x}_m = \tilde{u}_{m,1} \\ \tilde{y}_m = \tilde{u}_{m,2} \end{cases}$

En caso de 16QAM:  $\begin{cases} \tilde{x}_m = \sqrt{\frac{1}{2.5}} \tilde{u}_{m,1} (2 - \tilde{u}_{m,2}) \\ \tilde{y}_m = \sqrt{\frac{1}{2.5}} \tilde{u}_{m,3} (2 - \tilde{u}_{m,4}) \end{cases}$

5 Finalmente, los demoduladores de señal de recepción multitrayecto 36<sub>1</sub> a 36<sub>m</sub> reciben las secuencias de símbolo de transmisión como se describieron por la Expresión 28 de  $\tilde{d}_m$  que son estimadas como se describió anteriormente.

[Expresión 28]

$$\tilde{d}_m$$

10 Entonces, las secuencias de símbolo de transmisión de entrada como se describieron por la Expresión 29 de  $\tilde{d}_m$  son multiplicadas por la señal de distribución y los coeficientes de canal de tal manera que una secuencia de señal recibida (como se muestra por la Expresión 30)  $\{\hat{I}_{m,n,\ell}(t)\}$  para cada trayecto de recepción desde las antenas de transmisión a las antenas de recepción se estima como se muestra por la Expresión 31, y entregado.

[Expresión 29]

$$\tilde{d}_m$$

15 [Expresión 30]

$$\hat{I}_{m,n,\ell}(t)$$

[Expresión 31]

$$\hat{I}_{m,n,\ell}(t) = \hat{h}_{m,n,\ell}(t) \cdot \tilde{d}_m(t) \cdot c(t - \tau_\ell)$$

Luego, se describe otra realización del demodulador de señal de recepción multitrayecto.

20 La figura 3 es un diagrama de bloques que muestra un demodulador de señal de recepción multitrayecto 40 que es una segunda realización del demodulador de señal de recepción multitrayecto de la presente invención. De acuerdo con la segunda realización, se utiliza un algoritmo MLD para el demodulador de señal de recepción multitrayecto 40 como el método de la demodulación primaria.

25 El demodulador de señal de recepción multitrayecto 40 incluye una unidad estimadora de coeficiente de canal 41, NxL unidades de distribución inversa 42 a 45, una unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 46, una unidad generadora de réplica de señal recibida 47, una unidad calculadora de verosimilitud 48, M unidades estimadoras de secuencia de símbolo de transmisión 49<sub>1</sub> a 49<sub>m</sub>, y M demoduladores de señal de recepción

multitrayecto  $50_1$  a  $50_m$ .

5 De acuerdo con el demodulador de señal de recepción multitrayecto 40 de la segunda realización, las señales  $r_n(t)$  recibidas por las antenas de recepción  $21_1$  a  $21_n$  se suministran a la unidad estimadora de coeficiente de canal 41, y los coeficientes de canal  $h_{m,n,l}$  de los trayectos entre las antenas de recepción  $21_1$  a  $21_n$  y las antenas de transmisión  $11_1$  a  $11_n$  son estimados.

Luego, las unidades de distribución inversa 42 a 45, cuyo número  $N \times L$ , llevan a cabo la distribución inversa de las señales recibidas  $r_n(t)$  con la misma señal de distribución que la señal de distribución utilizada en el momento de la transmisión en la temporización de recepción de cada trayecto, y se obtiene  $N \times L$  señales de distribución inversa  $Z_{n,l}$  para los trayectos de las antenas de recepción.

10 La unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 46 genera y entrega símbolos de transmisión  $d_{m,i}$  correspondientes a cada antena de transmisión, en donde "i" es un número de candidato de símbolo que se subindica en la Expresión 32.

[Expresión 32]

$$(1 \leq i \leq C)$$

15 En donde C es el número del punto de símbolo de transmisión, por ejemplo, C igual 4 para QPSK, y C igual 16 para 16QAM.

20 La unidad generadora de réplica de señal recibida 47 recibe los símbolos de transmisión  $d_{m,i}$  generados por la unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 46, y los coeficientes de canal estimados por la unidad estimadora de coeficientes de canal 41 de modo que las réplicas de la señal recibida como se describieron en la Expresión 33 se generan de acuerdo con la Expresión 34 y entregadas.

[Expresión 33]

$$\hat{z}_{n,j,i_1,i_2,\dots,i_M}$$

[Expresión 34]

$$\hat{z}_{n,j,i_1,i_2,\dots,i_M} = \hat{h}_{1,n,j} \cdot d_{1,i_1} + \hat{h}_{2,n,j} \cdot d_{2,i_2} + \dots + \hat{h}_{M,n,j} \cdot d_{M,i_M}$$

25 La unidad calculadora de verosimilitud 48 recibe las señales de distribución inversas  $Z_{n,l}$  y las réplicas de señal recibida como se describió por la Expresión 35.

[Expresión 35]

$$\hat{z}_{n,j,i_1,i_2,\dots,i_M}$$

Entonces, la unidad calculadora de verosimilitud 48 calcula los errores de acuerdo con la Expresión 36.

30 [Expresión 36]

$$e_{n,j,i_1,i_2,\dots,i_M} = \sum_{n=1}^N \sum_{j=1}^L |z_{n,j} - \hat{z}_{n,j,i_1,i_2,\dots,i_M}|^2$$

35 Las unidades estimadoras de secuencia de símbolo de transmisión  $49_1$  a  $49_m$  reciben los símbolos de transmisión generados correspondientes a las antenas de transmisión, recibe las señales de error correspondientes, determinan el mínimo de los errores, y estiman las secuencias de símbolo de transmisión, según se describió por la ecuación 37, que da los mínimos errores.

[Expresión 37]

$$\tilde{d}_m$$

En el caso en donde las unidades estimadoras de secuencia de símbolo de transmisión  $49_1$  a  $49_m$  llevan a cabo decisiones difíciles, se utiliza la Expresión 38.

5

[Expresión 38]

$$\tilde{d}_m = d_{m,i_m} \text{ en donde } i_1, i_2, \dots, i_M \text{ da el mínimo } e_{i_1, i_2, \dots, i_M}$$

Cuando las unidades estimadoras de secuencia de símbolo de transmisión  $49_1$  a  $49_m$  llevan a cabo decisiones fáciles, se puede utilizar el siguiente proceso

Primero, una secuencia de bit para la decisión fácil se obtiene de acuerdo con la siguiente expresión.

10

[Expresión 39]

$$\hat{u}_{m,j} = \tanh\left(\frac{\hat{\Lambda}_{m,j}}{2}\right)$$

Aquí,

[Expresión 40]

$$\hat{\Lambda}_{m,j}$$

15 Es una proporción de verosimilitud logarítmica de un bit "i" de una antena de transmisión  $11_m$ , y se expresa como sigue.

[Expresión 41]

$$\hat{\Lambda}_{m,j} = \ln \frac{P(b_{m,j} = +1 | z_{1,j}, \dots, z_{N,j})}{P(b_{m,j} = -1 | z_{1,j}, \dots, z_{N,j})} \approx \frac{1}{2\sigma^2(n)} (e_{\min,v} - e_{\max,v})$$

Aquí,  $e_{\min,v}$  es el valor mínimo de

20

[Expresión 42]

$$e_{i_1, i_2, \dots, i_M}$$

En donde el iésimo bit es "v", y  $\sigma^2(n)$  expresa la potencia de ruido.

El símbolo de decisión fácil

[Expresión 43]

$$\tilde{d}_m$$

Se estima como se muestra por la Expresión 45 utilizando la expresión de la Expresión 44

[Expresión 44]

$$\tilde{u}_{m,j}$$

5

[Expresión 45]

Proporcionando:  $\tilde{d}_m = \tilde{x}_m + j \cdot \tilde{y}_m$

En el caso de QPSK:  $\begin{cases} \tilde{x}_m = \tilde{u}_{m,1} \\ \tilde{y}_m = \tilde{u}_{m,2} \end{cases}$

$$\begin{cases} \tilde{x}_m = \sqrt{\frac{1}{2.5}} \tilde{u}_{m,1} (2 - \tilde{u}_{m,2}) \\ \tilde{y}_m = \sqrt{\frac{1}{2.5}} \tilde{u}_{m,3} (2 - \tilde{u}_{m,4}) \end{cases}$$

En el caso de 16QAM:

10 Finalmente, los demoduladores de señal de recepción multitrayecto  $36_1$  a  $36_m$  ( $50_1$  a  $50_m$ ) reciben las secuencias de símbolo de transmisión descritas por la Expresión 46 que son estimadas como se describió anteriormente.

[Expresión 46]

$$\tilde{d}_m$$

15 Entonces, las secuencias de símbolo de transmisión recibidas, Expresión 47, son multiplicadas por la señal de distribución y los coeficientes de canal.

[Expresión 47]

$$\tilde{d}_m$$

20 De esta manera, las secuencias de señal recibida descritas por la Expresión 48 para cada trayecto de recepción de las antenas de recepción desde las antenas de transmisión se estiman de acuerdo con la Expresión 49, y se entregan.

[Expresión 48]

$$\hat{I}_{m,j}(t)$$

[Expresión 49]

$$\hat{I}_{m,j}(t) = \hat{h}_{m,j}(t) \cdot \tilde{d}_m(t) \cdot c(t - \tau_j)$$



La figura 4 es un diagrama de bloques de un demodulador de señal de recepción multitrayecto 50 que es una tercera realización del demodulador de señal de recepción multitrayecto. De acuerdo con la tercera realización, se utiliza el algoritmo MLD, en donde el demodulador de señal de recepción multitrayecto 50 lleva a cabo la demodulación primaria de los trayectos en un bloque.

5 Como se muestra en la figura 4, el demodulador de señal de recepción multitrayecto 50 incluye una unidad estimadora de coeficiente de canal 51, NxL unidades de distribución inversas 52 a 55, una unidad de factorización QR 56, una unidad operativa  $Q^H$  57, una unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 58, una unidad generadores de réplica de señal de conversión 59, una unidad calculadora de verosimilitud 60, M unidades estimadoras de secuencia de símbolo de transmisión  $61_1$  a  $61_m$ , y M demoduladores de señal de recepción multitrayecto  $62_1$ ,  $62_m$ .

De acuerdo con el demodulador de señal de recepción multitrayecto 50 de la tercera realización, la unidad estimadora de coeficiente de canal 51 recibe las señales  $r_n(t)$  recibidas por las antenas receptoras  $21_1$  a  $21_n$ , y los coeficientes de canal  $h_{m,n,l}$  de los trayectos entre las antenas receptores  $21_1$  a  $21_n$  y son estimadas las antenas de transmisión  $11_1$  a  $11_n$ .

15 Luego, las unidades de distribución inversa 52 a 55, cuyo número (NxL) lleva a cabo la distribución inversa de las señales recibidas  $r_n(t)$  con la misma señal de distribución que se utiliza en el momento de la transmisión en la temporización de la recepción de cada trayecto, y NxL señales de distribución inversa  $Z_{n,l}$  de los trayectos de las antenas de recepción se obtienen.

20 Luego, la unidad de factorización QR 56 genera una matriz de canal como se muestra por la Expresión 50, la matriz de canal incluye los coeficientes de canal expresados en NxL filas por M columnas, lleva a cabo la factorización QR de la matriz de canal, y son entregadas una matriz Q y una matriz R,

[Expresión 50]

$$\text{Matriz de canal } H = \begin{bmatrix} h_{1,1,1} & h_{2,1,1} & h_{3,1,1} & h_{4,1,1} \\ h_{1,2,1} & h_{2,2,1} & h_{3,2,1} & h_{4,2,1} \\ h_{1,3,1} & h_{2,3,1} & h_{3,3,1} & h_{4,3,1} \\ h_{1,4,1} & h_{2,4,1} & h_{3,4,1} & h_{4,4,1} \\ h_{1,1,2} & h_{2,1,2} & h_{3,1,2} & h_{4,1,2} \\ h_{1,2,2} & h_{2,2,2} & h_{3,2,2} & h_{4,2,2} \\ h_{1,3,2} & h_{2,3,2} & h_{3,3,2} & h_{4,3,2} \\ h_{1,4,2} & h_{2,4,2} & h_{3,4,2} & h_{4,4,2} \end{bmatrix}$$

(Ejemplo donde M= 4, N= 4, L=2)

25  $H = QR$

La salida de matriz Q de la unidad de factorización QR 56 es una matriz unitaria que tiene (NxL) filas por M columnas, y sufijos para  $Q^H Q = I$ .

Aquí, H expresa la transposición compleja conjugada, "I" expresa una matriz unitaria. Adicionalmente, la matriz R se convierte en una matriz triangular superior que tiene M filas por M columnas.

30 La unidad operativa  $Q^H$  57 lleva a cabo las operaciones de acuerdo con la siguiente expresión

[Expresión 51]

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = Q^B Z = \begin{bmatrix} q_{1,1,1} & q_{1,2,1} & q_{1,3,1} & q_{1,4,1} & q_{1,1,2} & q_{1,2,2} & q_{1,3,2} & q_{1,4,2} \\ q_{2,1,1} & q_{2,2,1} & q_{2,3,1} & q_{2,4,1} & q_{2,1,2} & q_{2,2,2} & q_{2,3,2} & q_{2,4,2} \\ q_{3,1,1} & q_{3,2,1} & q_{3,3,1} & q_{3,4,1} & q_{3,1,2} & q_{3,2,2} & q_{3,3,2} & q_{3,4,2} \\ q_{4,1,1} & q_{4,2,1} & q_{4,3,1} & q_{4,4,1} & q_{4,1,2} & q_{4,2,2} & q_{4,3,2} & q_{4,4,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{1,1} \\ z_{2,1} \\ z_{3,1} \\ z_{4,1} \\ z_{1,2} \\ z_{2,2} \\ z_{3,2} \\ z_{4,2} \end{bmatrix}$$

$$Q^B (HD + N) = Q^B (QRD + N) = RD + Q^B N = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ 0 & r_{22} & r_{23} & r_{24} \\ 0 & 0 & r_{33} & r_{34} \\ 0 & 0 & 0 & r_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n'_1 \\ n'_2 \\ n'_3 \\ n'_4 \end{bmatrix}$$

Ejemplo en donde M= 4, N= 4, L= 2

5 La unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 58 genera los símbolos de transmisión  $d_{M,i}$  para las M antenas de transmisión 11, y las entrega a la unidad generadora de réplica de señal de conversión 59. La unidad de generación de réplica de señal de conversión 59 recibe los símbolos de transmisión generados por la unidad generadora de candidatos de símbolo de transmisión 58, y la matriz R suministrada por la unidad de factorización QR 56 para generar las réplicas de señal de conversión según se describe por la Expresión 52.

10 [Expresión 52]

$$\hat{x}_{M,j}$$

Las réplicas de señal de conversión son generadas de acuerdo con la siguiente expresión, y entregadas.

[Expresión 53]

$$\hat{x}_{M,j} = \hat{r}_{M,j} \cdot d_{M,j}$$

15 La unidad calculadora de verosimilitud 60 calcula los errores utilizando  $X_M$  y  $\hat{x}_{M,j}$  (Expresión 54) de acuerdo con la Expresión 55.

[Expresión 54]

$$\hat{x}_{M,j}$$

[Expresión 55]

$$e_{M,j} = |x_{M,j} - \hat{x}_{M,j}|^2$$

20 Después de llevar a cabo los cálculos de error, la unidad calculadora de verosimilitud 60 recibe la secuencia de símbolo de transmisión generada correspondiente a la antena de transmisión  $11_M$ , recibe las señales de error correspondientes, mantiene los símbolos de transmisión  $S_M$  que tengan números menores de errores correspondientes a la antena de transmisión  $11_M$  como se describió por la Expresión 56, y mantiene los errores correspondientes según se expresó por la Expresión 57.

25

[Expresión 56]

$$d_{m,j(1)} \sim d_{M,j(S_M)}$$

[Expresión 57]

$$e_{M,j(1)} \sim e_{M,j(S_M)}$$

5 Luego, la unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 58 genera un símbolo de transmisión como se describió por la Expresión 58 para la antena de transmisión  $11_{M-1}$ , y la entrega.

[Expresión 58]

$$d_{M-1,j}$$

10 La unidad generadora de réplica de señal de conversión 59 recibe la matriz R, las secuencias de símbolo de transmisión  $S_M$  correspondientes a la antena de transmisión  $11_M$ , y el símbolo de transmisión correspondiente a la antena de transmisión  $11_{M-1}$  para generar las réplicas de señal de conversión como se describió por la Expresión 59 de acuerdo con la Expresión 60, y entrega las réplicas de señal de conversión.

[Expresión 59]

$$\hat{x}_{M-1,j_{M-1},j_M}$$

15

[Expresión 60]

$$\hat{x}_{M-1,j_{M-1},j_M} = \hat{r}_{(M-1)j_{M-1}} \cdot d_{M-1,j_{M-1}} + \hat{r}_{(M-1)j_M} \cdot d_{M,j_M}$$

Posteriormente, la unidad calculadora de verosimilitud 60 lleva a cabo cálculos de error de acuerdo con la siguiente expresión.

[Expresión 61]

20

$$e_{M-1,j_{M-1},j_M} = |x_{M-1} - \hat{x}_{M-1,j_{M-1},j_M}|^2 + e_{M,j_M}$$

La unidad calculadora de verosimilitud mantiene las combinaciones  $S_{M-1}$  de las secuencias de símbolo de transmisión que tengan número menor de errores correspondientes a la antena de transmisión  $11_M$  y la antena de transmisión  $11_{M-1}$  como se describió por la Expresión 62.

[Expresión 62]

25

$$\{d_{M-1,j_{M-1}(1)}, d_{M,j_M(1)}\} \sim \{d_{M-1,j_{M-1}(S_{M-1})}, d_{M,j_M(S_{M-1})}\}$$

La unidad calculadora de verosimilitud 60 mantiene los errores en el tiempo como se describió por la Expresión 63.

[Expresión 63]

$$e_{M-1,j_{M-1}(1),j_M(1)} \sim e_{M-1,j_{M-1}(S_{M-1}),j_M(S_{M-1})}$$

5 De forma similar, la unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 58 genera y entrega los símbolos de transmisión  $d_{m,l}$  correspondientes a la antena de transmisión  $11_m$ . La unidad generadora de réplica de señal de conversión 59 recibe la matriz R, los símbolos de transmisión correspondientes a la antena de transmisión  $11_m$ , y las secuencias de símbolo de transmisión  $S_{m-1}$  correspondientes a las antenas de transmisión para  $11_{m+1}$  a  $11_M$  para replicar las réplicas de señal de conversión como se describió por la Expresión 64 de acuerdo con la Expresión 65; y entrega las réplicas de señal de conversión.

[Expresión 64]

$$\hat{x}_{m, j_m, j_{m+1}, \dots, j_M}$$

[Expresión 65]

10 
$$\hat{x}_{m, j_m, j_{m+1}, \dots, j_M} = \hat{r}_{mM} \cdot d_{m, j_m} + \hat{r}_{m(m+1)} \cdot d_{m, j_{m+1}} + \dots + \hat{r}_{mM} \cdot d_{m, j_M}$$

La unidad calculadora de verosimilitud 60 lleva a cabo los cálculos de error de acuerdo con la siguiente expresión.

[Expresión 66]

$$e_{m, j_m, \dots, j_M, -1, -j_M} = |x_m - \hat{x}_{m, j_m, j_{m+1}, \dots, j_M}|^2 + e_{m+1, j_{m+1}, j_{m+2}, \dots, j_M}$$

15 La unidad calculadora de verosimilitud 60 mantiene las combinaciones  $S_m$  de las secuencias de símbolo de transmisión correspondientes a las antenas de transmisión  $11_m$  a  $11_M$  como se describió por la Expresión 67, las combinaciones que tengan menores números de error.

[Expresión 67]

$$\{d_{m, j_m(1)}, d_{m+1, j_{m+1}(1)}, \dots, d_{M, j_M(1)}\} \sim \{d_{m, j_m(S_m)}, d_{m+1, j_{m+1}(S_m)}, \dots, d_{M, j_M(S_m)}\}$$

20 Adicionalmente, la unidad calculadora de verosimilitud 60 mantiene los errores en el tiempo según se describió por la Expresión 68.

[Expresión 68]

$$e_{m, j_m(1), j_{m+1}(1), \dots, j_M(1)} \sim e_{m, j_m(S_m), j_{m+1}(S_m), \dots, j_M(S_m)}$$

Mediante repetir las operaciones descritas anteriormente, se obtienen las combinaciones  $CxS_2$  como se escribió por la Expresión 69 de las secuencias de símbolo de transmisión correspondientes a todas las antenas de transmisión.

25 [Expresión 69]

$$\{d_{1, j_1(j)}, d_{2, j_2(j)}, \dots, d_{M, j_M(j)}\}$$

Adicionalmente al repetir las operaciones descritas anteriormente, se obtienen los errores en el tiempo como se describió por la Expresión 70.

[Expresión 70]

30 
$$e_{m, j_1(j), j_2(j), \dots, j_M(j)}$$

Aquí,  $j$  es un entero igual a 1 o mayor hasta  $C \times S_2$ .

5 Las unidades estimadoras de secuencia de símbolo de transmisión  $61_1$  a  $61_m$  reciben los símbolos de transmisión que sobrevivan de las antenas de transmisión correspondientes, recibe las señales de error correspondientes, determina los mínimos errores, y estima las secuencias de símbolo de transmisión que dan los mínimos errores determinados.

Cuando las unidades de estimación de secuencia de símbolo de transmisión  $61_1$  a  $61_m$  llevan a cabo decisiones difíciles, estas se llevan a cabo como sigue.

[Expresión 71]

$$\bar{d}_n = d_{m, i_1(j)} \text{ en donde } i_1(j), i_2(j), \dots, i_M(j) \text{ proporciona}$$

10 El mínimo de  $e_{m, i_1(j), i_2(j), \dots, i_M(j)}$

Cuando las unidades estimadoras de secuencia de símbolo de transmisión  $61_1$  a  $61_m$  llevan a cabo decisiones fáciles, estas se llevan a cabo como sigue.

Primero, se obtiene una secuencia de bits de la decisión fácil de acuerdo con la siguiente expresión.

[Expresión 72]

$$15 \hat{u}_{n,j} = \tanh\left(\frac{\hat{\Lambda}_{n,j}}{2}\right)$$

Aquí,

[Expresión 73]

$$\hat{\Lambda}_{n,j}$$

20 Es una proporción de verosimilitud logarítmica de un bit "i" de la antena de transmisión  $11_m$ , y se expresa como sigue.

[Expresión 74]

$$\hat{\Lambda}_{n,j} = \ln \frac{P(b_{n,j} = +1 | z_{1,j}, \dots, z_{N,j})}{P(b_{n,j} = -1 | z_{1,j}, \dots, z_{N,j})} \approx \frac{1}{2\sigma^2(n)} (e_{\min-1} - e_{\min})$$

Aquí,  $e_{\min-v}$  es el más pequeño de

[Expresión 75]

$$25 e_{m, i_1(j), i_2(j), \dots, i_M(j)}$$

En donde el  $v$ ésimo bit es "v", y  $\sigma^2(n)$  es la potencia de ruido.

El símbolo de decisión fácil

[Expresión 76]

$$\tilde{d}_m$$

Es estimado como se muestra por la Expresión 78, utilizando la Expresión 77.

[Expresión 77]

5

$$\tilde{u}_{m,j}$$

[Expresión 78]

Proporcionando:  $\tilde{d}_m = \tilde{x}_m + j \cdot \tilde{y}_m$

En el caso de QPSK: 
$$\begin{cases} \tilde{x}_m = \tilde{u}_{m,1} \\ \tilde{y}_m = \tilde{u}_{m,2} \end{cases}$$

En el caso de 16QAM: 
$$\begin{cases} \tilde{x}_m = \sqrt{\frac{1}{2.5}} \tilde{u}_{m,1} (2 - \tilde{u}_{m,2}) \\ \tilde{y}_m = \sqrt{\frac{1}{2.5}} \tilde{u}_{m,3} (2 - \tilde{u}_{m,4}) \end{cases}$$

10 Finalmente, los demoduladores de señal de recepción multitrayecto  $62_1$  a  $62_m$  reciben las secuencias de símbolo de transmisión que se estiman como se describió anteriormente, las secuencias de símbolo de transmisión se describe por la Expresión 79.

[Expresión 79]

$$\tilde{d}_m$$

15 Entonces, los demoduladores de señal de recepción multitrayecto  $62_1$  a  $62_m$  multiplican la secuencia de símbolo de transmisión recibida como se describió por la Expresión 80, la señal de distribución, y los coeficientes de canal como se muestra por la Expresión 82 de modo que las secuencias de señal recibidas, como se describió por la Expresión 81, para cada trayecto de recepción entre las antenas de transmisión y las antenas de recepción son estimados y entregados.

20

[Expresión 80]

$$\tilde{d}_m$$

[Expresión 81]

$$\hat{I}_{m,j}(t)$$

[Expresión 82]

25

$$\hat{I}_{m,j}(t) = \hat{h}_{m,j}(t) \cdot \tilde{d}_m(t) \cdot c(t - \tau_j)$$

De acuerdo con el demodulador de señal de recepción multitrayecto 50, el número de tiempos de cálculos de error

$$C + \sum_{i=1}^{M-1} CS_{i-1}$$

es reducido grandemente a como se describió por la Expresión 83 en comparación con  $C^M$  veces requerido para el demodulador de señal de recepción multitrayecto 40 que se muestra en la figura 3, aunque alguna degradación en la demodulación de la secuencia de señal recibida ha sido tolerada.

[Expresión 83]

$$C + \sum_{i=1}^{M-1} CS_{i-1}$$

5

De acuerdo a lo anterior, la complejidad del aparato de recepción se reduce grandemente.

La figura 5 es un diagrama de bloques que muestra un demodulador de señal de recepción multitrayecto 70 que es una cuarta realización del demodulador de señal de recepción multitrayecto. De acuerdo con la cuarta realización, el demodulador de señal de recepción multitrayecto utiliza el algoritmo MLD como método de demodulación primaria, en donde cada trayecto es procesado individualmente.

10

El demodulador de señal de recepción multitrayecto 70 incluye una unidad estimadora de coeficiente de canal 71,  $N \times L$  unidades de distribución inversa 72 a 75,  $L$  conjuntos de unidades de factorización QR 76 y 77,  $L$  conjuntos de unidades de operación  $Q^H$  78 y 79, una unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 80, una unidad generadora de réplica de señal de conversión 81, una unidad calculadora de verosimilitud 82,  $M$  unidades estimadoras de secuencia de símbolo de transmisión 83<sub>1</sub> a 83<sub>m</sub>, y  $M$  demoduladores de señal de recepción multitrayecto 84<sub>1</sub> a 84<sub>m</sub>.

15

De acuerdo con el demodulador de señal de recepción multitrayecto 70 de la cuarta realización, la unidad estimadora de coeficiente de canal 71 recibe una señal  $r_n(t)$  recibida por las  $N$  antenas receptoras 21<sub>1</sub> a 21<sub>n</sub>, y estima los coeficientes de canal  $h_{m,n,l}$  de cada trayecto entre las antenas de recepción 21<sub>1</sub> a 21<sub>n</sub> y las antenas de transmisión 11<sub>1</sub> a 11<sub>m</sub>.

20

Luego, las unidades de distribución inversa 72 a 75, cuyo número  $N \times L$ , lleva a cabo la distribución inversa de la señal recibida  $r_n(t)$  con la misma señal de distribución que se utilizó en el momento de la transmisión en la temporización de recepción de cada trayecto, y se obtienen  $N \times L$  señales de distribución inversa  $Z_{n,l}$  una para cada trayecto de las antenas de recepción.

25

Luego, una unidad de factorización enésima QR genera matrices de canal que canal que incluye coeficientes de canal del trayecto enésimo, el número de matrices de canal es igual al número de trayectos, y la factorización QR de las matrices de canal se lleva a cabo de modo que se entregan una matriz  $Q$  y una matriz  $R$ .

[Expresión 84]

$$H_l = \begin{bmatrix} h_{1,1,l} & h_{2,1,l} & h_{3,1,l} & h_{4,1,l} \\ h_{1,2,l} & h_{2,2,l} & h_{3,2,l} & h_{4,2,l} \\ h_{1,3,l} & h_{2,3,l} & h_{3,3,l} & h_{4,3,l} \\ h_{1,4,l} & h_{2,4,l} & h_{3,4,l} & h_{4,4,l} \end{bmatrix}$$

Matriz de canal (En donde  $M=4$ ,  $N=4$ )

30

$$H_l = Q_l R_l$$

Una salida de matriz  $Q_l$  de la unidad de factorización QR es una matriz unitaria que tiene  $N$  filas por  $M$  columnas, y sufijos para  $Q_l^H Q_l = I$ . Adicionalmente, una matriz  $R_l$  es una matriz triangular superior que tiene  $N$  filas con  $M$  columnas.

35

De acuerdo a lo anterior, se lleva a cabo una operación por la enésima unidad operativa  $Q^H$  que se puede describir por la Expresión 85.

[Expresión 85]

$$X_i = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = Q_i^H Z_i = \begin{bmatrix} q_{1,1,j} & q_{1,2,j} & q_{1,3,j} & q_{1,4,j} \\ q_{2,1,j} & q_{2,2,j} & q_{2,3,j} & q_{2,4,j} \\ q_{3,1,j} & q_{3,2,j} & q_{3,3,j} & q_{3,4,j} \\ q_{4,1,j} & q_{4,2,j} & q_{4,3,j} & q_{4,4,j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{1,j} \\ z_{2,j} \\ z_{3,j} \\ z_{4,j} \end{bmatrix}$$

$$Q_i^H (H_i D + N) = Q_i^H (Q_i R_i D + N) = R_i D + Q_i^H N = \begin{bmatrix} r_{11,j} & r_{12,j} & r_{13,j} & r_{14,j} \\ 0 & r_{22,j} & r_{23,j} & r_{24,j} \\ 0 & 0 & r_{33,j} & r_{34,j} \\ 0 & 0 & 0 & r_{44,j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{1,j} \\ n_{2,j} \\ n_{3,j} \\ n_{4,j} \end{bmatrix}$$

Donde M = 4, N = 4

5 La unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 80 genera los símbolos de transmisión  $d_{M,i}$  correspondientes a la antena de transmisión  $11_M$ , y los entrega a la unidad generadora de réplica de señal de conversión 81. La unidad generadora de réplica de señal de conversión 81 recibe los símbolos de transmisión  $d_{M,i}$ , recibe la matriz  $R_i$  y genera réplicas de señal de conversión como se describió por la Expresión 86 de acuerdo con la Expresión 87, y entrega las réplicas de señal de conversión.

[Expresión 86]

$$\hat{x}_{M,j}$$

10

[Expresión 87]

$$\hat{x}_{M,i,j} = \hat{r}_{M,i} \cdot d_{M,i,j}$$

La unidad calculadora de verosimilitud 82 calcula los errores de acuerdo con la Expresión 89 utilizando  $X_{M,i}$  y  $\hat{x}_{M,i,j}$  (Expresión 88).

15

[Expresión 88]

$$\hat{x}_{M,i,j}$$

[Expresión 89]

$$e_{M,i} = \sum_{j=1}^L |x_{M,i,j} - \hat{x}_{M,i,j}|^2$$

20

Después de llevar a cabo el cálculo de error, la unidad calculadora de verosimilitud 82 recibe las secuencias de símbolo de transmisión generadas correspondientes a la antena de transmisión  $11_M$ , y las señales de error correspondientes. Entonces, la unidad calculadora de verosimilitud 82 mantiene los símbolos de transmisión  $S_M$  como se describió por la Expresión 90 que tienen números menores de errores correspondientes a la antena de transmisión  $11_M$ .

[Expresión 90]

$$d_{M,i(1)} \sim d_{M,i(S_M)}$$

25

Adicionalmente, la unidad calculadora de verosimilitud 82 mantiene los errores en el tiempo como se describió por la Expresión 91.



[Expresión 91]

$$e_{M,j(1)} \sim e_{M,j(S_M)}$$

Luego, la unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 80 genera un símbolo de transmisión como se describió por la Expresión 92 correspondiente a la antena de transmisión  $11_{M-1}$  y entrega el símbolo de transmisión.

5

[Expresión 92]

$$d_{M-1,j}$$

La unidad generadora de réplica de señal de conversión 81 recibe la matriz R, las secuencias de símbolo de transmisión  $S_M$  correspondientes a la antena de transmisión  $11_M$ , y el símbolo de transmisión correspondiente a la antena de transmisión  $11_{M-1}$  para generar las réplicas de señal de conversión según se describió por la Expresión 93, de acuerdo con la Expresión 94, y entrega las réplicas de señal de conversión

10

[Expresión 93]

$$\hat{x}_{M-1,j,i_{M-1},i_M}$$

[Expresión 94]

$$\hat{x}_{M-1,j,i_{M-1},i_M} = \hat{r}_{(M-1)M-1,j} \cdot d_{M-1,i_{M-1}} + \hat{r}_{(M-1)M,j} \cdot d_{M,i_M}$$

15 Posteriormente, la unidad calculadora de verosimilitud 82 lleva a cabo los cálculos de error mediante la siguiente expresión

[Expresión 95]

$$e_{M-1,i_{M-1},i_M} = \sum_{j=1}^J |x_{M-1} - \hat{x}_{M-1,i_{M-1},i_M}|^2 + e_{M,i_M}$$

20 Luego, la unidad calculadora de verosimilitud 82 mantiene las combinaciones  $S_{M-1}$  como se describió por la Expresión 96 de las secuencias de símbolo de transmisión correspondientes a la antena de transmisión  $11_M$  y la antena de transmisión  $11_{M-1}$ , las combinaciones que tienen números menores de errores

[Expresión 96]

$$\{d_{M-1,i_{M-1}(1)}, d_{M,i_M(1)}\} \sim \{d_{M-1,i_{M-1}(S_{M-1})}, d_{M,i_M(S_{M-1})}\}$$

25 Adicionalmente, la unidad calculadora de verosimilitud 82 mantiene los errores en el tiempo como se describió por la Expresión 97.

[Expresión 97]

$$e_{M-1,i_{M-1}(1),i_M(1)} \sim e_{M-1,i_{M-1}(S_{M-1}),i_M(S_{M-1})}$$

30 De forma similar, la unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 80 genera y entrega los símbolos de transmisión  $d_{m,j}$  a la antena de transmisión  $11_m$ . La unidad generadora de réplica de señal de conversión 81 recibe la matriz R, el símbolo de transmisión correspondiente a la antena de transmisión  $11_m$ , y las secuencias de símbolo de

transmisión  $S_{m+1}$  en las antenas de transmisión de  $11_{m+1}$  a  $11_m$ .

Luego, la unidad generadora de réplica de señal de conversión 81 genera las réplicas de señal de conversión como se describió por la Expresión 98 de acuerdo con la Expresión 99.

[Expresión 98]

$$\hat{x}_{m, j_{m+1}, \dots, j_M}$$

5

[Expresión 99]

$$\hat{x}_{m, j_{m+1}, \dots, j_M} = \hat{r}_{m, j} \cdot d_{m, j} + \hat{r}_{m, (m+1), j} \cdot d_{m, j_{m+1}} + \dots + \hat{r}_{m, M, j} \cdot d_{m, j_M}$$

La unidad calculadora de verosimilitud 82 lleva a cabo los cálculos de error de acuerdo con la siguiente expresión.

[Expresión 100]

$$e_{m, j_{m+1}, \dots, j_M} = \sum_{l=1}^L |x_{m, j} - \hat{x}_{m, j_{m+1}, \dots, j_M}|^2 + e_{m-1, j_{m+1}, j_{m+2}, \dots, j_M}$$

10

La unidad calculadora de verosimilitud 82 mantiene las combinaciones  $S_m$  como se describió por la Fórmula 101 de las secuencias de símbolo de transmisión correspondientes a las antenas de transmisión desde  $11_m$  a  $11_M$ , las combinaciones que tienen números menores de errores.

[Expresión 101]

$$\{d_{m, j_{m+1}(1)}, d_{m+1, j_{m+1}(1)}, \dots, d_{M, j_M(1)}\} \sim \{d_{m, j_{m+1}(S_m)}, d_{m+1, j_{m+1}(S_m)}, \dots, d_{M, j_M(S_m)}\}$$

15

Adicionalmente, la unidad calculadora de verosimilitud 82 mantiene los errores en el tiempo como se describió por la Expresión 102.

[Expresión 102]

$$e_{m, j_{m+1}(1), \dots, j_M(1)} \sim e_{m, j_{m+1}(S_m), \dots, j_M(S_m)}$$

20

Al repetir los cálculos descritos anteriormente, se obtienen las combinaciones  $CxS_2$  según se describió por la Expresión 103 de las secuencias de símbolo de transmisión correspondientes a todas las antenas de transmisión.

[Expresión 103]

$$\{d_{1, j_1(j)}, d_{2, j_2(j)}, \dots, d_{M, j_M(j)}\}$$

25

Adicionalmente, al repetir los cálculos descritos anteriormente, se obtienen los errores en el tiempo según se describió por la Expresión 104.

[Expresión 104]

$$e_{m, j_1(j), j_2(j), \dots, j_M(j)}$$

En donde  $j$  es un entero igual o mayor a 1 hasta  $CxS_2$ .

Las unidades estimadoras de secuencia de símbolo de transmisión  $83_1$  a  $83_m$  reciben los símbolos de transmisión sobrevivientes y las señales de error correspondientes que corresponden a cada antena de transmisión, determinan los errores mínimos, y estiman las secuencias de símbolo de transmisión que dan los errores mínimos.

5 Cuando las unidades estimadoras de secuencia de símbolo de transmisión  $83_1$  a  $83_m$  llevan a cabo decisiones difíciles, estas se hacen como sigue.

[Expresión 105]

$$\bar{d}_m = d_{m,j_m(j)} \text{ en donde } i_1(j), i_2(j), \dots, i_M(j) \text{ proporciona}$$

$$\text{el mínimo de } e_{m,i_1(j),i_2(j),\dots,i_M(j)}$$

10 Cuando las unidades estimadoras de secuencia de símbolo de transmisión  $83_1$  a  $83_m$  llevan a cabo decisiones fáciles, estas se hacen como sigue. Primero, se obtiene una secuencia de bit de la decisión fácil de acuerdo con la siguiente expresión.

[Expresión 106]

$$\hat{u}_{m,j} = \tanh\left(\frac{\hat{\Lambda}_{m,j}}{2}\right)$$

Aquí,

15 [Expresión 107]

$$\hat{\Lambda}_{m,j}$$

es una proporción de verosimilitud logarítmica del bit "i" de la antena de transmisión  $11_m$ , y el se describe como sigue.

[Expresión 108]

$$\hat{\Lambda}_{m,j} = \ln \frac{P(b_{m,j} = +1 | z_{1,1}, \dots, z_{M,j})}{P(b_{m,j} = -1 | z_{1,1}, \dots, z_{M,j})}$$

$$\approx \frac{1}{2\sigma^2(n)} (e_{\min,-1} - e_{\min,+1})$$

20 En donde  $e_{\min,v}$  es el mínimo de las Expresión 109,

[Expresión 109]

$$e_{m,i_1(j),i_2(j),\dots,i_M(j)}$$

Y  $\sigma^2(n)$  expresa la potencia de ruido.

25 El símbolo de decisión fácil como se describió por la Expresión 110 se estima según se describió por la Expresión 112 utilizando la Expresión 111.

[Expresión 110]

$$\tilde{d}_n$$

[Expresión 111]

$$\tilde{u}_{n,j}$$

5

[Expresión 112]

Proporcionando:  $\tilde{d}_n = \tilde{x}_n + j \cdot \tilde{y}_n$

En el caso de QPSK:  $\begin{cases} \tilde{x}_n = \tilde{u}_{n,1} \\ \tilde{y}_n = \tilde{u}_{n,2} \end{cases}$

En el caso de 16QAM:  $\begin{cases} \tilde{x}_n = \sqrt{\frac{1}{2.5}} \tilde{u}_{n,1} (2 - \tilde{u}_{n,2}) \\ \tilde{y}_n = \sqrt{\frac{1}{2.5}} \tilde{u}_{n,3} (2 - \tilde{u}_{n,4}) \end{cases}$

10

Finalmente, los demoduladores de señal de recepción multitrayecto  $84_1$  a  $84_m$  reciben la secuencia de símbolo de transmisión que se describió por la Expresión 113, las secuencias de símbolo de transmisión se estima como se describió anteriormente.

[Expresión 113]

$$\tilde{d}_n$$

15

Las secuencias de símbolo de transmisión según se describieron por la Expresión 114 se multiplican por la señal de distribución y los coeficientes de canal de modo que las secuencias de señal recibidas como se describen por la Expresión 115 se obtienen para cada trayecto de recepción desde cada antena de transmisión a cada antena de recepción se obtienen como se describió por la Expresión 116, y se entregan las secuencias de señal recibidas.

[Expresión 114]

$$\tilde{d}_n$$

20

[Expresión 115]

$$\hat{I}_{m,n,j}(t)$$

[Expresión 116]

$$\hat{I}_{m,n,j}(t) = \hat{h}_{m,n,j}(t) \cdot \tilde{d}_n(t) \cdot c(t - \tau_j)$$

25

De acuerdo con el demodulador de señal de recepción multitrayecto 70, similar al caso con el modulador de señal de recepción multitrayecto 50 mostrado en la figura 4, el número de veces de cálculos de error se reduce grandemente

a  $C + \sum_{m=1}^{M-1} C S_{m,i}$  como se describió por la Expresión 117 en comparación con los  $C^M$  veces requeridas para el demodulador de señal de recepción multitrayecto 40 que se muestra en la figura 3, aunque alguna degradación en la demodulación de la secuencia de señal recibida ha sido tolerada.

[Expresión 117]

$$C + \sum_{m=1}^{M-1} C S_{m,i}$$

5 La figura 6 es un diagrama de bloques de la unidad estimadora de coeficiente de canal de acuerdo con una realización de la presente invención. Las figuras 7A y 7B muestran ejemplos de estructuras de cuadro de la señal transmitida desde los aparatos de transmisión cuando se utiliza la unidad estimadora de coeficiente de canal.

10 Primero, la señal transmitida desde los aparatos de transmisión está descrita con referencia a las Figuras 7A y 7B. De acuerdo a la presente realización, los símbolos piloto (indicado por líneas intermitentes), cada una tiene cuatro símbolos de largo, y cada una es diferente, son insertadas periódicamente dentro de los símbolos de datos de las señales transmitidas desde las antenas de transmisión (por ejemplo las antenas de transmisión 1 y 2). En el ejemplo mostrado por la figura 7A, los patrones de símbolo piloto para las antenas de transmisión están dispuestos ortogonalmente.

15 Adicionalmente, en el ejemplo mostrado en la figura 7B, las señales de difusión (C1, C2) utilizadas para distribuir los símbolos piloto para las antenas de transmisión están dispuestos ortogonalmente.

20 Mediante la disposición ortogonal de las señales piloto entre las antenas de transmisión utilizando uno de los métodos mostrados en las figuras 7A y 7B, se logra una estimación de canal altamente precisa. Los patrones de símbolo ortogonales y las señales de distribución octogonales se pueden generar al utilizar una secuencia Walsh de la misma longitud, por ejemplo, como el número de símbolos piloto, y la misma longitud como señales de distribución para los símbolos piloto. En la siguiente descripción, una secuencia de señal piloto de una antena de transmisión M se expresa por  $p_m(n)$ , en donde n es un número de chips.

25 Con referencia a la figura 6, se describe la configuración de una unidad estimadora de coeficiente de canal 100 de acuerdo la presente realización. La unidad estimadora de coeficiente de canal 100 es para estimar un coeficiente de canal de cada trayecto entre la antena de transmisión m y una antena de recepción n. Aquí, se muestra un ejemplo en donde la unidad estimadora de coeficiente de canal 100 está para tres antenas de transmisión y cuatro antenas de recepción. Esto es, la unidad estimadora de coeficiente de canal 100 incluye unidades de detección de correlación 3 y 4 101 a 104, y unidades generadoras de réplica de señal piloto 111 a 114. Adicionalmente, en este ejemplo, cada una de las unidades de detección de correlación y las unidades de generación de réplica de señal piloto incluyen dos o más componentes, que se pueden identificar mediante números seriales de subíndices cuando sea necesario.

30 Primero, las operaciones de estimar un coeficiente de canal  $h_{1,1,1}$  entre la antena de transmisión 1 y la antena de recepción 1 se describen con referencia a la figura 6.

35 Una señal  $r_1$  se recibe por la antena de recepción 1, y se le suministra a la unidad de detección de correlación 101. Además, la unidad de generación de réplica de señal piloto 111 genera una secuencia de símbolo piloto  $p_1$  correspondiente a la antena de transmisión 1, dicho  $p_1$  se entrega a la unidad de detección de correlación 101.

40 La unidad de detección de correlación 101 estima el coeficiente de canal  $h_{1,1,1}$  entre la antena de transmisión 1 y la antena de recepción 1 de acuerdo con la Expresión 118, en donde la señal recibida  $r_1$  se multiplica por un valor conjugado complejo de la secuencia de símbolo piloto  $p_1$  de la antena de transmisión 1 en consideración de la temporización de recepción de un trayecto l, y el producto obtenido se promedia en cuatro periodos de símbolo piloto.

[Expresión 118]

$$h_{1,1,1} = \frac{1}{4} \sum_{n=0}^3 r_1(n + \tau) p_1^*(n)$$

45 Aquí,  $r_1(n)$  representa la señal recibida  $r_1$  cuando un símbolo piloto n se recibe. Es posible una implementación en donde  $h_{1,1,1}$  se estima por coeficientes de canal promediados en peso en dos o más periodos de símbolo piloto.

De forma similar, una unidad de detección de correlación de segunda etapa 102 recibe la señal  $r_1$ , y una secuencia de símbolo piloto  $p_3$  de la antena de transmisión 3 generada por una unidad generadora de réplica de símbolo piloto de segunda etapa 112, y un coeficiente de canal  $h_{1,3+i}$  se estima y se entrega.

5 Adicionalmente, una señal recibida  $r_4$  y la secuencia de símbolo piloto  $p_1$  de la antena de transmisión 1 generada en la unidad generadora de réplica de símbolo piloto 113 se suministran a la unidad de detección de correlación 103, y se obtiene la correlación de modo que un coeficiente de canal  $h_{4,1,1}$  se estima y se entrega.

10 Al repetir la operación anterior, se estima el coeficiente de canal de todos los trayectos entre las tres antenas de transmisión y las cuatro antenas de recepción. De acuerdo con el ejemplo descrito anteriormente, el símbolo piloto se multiplexa por el símbolo de datos en el dominio del tiempo; sin embargo, la estimación del coeficiente de canal se puede obtener por el mismo método en el caso donde se emplee multiplexado por código.

15 La figura 8 es un diagrama de bloques de un aparato de recepción 200 que es una segunda realización del aparato de recepción de la presente invención. Como se muestra en la figura 8, el aparato de recepción 200 incluye demoduladores de señal de recepción multitrayecto 211 a 213 que se conectan en serie por las unidades de cancelación de interferencia multitrayecto 221<sub>1</sub>, 221<sub>2</sub>, 222<sub>1</sub>, 222<sub>2</sub>, 223<sub>1</sub>, y 223<sub>2</sub> (es decir, este ejemplo es una configuración de tres etapas), y un demodulador 231 que está dispuesto en la última etapa. Al demodulador de señal de recepción multitrayecto 211, que sirve como primera etapa, se puede utilizar cualquiera de los demoduladores de señal de recepción multitrayecto descritos con referencia a las figuras 2 a 5.

20 Adicionalmente, cualquiera de los demoduladores de señal de recepción multitrayecto descritos con referencia a las figuras 2 a 5, se puede aplicar a los demoduladores de señal de recepción multitrayecto 212, 213, y los que siguen como aplicables. Aquí, las señales que son entrada al  $p$ ésimo demodulador de señal de recepción multitrayecto ( $p$  es un entero igual a dos o mayor) se describen por la Expresión 119.

[Expresión 119]

$$r_{n,i}^{(p)}(t)$$

25 Esto se puede describir como Expresión 121, utilizando las señales recibidas, y las señales de salida (Expresión 120) de  $(p-1)$ ésimo demodulador de señal de recepción multitrayecto.

[Expresión 120]

$$\hat{I}_{n,i}^{(p-1)}(t)$$

30 Específicamente, las señales que son entrada en el que  $p$ ésimo demodulador de señal de receptor multitrayecto se generan por las unidades de cancelación de interferencia multitrayecto precedentes de acuerdo con la siguiente expresión.

[Expresión 121]

$$r_{n,i}^{(p)}(t) = r_n(t) - \sum_{m=1}^M \sum_{j=1}^L \hat{I}_{m,i,j}^{(p-1)}(t)$$

NxL señales recibidas después de la cancelación de interferencia multitrayecto obtenida de acuerdo con la Expresión 121 se describen mediante la Expresión 122.

35 [Expresión 122]

$$r_{n,i}^{(p)}(t)$$

Las NxL señales recibidas están provistas o entregadas a una unidad de distribución inversa (no ilustrada) que corresponde a la antena de recepción 21<sub>n</sub> y al trayecto l.

Adicionalmente, de acuerdo con la configuración mostrada en la figura 8, una unidad estimadora de coeficiente de canal (no ilustrada) del p-ésimo modulador de señal de recepción multitrayecto puede utilizar una señal recibida después de la cancelación de interferencia multitrayecto como se describió por la Expresión 123 en lugar de la señal recibida  $r_n(t)$  cuando se estima el coeficiente  $h_{1,1,1}$  que resulta en una estimación del coeficiente de canal más preciso.

5

[Expresión 123]

$$\hat{r}_n^{(p)}(t)$$

(es posible utilizar el coeficiente de canal del (p-1)-ésimo demodulador de señal de recepción multitrayecto para la simplificación de la configuración).

10 Como se describió anteriormente, al preparar dos o más etapas de los demoduladores de señal de recepción multitrayecto de acuerdo con la presente realización, los demoduladores de señal de recepción multitrayecto de la última etapa pueden utilizar la señal recibida después de la cancelación de interferencia multitrayecto, lo que permite una estimación de canal altamente precisa y una estimación de secuencia de símbolo de transmisión altamente precisa. Como un resultado, la secuencia de señal recibida como se describió por la Expresión 124 se estima de manera precisa para cada trayecto de recepción entre las antenas de transmisión y las antenas de recepción.

15

[Expresión 124]

$$\hat{I}_{m,n,l}^{(p)}(t)$$

20 La figura 9 es un diagrama de bloques de un demodulador 300 que es una primera realización del demodulador aplicable al aparato de recepción de acuerdo con las realizaciones de la presente invención. La actual realización utiliza el MLD para el demodulador como algoritmo de demodulación.

20

El demodulador 300 incluye una unidad estimadora de coeficiente de canal 311, NxL unidades de distribución inversa 312 a 315, una unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 316, una unidad generadora de réplica de señal recibida 317, una unidad calculadora de verosimilitud 318, y una unidad estimadora de secuencia de transmisión 319. En donde una cierta unidad incluye dos o más componentes, estos están identificados con un número serial subíndice.

25

Se describe ahora una operación del demodulador 300.

El demodulador 300 está provisto con NxL señales recibidas después de la cancelación de interferencia multitrayecto como se describió por la Expresión 125.

30

[Expresión 125]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

La unidad estimadora de coeficiente de canal 311 estima los coeficientes de canal  $h_{m,n+l}$  de cada trayecto entre las antenas de recepción y las antenas de transmisión (aquí, también es posible utilizar un coeficiente de canal de un demodulador de señal de recepción multitrayecto precedente para la simplificación de la configuración).

Adicionalmente, las NxL señales recibidas después de la cancelación de interferencia multitrayecto como se describió por la Expresión 126 se entregan a una unidad de distribución inversa que corresponde a una antena de recepción 21<sub>n</sub> y al trayecto l de modo que las señales de distribución inversa  $Z'_{n+l}$  se obtienen.

35

[Expresión 126]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

5 La unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 316 genera y entrega los símbolos de transmisión  $d_{m,i}$  correspondientes a cada antena. La unidad generadora de réplica de señal recibida 317 recibe los símbolos de transmisión y los coeficientes de canal, y genera réplicas de la señal recibida según se describió por la Expresión 127 de acuerdo con la Expresión 128, y entrega las réplicas de señal recibida a la unidad calculadora de verosimilitud 318.

[Expresión 127]

$$\hat{z}_{n,l,j_1,j_2,\dots,j_M}$$

10

[Expresión 128]

$$\hat{z}_{n,l,j_1,j_2,\dots,j_M} = \hat{h}_{1,j_1} \cdot d_{1,j_1} + \hat{h}_{2,j_2} \cdot d_{2,j_2} + \dots + \hat{h}_{M,j_M} \cdot d_{M,j_M}$$

La unidad calculadora de verosimilitud 318 recibe las señales de distribución inversas  $Z'_{n,l}$  de las unidades de distribución inversa 312 a 315, y las réplicas de señal recibidas según se describió por la Expresión 129.

[Expresión 129]

$$\hat{z}'_{n,l,j_1,j_2,\dots,j_M}$$

15

Luego, la unidad calculadora de verosimilitud 318 lleva a cabo los cálculos de error de acuerdo con la siguiente expresión.

[Expresión 130]

$$e_{n,l,j_1,j_2,\dots,j_M} = \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L |z'_{n,l} - \hat{z}_{n,l,j_1,j_2,\dots,j_M}|^2$$

20 Los símbolos de transmisión generados correspondientes a cada antena de transmisión, y las señales de error correspondientes se suministran a la unidad estimadora de secuencia de transmisión 319 la cual entrega una verosimilitud  $\lambda_i$  de un bit transmitido por la secuencia de símbolo de transmisión. Aquí, la verosimilitud de bit con base en la señal de error se puede calcular por cualquier método disponible.

25 La verosimilitud de bit descrita anteriormente se entrega a un decodificador de canal (por ejemplo, un turbodecodificador), etc., de modo que se obtiene finalmente una secuencia de bit de información.

La figura 10 es un diagrama de bloques de un demodulador 400 que es una segunda realización del demodulador de la presente invención. La segunda realización utiliza MLD como algoritmo de desmodulación, en donde los trayectos se agrupan en un bloque para su procesamiento.

30 El demodulador 400 incluye una unidad estimadora de coeficiente de canal 411,  $N \times L$  unidades de distribución inversa 412 a 415, una unidad de factorización QR 416, una unidad operativa  $Q^H$  417, una unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 418, una unidad generadora de réplica de señal de conversión 419, una unidad calculadora de verosimilitud 420, y una unidad estimadora de secuencia de transmisión 421. En donde una cierta unidad que incluya dos o más componentes, estos se identifican con números seriales subíndice.

Se describen adelante las operaciones del demodulador 400.



El demodulador 400 recibe las NxL señales como se describe por la Expresión 131 luego de la cancelación de interferencia multitrayecto.

[Expresión 131]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

5 Los coeficientes de canal  $h_{m,n,l}$  de cada trayecto entre las antenas de recepción y las antenas de transmisión se estiman mediante la unidad estimadora de coeficiente de canal 411. (Aquí, también es posible de forma similar utilizar un coeficiente de canal en un demodulador de señal de recepción multitrayecto precedente para la simplificación de la configuración).

Adicionalmente, las NxL señales recibidas después de la cancelación de interferencia multitrayecto

10

[Expresión 132]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

se suministran a la unidad de distribución inversa correspondiente a la antena de recepción  $21_n$  y al trayecto  $l$ , y se obtienen las señales de distribución inversa  $Z'_{n,l}$ .

15

Luego, la unidad de factorización QR 416 genera la siguiente matriz de canal (Expresión 133) que contiene los coeficientes de canal, lleva a cabo la factorización QR de la matriz de canal, y entrega una matriz Q y una matriz R a la unidad operativa  $Q^H$  417.

[Expresión 133]

$$\begin{bmatrix} h_{1,1,1} & h_{2,1,1} & h_{3,1,1} & h_{4,1,1} \\ h_{1,2,1} & h_{2,2,1} & h_{3,2,1} & h_{4,2,1} \\ h_{1,3,1} & h_{2,3,1} & h_{3,3,1} & h_{4,3,1} \\ h_{1,4,1} & h_{2,4,1} & h_{3,4,1} & h_{4,4,1} \\ h_{1,1,2} & h_{2,1,2} & h_{3,1,2} & h_{4,1,2} \\ h_{1,2,2} & h_{2,2,2} & h_{3,2,2} & h_{4,2,2} \\ h_{1,3,2} & h_{2,3,2} & h_{3,3,2} & h_{4,3,2} \\ h_{1,4,2} & h_{2,4,2} & h_{3,4,2} & h_{4,4,2} \end{bmatrix}$$

Matriz de Canal H=

(En este ejemplo, M= 4, N=4, L= 2).

20

H=QR

La salida de matriz Q de la unidad de factorización QR 417 es una matriz unitaria que tiene (NxL) filas por M columnas, y los subíndices  $Q^H Q = I$ . Adicionalmente, la matriz R es una matriz triangular superior que tiene M filas por M columnas. De acuerdo a lo anterior, se puede llevar a cabo una operación mediante la unidad operativa  $Q^H$  417 que se puede describir como sigue.

25

30

[Expresión 134]

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = Q^H Z = \begin{bmatrix} q_{1,1,1} & q_{1,2,1} & q_{1,3,1} & q_{1,4,1} & q_{1,1,2} & q_{1,2,2} & q_{1,3,2} & q_{1,4,2} \\ q_{2,1,1} & q_{2,2,1} & q_{2,3,1} & q_{2,4,1} & q_{2,1,2} & q_{2,2,2} & q_{2,3,2} & q_{2,4,2} \\ q_{3,1,1} & q_{3,2,1} & q_{3,3,1} & q_{3,4,1} & q_{3,1,2} & q_{3,2,2} & q_{3,3,2} & q_{3,4,2} \\ q_{4,1,1} & q_{4,2,1} & q_{4,3,1} & q_{4,4,1} & q_{4,1,2} & q_{4,2,2} & q_{4,3,2} & q_{4,4,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{1,1} \\ z_{2,1} \\ z_{3,1} \\ z_{4,1} \\ z_{1,2} \\ z_{2,2} \\ z_{3,2} \\ z_{4,2} \end{bmatrix}$$

$$Q^H (HD + N) = Q^H (QRD + N) = RD + Q^H N = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ 0 & r_{22} & r_{23} & r_{24} \\ 0 & 0 & r_{33} & r_{34} \\ 0 & 0 & 0 & r_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n'_1 \\ n'_2 \\ n'_3 \\ n'_4 \end{bmatrix}$$

(En este ejemplo, M=4, N=4, L=2).

5 La unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 418 genera y entrega los símbolos de transmisión  $d_{M,j}$  correspondientes a la antena de transmisión  $11_M$ . La unidad de generación de réplica de señal de conversión 419 recibe los símbolos de transmisión  $d_{M,j}$  y la matriz R. Luego, la unidad generadora de réplica de señal de conversión 419 genera las réplicas de señal de conversión como se describe por la Expresión 135 de acuerdo con la Expresión 136, y entrega las réplicas de señal de conversión a la unidad calculadora de verosimilitud 420.

[Expresión 135]

$$\hat{x}_{M,j}$$

10

[Expresión 136]

$$\hat{x}_{M,j} = \hat{r}_{M,j} \cdot d_{M,j}$$

La unida calculadora de verosimilitud 420 calcula los errores entre  $x'_M$  y  $\hat{x}_{M,j}$  (Expresión 137) de acuerdo con la Expresión 138.

15

[Expresión 137]

$$\hat{x}_{M,j}$$

[Expresión 138]

$$e_{M,j} = |x'_M - \hat{x}_{M,j}|^2$$

20

Las secuencias de símbolo de transmisión generadas correspondientes a la antena de transmisión  $11_M$  y las señales de error correspondientes se entregan a la unidad calculadora de verosimilitud 420 para generar símbolos de transmisión  $S_M$  como se describe en la Expresión 139 que tengan números menores de errores correspondientes a la antena de transmisión  $11_M$ .

[Expresión 139]

$$d_{M,1(1)} \sim d_{M,1(S_M)}$$

La unidad calculadora de verosimilitud 420 calcula además los errores en el tiempo como se muestra por la Expresión 140.

5

[Expresión 140]

$$e_{M,1(1)} \sim e_{M,1(S_M)}$$

La unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 418 genera los símbolos de transmisión como se describe por la Expresión 141 correspondientes a la antena de transmisión 11<sub>M-1</sub>, y entrega los símbolos de transmisión.

10

[Expresión 141]

$$d_{M-1,1}$$

La unidad generadora de réplica de señal de conversión 419 recibe la matriz R,

Las secuencias de símbolo de transmisión S<sub>M</sub> correspondientes a la antena de transmisión 11<sub>M</sub> y,

15

Los símbolos de transmisión correspondientes a la antena de transmisión 11<sub>M-1</sub> para generar las réplicas de señal de conversión como se describe por la Expresión 142 utilizando la Expresión 143, y se entregan las réplicas de señal de conversión.

[Expresión 142]

$$\hat{x}_{M-1,1,M-1,1,M}$$

[Expresión 143]

$$\hat{x}_{M-1,1,M-1,1,M} = \hat{r}_{(M-1)(M-1)} \cdot d_{M-1,1,M-1} + \hat{r}_{(M-1)M} \cdot d_{M,1,M}$$

20

Posteriormente, la unidad calculadora de verosimilitud 420 lleva a cabo los cálculos de error de acuerdo con la siguiente expresión.

[Expresión 144]

$$e_{M-1,1,M-1,1,M} = |x_{M-1} - \hat{x}_{M-1,1,M-1,1,M}|^2 + e_{M,M}$$

25

La unidad calculadora de verosimilitud 420 mantiene las combinaciones S<sub>M-1</sub> de las secuencias de símbolo de transmisión correspondientes a la antena de transmisión 11<sub>M</sub> y a la antena de transmisión 11<sub>M-1</sub>, las combinaciones que tengan números menores de errores

[Expresión 145]

$$\{d_{M-1, j_{M-1}(1)}, d_{M, j_M(1)}\} \sim \{d_{M-1, j_{M-1}(S_{M-1})}, d_{M, j_M(S_{M-1})}\}$$

Adicionalmente, la unidad calculadora de verosimilitud 420 mantiene los errores en el tiempo como se describe por la Expresión 146.

5

[Expresión 146]

$$e_{M-1, j_{M-1}(1), j_M(1)} \sim e_{M-1, j_{M-1}(S_{M-1}), j_M(S_{M-1})}$$

De forma similar, la unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 418 genera y entrega los símbolos de transmisión  $d_{m,i}$  correspondientes a la antena de transmisión  $11_m$ . La unidad generadora de réplica de señal de conversión 419 recibe las  $S_{m+1}$  secuencias de símbolo de transmisión correspondientes a las antenas de transmisión para  $11_{m+1}$  a  $11_M$ ,

10

El símbolo de transmisión correspondiente a la antena de transmisión  $11_m$ , y

La matriz R para generar las réplicas de señal de conversión como se describe por la Expresión 147 de acuerdo con la Expresión 148, y entrega las réplicas de señal de conversión.

[Expresión 147]

$$\hat{x}_{m, j_m, j_{m+1}, \dots, j_M}$$

15

[Expresión 148]

$$\hat{x}_{m, j_m, j_{m+1}, \dots, j_M} = \hat{r}_{m,m} \cdot d_{m, j_m} + \hat{r}_{m(m+1)} \cdot d_{m, j_{m+1}} + \dots + \hat{r}_{mM} \cdot d_{m, j_M}$$

La unidad calculadora de verosimilitud 420 lleva a cabo los cálculos de error de acuerdo con la siguiente expresión.

[Expresión 149]

$$e_{m, j_m, j_{m+1}, \dots, j_M} = |x'_m - \hat{x}_{m, j_m, j_{m+1}, \dots, j_M}|^2 + e_{m+1, j_{m+1}, j_{m+2}, \dots, j_M}$$

20

La unidad calculadora de verosimilitud 420 mantiene las  $S_m$  combinaciones como se describe por la Expresión 150 de la secuencia de símbolo de transmisión correspondiente a las antenas de transmisión desde  $11_m$  a  $11_M$ , las combinaciones que tienen números menores de errores.

[Expresión 150]

$$\{d_{m, j_m(1)}, d_{m+1, j_{m+1}(1)} \dots d_{M, j_M(1)}\} \sim \{d_{m, j_m(S_m)}, d_{m+1, j_{m+1}(S_m)} \dots d_{M, j_M(S_m)}\}$$

25

Adicionalmente, la unidad calculadora de verosimilitud 420 mantiene los errores en el tiempo como se describe por la Expresión 151.

[Expresión 151]

$$e_{m, (1)j_{m+1}(1) \dots j_M(1)} \sim e_{m, (S_m)j_{m+1}(S_m) \dots j_M(S_m)}$$

Al repetir las operaciones descritas anteriormente, se obtienen las CxS<sub>2</sub> combinaciones de las secuencias de símbolo de transmisión correspondientes a todas las antenas de transmisión como se describe por la Expresión 152.

5

[Expresión 152]

$$\{d_{1, j_1(j)}, d_{2, j_2(j)}, \dots, d_{M, j_M(j)}\}$$

Adicionalmente, se obtienen los errores como se describieron por la Expresión 153 en el tiempo.

[Expresión 153]

$$e_{m, j_1(j), j_2(j), \dots, j_M(j)}$$

10 La unidad estimadora de secuencia de transmisión 421 recibe los símbolos de transmisión sobrevivientes que corresponden a cada antena de transmisión y las señales de error correspondientes, y entrega una verosimilitud λ<sub>i</sub> de un bit transmitido por la secuencia de símbolo de transmisión. Aquí, la verosimilitud de bit con base en la señal de error se puede calcular utilizando cualquier método disponible.

15 La verosimilitud de bit descrita se entrega a un decodificador de canal 8por ejemplo, un turbodecodificador) etc., y se obtiene finalmente una secuencia de bit de información.

De acuerdo con el demodulador 400, el número de veces de cálculos de error se reduce grandemente

$$C + \sum_{n=1}^{K-1} CS_{n-1}$$

a como se describió por la Expresión 154 en comparación con las C<sup>M</sup> veces requeridas del demodulador 300 que se muestra en la figura 9. Aunque ha sido tolerada alguna degradación en la estimación de verosimilitud de bit.

20

[Expresión 154]

$$C + \sum_{n=1}^{K-1} CS_{n-1}$$

De esta manera, la complejidad del aparato de recepción se puede disminuir grandemente.

25 La figura 11 muestra un demodulador 500 que es una tercera realización del demodulador de la presente invención. De acuerdo con el demodulador 500 de la tercera realización, cada trayecto se procesa por un algoritmo de demodulación que emplea MLD.

30 El demodulador 500 incluye una unidad estimadora de coeficiente de canal 511, NxL unidades de distribución inversa 512 a 515, L unidades de factorización QR 516 y 517, L unidades operativas Q<sup>H</sup> 518 y 519, una unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 520, una unidad generadora de réplica de señal de conversión 521, unidades calculadoras de verosimilitud 522, y una unidad estimadora de secuencia de transmisión 523. En donde una cierta unidad incluye dos o más componentes, estos se identifican con números seriales subíndice.

Se describen adelante las operaciones del demodulador 500.

El demodulador 500 recibe las NxL señales de entrada que son las señales recibidas después de la cancelación de interferencia multitrayecto como se describió por la expresión.

[Expresión 155]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

5 La unidad estimadora de coeficiente de canal 511 estima los coeficientes de canal  $h_{m,n,l}$  de cada trayecto entre las antenas de recepción y las antenas de transmisión. (Aquí, es posible utilizar un coeficiente de canal de un demodulador de señal de recepción multitrayecto precedente para la simplificación de la configuración).

Más aún, las  $N \times L$  señales recibidas después de la cancelación de interferencia multitrayecto como se describe por la Expresión 156 se entregan a la unidad de distribución inversa correspondiente a la antena de recepción  $21_n$  y al trayecto  $l$  de modo que se obtienen las señales de distribución inversa  $z'_{n,l}$ .

10

[Expresión 156]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

Luego, la unidad de factorización QR enésima genera la siguiente matriz de canal que contiene los coeficientes de canal del  $i$ -ésimo trayecto para cada trayecto, lleva a cabo la factorización QR de la matriz de canal de modo que la matriz  $Q$  y la matriz  $R$  se entregan.

15

[Expresión 157]

$$= \begin{bmatrix} h_{1,1,l} & h_{2,1,l} & h_{3,1,l} & h_{4,1,l} \\ h_{1,2,l} & h_{2,2,l} & h_{3,2,l} & h_{4,2,l} \\ h_{1,3,l} & h_{2,3,l} & h_{3,3,l} & h_{4,3,l} \\ h_{1,4,l} & h_{2,4,l} & h_{3,4,l} & h_{4,4,l} \end{bmatrix}$$

Matriz de canal  $H_l =$

(Ejemplo en donde  $M=4$ ,  $N=4$ )

$$H_l = Q_l R_l$$

20

Una salida de matriz  $Q_l$  de la unidad de factorización QR es una matriz unitaria que tiene  $N$  filas por  $M$  columnas, y los subíndices  $Q_l^H Q_l = I$ . Aquí,  $H$  expresa una transposición compleja conjugada, y " $I$ " expresa una matriz de unidad. Adicionalmente, una matriz  $R_l$  se convierte en una matriz triangular superior que tiene  $M$  filas por  $M$  columnas.

De acuerdo a lo anterior, la operación se lleva a cabo por la enésima unidad operativa  $Q^H$  que se puede describir como sigue.

25

30

[Expresión 158]

$$X_i = \begin{bmatrix} x'_1 \\ x'_2 \\ x'_3 \\ x'_4 \end{bmatrix} = Q_i^H Z_i = \begin{bmatrix} q_{1,1,J} & q_{1,2,J} & q_{1,3,J} & q_{1,4,J} \\ q_{2,1,J} & q_{2,2,J} & q_{2,3,J} & q_{2,4,J} \\ q_{3,1,J} & q_{3,2,J} & q_{3,3,J} & q_{3,4,J} \\ q_{4,1,J} & q_{4,2,J} & q_{4,3,J} & q_{4,4,J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{1,J} \\ z_{2,J} \\ z_{3,J} \\ z_{4,J} \end{bmatrix}$$

$$Q_i^H (H_i D + N) = Q_i^H (Q_i R_i D + N) = R_i D + Q_i^H N = \begin{bmatrix} r_{11,J} & r_{12,J} & r_{13,J} & r_{14,J} \\ 0 & r_{22,J} & r_{23,J} & r_{24,J} \\ 0 & 0 & r_{33,J} & r_{34,J} \\ 0 & 0 & 0 & r_{44,J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n'_{1,J} \\ n'_{2,J} \\ n'_{3,J} \\ n'_{4,J} \end{bmatrix}$$

(Ejemplo en donde M=4, N=4)

5 La unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 520 genera los símbolos de transmisión  $d_{M,i}$  correspondientes a la antena de transmisión  $11_M$ , y entrega los símbolos de transmisión  $d_{M,i}$  a la unidad generadora de réplica de señal de conversión 521. La unidad generadora de réplica de señal de conversión 521 recibe los símbolos de transmisión  $d_{M,i}$  y la matriz  $R_i$  de modo que las réplicas de señal de conversión como se describe por la Expresión 159 se generan de acuerdo con la Expresión 160, y se entregan.

[Expresión 159]

$$\hat{x}_{M,J}$$

10

[Expresión 160]

$$\hat{x}_{M,J} = \hat{r}_{M,J} \cdot d_{M,J}$$

La unidad calculadora de verosimilitud 522 lleva a cabo los cálculos de error utilizando  $x'_{M,i}$  y las réplicas de señal de conversión como se describe por la Expresión 161 de acuerdo con la Expresión 162.

15

[Expresión 161]

$$\hat{x}_{M,J}$$

[Expresión 162]

$$e_{M,J} = \sum_{m=1}^L |x'_{m,J} - x_{m,J}|^2$$

20

Después de los cálculos de error, la unidad calculadora de verosimilitud 522 recibe las secuencias de símbolo de transmisión generadas correspondientes a la antena de transmisión  $11_M$ , y las señales de error correspondientes. La unidad calculadora de verosimilitud 522 mantiene las  $S_M$  secuencias de símbolo de transmisión que tengan números más pequeños de errores correspondientes a la antena de transmisión  $11_M$  como se describe por la Expresión 163.

[Expresión 163]

$$d_{M,J(1)} \sim d_{M,J(S_M)}$$

Adicionalmente, la unidad calculadora de verosimilitud 522 mantiene los errores en el tiempo como se describe por la Expresión 164.

[Expresión 164]

$$e_{M,i(t)} \sim e_{M,i(S_M)}$$

5 Luego, la unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 520 genera y entrega los símbolos de transmisión  $d_{M-1,1}$  correspondientes a la antena de transmisión  $11_{M-1}$ .

La unidad generadora de réplica de señal de conversión 521 recibe la matriz R,

Las  $S_M$  secuencias de símbolo de transmisión correspondientes a la antena de transmisión  $11_M$  y

10 Los símbolos de transmisión correspondientes a la antena de transmisión  $11_{M-1}$  para generar réplicas de señal de conversión como se describe por la Expresión 165 de acuerdo con la Expresión 166, y entrega las réplicas de señal de conversión.

[Expresión 165]

$$\hat{x}_{M-1,i,M-1,M}$$

[Expresión 166]

$$\hat{x}_{M-1,i,M-1,M} = \hat{r}_{(M-1)M-1,i} \cdot d_{M-1,M-1} + \hat{r}_{(M-1)M,i} \cdot d_{M,M}$$

15

Posteriormente la unidad calculadora de verosimilitud 522 lleva a cabo los cálculos de error de acuerdo con la siguiente expresión.

[Expresión 167]

$$e_{M-1,M-1,M} = \sum_{j=1}^L |x'_{M-1} - \hat{x}_{M-1,M-1,M}|^2 + e_{M,M}$$

20 La unidad calculadora de verosimilitud 522 mantiene las  $S_{M-1}$  combinaciones según se describió por la Expresión 168 de las secuencias de símbolo de transmisión correspondientes a la antena de transmisión  $11_M$  y a la antena de transmisión  $11_{M-1}$  que tengan números más pequeños de errores.

[Expresión 168]

$$\{d_{M-1,M-1(1)}, d_{M,M(1)}\} \sim \{d_{M-1,M-1(S_{M-1})}, d_{M,M(S_{M-1})}\}$$

25 Adicionalmente, la unidad calculadora de verosimilitud 522 mantiene los errores en el tiempo como se describió por la Expresión 169.



[Expresión 169]

$$e_{M-1, M-1(1) d_M(1)} \sim e_{M-1, M-1(S_{M-1}) d_M(S_{M-1})}$$

5 De forma similar, la unidad generadora de candidato de símbolo de transmisión 520 genera y entrega los símbolos de transmisión  $d_{m,i}$  correspondientes a la antena de transmisión  $11_m$ . La unidad generadora de réplica de señal de conversión 521 recibe la matriz R,

$S_{m+1}$  secuencias de símbolo de transmisión correspondientes a las antenas de transmisión  $m+1$  a  $M$  y,

El símbolo de transmisión correspondiente a la antena de transmisión  $11_m$  para generar las réplicas de señal de conversión como se describe por la Expresión 170 de acuerdo con la Expresión 171, y las entrega.

[Expresión 170]

$$\hat{x}_{m, j_{m+1}, \dots, j_M}$$

10

[Expresión 171]

$$\hat{x}_{m, j_{m+1}, \dots, j_M} = \hat{r}_{m, j_m} \cdot d_{m, j_m} + \hat{r}_{m, (m+1)j} \cdot d_{m, j_{m+1}} + \dots + \hat{r}_{m, j_M} \cdot d_{m, j_M}$$

La unidad calculadora de verosimilitud 522 lleva a cabo los cálculos de error de acuerdo con la siguiente expresión.

[Expresión 172]

$$e_{m, j_m, \dots, j_{M-1}, j_M} = \sum_{l=1}^L \left| x'_{m, j} - \hat{x}_{m, j_m, j_{m+1}, \dots, j_M} \right|^2 + e_{m+1, j_{m+1}, j_{m+2}, \dots, j_M}$$

15

La unidad calculadora de verosimilitud 522 mantiene las  $S_m$  combinaciones de las secuencias de símbolo de transmisión correspondientes a las antenas de transmisión  $11_m$  a  $11_M$  que tengan números menores de errores como se describe por la Expresión 173.

[Expresión 173]

$$\{d_{m, j_m(1)}, d_{m+1, j_{m+1}(1)}, \dots, d_{M, j_M(1)}\} \sim \{d_{m, j_m(S_m)}, d_{m+1, j_{m+1}(S_m)}, \dots, d_{M, j_M(S_m)}\}$$

20

Adicionalmente, la unidad calculadora de verosimilitud 522 mantiene los errores en el tiempo como se describe por la Expresión 174.

[Expresión 174]

$$e_{m, j_m(1) j_{m+1}(1), \dots, j_M(1)} \sim e_{m, j_m(S_m) j_{m+1}(S_m), \dots, j_M(S_m)}$$

25 Al repetir las operaciones anteriores, la  $C \times S_2$  combinaciones de la secuencia de símbolo de transmisión correspondiente a todas las antenas de transmisión, y los errores en ese tiempo se obtienen como se describe por las Expresión 175 y 176, respectivamente.

[Expresión 175]

$$\{d_{1,1}(t), d_{2,2}(t), \dots, d_{M,M}(t)\}$$

[Expresión 176]

$$e_{m,1}(t), e_{m,2}(t), \dots, e_{m,M}(t)$$

5 La unidad estimadora de secuencia de transmisión 523 recibe los símbolos de transmisión sobrevivientes correspondientes a cada antena de transmisión obtenidos por las L unidades de cálculo de verosimilitud, y las señales de error correspondientes; y entrega una verosimilitud  $\lambda_i$  transmitida por la secuencia de símbolo de transmisión con base en la suma de las L señales de error. Aquí, la verosimilitud de bit con base en la señales error se puede calcular utilizando cualquier método disponible.

10 La verosimilitud de bit descrita anteriormente se entrega a un decodificador de canal (por ejemplo, un grupo decodificador), etc., y, se obtiene finalmente la secuencia de bit de información.

De acuerdo con el demodulador 500 (figura 11), el número de veces de cálculos de error se reduce grandemente a

15 la expresión  $C + \sum_{m=1}^{M-1} CS_{m-1}$  como se describe por la Expresión 177 en comparación con la  $C^M$  veces requeridas para el demodulador 300 que se muestra en la figura 9, aunque alguna degradación en la estimación de la verosimilitud de bit ha sido tolerada.

[Expresión 177]

$$C + \sum_{m=1}^{M-1} CS_{m-1}$$

De esta forma, la complejidad del aparato de recepción se reduce grandemente.

20 La figura 12 es un diagrama de bloques de un aparato de recepción 600 que es una tercera realización del aparato de recepción de acuerdo con la presente invención. El aparato de recepción 600 constituye un sistema de radiocomunicaciones en donde un aparato transmisor (no ilustrado) lleva a cabo conversiones de serie paralelo de una secuencia de bits de datos transmitidos en M secuencias de transmisión, dichas secuencias se modulan con la misma frecuencia y el mismo grupo de código de distribución, y se transmiten simultáneamente por N subcódigo canales multicódigo desde las M antenas de transmisión.

25 El aparato de recepción 600 incluye demoduladores de señal de recepción multitrayecto 611 a 614 que corresponden a cada canal de código (cada uno de los canales de código 1 y 2 en este ejemplo) para un número de etapas predeterminadas, de moduladores 621 y 622 que corresponden a cada canal de código, unidades de cancelación de interferencia multitrayecto 615 a 618. Las unidades de cancelación de interferencia multitrayecto 615 a 618 se insertan entre uno y otro de los demoduladores de señal de recepción multitrayecto 611 a 614, o entre uno  
30 de los demoduladores de señal de recepción multitrayecto 611 a 614 y uno de los demoduladores 621 y 622, según sea aplicado.

De acuerdo con la presente realización, los demoduladores de señal de recepción multitrayecto 611 y 612 que representan la primera etapa de cada una de las señales recibidas de canal de código  $r_n(t)$  que se reciben por las  
35 correspondientes N antenas de recepción (N= 2 en este ejemplo), y entrega secuencias de señal remodulada como se describe por la Expresión 178 para cada trayecto de recepción desde las antenas de transmisión que corresponden a los canales de código.

[Expresión 178]

$$\hat{I}_{m,n,l}^{(p)}(t) = \hat{h}_{m,n,l}(t) \cdot \tilde{d}_m^{(p)}(t) \cdot c_l(t - \tau_l)$$

En donde k representa un número de código que está limitado por la Expresión 179.

[Expresión 179]

$$1 \leq k \leq N_{\text{code}} c_k(t)$$

5 Las unidades de cancelación de interferencia multitrayecto 615 y 616 (note que N=2 en este ejemplo) reciben las señales  $r_n(t)$ , y las secuencias de señal remoduladas de todos los canales de código como se describe por la Expresión 180 mediante los sumadores correspondientes 631 a 634.

[Expresión 180]

$$\hat{I}_{m,n,l,k}^{(p)}(t)$$

10 Las unidades de cancelación de interferencia multitrayecto 615 y 616 generan entonces señales recibidas después de la cancelación de interferencia multitrayecto como se describió por la Expresión 181 de acuerdo con la Expresión 182.

[Expresión 181]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

[Expresión 182]

$$r_{n,l}^{(p)}(t) = r_n(t) - \sum_{m=1}^M \sum_{l'=1}^L \sum_{k=1}^{N_{\text{code}}} \hat{I}_{m,n,l',k}^{(p-1)}(t)$$

15 Los demoduladores de señal de recepción multitrayecto 613 y 614 son los segunda etapa de los canales de código correspondientes que reciben las señales recibidas después de la cancelación de interferencia multitrayecto como se describió por la Expresión 183.

[Expresión 183]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

20 Las operaciones descritas se repiten para las etapas posteriores, según sea aplicable, y las señales recibidas finales después de la cancelación de interferencia multitrayecto se generan como se describe por la Expresión 184.

[Expresión 184]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

25 Las señales recibidas finales después de la cancelación de interferencia multitrayecto generadas según lo anterior se entregan a los demoduladores correspondientes 621 y 622 de cada canal de código, y los demoduladores 621 y 622 entregan la verosimilitud de un bit que se transmite por la secuencia de símbolo de transmisión en cada canal de código.

30 Luego, se describen simulaciones por computadora de las realizaciones de la presente invención con referencia a la figura 13. La figura 13 muestra los resultados de la simulación por computadora de las propiedades de salida (eje

vertical) sobre los  $E_b/N_0$  de recepción promedio por antena de recepción (energía de señal con respecto a densidad de potencia de ruido por un bit de información) (eje horizontal) de los diversos métodos de demodulación utilizados para los aparatos de recepción; particularmente, el convencional MLD, el convencional MMSE bidimensional, y el método de la presente invención.

5 El aparato de recepción aplicado a la simulación por computador incluye dos etapas de los demoduladores de señal de recepción multitrayecto, en donde la configuración de la figura 2 se utiliza para la primera etapa, y la configuración de la figura 4 se utiliza para la segunda. Adicionalmente, como en el multitrayecto, un modelo de dos trayectos se utiliza en donde ambos trayectos suministran la misma potencia recibida promedio.

10 La velocidad de distribución es 16, y 15 canales de código se multiplexan por código (la velocidad de distribución efectiva es de 15/16). En la figura 13, una velocidad de codificación de la codificación de canal que utiliza turbocodificación se indica por "R", las líneas sólidas representan las propiedades de acuerdo con la presente invención (QR-MLD con dos etapas MPIC), las líneas punteadas representan las propiedades del convencional MMSE, y las marcas X representan las propiedades del convencional MLD. Adicionalmente, las marcas ● y ○  
15 representan las  $E_b/N_0$  de recepción promedio por antena de recepción en el caso del multiplexado MIMO (cuatro antenas de transmisión, cuatro antenas de recepción) que utilizan modulación QPSK; las marcas ■ y □  
representan las  $E_b/N_0$  de recepción promedio para la antena de recepción en el caso del multiplexado MIMO que utiliza modulación 16QAM.

20 Como se muestra en la figura 13, la potencia  $E_b/N_0$  recibida promedio requerida para obtener un cierto nivel de las salidas s grandemente reducidas al utilizar la configuración del aparato de recepción de acuerdo con las realizaciones de la presente invención en comparación con el caso en donde se utiliza el método de separación de señal convencional. Esto es, el aparato de recepción de la presente invención requiere menos potencia de transmisión para obtener la misma salida que los aparatos convencionales. En otras palabras, la misma potencia transmitida suministra un rendimiento mayor con los aparatos de recepción de acuerdo con las realizaciones de la presente invención.

25 Como se describió anteriormente, de acuerdo con la presente invención, cuando el multiplexado MIMO se utiliza para la transmisión simultánea de diferentes datos desde dos o más antenas de transmisión para poder incrementar una velocidad de bit de información en un sistema CDMA, se obtiene una separación de señal altamente precisa, reduciendo la interferencia multitrayecto. Posteriormente, la velocidad de error de bit de recepción y se reducen grandemente la velocidad de error de paquete de recepción en un ambiente de desvanecimiento, y se incrementa grandemente la eficiencia (velocidad de transmisión de bit de información sin errores).

30 Aunque el demodulador de señal de recepción multitrayecto se ha descrito utilizando algoritmos (por ejemplo, un programa que describe el algoritmo) tal como MMSE y MLD, otros algoritmos tales como el algoritmo QR-MLD pueden ser más deseables para obtener una separación de señal precisa para una cantidad realística de cálculos.

35 Adicionalmente, aunque el aparato de recepción se ha descrito utilizado en un sistema de radiocomunicaciones, el aparato de recepción se puede aplicar a una estación base de un sistema de comunicaciones móvil. Adicionalmente, el algoritmo de la presente invención se puede aplicar al llamado software de estación base de radio, al cual el algoritmo se carga selectivamente a un aparato de radio mediante un circuito de radio o un circuito alámbrico para cambiar las propiedades del aparato de radio.

[Aplicación Industrial]

40 La presente invención se puede aplicar a un sistema de radiocomunicaciones que remodula señales utilizando dos o más antenas.

La presente invención se basa en las solicitudes Japonesas de prioridad No. 2004-063197 presentada en Marzo 5, 2004 en la oficina de patentes japonesa.

## REIVINDICACIONES

1. Un aparato de recepción (200, 600, 1020) que utiliza un método CDMA para recibir señales por las N antenas de recepción ( $21_1, 21_2, 1021_1$  a  $1021_n$ ), en donde N es un entero positivo igual a o mayor a dos, la señal se transmite por M antenas de transmisión ( $11_1$  a  $11_m, 1011_1$  a  $1011_n$ ), en donde M es un entero positivo, que comprende:
- 5      Unidades de demodulación de señal recibida por multitrayecto (211-213, 611-618) para la demodulación primaria de las señales recibidas por las antenas de recepción, para estimar las señales transmitidas desde las antenas de transmisión, y para obtener una señal recibida de cada trayecto de las antenas de recepción en un ambiente multitrayecto con base en las señales estimadas;
- 10     Unidades de cancelación de interferencia multitrayecto (221<sub>1</sub>, 221<sub>2</sub>, 222<sub>1</sub>, 222<sub>2</sub>, 223<sub>1</sub>, 223<sub>2</sub>, 615-618) para deducir las señales obtenidas recibidas por los trayectos diferentes a un trayecto objetivo desde las señales recibidas por las antenas de recepción para obtener señales canceladas de interferencia multitrayecto; y
- 15     una unidad de demodulación (231, 621, 622) para una demodulación secundaria de las señales canceladas de interferencia multitrayecto, caracterizado porque las N unidades de demodulación de señal recibida multitrayecto y las unidades de cancelación de interferencia multitrayecto están dispuestas en etapas, en donde las N unidades de cancelación de interferencia multitrayecto están conectadas a una unidad de demodulación de señal de recepción multitrayecto en cada etapa, y que cada una de las etapas distintas de la primera etapa actualiza un coeficiente de canal estimado con base en una señal piloto conocida transmitida desde las M antenas de transmisión utilizando la señal cancelada de interferencia multitrayecto provista por la unidad de cancelación de interferencia multitrayecto.
- 20     2. El aparato de recepción según la reivindicación 1, en donde las unidades de demodulación de señal de recepción multitrayecto llevan a cabo la demodulación primaria utilizando un método de error de mínimo cuadrado medio, MMSE.
- 25     3. El aparato de recepción según la reivindicación 1, en donde las unidades de demodulación de señal de recepción multitrayecto llevan a cabo la demodulación primaria utilizando un método de detección de verosimilitud máxima, MLD.
- 30     4. El aparato de recepción según la reivindicación 3, en donde las unidades de demodulación de señal de recepción multitrayecto llevan a cabo la demodulación primaria utilizando un método de detección de verosimilitud máxima que utiliza factorización QR sobre un bloque de una pluralidad de los trayectos.
- 35     5. El aparato de recepción según la reivindicación 3, en donde las unidades de demodulación de señal de recepción multitrayecto llevan a cabo la demodulación primaria utilizando un método de detección de verosimilitud máxima que utiliza factorización QR en cada uno de los trayectos.
- 40     6. El aparato de recepción según la reivindicación 2, en donde las unidades de demodulación de señal de recepción multitrayecto controlan una amplitud de la señal recibida, con base en una probabilidad de corrección de una secuencia de símbolo de transmisión estimada utilizando el método según la reivindicación 2.
- 45     7. El aparato de recepción según la reivindicación 2, en donde las unidades de demodulación de señal de recepción multitrayecto estiman un coeficiente de canal que utiliza una señal piloto conocida transmitida desde las M antenas de transmisión.
8. El aparato de recepción según la reivindicación 1, en donde las unidades de demodulación llevan a cabo la demodulación secundaria utilizando un método de detección de verosimilitud máxima.
9. El aparato de recepción según la reivindicación 8, en donde las unidades de demodulación lleva a cabo la demodulación secundaria utilizando un método de detección de verosimilitud máxima que utiliza factorización QR sobre un bloque de una pluralidad de los trayectos.
10. El aparato de recepción según la reivindicación 8, en donde las unidades de demodulación lleva a cabo la demodulación secundaria utilizando un método de detección de verosimilitud máxima que utiliza factorización QR en cada uno de los trayectos.
11. El aparato de recepción según la reivindicación 1, en donde cuando las señales transmitidas desde las M antenas de transmisión son señales multiplexadas por código, las unidades de demodulación de señal de recepción multitrayecto
- Llevan a cabo la demodulación primaria de las señales recibidas por las correspondientes antenas de recepción, y

obtiene las señales de los trayectos correspondientes para todas las antenas de recepción para todas las señales de distribución,

5 Las unidades de cancelación de interferencia multitrayecto deducen las señales obtenidas correspondientes a todas las señales de distribución recibidas por los trayectos diferentes a un trayecto objetivo desde las señales recibidas por las antenas de recepción para obtener señales canceladas de interferencia multitrayecto, y

La unidad de demodulación lleva a cabo la demodulación secundaria de las señales canceladas de interferencia multitrayecto para cada una de las señales de distribución.

10 12. Un método de recepción de un aparato de recepción (200, 600, 1020) que utiliza un método CDMA para recibir señales de recepción por N antenas de recepción ( $21_1, 21_2, 1021_1-1021_n$ ), donde N es un entero positivo igual a o mayor que 2, la señal se transmite por M antenas de transmisión ( $11_1-11_m, 1011_1-1011_n$ ), en donde N es un entero positivo, que comprende:

15 Una etapa de demodulación primaria de las señales recibidas por las antenas de recepción, estimar las señales transmitidas desde las antenas de transmisión, y obtener una señal recibida de cada trayecto de las antenas de recepción en un ambiente multitrayecto con base en las señales estimadas por medio de las unidades demoduladoras de señal recibida multitrayecto (211-213, 611-618);

Una etapa de deducción de las señales obtenidas recibidas por los trayectos diferentes a un trayecto objetivo desde las señales recibidas por las antenas de recepción para obtener señales canceladas de interferencia multitrayecto por medio de las unidades de cancelación de interferencia multitrayecto ( $221_1, 221_2, 222_1, 222_2, 223_1, 223_2, 615-618$ ); y

20 Una etapa de demodulación secundaria de las señales canceladas de interferencia multitrayecto por medio de una unidad demoduladora (231, 621, 622);

25 Caracterizado porque las unidades de demodulación de señal recibida multitrayecto y las unidades de cancelación de interferencia multitrayecto están dispuestas en etapas, en donde las N unidades de cancelación de interferencia multitrayecto están conectadas a una unidad de demodulación de señal de recepción multitrayecto en cada etapa, y que cada una de las etapas diferentes a la primera etapa actualiza un coeficiente de canal estimado basado en una señal piloto conocida transmitida por las M antenas de transmisión utilizando la señal cancelada de interferencia multitrayecto provista por la unidad de cancelación de interferencia multitrayecto.

13. Un sistema de radiocomunicaciones, que comprende:

El aparato de recepción según la reivindicación 1; y

30 Una aparato de transmisión (10, 1010) que incluye las M antenas de transmisión, en donde M es un entero positivo, para transmitir una señal CMDA desde cada una de las antenas de transmisión.

FIG. 1

1

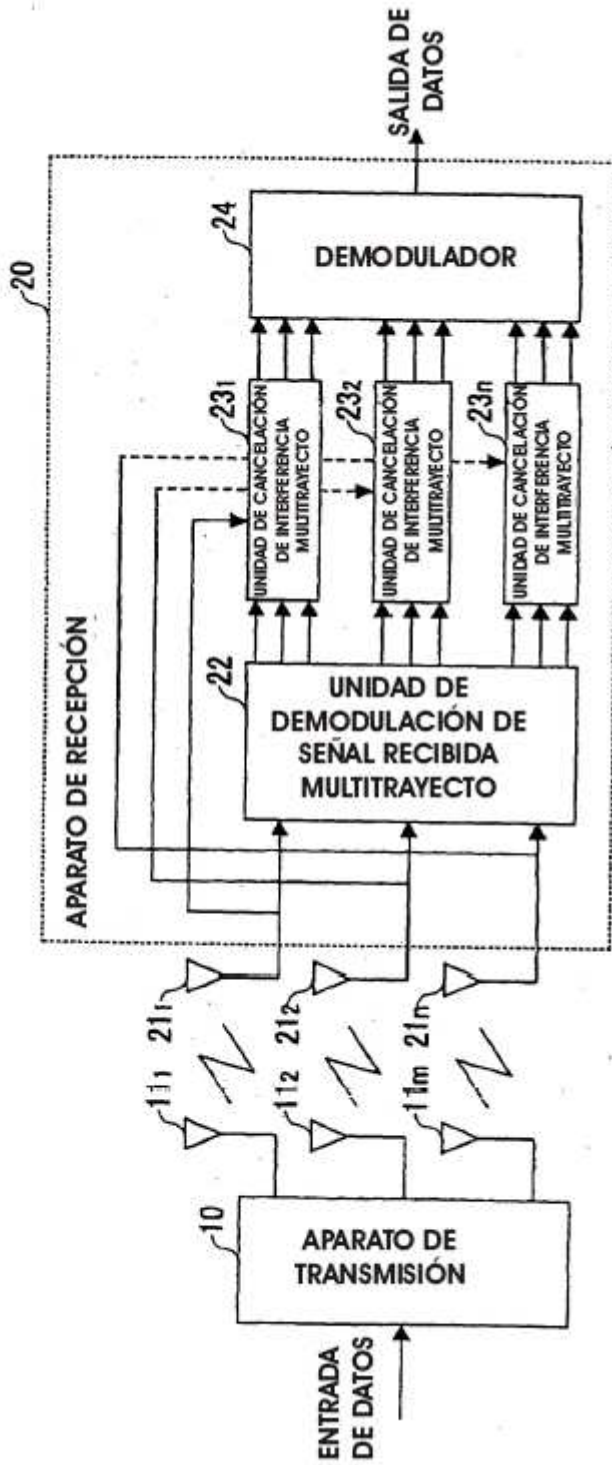


FIG. 2

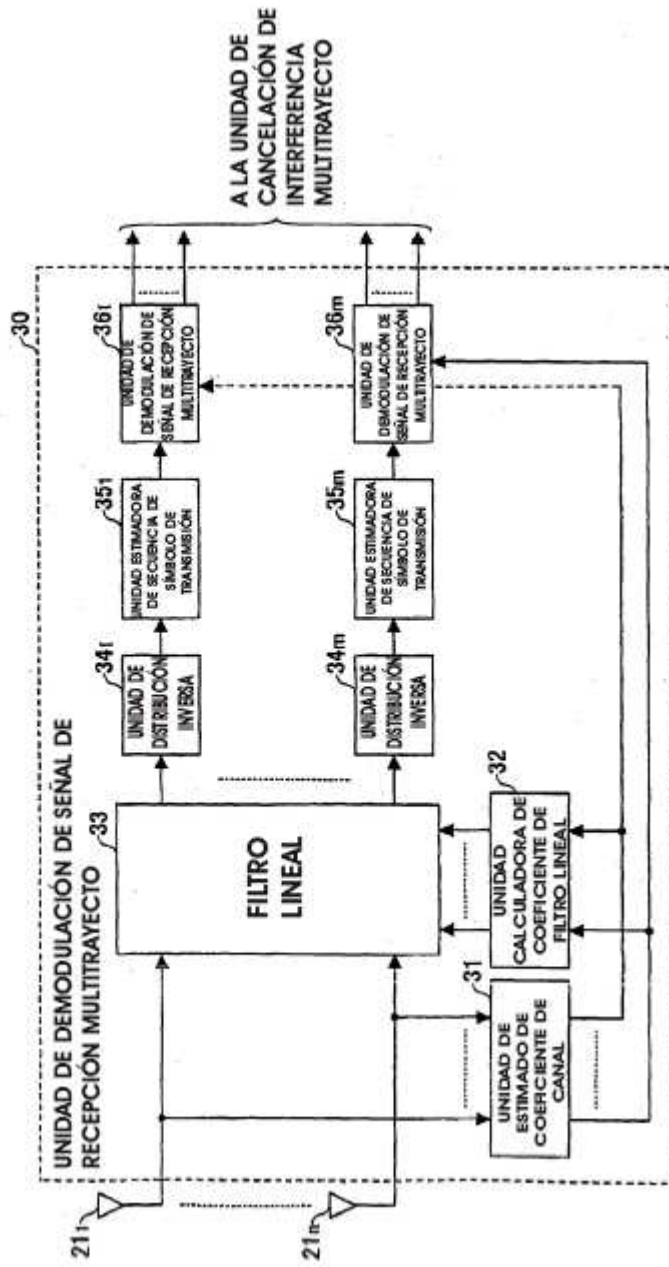




FIG. 3

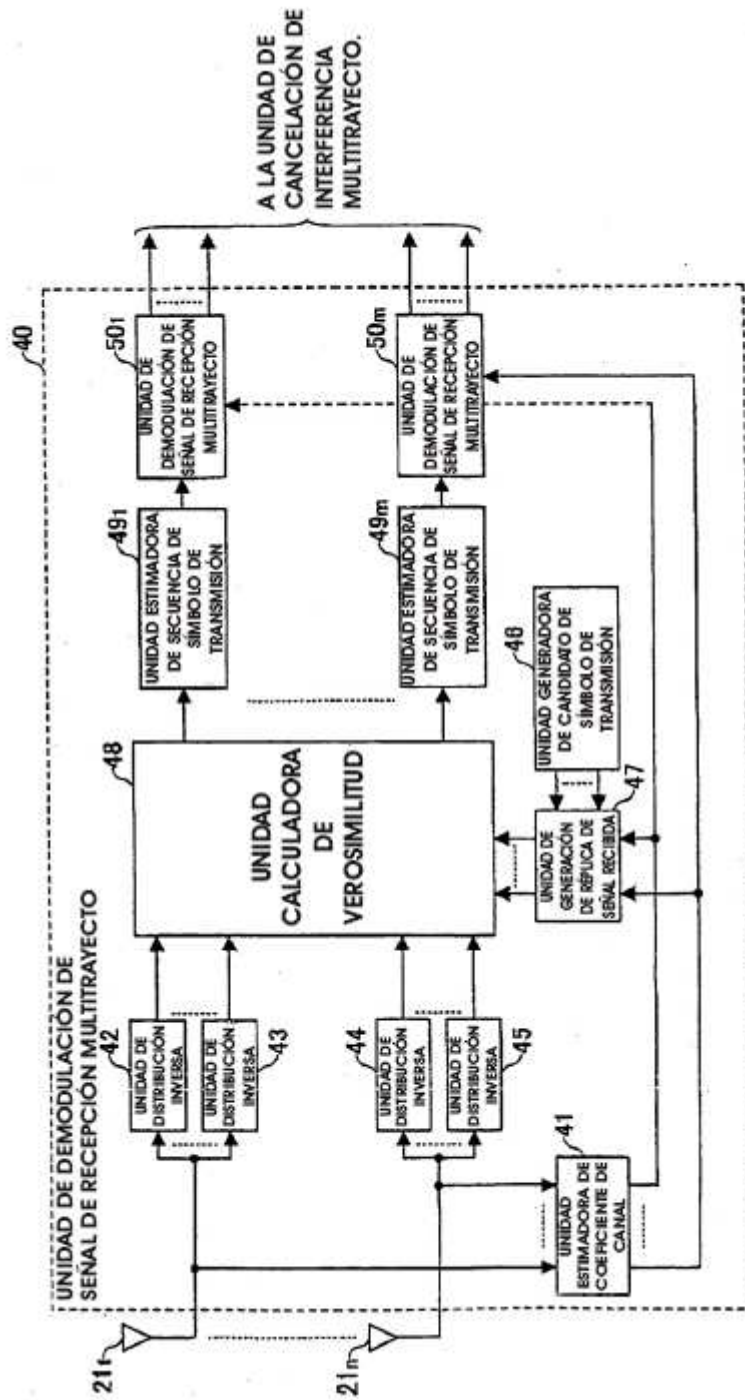


FIG. 4

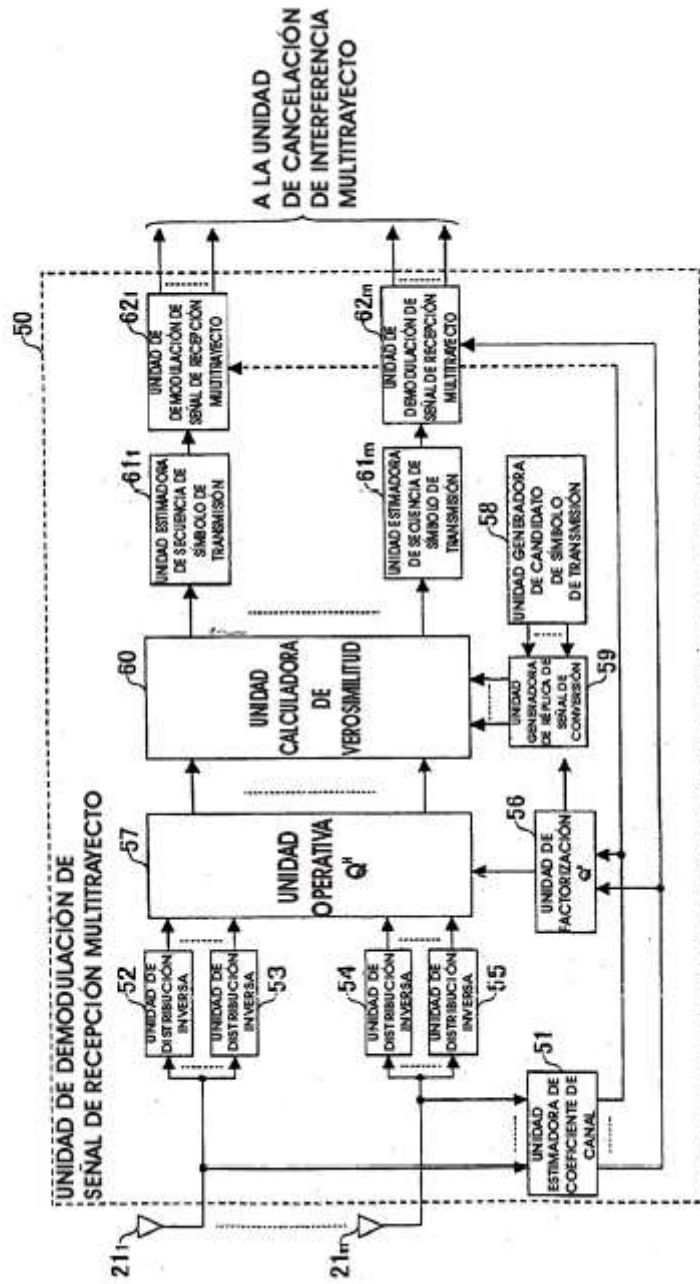




FIG. 6

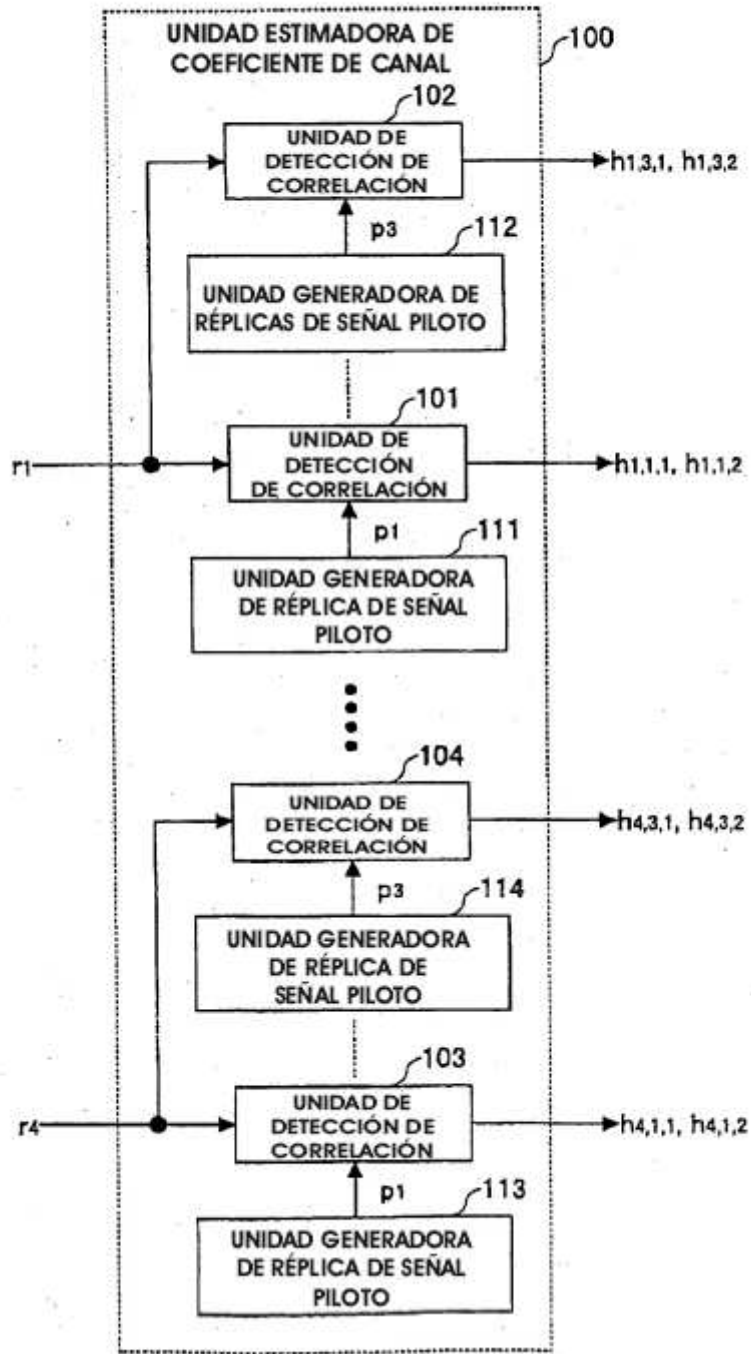


FIG. 7A

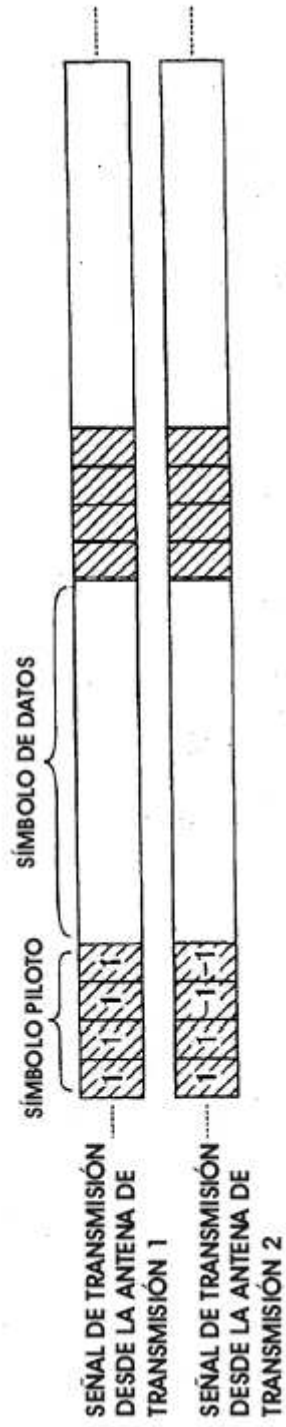


FIG. 7B

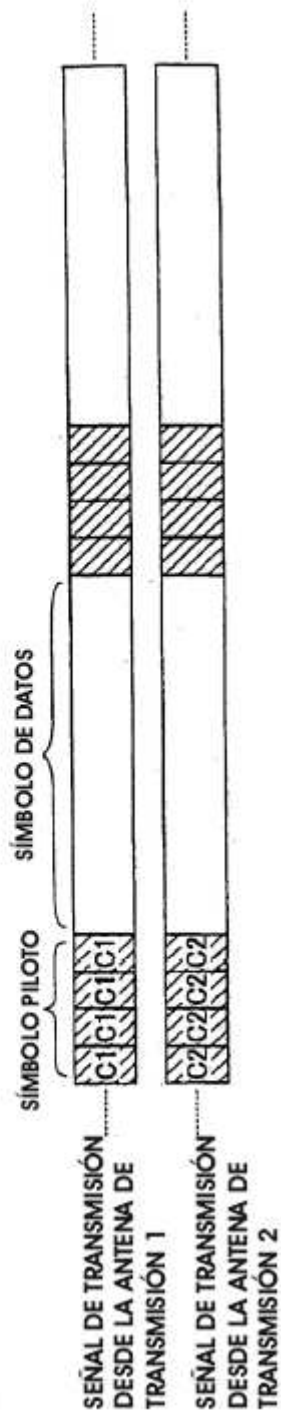


FIG. 8

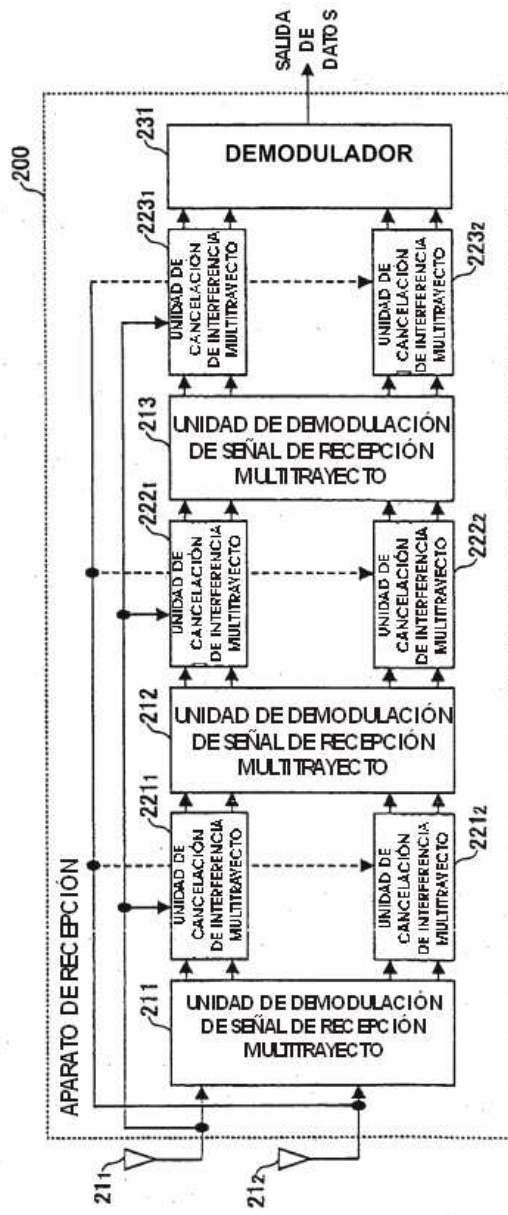


FIG. 9

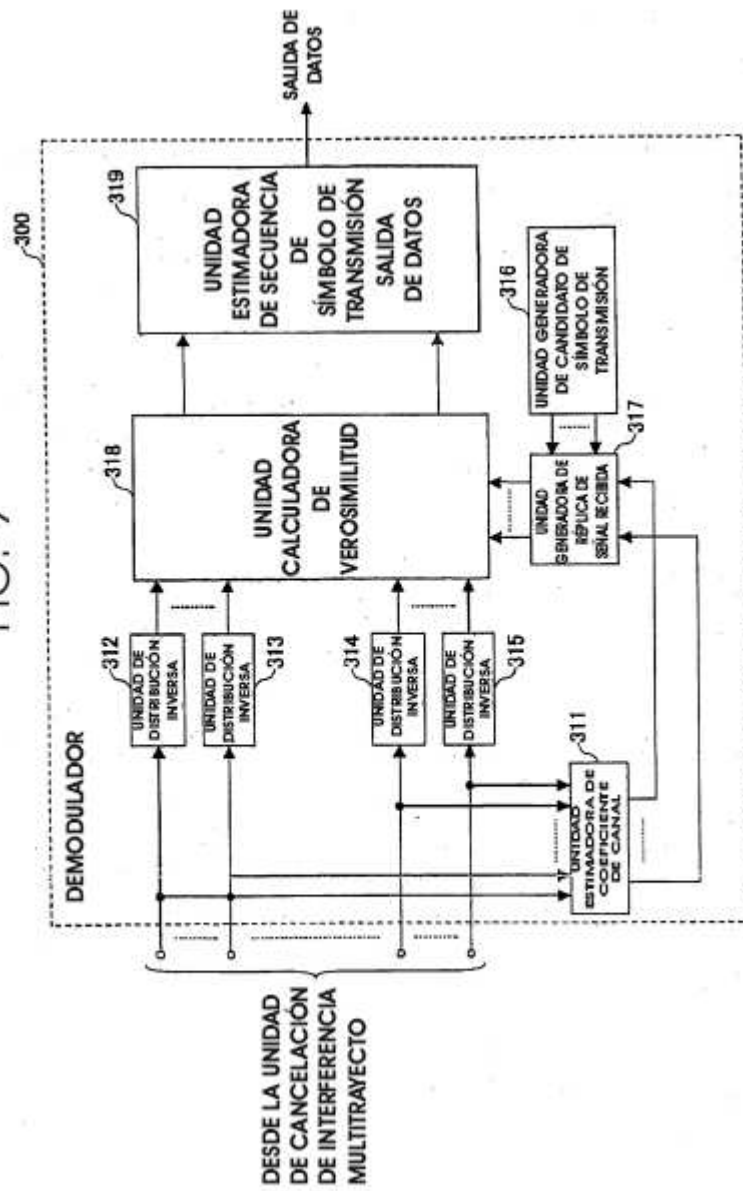




FIG. 10

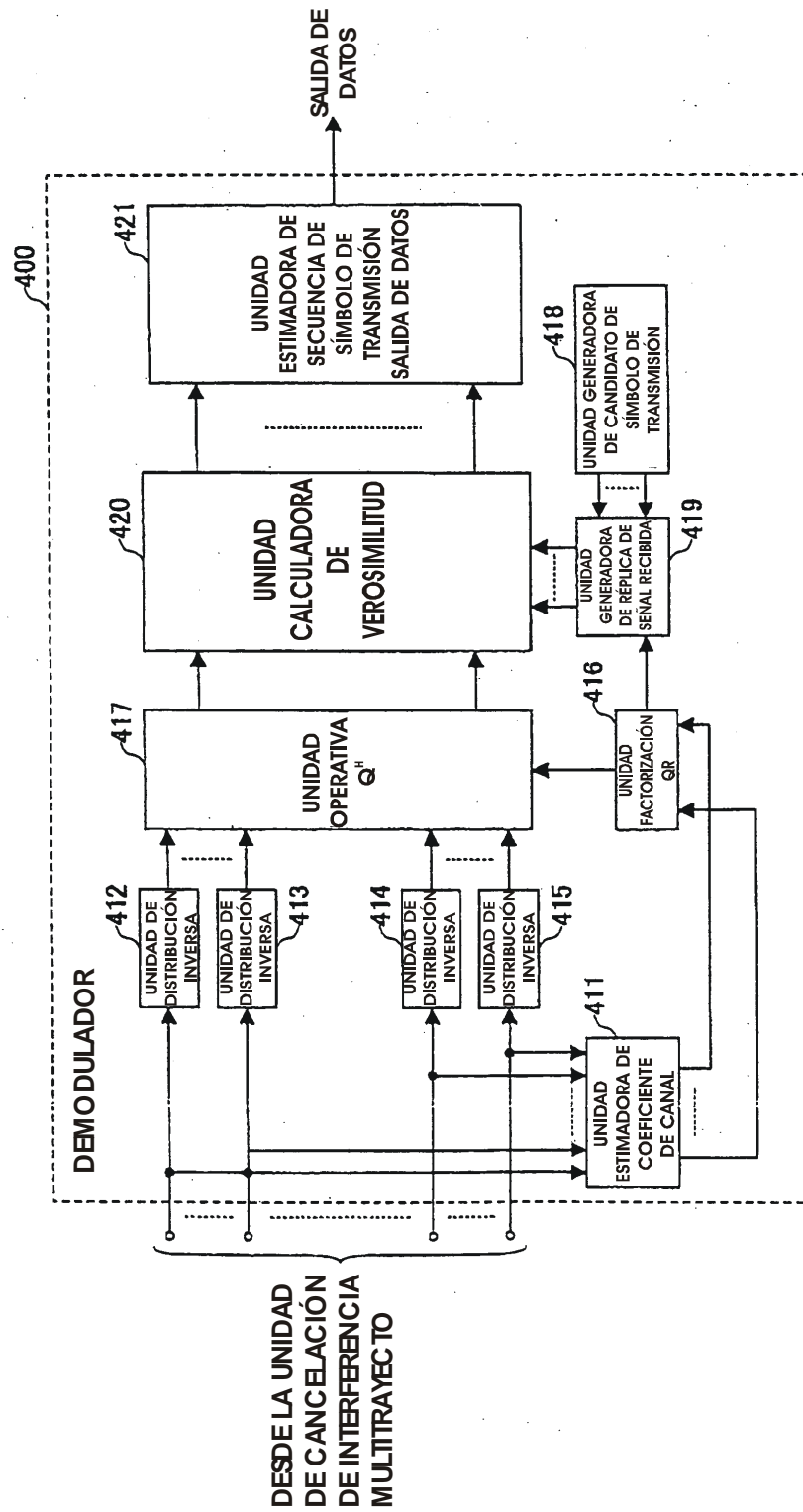


FIG. 11

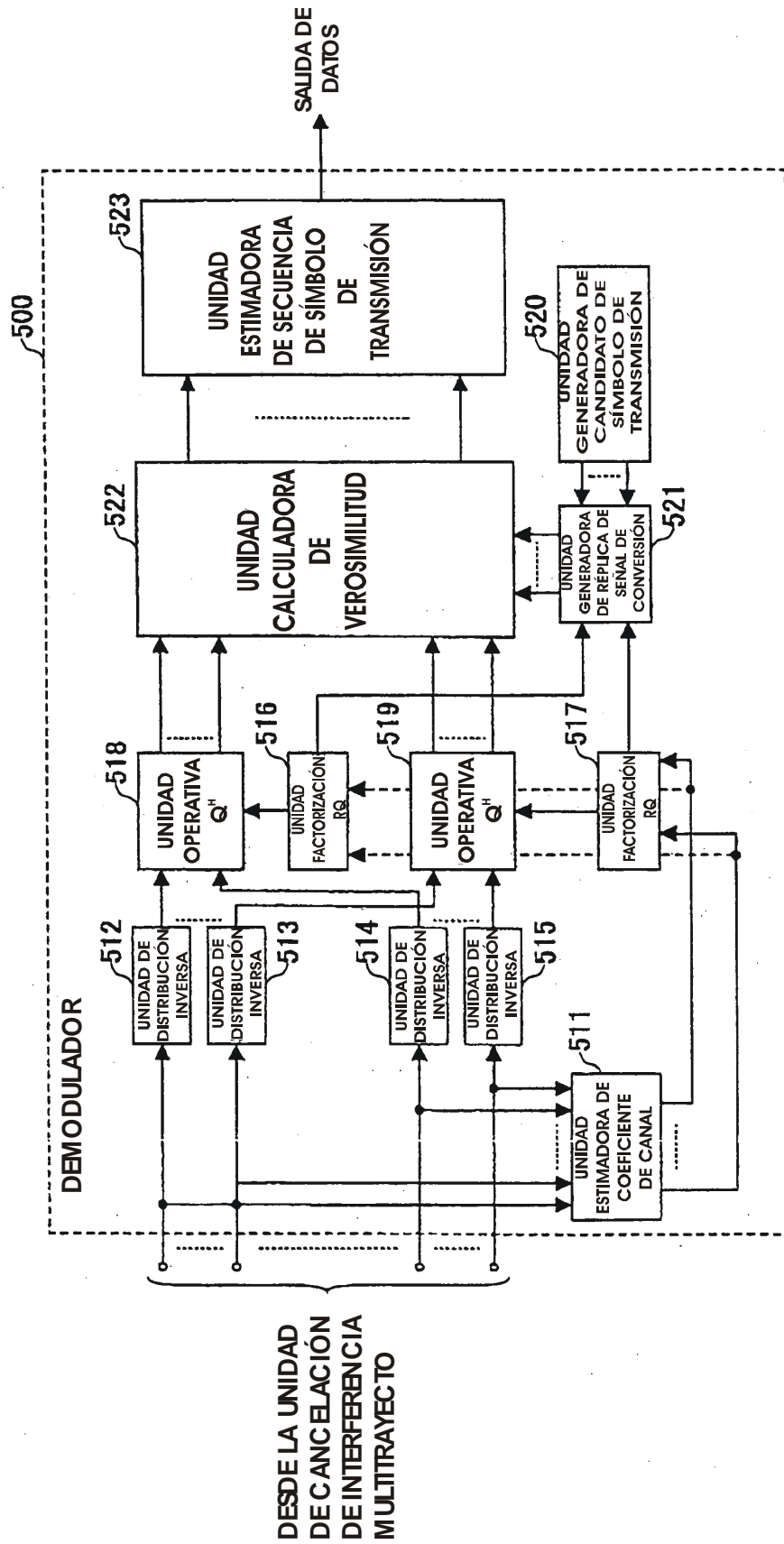


FIG. 12

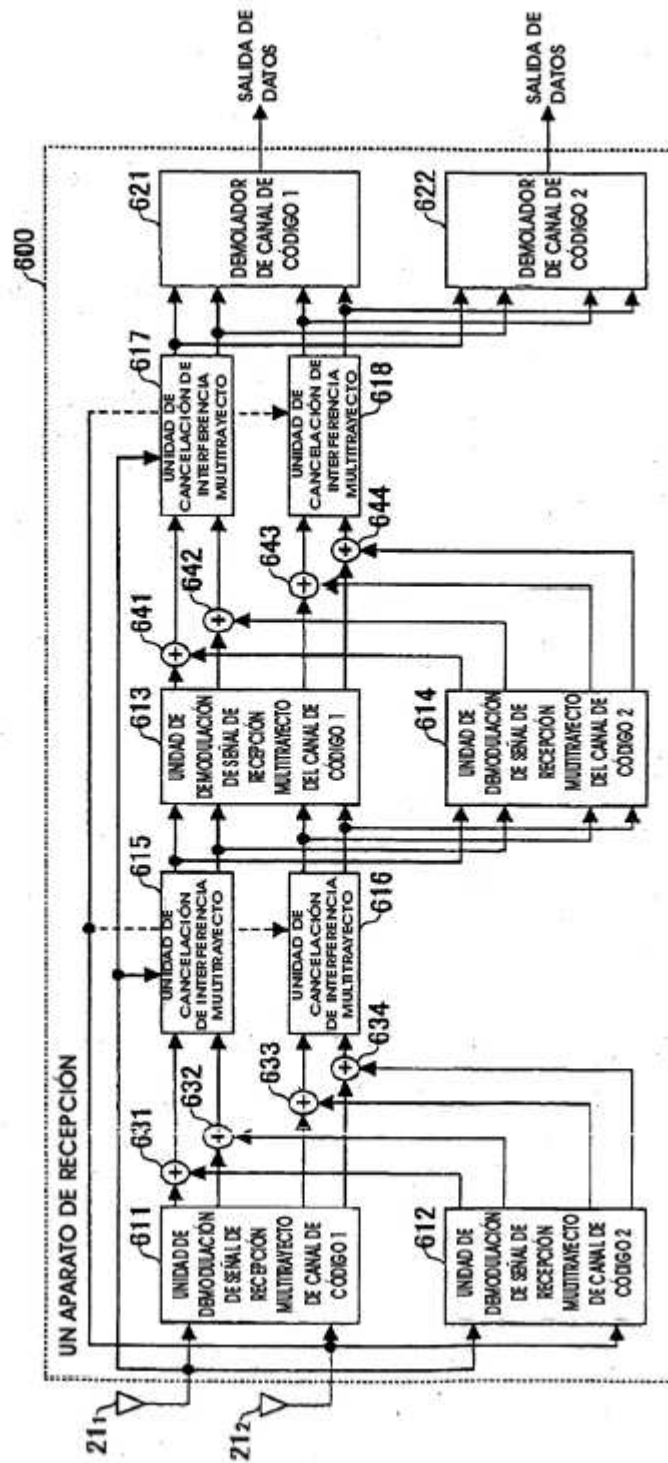


FIG. 13

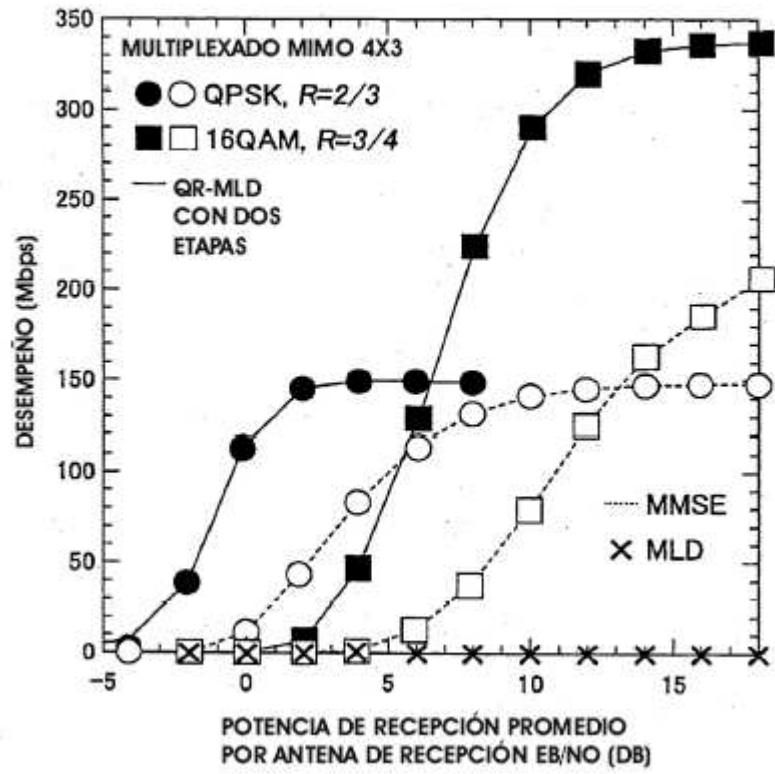


FIG. 14

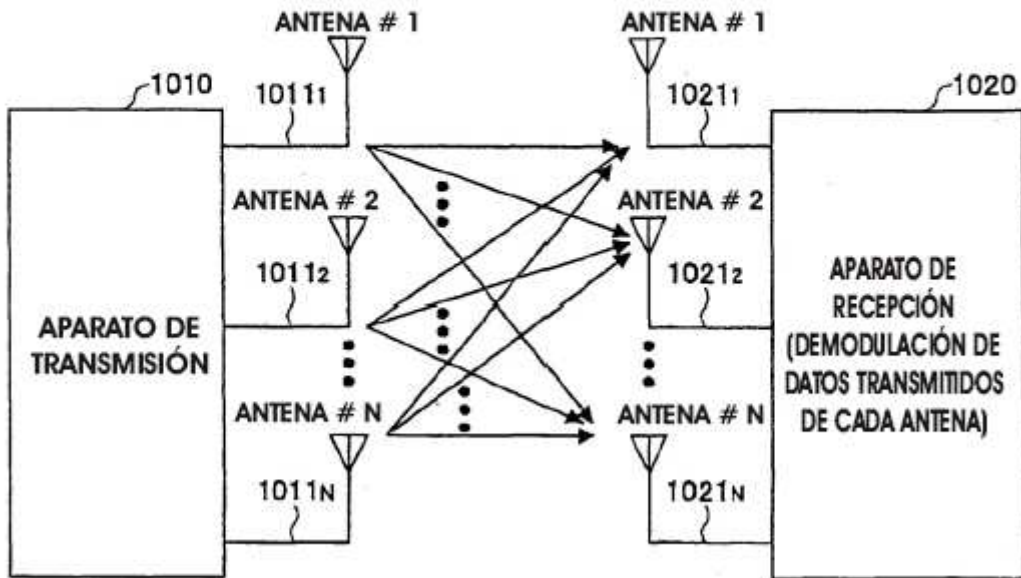


FIG. 15.

FIG. 15

