

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 558 580**

51 Int. Cl.:

H04B 7/02 (2006.01)

H04J 11/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **17.08.2010 E 13170157 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **28.10.2015 EP 2634929**

54 Título: **Constelaciones multi-dimensionales rotadas para diversidad mejorada en canales de desvanecimiento**

30 Prioridad:

21.08.2009 EP 09168370

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

05.02.2016

73 Titular/es:

**PANASONIC INTELLECTUAL PROPERTY
MANAGEMENT CO., LTD. (100.0%)
7 OBP Panasonic Tower, 1-61, Shiromi 2-chome
Chuo-ku, Osaka-shi, Osaka 540-6207, JP**

72 Inventor/es:

**PETROV, MIHAIL y
KIMURA, TOMOHIRO**

74 Agente/Representante:

VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro

ES 2 558 580 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

Constelaciones multi-dimensionales rotadas para diversidad mejorada en canales de desvanecimiento

5 Campo técnico

La presente invención se refiere a la comunicación de datos digital, en particular a métodos para generar constelaciones multi-dimensionales para modulación de datos digital, métodos para modular y transmitir datos basándose en constelaciones multi-dimensionales y a un aparato correspondiente.

10 Antecedentes de la técnica

El desvanecimiento es uno de los principales problemas en los sistemas de comunicación. Representa fluctuaciones aleatorias en la amplitud de la señal recibida debido a la propagación multi-trayectoria. Si el ensanchamiento de retardo del canal es mayor que el periodo de símbolo de la señal, el desvanecimiento es también selectivo en frecuencia. La amplitud del desvanecimiento se aproxima normalmente mediante una distribución de Rayleigh. Tal desvanecimiento se denomina como desvanecimiento de Rayleigh.

En sistemas de comunicación digital, la información se codifica como una secuencia de símbolos que pertenecen a un alfabeto discreto, denominado como una constelación. Una constelación de este tipo tiene N dimensiones y codifica B bits de información por dimensión. El número de posibles valores, también denominados como puntos de constelación, es por lo tanto 2^{NB} . El número de bits por dimensión B determina directamente la eficacia espectral de la transmisión, dada en bits/Hz. El número de dimensiones N no tiene efecto en la eficacia espectral. Una constelación de ejemplo con $N = 2$ y $B = 1$ se ilustra en la Figura 1A.

Tradicionalmente, por ejemplo en una constelación de modulación por amplitud en cuadratura (QAM) mostrada en la Figura 1A, cada bit transmitido afecta únicamente a una dimensión. Haciendo referencia a la Figura 1A, "b₁" de cada punto de constelación "b₁b₂" (= "00", "01", "10" y "11") afecta únicamente a la dimensión representada mediante el eje horizontal, mientras que "b₂" de cada punto de constelación "b₁b₂" afecta únicamente a la dimensión representada mediante el eje vertical. Si la dimensión afectada mediante los bits transmitidos experimenta un desvanecimiento profundo, todos los bits que modulan esta dimensión serán extremadamente no fiables, que aumenta la probabilidad de error. Este efecto se ilustra mediante los errores en la Figura 1A. Por ejemplo, si el canal representado mediante el eje vertical se desvanece, los puntos de constelación "00", "01", "10" y "11" se acercarán al eje horizontal (a lo largo de las flechas continuas de la Figura 1A). Como resultado, los puntos de constelación "00" y "01", así como los puntos de constelación "10" y "11", serán imperceptibles.

Si la constelación se modifica de manera que cada bit afecte a todas las dimensiones, la resistencia a desvanecimiento se aumenta. Un desvanecimiento profundo en una de las dimensiones afectará a todos los bits de la constelación; sin embargo, este efecto no sería tan perjudicial como en el caso convencional, de modo que por término medio, la probabilidad de error se reduce. Esto se denomina en la bibliografía como diversidad de modulación.

Constelaciones rotadas

Una manera para conseguir diversidad de modulación es rotar una constelación (híper-cúbica) para ensanchar el efecto de un desvanecimiento de canal a través de todas sus dimensiones. Esto se ilustra en la Figura 1B para el caso donde $N = 2$ y $B = 1$. Por ejemplo, como se muestra en la Figura 1B, si el canal representado mediante el eje vertical se desvanece, los puntos de constelación "00", "01", "10" y "11" se acercarán al eje horizontal (a lo largo de las flechas continuas de la Figura 1B). Sin embargo, estos puntos de constelación serán aún perceptibles aún en la dimensión representada mediante el eje horizontal. Como tal, los puntos de constelación "00", "01", "10" y "11" permanecen perceptibles incluso después de un desvanecimiento profundo del canal representado mediante el eje vertical.

Puede conseguirse una rotación multi-dimensional multiplicando el vector de señal de N elementos por una matriz cuadrada de $N \times N$. La condición necesaria y suficiente para que una matriz cuadrada sea una matriz de rotación (o una matriz de reflexión) es para que sea ortogonal, es decir, para satisfacer la ecuación del siguiente Cálculo 1.

[Cálculo 1]

60
$$\mathbf{R}\mathbf{R}^T = \mathbf{I}$$

Obsérvese que en el Cálculo 1 anterior, la matriz **R** es una matriz cuadrada, la matriz **R^T**

es una matriz transpuesta de la matriz

R

, y la matriz

I

5 es una matriz unitaria.

Esto significa que con respecto al Cálculo 1 anterior, los vectores de fila/columna deben ser vectores unitarios ortogonales, es decir, satisfacer la ecuación del siguiente Cálculo 2.

10 [Cálculo 2]

$$\sum_{i=1}^n r_{i,j} r_{i,k} = \delta_{j,k}$$

Obsérvese que en el Cálculo 2,

$$\delta_{j,k} = 1$$

15 si

$$j = k$$

, y

$$\delta_{j,k} = 0$$

20 si

$$j \neq k$$

Esto conserva la distancia euclídea entre dos puntos cualquiera de la constelación, y asegura que el rendimiento en los canales con ruido gaussiano blanco aditivo (canales de AWGN) no se vea afectado.

25 Evidentemente, no todas las rotaciones producen el efecto de diversidad de modulación mejorada. A partir de la Bibliografía Distinta de Patente 1, se conoce que el ángulo de rotación óptimo

θ

30 para 16-QAM satisface la ecuación mostrada en el siguiente Cálculo 3. La matriz de rotación en 2-D (bidimensional) correspondiente

R

satisface la ecuación mostrada en el siguiente Cálculo 4.

[Cálculo 3]

$$\theta = \pi / 8$$

35

[Cálculo 4]

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix}$$

40 Hallar la rotación óptima para las constelaciones de más de dos dimensiones es más complicado, puesto que no hay parámetro de optimización único tal como el que pertenece al ángulo de rotación en una constelación en 2-D. En el caso de una constelación en 4-D (de cuatro dimensiones), por ejemplo, hay seis ángulos de rotación independientes, cada uno con su propia matriz de rotación parcial. Los ángulos de rotación parciales se denominan también ángulos de Givens en la Bibliografía Distinta de Patente 2. La matriz de rotación en 4-D final se obtiene multiplicando las seis matrices de rotación de Givens, en concreto las seis matrices mostradas en el siguiente Cálculo 5.

45

[Cálculo 5]

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_4^{1,2} &= \begin{pmatrix} +\cos\theta_{1,2} & -\text{sen}\theta_{1,2} & 0 & 0 \\ +\text{sen}\theta_{1,2} & +\cos\theta_{1,2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, & \mathbf{R}_4^{1,3} &= \begin{pmatrix} +\cos\theta_{1,3} & 0 & -\text{sen}\theta_{1,3} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ +\text{sen}\theta_{1,3} & 0 & +\cos\theta_{1,3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \\
 \mathbf{R}_4^{1,4} &= \begin{pmatrix} +\cos\theta_{1,4} & 0 & 0 & -\text{sen}\theta_{1,4} \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ +\text{sen}\theta_{1,4} & 0 & 0 & +\cos\theta_{1,4} \end{pmatrix}, & \mathbf{R}_4^{2,3} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & +\cos\theta_{2,3} & -\text{sen}\theta_{2,3} & 0 \\ 0 & +\text{sen}\theta_{2,3} & +\cos\theta_{2,3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \\
 \mathbf{R}_4^{2,4} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & +\cos\theta_{2,4} & 0 & -\text{sen}\theta_{2,4} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & +\text{sen}\theta_{2,4} & 0 & +\cos\theta_{2,4} \end{pmatrix}, & \mathbf{R}_4^{3,4} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & +\cos\theta_{3,4} & -\text{sen}\theta_{3,4} \\ 0 & 0 & +\text{sen}\theta_{3,4} & +\cos\theta_{3,4} \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

5 A partir de la Bibliografía Distinta de Patente 2, se conoce que la optimización puede llevarse a cabo a través del vector que tiene los seis elementos mostrados en el siguiente Cálculo 6.

[Cálculo 6]

10
$$\boldsymbol{\theta} = (\theta_{1,2}, \theta_{1,3}, \theta_{1,4}, \theta_{2,3}, \theta_{2,4}, \theta_{3,4})$$

De acuerdo con la Bibliografía Distinta de Patente 2, los ángulos de rotación óptimos resultantes para una constelación en 4-D con dos bits por dimensión tienen los valores mostrados en el siguiente Cálculo 7.

15 [Cálculo 7]

$$\begin{cases} \theta_{1,2} = 39^\circ \\ \theta_{1,3} = 25^\circ \\ \theta_{1,4} = 43^\circ \\ \theta_{2,3} = 53^\circ \\ \theta_{2,4} = 41^\circ \\ \theta_{3,4} = 23^\circ \end{cases}$$

20 La desventaja de este método es el número de parámetros, específicamente para un gran número de dimensiones. Para N dimensiones, el número de ángulos de rotación parciales es igual al número de posibles combinaciones de dos a partir de un conjunto de N, es decir, el valor dado mediante el siguiente Cálculo 8.

[Cálculo 8]

25
$$\binom{N}{2} = \frac{N!}{2!(N-2)!} = \frac{N(N-1)}{2}$$

Por lo tanto, el número de ángulos de rotación aumenta con el cuadrado del número de dimensiones, por lo que el problema de optimización se hace muy difícil cuando el número de dimensiones es grande.

30 La Bibliografía Distinta de Patente 3 desvela dos enfoques diferentes, que se basan en el uso de la teoría de números algebraicos, que tiene la ventaja de un número reducido de parámetros.

5 El primer enfoque permite la construcción de matrices de rotación aplicando el “embebido canónico” a un campo de número algebraico. Se proponen dos métodos. El primer método produce mallas con diversidad $L = N/2$ para el número de dimensiones $N = 2^{e_2}3^{e_3}$, con $e_2, e_3 = 0, 1, 2, \dots$. Diversidad significa el mínimo número de diferentes valores en los componentes de dos puntos distintos cualquiera de la constelación. El segundo método produce mallas con diversidad $L = N$. Los posibles valores de N son muy limitados, tales como 3, 5, 9, 11, y 15.

Una variante de este método para generar constelaciones rotadas N-dimensionales se conoce también a partir de la Bibliografía Distinta de Patente 3. La matriz de rotación

R

10 se expresa mediante el siguiente Cálculo 9.

[Cálculo 9]

$$\mathbf{R} = \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{2\pi}{8n} [4 \times [1, 2, \dots, N] - 1]^T [2 \times [1, 2, \dots, N] - 1]\right)$$

15 Obsérvese que la letra superíndice “^T” indica la transpuesta de una matriz.

Para $N = 4$, el valor de la matriz de rotación

R

se proporciona mediante el siguiente Cálculo 10.

20

[Cálculo 10]

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} +0,5879 & -0,1379 & -0,6935 & -0,3928 \\ +0,1379 & -0,3928 & +0,5879 & -0,6935 \\ -0,3928 & +0,6935 & -0,1379 & -0,5879 \\ -0,6935 & -0,5879 & -0,3928 & -0,1379 \end{pmatrix}$$

25 Aunque la matriz de rotación resultante es una matriz de rotación que es ortogonal para cualquier N , la diversidad de modulación completa se consigue únicamente cuando N es una potencia de dos.

30 Cada uno de estos dos métodos puede garantizar un cierto grado de diversidad. Sin embargo, la matriz de rotación resultante es fija, no teniendo parámetro que permita la optimización para diferentes tamaños de constelación. Por lo tanto, una desventaja grave de estos métodos es que el efecto de diversidad de modulación no puede maximizarse de acuerdo con diferentes tamaños de constelación.

El segundo enfoque construye en primer lugar matrices de rotación con dos y tres dimensiones, que pueden usarse como matrices de base para construir matrices con más dimensiones usando una expansión apilada similar a Hadamard mostrada en el siguiente Cálculo 11.

35

[Cálculo 11]

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} +\mathbf{R}_1 & -\mathbf{R}_2 \\ +\mathbf{R}_2 & +\mathbf{R}_1 \end{pmatrix}$$

40 Las matrices de rotación en 2-D y en 3-D (tridimensionales) de base tienen un único parámetro independiente que se elige de modo que se maximiza la distancia de producto de la constelación. Se construye una matriz de rotación en 4-D a partir de dos matrices de rotación en 2-D de acuerdo con el Cálculo 11 anterior. Debido a la dimensión pequeña relativa, es posible hallar una relación algebraica entre parámetros de las dos matrices de rotación en 2-D, de modo que se maximiza la distancia de producto. Para dimensiones mayores, una optimización de este tipo se hace intratable, que es la principal desventaja del segundo enfoque.

45

Mapear componentes de constelación para asegurar desvanecimiento independiente

Otro aspecto se refiere a la separación y mapeo de las N dimensiones de la constelación rotada de modo que experimenten desvanecimiento independiente. Esto es un aspecto clave necesario para conseguir el rendimiento de diversidad esperado.

50

Los N componentes de constelación, que se obtienen separando la constelación rotada N-dimensional en una base por dimensión, pueden transmitirse a través de diferentes intervalos de tiempo, frecuencias, antenas de transmisor o combinaciones de los mismos. Es posible procesamiento de señal adicional antes de la transmisión. El aspecto crítico es que el desvanecimiento experimentado por cada una de las N dimensiones debe ser diferente de, o idealmente no correlacionados con, el desvanecimiento experimentado por cualquier otra de las N dimensiones.

El ensanchamiento de las N dimensiones a través de diferentes intervalos de tiempo, frecuencias y antenas puede conseguirse por ejemplo a través de intercalación y mapeo apropiados.

10 Mapear componentes de constelación a celdas complejas transmitidas

Otro aspecto se refiere al mapeo de las N dimensiones reales de la constelación rotada a símbolos complejos para transmisión. Para asegurar la diversidad deseada, las N dimensiones deben mapearse a diferentes símbolos complejos. Los símbolos complejos se ensanchan a continuación como se ha descrito anteriormente, por ejemplo a través de intercalación y mapeo, de modo que en la recepción, el desvanecimiento experimentado por cada una de las N dimensiones no está correlacionado con el desvanecimiento de cualquier otra de las N dimensiones.

La Figura 2 es un diagrama de bloques de un aparato de transmisión.

20 El aparato de transmisión está compuesto de un codificador de FEC 210, un intercalador de bits 220, un mapeador de constelación rotada 230, un mapeador de símbolos complejos 240, un intercalador/mapeador de símbolos 250, cadenas de modulación 260-1 a 260-M, y antenas de transmisor 270-1 a 270-M.

25 El codificador de FEC 210 realiza corrección de errores en recepción (FEC) que codifica en la entrada al mismo. Obsérvese que los mejores códigos de FEC conocidos hasta ahora, que son también los más usados en las nuevas normas, son los turbo códigos y los códigos de comprobación de paridad de baja densidad (LDPC).

30 El intercalador de bits 220 realiza intercalación de bits en la entrada desde el codificador de FEC 210. En este punto, la intercalación de bits puede ser intercalación de bloques o intercalación convolucional.

El mapeador de constelación rotada 230 mapea la entrada desde el intercalador de bits 220 a la constelación rotada.

35 En general, la entrada al mapeador de constelación rotada 230 es la salida del codificador de FEC 210 mediante el intercalador de bits 220 que realiza intercalación de bits opcional. La intercalación de bits normalmente se requiere cuando hay más de un bit por dimensión ($B > 1$). La codificación de FEC realizada mediante el codificador de FEC 210 introduce bits redundantes de una manera controlada, de modo que los errores de propagación pueden corregirse en el aparato de recepción. Aunque la eficacia espectral global disminuye, la transmisión se hace en general más robusta, es decir, la tasa de errores de bits (BER) cae mucho más rápido con la relación de señal a ruido (SNR).

40 Obsérvese que con respecto al mapeo original de los bits de información en las constelaciones híper-cúbicas no rotadas, cada dimensión se modula por separado en B bits, usando mapeo binario o de Gray, por lo que el número de valores discretos es 2^B y el número de puntos de constelación es $2^{B \cdot N}$.

45 El mapeador de símbolos complejos 240 mapea cada uno de los N componentes de constelación, que representan símbolos de constelación rotada N-dimensionales introducidos desde el mapeador de constelación rotada 230, a uno diferente de los símbolos complejos.

50 Hay múltiples posibilidades para el mapeo realizado mediante el mapeador de símbolos complejos 240, es decir, el mapeo de cada uno de los N componentes de constelación, que representan símbolos de constelación rotada N-dimensionales, a uno diferente de los símbolos complejos. Algunas de tales posibilidades se ilustran en la Figura 3. La función esencial del mapeador de símbolos complejos 240 es mapear cada uno de los N componentes de constelación de un símbolo de constelación rotada a uno diferente de símbolos complejos.

55 A modo de ejemplo, la Figura 3 muestra el caso de cuatro dimensiones. Haciendo referencia a la Figura 3, los recuadros que muestran el mismo número (por ejemplo, "1") representan un grupo de símbolos de constelación rotada en 4-D. El número mostrado mediante cada recuadro indica el número de grupo del grupo correspondiente. También, cada recuadro indica un componente de constelación de una dimensión.

60 Mostrado a continuación "símbolos de constelación" en la Figura 3 hay un estado donde se alinean seis grupos de símbolos de constelación rotada en 4-D. Mostrado a continuación "símbolos complejos" en la Figura 3 hay doce símbolos complejos, que se obtienen re disponiendo los seis grupos de símbolos de constelación rotada en 4-D mostrados a continuación "símbolos de constelación" en la Figura 3. Obsérvese que la Figura 3 muestra tres formas de "símbolos complejos" como ejemplos. En el momento de transmisión real, un par de dos componentes de constelación que están alineados verticalmente a continuación "símbolos complejos" (el resultado de la redistribución) se modula y transmite como un símbolo complejo.

El intercalador/mapeador de símbolos 250 realiza intercalación de símbolos en la entrada de símbolos complejos desde el mapeador de símbolos complejos 240, y posteriormente mapea los símbolos complejos a diferentes intervalos de tiempo, frecuencias, antenas de transmisor o combinaciones de los mismos. En este punto, la intercalación de símbolos puede ser intercalación de bloques o intercalación convolutiva.

5 Las cadenas de modulación 260-1 a 260-M se proporcionan en una correspondencia uno a uno con las antenas de transmisor 270-1 a 270-M. Cada una de las cadenas de modulación 260-1 a 260-M inserta pilotos para estimar los coeficientes de desvanecimiento en la entrada correspondiente desde el intercalador/mapeador de símbolos 250, y realiza también diverso procesamiento, tal como conversión en el dominio de tiempo, conversión de digital a analógico (D/A), filtrado de transmisión y modulación ortogonal, en la entrada correspondiente. A continuación, cada una de las cadenas de modulación 260-1 a 260-M transmite la señal de transmisión mediante una correspondiente de las antenas de transmisor 270-1 a 270-M.

Lado de receptor

15 En el lado de receptor, deben realizarse las etapas inversas exactas de las etapas realizadas mediante el aparato de transmisión. La Figura 4 muestra un diagrama de bloques de un aparato de recepción que corresponde al aparato de transmisión cuyo diagrama de bloques se muestra en la Figura 2.

20 El aparato de recepción está compuesto de antenas de receptor 410-1 a 410-M, cadenas de demodulación 420-1 a 420-M, un desmapeador/desintercalador de símbolos 430, un desmapeador de símbolos complejos 440, un desmapeador de constelación rotada 450, un desintercalador de bits 460, y un decodificador de FEC 470.

25 Las cadenas de demodulación 420-1 a 420-M se proporcionan en una correspondencia uno a uno con las antenas de receptor 410-1 a 410-M. Cada una de las cadenas de demodulación 420-1 a 420-M realiza procesamiento tal como conversión de A/D, filtrado de recepción y demodulación ortogonal en la señal transmitida mediante el aparato de transmisión de la Figura 2 y se recibe mediante una correspondiente de las antenas de receptor 410-1 a 410-M. A continuación, las cadenas de demodulación 420-1 a 420-M estiman (i) los valores de amplitud (coeficientes de desvanecimiento) de las características de canal usando los pilotos y (ii) variación de ruido, y emiten los valores de amplitud estimados y variación de ruido junto con la señal recibida corregida en fase.

35 El desmapeador/desintercalador de símbolos 430 realiza el procesamiento inverso del procesamiento realizado mediante el intercalador/mapeador de símbolos 230 en el aparato de transmisión en las entradas desde las cadenas de demodulación 420-1 a 420-M.

40 El desmapeador de símbolos complejos 440 realiza el procesamiento inverso del procesamiento realizado mediante el mapeador de símbolos complejos 240 en el aparato de transmisión en la entrada desde el desmapeador/desintercalador de símbolos 430. A través de este procesamiento, pueden obtenerse símbolos de constelación rotada N-dimensionales.

El desmapeador de constelación rotada 450 realiza procesamiento de desmapeo en los símbolos de constelación rotada N-dimensionales, y emite un resultado de decisión de cada bit incluido en la constelación rotada N-dimensional.

45 El desintercalador de bits 460 realiza el procesamiento inverso del procesamiento realizado mediante el intercalador de bits 220 en el aparato de transmisión en la entrada desde el desmapeador de constelación rotada 450.

El decodificador de FEC 470 realiza decodificación de FEC en la entrada desde el desintercalador de bits 470.

50 A continuación, se proporcionan explicaciones adicionales del desmapeador de constelación rotada 450.

El desmapeador de constelación rotada 450 puede realizar el procesamiento para desmapear símbolos de constelación rotada N-dimensionales de las siguientes dos maneras (i) y (ii).

- 55 (i) En primer lugar des-rotar la constelación, a continuación extraer los bits para cada dimensión por separado.
- (ii) Decodificar los bits de todas las dimensiones en una etapa.

60 Aunque la primera solución (la anterior (i)) es la más sencilla, su rendimiento es subóptimo e incluso pero para constelaciones rotadas que para constelaciones no rotadas. Debido a su simplicidad, esta solución puede usarse en algunos aparatos de recepción de bajo coste.

Aunque la segunda solución (la anterior (ii)) es más compleja, ofrece mucho mejor rendimiento en términos de BER a una SNR dada. A continuación, se describirá la segunda solución en mayor detalle.

65 Como con el aparato de transmisión, una realización preferida del aparato de recepción incluye el decodificador de FEC 470 después del desmapeador de constelación rotada 450, con el desintercalador de bits 460 opcional en el

medio, como se muestra en la Figura 4. Más exactamente, el desmapeador de constelación rotada 450, que realiza el desmapeo de constelación rotada, recibe vectores de símbolos N-dimensionales (y_1, \dots, y_N) y los vectores de coeficiente de desvanecimiento estimados (h_1, \dots, h_N), y extrae datos de $N \cdot B$ bits ($b_1, \dots, b_{N \cdot B}$) desde cada símbolo, como se muestra en la Figura 5.

5 Cuando se usa la decodificación de FEC, el procesamiento para desmapear los símbolos de constelación rotada N-dimensionales ya no puede realizarse por medio de una decisión definitiva, puesto que el rendimiento de la corrección de errores sería subóptimo. En su lugar, deben usarse "bits flexibles", en forma de probabilidades o en forma de relaciones de probabilidad logarítmica (LLR). Se prefiere la representación de LLR puesto que las multiplicaciones de probabilidad pueden expresarse convenientemente como sumas. Por definición, la LLR de un bit b_k se muestra en el siguiente Cálculo 12.

[Cálculo 12]

$$L(b_k | \mathbf{y}) \triangleq \ln \frac{P(b_k = 1 | \mathbf{y})}{P(b_k = 0 | \mathbf{y})}$$

Obsérvese que en el Cálculo 12,

$$P(b_k = 0 | \mathbf{y})$$

20 y

$$P(b_k = 1 | \mathbf{y})$$

son las probabilidades a priori que $b_k = 0$ y $b_k = 1$ se transmitieron cuando se recibió el vector de símbolo \mathbf{y} . De acuerdo con la teoría conocida, la LLR de un bit b_k de una constelación tiene la expresión exacta mostrada en el siguiente Cálculo 13.

[Cálculo 13]

$$L(b_k) = \ln \frac{\sum_{\mathbf{s} \in \mathcal{S}_k^1} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2}{2\sigma^2}\right)}{\sum_{\mathbf{s} \in \mathcal{S}_k^0} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2}{2\sigma^2}\right)}$$

30 Obsérvese que en el Cálculo 13, k es el índice de bits,

\mathbf{y}
es el vector de símbolo recibido,

\mathbf{H}
es la matriz diagonal que tiene los coeficientes de desvanecimiento asociados (estimados) como elementos en la diagonal principal,

35 \mathbf{S}
es un vector de punto de constelación,

$\|\cdot\|^2$
es la norma al cuadrado, y

40 σ^2
es la variación de ruido.

Para una constelación N-dimensional, la norma al cuadrado representa la distancia euclídea cuadrada desde el vector de símbolo recibido

45 \mathbf{y}
al vector de símbolo de constelación desvanecido

$\mathbf{H}\mathbf{s}$
en el espacio N-dimensional. La norma al cuadrado puede expresarse mediante el siguiente Cálculo 14.

[Cálculo 14]

$$\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 = \sum_{n=1}^N |y_n - h_n s_n|^2$$

5 Cada bit b_k divide la constelación en dos particiones de igual tamaño, S_k^0 y S_k^1 , que corresponden a aquellos puntos para los que b_k es 0 y 1, respectivamente. Se muestran ejemplos en las Figuras 6A y 6B para una constelación 16-QAM clásica con codificación de Gray. La Figura 6A muestra la codificación de constelación y la Figura 6B muestra las dos particiones para cada bit b_k .

10 La expresión exacta para la LLR (el Cálculo 13 anterior) es difícil de calcular debido a los exponenciales, divisiones y al logaritmo. En la práctica, se realiza la aproximación mostrada en el siguiente Cálculo 15, denominada máx-log, que introduce errores despreciables.

[Cálculo 15]

$$\ln(e^{a_1} + e^{a_2}) \approx \max(a_1, a_2) \rightarrow \ln(e^{-a_1} + e^{-a_2}) \approx \min(a_1, a_2)$$

15 Usando el Cálculo 15 anterior, el Cálculo 13 anterior conduce a una expresión mucho más sencilla para la LLR, que se muestra en el siguiente Cálculo 16.

[Cálculo 16]

$$L(b_k) \approx \frac{1}{2\sigma^2} \min_{\mathbf{s} \in S_k^0} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 - \frac{1}{2\sigma^2} \min_{\mathbf{s} \in S_k^1} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2$$

20 Para cada vector de símbolo recibido \mathbf{y} , deben calcularse las distancias a todos los $2^{B \cdot N}$ puntos de constelación, y se determina la mínima correspondiente para cada partición.

30 La Figura 7 muestra una implementación de hardware preferida de un desmapeador de LLR (un ejemplo del desmapeador de constelación rotada 450 mostrado en la Figura 4) para una constelación rotada 16-QAM ($N = 2$, $B = 2$).

El desmapeador LLR está compuesto de un contador 710, un mapeador de constelación rotada 720, un calculador de distancia euclídea cuadrada 730, minimizadores 740-1 a 740-4, y sumadores 750-1 a 750-4.

35 Para cada vector de símbolo recibido \mathbf{y} , el contador 710 genera repetitivamente todos los $2^4 = 16$ puntos de constelación, y emite cuatro bits b_1 , b_2 , b_3 y b_4 que indican los puntos de constelación al mapeador de constelación rotada 720.

40 El mapeador de constelación rotada 720 selecciona el punto de constelación rotada en 2-D desde una tabla de consulta usando los valores de contador proporcionados mediante el contador 710 como unos índices, y emite dos componentes de constelación s_1 y s_2 obtenidos a través de esta selección al calculador de distancia euclídea cuadrada 730.

45 El calculador de distancia euclídea cuadrada 730 calcula las distancias euclídeas cuadradas (véase la Figura 8).

Para cada bit, los minimizadores 740-1 a 740-4 mantienen las mínimas distancias euclídeas cuadradas correspondientes para las dos particiones (véase la Figura 9). Las dos particiones de constelación para cada bit se indican de manera sencilla mediante el bit correspondiente del contador 710.

50 Cada uno de los sumadores 750-1 a 750-4 resta la salida de min1 (que corresponde al bit 1) desde la salida de min0 (que corresponde al bit 0), proporcionándose min1 y min0 en cada uno de los minimizadores 740-1 a 740-4. Posteriormente, los sumadores 750-1 a 750-4 emiten los resultados de la resta como $L(b_1)$ a $L(b_4)$, respectivamente.

55 La Figura 8 es un diagrama de circuito de un calculador de distancia euclídea cuadrada que calcula una distancia euclídea cuadrada N-dimensional. Obsérvese que la estructura de circuito del calculador de distancia euclídea cuadrada 730 se ha modificado a partir de la mostrada en la Figura 8 para que satisfaga $N = 2$.

ES 2 558 580 T3

El calculador de distancia euclídea cuadrada está compuesto de los multiplicadores 810-1 a 810-N, sumadores 820-1 a 820-N, multiplicadores 830-1 a 830-N, un sumador 840, y un multiplicador 850.

5 Los multiplicadores 810-1 a 810-N multiplican h_1 a h_N por s_1 a s_N , respectivamente. Los sumadores 820-1 a 820-N restan h_{1S_1} a h_{NS_N} desde y_1 a y_N , respectivamente. Los multiplicadores 830-1 a 830-N multiplican $(y_1 - h_{1S_1})$ a $(y_N - h_{NS_N})$ por $(y_1 - h_{1S_1})$ a $(y_N - h_{NS_N})$, respectivamente.

10 El sumador 840 suma juntas las salidas de los multiplicadores 830-1 a 830-N. El multiplicador 850 multiplica la salida del sumador 840 por $1/(2\sigma^2)$.
La salida del multiplicador 850 es la distancia euclídea cuadrada N-dimensional.

15 La Figura 9 es un diagrama de circuito de los minimizadores 740-1 a 740-4 que cada uno calcula las mínimas distancias euclídeas cuadradas para cada bit. La entrada del subconjunto de 1 bit (o partición) indica la posición actual.

Cada uno de los minimizadores 740-1 a 740-4 está compuesto de un comparador 910, un selector 920, un inversor 930, biestables D 940-0 y 940-1, y un selector 950.

20 Lo siguiente describe las operaciones a realizarse en la situación de la Figura 9 cuando el valor de subconjunto (el valor introducido desde el contador 710) es "0".

25 De entre la salida del biestable D 940-0 y la salida del biestable D 940-1, el selector 950 selecciona y emite el primero.

30 El comparador 910 compara d_{in} (A), que indica la distancia euclídea cuadrada calculada mediante el calculador de distancia euclídea cuadrada 730, con la salida (B) del selector 950. En un caso donde B sea más pequeño que A, el comparador 910 emite "0". En este caso, de entre d_{in} y la salida del selector 950, el selector 920 selecciona y emite lo último basándose en "0" recibido desde el comparador 910. Por otro lado, en un caso donde A sea más pequeño que B, el comparador 910 emite "1". En este caso, de entre d_{in} y la salida del selector 950, el selector 920 selecciona y emite el primero basándose en "1" recibido desde el comparador 910. Obsérvese que en un caso donde A sea igual a B, se obtendrá el mismo resultado si el selector 920 selecciona d_{in} o la salida del selector 950. Por consiguiente, en este caso, el comparador 910 puede emitir uno cualquiera de "0" y "1".

35 El inversor 930 invierte el valor de subconjunto "0". Por lo tanto, se introduce "1" al terminal activo del biestable D 940-0. Ya que el biestable D 940-0 está activado, cierra la salida del selector 920. Mientras, se introduce "0" al terminal activo del biestable D 940-1. Ya que el biestable D 940-1 está desactivado, no cierra la salida del selector 920.

40 Lo siguiente describe las operaciones a realizarse en la situación de la Figura 9 cuando el valor de subconjunto es "1".

De entre la salida del biestable D 940-0 y la salida del biestable D 940-1, el selector 950 selecciona y emite la última.

45 El comparador 910 compara d_{in} (A) con la salida (B) desde el selector 950. En un caso donde B sea más pequeño que A, el comparador 910 emite "0". En este caso, de entre d_{in} y la salida del selector 950, el selector 920 selecciona y emite el último basándose en "0" recibido desde el comparador 910. Por otro lado, en un caso donde A sea más pequeño que B, el comparador 910 emite "1". En este caso, de entre d_{in} y la salida del selector 950, el selector 920 selecciona y emite el primero basándose en "1" recibido desde el comparador 910. Obsérvese que en un caso donde A sea igual a B, se obtendrá el mismo resultado si el selector 920 selecciona d_{in} o la salida del selector 950. Por consiguiente, en este caso, el comparador 910 puede emitir uno cualquiera de "0" y "1".

50 Se introduce "1" al terminal activo del biestable D 940-1. Ya que el biestable D 940-1 está activo, cierra la salida del selector 920. Mientras tanto, el inversor 930 invierte el valor de subconjunto "1". Por lo tanto, se introduce "0" al terminal activo del biestable D 940-0. Ya que el biestable D 940-0 está desactivado, no cierra la salida del selector 920.

60 Puede conseguirse una mejora significativa en rendimiento del aparato de recepción usando decodificación iterativa. Como se muestra en la Figura 10, el aparato de recepción configurado para utilizar tal decodificación iterativa está compuesto de un desmapeador de constelación rotada 1010, un desintercalador de bits 1020, un decodificador de FEC 1030, un sumador 1040, y un intercalador de bits 1050. En este punto, el desmapeador de constelación rotada 1010 y el decodificador de FEC 1030 están conectados en un bucle.

65 El desmapeador de constelación rotada 1010 realiza procesamiento de desmapeo en símbolos de constelación rotada N-dimensionales, y emite L (véase la Figura 11). El desintercalador de bits 1020 realiza el procesamiento inverso del procesamiento realizado mediante el intercalador de bits 220 en el aparato de transmisión en la entrada

desde el desmapeador de constelación rotada 1010. El decodificador de FEC 1030 realiza decodificación de FEC en la entrada desde el desintercalador de bits 1020.

5 El sumador 1040 resta la entrada desde el decodificador de FEC 1030 desde la salida del decodificador de FEC 1030. El intercalador de bits 1050 realiza el mismo procesamiento que el procesamiento realizado mediante el intercalador de bits 220 en el aparato de transmisión en la salida del sumador 1040, y a continuación emite L_E . L_E , también denominado como información extrínseca, se realimenta al desmapeador de constelación rotada 1010 para ayudar al procesamiento de desmapeo realizado mediante el desmapeador de constelación rotada 1010, es decir, el procesamiento para desmapear los símbolos de constelación rotada N-dimensionales. En este caso es esencial que la decodificación de FEC produzca bits flexibles, por ejemplo en forma de LLR.

Como se conoce en la bibliografía, la fórmula para calcular la LLR para el bit b_k se proporciona mediante el siguiente Cálculo 17.

15 [Cálculo 17]

$$L(b_k) \approx \min_{\mathbf{x} \in X_k^0} \left\{ \frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{x})\|^2 + \sum_{\substack{i=1 \\ x_i=1, i \neq j}}^K L_E(b_i) \right\} - \min_{\mathbf{x} \in X_k^1} \left\{ \frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{x})\|^2 + \sum_{\substack{i=1 \\ x_i=1, i \neq j}}^K L_E(b_i) \right\}$$

En el Cálculo 17,

20 **X** representa los $K = N \cdot B$ bits asociados con cada punto de constelación, y X_k^0 y X_k^1 representan las dos particiones de constelación asociadas con el bit k , representándose cada punto de constelación mediante los $N \cdot B$ bits en lugar de los N bits de las coordenadas enteras. Adicionalmente,

25 **S** se expresa como **S(X)**

y representa la función de mapeo de constelación.

Por ejemplo, X_3^0 y X_3^1 se muestran en el siguiente Cálculo 18.

30

[Cálculo 18]

X_3^0	X_3^1
0000	0100
0001	0101
0010	0110
0011	0111
1000	1100
1001	1101
1010	1110
1011	1111

35 La Figura 11 muestra un ejemplo de la estructura del desmapeador de constelación rotada 1010 para decodificación iterativa. Obsérvese que el desmapeador de constelación rotada 1010 para decodificación iterativa es similar a un desmapeador de constelación rotada para decodificación no iterativa. A continuación, los elementos que son los

mismos que aquellos anteriormente descritos se asignan los mismos números de referencia entre ellos, y se omite una descripción detallada de los mismos.

5 El desmapeador de constelación rotada 1010 está compuesto de un contador 710, un mapeador de constelación rotada 720, un calculador de distancia euclídea cuadrada 730, minimizadores 740-1 a 740-4, sumadores 750-1 a 750-4, operadores Y lógicos 1110-1 a 1110-4, un sumador 1120, sumadores 1130-1 a 1130-4, y sumadores 1140-1 a 1140-4. Los operadores Y lógicos 1110-1 a 1110-4 realizan operaciones Y lógicas en las salidas del intercalador de bits 1050, en concreto $L_E(b1)$ a $L_E(b4)$, y en las salidas del contador 710, en concreto b1 a b4. El sumador 1120 añade juntas las salidas de los operadores Y lógicos 1110-1 a 1110-4. Cada uno de los sumadores 1130-1 a 1130-4 resta, desde la salida del sumador 1120, la salida de uno correspondiente de los operadores Y lógicos 1110-1 a 1110-4. Cada uno de los sumadores 1140-1 a 1140-4 resta, desde la salida del calculador de distancia euclídea cuadrada 730, la salida de uno correspondiente de los sumadores 1130-1 a 1130-4. A continuación, cada uno de los sumadores 1140-1 a 1140-4 emite el valor obtenido a través de la resta a din de uno correspondiente de los minimizadores 740-1 a 740-4.

15 **Lista de citas**

Bibliografía no de patente

20 Bibliografía no de Patente 1: K. Boulle y J. C. Belfiore. "Modulation Scheme Designed for the Rayleigh Fading Channel." Presentado en CISS 1992.
 Bibliografía no de Patente 2: B. D. Jelicic y S. Roy. "Design of Trellis Coded QAM for Flat Fading y AWGN Channels." IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 44. Febrero de 1995.
 25 Bibliografía Distinta de Patente 3: J. Boutros y E. Viterbo. "Signal Space Diversity: A Power- and Bandwidth-Efficient Diversity Technique for the Rayleigh Fading Channel." IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 44. Julio de 1998.
 Bibliografía no de Patente 4: M. O. Damen, K. Abed-Meraim, y J.C. Belfiore. "Diagonal Algebraic Space-Time Block Codes." IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 48. Marzo de 2002.

30 **Sumario de la invención**

Problema técnico

35 Como se ha descrito anteriormente, aunque se han realizado una amplia variedad de propuestas con respecto a matrices de rotación para rotar una constelación, las propuestas que se han realizado hasta ahora no proporcionan ningún método eficaz para generar una constelación rotada multi-dimensional (una matriz de rotación multi-dimensional) para modulación digital con un alto grado de diversidad de modulación con respecto a diversos tamaños de constelación.

40 La Bibliografía Distinta de Patente 2 introduce un enfoque que hace uso de una rotación de Givens. El problema con este enfoque es que el número de parámetros para generar una constelación rotada multi-dimensional óptima aumenta en el orden del cuadrado del número de dimensiones en la constelación.

45 La Bibliografía Distinta de Patente 3 introduce dos enfoques. El primer enfoque hace uso de embebido canónico. De acuerdo con este enfoque, el método para generar una matriz de rotación multi-dimensional se determina únicamente basándose en el número de dimensiones, y no tiene un parámetro que posibilite la optimización para diferentes tamaños de constelación. Por lo tanto, el problema con este enfoque es que no permite maximizar el efecto de diversidad de modulación para diferentes tamaños de constelación.

50 El segundo enfoque introducido por la Bibliografía Distinta de Patente 3 genera una matriz de rotación multi-dimensional que tiene un mayor número de dimensiones usando expansión apilada donde se apilan matrices de rotación en 2-D y en 3-D. El problema con este enfoque es que las relaciones algebraicas entre las matrices de rotación algebraicas se hacen más complicadas a medida que el número de dimensiones aumenta, representando la optimización difícil.

55 Es el objeto de la presente invención proporcionar un método eficaz para generar una constelación rotada multi-dimensional (una matriz de rotación multi-dimensional) para transmisión digital con un alto grado de diversidad de modulación con respecto a diversos tamaños de constelación. Es también el objeto de la presente invención proporcionar un aparato de transmisión y un método de transmisión para transmitir datos basándose en la constelación rotada multi-dimensional obtenida usando el método anterior, y un aparato de recepción y un método de recepción para recibir datos basándose en la constelación rotada multi-dimensional obtenida usando el método anterior.

60 **Solución al problema**

65 Un aparato de transmisión de la presente invención transmite un bloque de datos a través de una pluralidad de

canales de transmisión. El aparato de transmisión comprende: un modulador que opera para seleccionar uno de una pluralidad de puntos de constelación de acuerdo con el bloque de datos a transmitir, teniendo cada uno de la pluralidad de puntos de constelación una pluralidad de componentes; y un transmisor que opera para transmitir cada componente del punto de constelación seleccionado a través de uno diferente de la pluralidad de canales de transmisión, en el que (i) la pluralidad de puntos de constelación están definidos mediante posiciones de los mismos en un espacio N-dimensional, obteniéndose las posiciones aplicando una transformación ortogonal a un subconjunto de \mathbb{Z}^N , que es una malla de enteros N-dimensional, (ii) N es un múltiplo de cuatro, y (iii) la transformación ortogonal tiene una representación matricial N-por-N con valores absolutos de todos los elementos en una diagonal principal iguales a un primer valor, y con valores absolutos de todos los elementos no en la diagonal principal iguales a un segundo valor distinto a cero.

Efectos ventajosos de la invención

El aparato de transmisión anterior permite generar de manera eficaz una constelación rotada multi-dimensional (una matriz de rotación multi-dimensional) para transmisión digital con un alto grado de diversidad de modulación con respecto a diversos tamaños de constelación. Debido a la constelación rotada multi-dimensional obtenida usando la matriz de rotación multi-dimensional generada, el aparato de transmisión anterior posibilita también transmisión de datos que produce el efecto de un alto grado de diversidad de modulación.

Breve descripción de los dibujos

[Figura 1A] La Figura 1A ilustra una constelación de ejemplo en 2D y el efecto de desvanecimiento.

[Figura 1B] La Figura 1B ilustra una constelación de ejemplo en 2D que se obtiene rotando la constelación de la Figura 1A y el efecto de desvanecimiento.

[Figura 2] La Figura 2 muestra un diagrama de bloques de un aparato de transmisión convencional.

[Figura 3] La Figura 3 es un dibujo esquemático que ilustra el mapeo de símbolos de constelación a símbolos complejos.

[Figura 4] La Figura 4 es un diagrama de bloques de un aparato de recepción convencional.

[Figura 5] La Figura 5 es una ilustración de las entradas a y las salidas de un desmapeador de constelación rotada.

[Figura 6A] La Figura 6A muestra un ejemplo de una constelación 16-QAM convencional con codificación de Gray.

[Figura 6B] La Figura 6B ilustra las dos particiones para cada bit de la constelación de la Figura 6A.

[Figura 7] La Figura 7 muestra una implementación de hardware de ejemplo de un desmapeador de LLR para una constelación rotada 16-QAM.

[Figura 8] La Figura 8 muestra una implementación de hardware de ejemplo para un calculador de distancia euclídea cuadrada que calcula la distancia euclídea cuadrada N-dimensional.

[Figura 9] La Figura 9 muestra una implementación de hardware de ejemplo para un minimizador que calcula las distancias euclídeas mínimas cuadradas.

[Figura 10] La Figura 10 muestra un diagrama de bloques de un circuito que realiza decodificación iterativa.

[Figura 11] La Figura 11 muestra una implementación de hardware de ejemplo del desmapeador de constelación rotada para decodificación iterativa.

[Figura 12] La Figura 12 muestra un diagrama de bloques de un aparato de transmisión de acuerdo con una realización de la presente invención.

[Figura 13] La Figura 13 muestra un diagrama de bloques de un aparato de recepción de acuerdo con una realización de la presente invención.

[Figura 14] La Figura 14 es un diagrama de bloques del desmapeador de constelación rotada mostrado en la Figura 13.

Descripción de las realizaciones

La presente invención proporciona un primer aparato de transmisión para transmitir un bloque de datos a través de una pluralidad de canales de transmisión, comprendiendo el primer aparato de transmisión: un modulador que opera para seleccionar uno de una pluralidad de puntos de constelación de acuerdo con el bloque de datos a transmitir, teniendo cada uno de la pluralidad de puntos de constelación una pluralidad de componentes; y un transmisor que opera para transmitir cada componente del punto de constelación seleccionado a través de uno diferente de la pluralidad de canales de transmisión, en el que (i) la pluralidad de puntos de constelación están definidos mediante posiciones de los mismos con un espacio N-dimensional, obteniéndose las posiciones aplicando una transformación

ortogonal a un subconjunto de \mathbb{Z}^N , que es una malla de enteros N-dimensional, (ii) N es un múltiplo de cuatro, y (iii) la transformación ortogonal tiene una representación matricial N-por-N con valores absolutos de todos los elementos en una diagonal principal iguales a un primer valor, y con valores absolutos de todos los elementos no en la diagonal principal iguales a un segundo valor distinto a cero.

La presente invención proporciona también un primer método de transmisión para transmitir un bloque de datos a través de una pluralidad de canales de transmisión, comprendiendo el primer método de transmisión las etapas de: seleccionar uno de una pluralidad de puntos de constelación de acuerdo con el bloque de datos a transmitir, teniendo cada uno de la pluralidad de puntos de constelación una pluralidad de componentes; y transmitir cada
 5 componente del punto de constelación seleccionado a través de uno diferente de la pluralidad de canales de transmisión, en el que (i) la pluralidad de puntos de constelación están definidos mediante posiciones de los mismos en un espacio N-dimensional, obteniéndose las posiciones aplicando una transformación ortogonal a un subconjunto de \mathbb{Z}^N , que es una malla de enteros N-dimensional, (ii) N es un múltiplo de cuatro, y (iii) la transformación
 10 ortogonal tiene una representación matricial N-por-N con valores absolutos de todos los elementos en una diagonal principal iguales a un primer valor, y con valores absolutos de todos los elementos no en la diagonal principal iguales a un segundo valor distinto a cero.

El aparato de transmisión y método de transmisión anteriores permiten generar de manera eficaz una constelación rotada multi-dimensional (una matriz de rotación multi-dimensional) para transmisión digital con un alto grado de diversidad de modulación con respecto a diversos tamaños de constelación. Debido a la constelación rotada multi-dimensional obtenida usando la matriz de rotación multi-dimensional generada, el aparato de transmisión y método de transmisión anteriores posibilitan también transmisión de datos que produce el efecto de un alto grado de diversidad de modulación.

La presente invención proporciona también un segundo aparato de transmisión y un segundo método de transmisión, que son el primer aparato de transmisión y el segundo aparato de transmisión, respectivamente, en el que en lugar de la representación matricial N-por-N, la transformación ortogonal tiene una representación matricial obtenida permutando filas y/o columnas en la representación matricial N-por-N.

La estructura anterior produce el mismo efecto que el efecto producido mediante la representación matricial N-por-N con valores absolutos de todos los elementos en la diagonal principal iguales a un primer valor, y con valores absolutos de todos los elementos no en la diagonal principal iguales a un segundo valor distinto a cero.

La presente invención proporciona también un tercer aparato de transmisión, que es el primer aparato de transmisión que comprende adicionalmente un mapeador que opera para mapear cada componente del punto de constelación seleccionado al uno correspondiente de la pluralidad de canales de transmisión a través de los que el componente se ha de transmitir, de manera que el desvanecimiento de cada uno de la pluralidad de canales de transmisión no está correlacionado con el desvanecimiento de cualquier otro de la pluralidad de canales de transmisión.

La presente invención proporciona también un tercer método de transmisión, que es el primer método de transmisión que comprende adicionalmente la etapa de mapear cada componente del punto de constelación seleccionado al uno correspondiente de la pluralidad de canales de transmisión a través de los que el componente se ha de transmitir, de manera que el desvanecimiento de cada uno de la pluralidad de canales de transmisión no está correlacionado con el desvanecimiento de cualquier otro de la pluralidad de canales de transmisión.

La estructura anterior puede optimizar el rendimiento de transmisión, incluso en presencia de desvanecimiento.

La presente invención proporciona también un cuarto aparato de transmisión, que es el primer aparato de transmisión en el que el transmisor está adaptado para transmitir cada componente del punto de constelación seleccionado a través de uno diferente de una pluralidad de intervalos de tiempo, frecuencias, antenas de transmisor, o combinaciones de los mismos.

La presente invención proporciona también un quinto aparato de transmisión y un cuarto método de transmisión, que son el primer aparato de transmisión y el primer método de transmisión, respectivamente, en el que la pluralidad de canales de transmisión comprende una pluralidad de diferentes portadoras en un esquema de multiplexación por división de frecuencia ortogonal.

La presente invención proporciona también un sexto aparato de transmisión y un quinto método de transmisión, que son el primer aparato de transmisión y el primer método de transmisión, respectivamente, en el que la pluralidad de canales de transmisión comprende una pluralidad de diferentes símbolos en un esquema de multiplexación por división de frecuencia ortogonal.

La presente invención proporciona también un primer aparato de recepción para recibir un bloque de datos a través de una pluralidad de canales de transmisión, comprendiendo el primer aparato de recepción: un receptor que opera para recibir una pluralidad de señales de componente a través de la pluralidad de canales de transmisión; y un demodulador que opera para seleccionar uno de una pluralidad de puntos de constelación de acuerdo con la pluralidad de señales de componente recibidas, en el que (i) la pluralidad de puntos de constelación están definidos mediante posiciones de los mismos en un espacio N-dimensional, obteniéndose las posiciones aplicando una

transformación ortogonal a un subconjunto de \mathbb{Z}^N , que es una malla de enteros N-dimensional, (ii) N es un múltiplo de cuatro, y (iii) la transformación ortogonal tiene una representación matricial N-por-N con valores absolutos de todos los elementos en una diagonal principal iguales a un primer valor, y con valores absolutos de todos los elementos no en la diagonal principal iguales a un segundo valor distinto a cero.

5 La presente invención proporciona también un primer método de recepción para recibir un bloque de datos a través de una pluralidad de canales de transmisión, comprendiendo el primer método de recepción las etapas de: recibir una pluralidad de señales de componente a través de la pluralidad de canales de transmisión; y seleccionar uno de una pluralidad de puntos de constelación de acuerdo con la pluralidad de señales de componente recibidas, en el que (i) la pluralidad de puntos de constelación están definidos mediante posiciones de los mismos en un espacio N-

10 dimensional, obteniéndose las posiciones aplicando una transformación ortogonal a un subconjunto de \mathbb{Z}^N , que es una malla de enteros N-dimensional, (ii) N es un múltiplo de cuatro, y (iii) la transformación ortogonal tiene una representación matricial N-por-N con valores absolutos de todos los elementos en una diagonal principal iguales a un primer valor, y con valores absolutos de todos los elementos no en la diagonal principal iguales a un segundo valor distinto a cero.

15 El aparato de recepción y método de recepción anteriores permiten generar de manera eficaz una constelación rotada multi-dimensional (una matriz de rotación multi-dimensional) para transmisión digital con un alto grado de diversidad de modulación con respecto a diversos tamaños de constelación. Debido a la constelación rotada multi-dimensional obtenida usando la matriz de rotación multi-dimensional generada, el aparato de recepción y el método de recepción anteriores posibilitan también recepción de datos que produce el efecto de un alto grado de diversidad de modulación.

20 La presente invención proporciona también un segundo aparato de recepción y un segundo método de recepción, que son el primer aparato de recepción y el primer método de recepción, respectivamente, en el que en lugar de la representación matricial N-por-N, la transformación ortogonal tiene una representación matricial obtenida permutando filas y/o columnas en la representación matricial N-por-N.

25 La estructura anterior produce el mismo efecto que el efecto producido mediante la representación matricial N-por-N con valores absolutos de todos los elementos en la diagonal principal iguales a un primer valor, y con valores absolutos de todos los elementos no en la diagonal principal iguales a un segundo valor distinto a cero.

30 La presente invención proporciona también un tercer aparato de recepción y un tercer método de recepción, que son el primer aparato de recepción y el primer método de recepción, respectivamente, en el que la pluralidad de canales de transmisión comprende una pluralidad de diferentes portadoras en un esquema de multiplexación por división de frecuencia ortogonal.

35 La presente invención proporciona también un cuarto aparato de recepción y un cuarto método de recepción, que son el primer aparato de recepción y el primer método de recepción, respectivamente, en el que la pluralidad de canales de transmisión comprende una pluralidad de diferentes símbolos en un esquema de multiplexación por división de frecuencia ortogonal.

40 La presente invención proporciona también un primer método de generación para generar una constelación multi-dimensional para un esquema de modulación digital en un sistema de comunicación de datos, comprendiendo el primer método de generación las etapas de: recibir una pluralidad de vectores de un espacio vectorial multi-dimensional; y obtener puntos de constelación de la constelación multi-dimensional aplicando una transformación ortogonal a la pluralidad de vectores recibidos, en el que (i) la transformación ortogonal está adaptada para aumentar un número mínimo de diferentes valores en componentes de dos puntos de constelación multi-dimensional distintos cualquiera con relación a un número mínimo de diferentes valores en componentes de dos vectores distintos recibidos cualquiera, y (ii) la transformación ortogonal tiene una representación matricial N-por-N, siendo N un múltiplo de cuatro, con valores absolutos de todos los elementos en una diagonal principal iguales a un primer valor, y con valores absolutos de todos los elementos no en la diagonal principal iguales a un segundo valor distinto a cero.

45 El método de generación anterior permite generar de manera eficaz una constelación rotada multi-dimensional (una matriz de rotación multi-dimensional) para transmisión digital con un alto grado de diversidad de modulación con respecto a diversos tamaños de constelación.

50 La presente invención proporciona también un segundo método de generación para generar una constelación multi-dimensional, siendo el segundo método de generación el primer método de generación en el que en lugar de la representación matricial N-por-N, la transformación ortogonal tiene una representación matricial obtenida permutando filas y/o columnas en la representación matricial N-por-N.

55

60

La estructura anterior produce el mismo efecto que el efecto producido mediante la representación matricial N-por-N con valores absolutos de todos los elementos en la diagonal principal iguales a un primer valor, y con valores absolutos de todos los elementos no en la diagonal principal iguales a un segundo valor distinto a cero.

- 5 La presente invención proporciona también un tercer método de generación para generar una constelación multi-dimensional, siendo el tercer método de generación el primer método de generación que comprende adicionalmente las etapas de: seleccionar un factor de rotación r como un número real entre 0 y 1; calcular el primer valor, a , evaluando una expresión

$$a = \sqrt{1 - \frac{r(N-1)}{N}}$$

10

; calcular el segundo valor, b , evaluando una expresión

$$b = \sqrt{\frac{r}{N}}$$

15

; y determinando la transformación ortogonal seleccionando un valor de signo $s_{i,j}$ para cada elemento (i, j) de una representación matricial

$$R = \begin{pmatrix} s_{1,1}a & s_{1,2}b & \dots & s_{1,N}b \\ s_{2,1}b & s_{2,2}a & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & s_{N-1,N}b \\ s_{N,1}b & \dots & s_{N,N-1}b & s_{N,N}a \end{pmatrix}$$

20

, de manera que la representación matricial sea ortogonal.

Con la estructura anterior, la transformación ortogonal puede determinarse fácilmente.

25

La presente invención proporciona también un cuarto método de generación para generar una constelación multi-dimensional, siendo el cuarto método de generación el tercer método de generación en el que el factor de rotación seleccionado r maximiza el número mínimo de diferentes valores en los componentes de dos puntos de constelación multi-dimensional distintos cualquiera.

30

La estructura anterior hace posible conseguir un alto grado de diversidad de modulación y con ello robustez aumentada en presencia de desvanecimiento, mientras conserva la eficacia espectral.

35

La presente invención proporciona también un quinto método de generación para generar una constelación multi-dimensional, siendo el quinto elemento de generación el primer método de generación en el que la pluralidad de vectores recibidos representan un subconjunto de \mathbb{Z}^N , que es una malla de enteros N-dimensional.

La estructura anterior es útil en una implementación numérica directa.

40

Lo siguiente describe una realización de la presente invención con referencia a los dibujos.

En primer lugar, se proporciona ahora una descripción de las matrices de rotación multi-dimensionales propuestas.

45

Las matrices de rotación multi-dimensionales tienen un parámetro independiente único y una estructura que es tan regular como sea posible. El parámetro puede configurarse para minimizar la probabilidad de errores para diversos tamaños de constelación. Específicamente, se imponen las siguientes dos condiciones (i) y (ii) en la matriz de rotación multi-dimensional empleada para obtener una constelación rotada multi-dimensional.

50

- (i) Cada salida debe tener una entrada dominante.
- (ii) Las entradas restantes deben tener pesos iguales.

Las condiciones anteriores (i) y (ii) se cumplen si la matriz de rotación multi-dimensional es de la forma mostrada en el siguiente Cálculo 19 (para $N = 4$), o más generalmente, de la forma mostrada en el siguiente Cálculo 20. Obsérvese que la matriz de rotación multi-dimensional mostrada en el Cálculo 20 es una matriz N-por-N.

5 [Cálculo 19]

$$R = \begin{pmatrix} s_{1,1}a & s_{1,2}b & s_{1,3}b & s_{1,4}b \\ s_{2,1}b & s_{2,2}a & s_{2,3}b & s_{2,4}b \\ s_{3,1}b & s_{3,2}b & s_{3,3}a & s_{3,4}b \\ s_{4,1}b & s_{4,2}b & s_{4,3}b & s_{4,4}a \end{pmatrix}$$

10 [Cálculo 20]

$$R = \begin{pmatrix} s_{1,1}a & s_{1,2}b & \cdots & s_{1,N}b \\ s_{2,1}b & s_{2,2}a & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & s_{N-1,N}b \\ s_{N,1}b & \cdots & s_{N,N-1}b & s_{N,N}a \end{pmatrix}$$

En este punto, a y b indican parámetros reales, satisfaciendo cada valor de signo $s_{i,j}$

15
$$s_{i,j} \in \{-1, +1\}$$

Obsérvese que los valores de los parámetros a y b que cumplen las condiciones anteriores (i) y (ii) satisfacen una expresión relacional $a > b > 0$.

20 Evidentemente, pueden conseguirse las mismas ventajas permutando filas y/o columnas de la matriz de rotación multi-dimensional mostrada en el Cálculo 20 anterior. Por lo tanto, la matriz mostrada en el Cálculo 20 puede usarse como la matriz de rotación multi-dimensional. Como alternativa, es posible también usar una matriz obtenida permutando filas y/o columnas de la matriz mostrada en el Cálculo 20 como la matriz de rotación multi-dimensional. La matriz mostrada en el Cálculo 20 y la matriz obtenida permutando filas y/o columnas de la matriz mostrada en el Cálculo 20 tienen las siguientes características: (i) cada fila contiene un elemento que tiene un parámetro real a; (ii) cada columna contiene un elemento que tiene un parámetro real a; y (iii) el resto de los elementos en cada fila/columna tienen un parámetro real b.

30 Lo siguiente describe la normalización de la matriz de rotación multi-dimensional mostrada en el Cálculo 20 anterior. Obsérvese que puede realizarse normalización similar en una matriz (una matriz de rotación multi-dimensional) obtenida permutando filas y/o columnas de la matriz mostrada en el Cálculo 20.

La condición de normalización establece la relación mostrada en el siguiente Cálculo 21 entre los parámetros a y b.

35 [Cálculo 21]

$$a^2 + (N - 1)b^2 = 1$$

40 Por lo tanto, la matriz de rotación multi-dimensional tiene únicamente un parámetro independiente. En el siguiente Cálculo 22, definimos un "factor de rotación" r entre 0 y 1. [Cálculo 22]

- Notación: $r = 0 \rightarrow b=0, a=1$

- Máxima rotación: $r = 1 \rightarrow b = a = \sqrt{1/N}$

45 Por lo tanto, los parámetros a y b pueden expresarse en términos del "factor de rotación" r como se muestra en el

siguiente Cálculo 23.

[Cálculo 23]

$$a = \sqrt{1 - \frac{r(N-1)}{N}}, \quad b = \sqrt{\frac{r}{N}}$$

5

La ventaja de usar el "factor de rotación" r es que el intervalo es siempre de 0 a 1 independientemente del número de dimensiones. El valor óptimo para el "factor de rotación" r depende del tamaño de constelación, es decir, el número de dimensiones N y el número de bits B por dimensión para constelaciones cuadradas/cúbicas. Obsérvese que el valor de r que satisface las condiciones (i) y (ii) anteriores es mayor que 0 y menor que 1.

10

La matriz de rotación multi-dimensional para rotar una constelación multi-dimensional puede estar normalizada o no normalizada.

15 El único asunto pendiente es qué valores debería tomar la matriz de signo

S.

La matriz de signo

S se define mediante el siguiente Cálculo 24.

20

[Cálculo 24]

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} s_{1,1} & \cdots & s_{1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{N,1} & \cdots & s_{N,N} \end{pmatrix}$$

Una condición necesaria, que sin embargo no es suficiente, es que la matriz de signo

25 **S**

debe ser ortogonal, hasta un factor de escalado. Tales matrices se conocen en la bibliografía como las matrices de Hadamard. Puesto que a y b en la matriz de rotación multi-dimensional **R** son diferentes, debe imponerse la condición adicional mostrada en el siguiente Cálculo 25.

30

[Cálculo 25]

$$s_{i,j}s_{i,j} = -s_{j,i}s_{j,j} \quad \text{para todo } i \neq j$$

Esta condición asegura que cualquier producto a^*b se anula con el producto b^*a correspondiente.

35 Si todos los elementos en la diagonal principal tienen el mismo signo, y cada par de elementos que son simétricos con respecto a la diagonal principal tienen signos opuestos, esta condición se cumple. Ejemplos de tales matrices de signo particularmente preferidas para los casos de 4-D y 8-D (ocho dimensiones) se muestran en el siguiente Cálculo 26 y Cálculo 27, respectivamente.

40

[Cálculo 26]

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} +1 & -1 & -1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & +1 & -1 \\ +1 & -1 & +1 & +1 \end{pmatrix}$$

[Cálculo 27]

$$S = \begin{pmatrix} +1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & +1 & -1 & +1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & +1 & -1 & -1 & -1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & +1 & -1 & +1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 & +1 & +1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & +1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & -1 & +1 & +1 \end{pmatrix}$$

Se ha de observar que las matrices de Hadamard son únicamente posibles para tamaños que son múltiplos de cuatro. Por lo tanto, las matrices de rotación multi-dimensional existen únicamente para números de dimensiones que son múltiplos de cuatro. Por lo tanto, el número de dimensiones de una constelación de acuerdo con la presente invención es preferentemente un múltiplo de cuatro (por ejemplo, 4, 8, 12 y 16).

Una vez que se ha fijado la matriz de signo

S

, la matriz de rotación multi-dimensional resultante

R

puede optimizarse para un cierto tamaño de constelación, es decir, el número de bits o puntos de constelación por dimensión, realizando las siguientes etapas: seleccionar el "factor de rotación" r en consecuencia; y calcular parámetros a y b sustituyendo el "factor de rotación" r seleccionado en el Cálculo 23 anterior. Para este fin, puede emplearse cualquier algoritmo de optimización adecuado. Como un objetivo de optimización, puede emplearse el número mínimo de diferentes valores en los componentes de dos puntos de constelación rotada multi-dimensional distintos cualquiera. Pueden usarse otros objetivos de optimización también. De acuerdo con una realización preferida de la presente invención, se define una función de coste que tiene en cuenta las mínimas diferencias absolutas entre componentes correspondientes de dos puntos de constelación rotada multi-dimensional distintos cualquiera. Un ejemplo de una función de coste de este tipo calcula el mínimo a través de todas las N diferencias absolutas entre componentes correspondientes de dos puntos de constelación rotada multi-dimensional y suma estos valores mínimos, o sus cuadrados a través de todos los pares de puntos de constelación rotada multi-dimensional.

La constelación rotada multi-dimensional puede ya ser útil si el número mínimo de diferentes valores en los componentes de cualquiera de dos puntos de constelación rotada multi-dimensional distintos cualquiera es mayor que la que pertenece a la constelación sin rotar multi-dimensional. También, la constelación rotada multi-dimensional puede ya ser útil si la mínima diferencia absoluta de dos componentes correspondientes de dos puntos de constelación rotada multi-dimensional distintos cualquiera es mayor que la que pertenece a la constelación sin rotar multi-dimensional.

En una realización preferida de la presente invención, todo el proceso de transmisión incluyendo el canal de transmisión y el decodificador se simula para determinar la tasa de errores de bits. El "factor de rotación" r puede a continuación adaptarse para minimizar la tasa de errores de bits determinada.

Por lo tanto, la presente invención permite generar una constelación rotada multi-dimensional que puede usarse para modular y transmitir datos a través de una pluralidad de (sub-) canales de desvanecimiento o intervalos a una eficacia espectral óptima. Para este fin, se establece una constelación hiper-cúbica convencional con el número deseado de dimensiones N y el número deseado de bits por dimensión (es decir, el número de puntos de

constelación por dirección), por ejemplo, seleccionando un subconjunto apropiado de \mathbb{Z}^N , que es la malla de enteros N-dimensional. En este punto, \mathbb{Z}^N es el conjunto de todos los puntos del espacio N-dimensional que tienen coordenadas enteras. La constelación hiper-cúbica puede ser, por ejemplo, una generalización de una constelación QAM regular convencional a N dimensiones. Sin embargo, pueden usarse otras constelaciones iniciales, tales como generalizaciones de constelación circular a N dimensiones, y así sucesivamente.

Una vez que se fija la constelación inicial, puede someterse a una rotación aplicando la matriz de rotación multi-dimensional anteriormente definida

R

a cada uno de los puntos de constelación iniciales para obtener un conjunto rotado de puntos de constelación, es

decir, una constelación rotada multi-dimensional. La constelación rotada multi-dimensional puede ser más favorable que la constelación inicial en términos del grado de diversidad de modulación proporcionado, dependiendo de la elección particular del "factor de rotación" r . El "factor de rotación" r , y con ello la constelación rotada, pueden variarse, como se ha descrito anteriormente, para obtener una constelación que proporciona máxima diversidad de modulación, o al menos un cierto grado mínimo de diversidad de modulación, según se requiera mediante la aplicación específica.

La presente invención proporciona también un método y un aparato para transmitir y recibir datos de manera eficaz a través de una pluralidad de (sub-) canales de desvanecimiento o intervalos basándose en un esquema de modulación que emplea una constelación rotada multi-dimensional según se obtiene mediante el método anteriormente descrito. El método o aparato inventivos pueden realizar el método anteriormente descrito para obtener la constelación rotada multi-dimensional deseada, o usar un conjunto de puntos de constelación predefinidos y prealmacenados de la constelación rotada multi-dimensional que se han calculado usando el método anteriormente descrito. En el último caso, el método o aparato inventivos pueden acceder a un medio de almacenamiento, en el que se almacena la información que indica las posiciones de al menos algunos de los puntos de constelación.

Otro aspecto de la presente invención se refiere a la separación y mapeo de las N dimensiones de la constelación rotada N -dimensional de modo que experimentan desvanecimiento independiente durante transmisión. Esto es un aspecto clave necesario para conseguir el rendimiento de diversidad esperado.

En general, esto puede conseguirse transmitiendo cada uno de los N componentes de un punto de constelación de una constelación rotada N -dimensional a través de uno diferente de una pluralidad de canales de transmisión, con la condición de que el desvanecimiento de cada uno de estos canales de transmisión no esté correlacionado con el desvanecimiento de cualquier otro de los canales de transmisión. En este punto, la frase "uno diferente de una pluralidad de canales de transmisión" puede referirse a uno diferente de una pluralidad de intervalos de tiempo, frecuencias, antenas de transmisor, o combinaciones de los mismos. En el contexto de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), la frase "uno diferente de una pluralidad de canales de transmisión" puede referirse en particular a uno diferente de una pluralidad de portadoras activas, símbolos de OFDM, o combinaciones de los mismos. En el contexto de un único sistema de portadora, la frase "uno diferente de una pluralidad de canales de transmisión" puede referirse en particular a uno diferente de una pluralidad de símbolos o intervalos de tiempo.

El procesamiento de señal adicional es posible antes de transmisión. El aspecto crítico es que el desvanecimiento experimentado por cada una de las N dimensiones debe ser diferente de, o idealmente no correlacionado con, el desvanecimiento experimentado por cualquier otra de las N dimensiones.

El ensanchamiento de las N dimensiones a través de diferentes intervalos de tiempo, frecuencias y antenas de transmisor puede conseguirse por ejemplo a través de intercalación y mapeo apropiados.

Otro aspecto de la presente invención se refiere al mapeo de las N dimensiones reales de la constelación rotada N -dimensional a símbolos complejos para transmisión. Puesto que el desvanecimiento del componente en-fase y el componente en cuadratura de un canal dado es normalmente idéntico, un símbolo complejo puede no estar compuesto de dos componentes diferentes del mismo punto de constelación. En su lugar, los N componentes de un punto de constelación deben mapearse a diferentes símbolos complejos para asegurar la diversidad deseada.

Los símbolos complejos generados de esta manera se ensanchan a continuación de una manera convencional a través de los intervalos de tiempo, frecuencias y/o antenas disponibles, por ejemplo a través de intercalación y mapeo, de modo que el desvanecimiento experimentado por cada una de las N dimensiones no está correlacionado con el desvanecimiento experimentado por cualquier otra de las N dimensiones.

Lo siguiente describe un flujo de ejemplo de un método para generar una constelación multi-dimensional para un esquema de modulación digital en transmisión de datos. Este flujo se consigue mediante, por ejemplo, un sistema informático. Cada una de las siguientes etapas se ejecuta mediante una unidad de procesamiento central (CPU).

(Etapas 1) Se recibe una pluralidad de vectores de un espacio vectorial N -dimensional. Obsérvese, por ejemplo, la pluralidad de vectores recibidos representa un subconjunto de \mathbb{Z}^N , que es una malla de enteros N -dimensional.

(Etapas 2) Se determinan los valores de signo $s_{i,j}$ de la matriz de signo mostrada en el Cálculo 24 anterior, de manera que la matriz de rotación N -dimensional

\mathbf{R} mostrada en el Cálculo 20 anterior es ortogonal.

(Etapas 3) Se selecciona un "factor de rotación" r como un número real entre 0 y 1. Debería observarse que el "factor de rotación" r , por ejemplo, se selecciona de modo que maximiza el número mínimo de diferentes valores en los

componentes de dos puntos de constelación multi-dimensional distintos cualquiera. Sin embargo, la presente invención no está limitada a esto. Como alternativa, el "factor de rotación" r puede seleccionarse de modo que aumenta un número mínimo de diferentes valores en componentes de dos puntos de constelación rotada N-dimensional distintos cualquiera con relación a un número mínimo de diferentes valores en componentes de dos vectores distintos cualquiera recibidos en la Etapa 1.

(Etapa 4) Se calculan los valores de los parámetros a y b sustituyendo el valor del "factor de rotación" r , que se ha seleccionado en la Etapa 3, en el Cálculo 23 anterior.

10 (Etapa 5) Se determina la matriz de rotación N-dimensional **R** a partir del Cálculo 20 anterior usando (i) la matriz de signo **S** que tiene los valores de signo $s_{i,j}$ determinaos en la Etapa 2, y (ii) los valores de los parámetros a y b calculados en la Etapa 4.

(Etapa 6) Se obtiene un punto de constelación de la constelación rotada N-dimensional aplicando la matriz de rotación N-dimensional **R** determinada en la Etapa 5 a la pluralidad de vectores del espacio vectorial multi-dimensional, que se ha recibido en la Etapa 1.

La Figura 12 es un diagrama de bloques de un aparato de transmisión de acuerdo con una realización de la presente invención, que es similar al mostrado en la Figura 2. Los elementos que son los mismos que aquellos anteriormente descritos se asignan los mismos números de referencia entre ellos, y se omite una explicación detallada de los mismos.

El aparato de transmisión de la Figura 12 se diferencia del de la Figura 2 en que el desmapeador de constelación rotada 230 se sustituye con un desmapeador de constelación rotada 1230. El desmapeador de constelación rotada 1230 realiza procesamiento basándose en una constelación rotada N-dimensional que tiene una pluralidad de puntos de constelación definidos mediante posiciones de los mismos en un espacio N-dimensional, obteniéndose las posiciones aplicando la matriz de rotación N-dimensional mostrada en el Cálculo 20 anterior, o una matriz de rotación N-dimensional obtenida permutando filas y/o columnas de la matriz de rotación N-dimensional mostrada en el Cálculo 20 anterior, a un subconjunto de \mathbb{Z}^N , que es la malla de enteros N-dimensional. Para ser más específicos, este procesamiento es mapear la salida del intercalador de bits 220 a la constelación rotada.

La Figura 13 es un diagrama de bloques de un aparato de recepción de acuerdo con una realización de la presente invención, que es similar al mostrado en la Figura 4. Los elementos que son los mismos que aquellos anteriormente descritos se asignan los mismos números de referencia entre ellos, y se omite una explicación detallada de los mismos.

El aparato de recepción de la Figura 13 se diferencia del de la Figura 4 en que el desmapeador de constelación rotada 450 se sustituye con un desmapeador de constelación rotada 1350. El desmapeador de constelación rotada 1350 realiza procesamiento basándose en una constelación rotada N-dimensional que tiene una pluralidad de puntos de constelación definidos mediante posiciones de los mismos en un espacio N-dimensional, obteniéndose las posiciones aplicando la matriz de rotación N-dimensional mostrada en el Cálculo 20 anterior, o una matriz de rotación N-dimensional obtenida permutando filas y/o columnas de la matriz de rotación N-dimensional mostrada en el Cálculo 20 anterior, a un subconjunto de \mathbb{Z}^N , que es la malla de enteros N-dimensional.

La Figura 14 muestra una implementación de hardware de ejemplo para el desmapeador de constelación rotada 1350 de la Figura 13 para una constelación rotada 16-QAM ($N = 2$, $B = 2$). El desmapeador de constelación rotada 1350 de la Figura 13 incluye un mapeador de constelación rotada 1420, en lugar del mapeador de constelación rotada 720 mostrado en la Figura 7. El mapeador de constelación rotada 1420 mapea las salidas b_1 a b_4 desde el contador 710 a una constelación rotada N-dimensional que tiene una pluralidad de puntos de constelación definidos mediante posiciones de los mismos en un espacio N-dimensional, obteniéndose las posiciones aplicando la matriz de rotación N-dimensional mostrada en el Cálculo 20 anterior, o una matriz de rotación N-dimensional obtenida permutando filas y/o columnas de la matriz de rotación N-dimensional mostrada en el Cálculo 20 anterior, a un subconjunto de \mathbb{Z}^N , que es la malla de enteros N-dimensional. A continuación, el mapeador de constelación rotada 1420 emite los componentes de constelación resultantes s_1 a s_4 al calculador de distancia euclídea cuadrada 730.

5 Debería observarse que las estructuras del aparato de transmisión y del aparato de recepción no están limitadas a aquellas anteriormente descritas. Por ejemplo, el aparato de recepción puede tener una cualquiera de las estructuras mostradas en las Figuras 10 y 11. En este caso, el desmapeador de constelación rotada 1010 o 720 realiza procesamiento basándose en una constelación rotada N-dimensional que tiene una pluralidad de puntos de constelación definidos mediante posiciones de los mismos en un espacio N-dimensional, obteniéndose las posiciones aplicando la matriz de rotación N-dimensional mostrada en el Cálculo 20 anterior, o una matriz de rotación N-dimensional obtenida permutando filas y/o columnas de la matriz de rotación N-dimensional mostrada en el Cálculo 20 anterior, a un subconjunto de \mathbb{Z}^N , que es la malla de enteros N-dimensional.

10 La presente invención se refiere a comunicación de datos digital y proporciona un método eficaz para generar constelaciones multi-dimensionales para modulación de datos digital con un alto grado de diversidad de modulación, un método para transmitir y recibir datos basándose en tales constelaciones, y un aparato correspondiente. Esto se consigue considerando únicamente matrices de rotación multi-dimensionales con todos los elementos en la diagonal teniendo el mismo primer valor absoluto y teniendo todos los otros elementos el mismo segundo valor absoluto. De
 15 esta manera, las matrices de rotación multi-dimensionales pueden generarse teniendo un único parámetro independiente y una estructura que es tan regular como sea posible. El parámetro independiente puede configurarse para minimizar la probabilidad de errores para diversos tamaños de constelación.

Aplicabilidad industrial

20 La presente invención es aplicable a un aparato de comunicación que realiza modulación/demodulación usando una constelación.

Lista de signos de referencia

- 25
- 210 codificador de FEC
 - 220 intercalador de bits
 - 1230 mapeador de constelación rotada
 - 240 mapeador de símbolos complejos
 - 30 250 intercalador/mapeador de símbolos
 - 260-1 a 260-M cadena de modulación
 - 270-1 a 270-M antena de transmisor
 - 410-1 a 410-M antena de receptor
 - 420-1 a 420-M cadena de demodulación
 - 35 430 desmapeador/desintercalador de símbolos
 - 440 desmapeador de símbolos complejos
 - 1350 desmapeador de constelación rotada
 - 460 desintercalador de bits
 - 470 decodificador de FEC
- 40

REIVINDICACIONES

1. Un aparato de transmisión para transmitir un bloque de datos a través de una pluralidad de canales de transmisión, comprendiendo el aparato de transmisión:

- 5 un modulador que opera para obtener N componentes de constelación de acuerdo con el bloque de datos a transmitir; y
- un transmisor que opera para transmitir cada uno de los N componentes de constelación obtenidos, en donde los N componentes de constelación se obtienen usando una transformación ortogonal,
- 10 N es cuatro, y
- la transformación ortogonal tiene uno de (i) una representación R matricial N-por-N con valores absolutos de todos los elementos en una diagonal principal iguales a un primer valor y con valores absolutos de todos los elementos no en la diagonal principal iguales a un segundo valor distinto a cero, y (ii) una representación matricial obtenida permutando filas y/o columnas en la representación R matricial N-por-N,

$$R = \begin{pmatrix} s_{1,1}a & s_{1,2}b & s_{1,3}b & s_{1,4}b \\ s_{2,1}b & s_{2,2}a & s_{2,3}b & s_{2,4}b \\ s_{3,1}b & s_{3,2}b & s_{3,3}a & s_{3,4}b \\ s_{4,1}b & s_{4,2}b & s_{4,3}b & s_{4,4}a \end{pmatrix}$$

a y b indican parámetros reales,

20 cada valor de signo $s_{i,j}$ satisface $\begin{pmatrix} s_{1,1} & s_{1,2} & s_{1,3} & s_{1,4} \\ s_{2,1} & s_{2,2} & s_{2,3} & s_{2,4} \\ s_{3,1} & s_{3,2} & s_{3,3} & s_{3,4} \\ s_{4,1} & s_{4,2} & s_{4,3} & s_{4,4} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} +1 & -1 & -1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & +1 & -1 \\ +1 & -1 & +1 & +1 \end{pmatrix}$, y

los parámetros reales a y b satisfacen $a^2 + (N-1)b^2 = 1$.

2. Un aparato de recepción para recibir un bloque de datos a través de una pluralidad de canales de transmisión, comprendiendo el aparato de recepción:

- 25 un receptor que opera para recibir una pluralidad de señales de componente; y
- un demodulador que opera para realizar un procesamiento de desmapeo de N componentes de constelación de acuerdo con la pluralidad de señales de componente recibidas, en donde los N componentes de constelación se obtienen usando una transformación ortogonal,
- 30 N es cuatro, y
- la transformación ortogonal tiene uno de (i) una representación R matricial N-por-N con valores absolutos de todos los elementos en una diagonal principal iguales a un primer valor y con valores absolutos de todos los elementos no en la diagonal principal iguales a un segundo valor distinto a cero, y (ii) una representación matricial obtenida permutando filas y/o columnas en la representación R matricial N-por-N,

$$R = \begin{pmatrix} s_{1,1}a & s_{1,2}b & s_{1,3}b & s_{1,4}b \\ s_{2,1}b & s_{2,2}a & s_{2,3}b & s_{2,4}b \\ s_{3,1}b & s_{3,2}b & s_{3,3}a & s_{3,4}b \\ s_{4,1}b & s_{4,2}b & s_{4,3}b & s_{4,4}a \end{pmatrix}$$

a y b indican parámetros reales,

40 cada valor de signo $s_{i,j}$ satisface $\begin{pmatrix} s_{1,1} & s_{1,2} & s_{1,3} & s_{1,4} \\ s_{2,1} & s_{2,2} & s_{2,3} & s_{2,4} \\ s_{3,1} & s_{3,2} & s_{3,3} & s_{3,4} \\ s_{4,1} & s_{4,2} & s_{4,3} & s_{4,4} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} +1 & -1 & -1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & +1 & -1 \\ +1 & -1 & +1 & +1 \end{pmatrix}$, y

los parámetros reales a y b satisfacen $a^2 + (N-1)b^2 = 1$.

3. Un método de transmisión para transmitir un bloque de datos a través de una pluralidad de canales de transmisión, comprendiendo el método de transmisión:

- 5 obtener N componentes de constelación de acuerdo con el bloque de datos a transmitir; y
 transmitir cada uno de los N componentes de constelación obtenidos, en donde
 los N componentes de constelación se obtienen usando una transformación ortogonal,
 N es cuatro, y
 la transformación ortogonal tiene uno de (i) una representación R matricial N-por-N con valores absolutos de
 todos los elementos en una diagonal principal iguales a un primer valor y con valores absolutos de todos los
 10 elementos no en la diagonal principal iguales a un segundo valor distinto a cero, y (ii) una representación
 matricial obtenida permutando filas y/o columnas en la representación R matricial N-por-N,

$$R = \begin{pmatrix} s_{1,1}a & s_{1,2}b & s_{1,3}b & s_{1,4}b \\ s_{2,1}b & s_{2,2}a & s_{2,3}b & s_{2,4}b \\ s_{3,1}b & s_{3,2}b & s_{3,3}a & s_{3,4}b \\ s_{4,1}b & s_{4,2}b & s_{4,3}b & s_{4,4}a \end{pmatrix}$$

15 a y b indican parámetros reales,

cada valor de signo $s_{i,j}$ satisface

$$\begin{pmatrix} s_{1,1} & s_{1,2} & s_{1,3} & s_{1,4} \\ s_{2,1} & s_{2,2} & s_{2,3} & s_{2,4} \\ s_{3,1} & s_{3,2} & s_{3,3} & s_{3,4} \\ s_{4,1} & s_{4,2} & s_{4,3} & s_{4,4} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} +1 & -1 & -1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & +1 & -1 \\ +1 & -1 & +1 & +1 \end{pmatrix}, y$$

los parámetros reales a y b satisfacen $a^2 + (N-1)b^2 = 1$.

20 4. Un método de recepción para recibir un bloque de datos a través de una pluralidad de canales de transmisión, comprendiendo el método de recepción:

- recibir una pluralidad de señales de componente; y
 realizar procesamiento de desmapeo de N componentes de constelación de acuerdo con la pluralidad de señales
 de componente recibidas, en donde
 25 los N componentes de constelación se obtienen usando una transformación ortogonal,
 N es cuatro, y
 la transformación ortogonal tiene uno de (i) una representación R matricial N-por-N con valores absolutos de
 todos los elementos en una diagonal principal iguales a un primer valor y con valores absolutos de todos los
 elementos no en la diagonal principal iguales a un segundo valor distinto a cero, y (ii) una representación
 30 matricial obtenida permutando filas y/o columnas en la representación R matricial N-por-N,

$$R = \begin{pmatrix} s_{1,1}a & s_{1,2}b & s_{1,3}b & s_{1,4}b \\ s_{2,1}b & s_{2,2}a & s_{2,3}b & s_{2,4}b \\ s_{3,1}b & s_{3,2}b & s_{3,3}a & s_{3,4}b \\ s_{4,1}b & s_{4,2}b & s_{4,3}b & s_{4,4}a \end{pmatrix}$$

a y b indican parámetros reales,

cada valor de signo $s_{i,j}$ satisface

$$\begin{pmatrix} s_{1,1} & s_{1,2} & s_{1,3} & s_{1,4} \\ s_{2,1} & s_{2,2} & s_{2,3} & s_{2,4} \\ s_{3,1} & s_{3,2} & s_{3,3} & s_{3,4} \\ s_{4,1} & s_{4,2} & s_{4,3} & s_{4,4} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} +1 & -1 & -1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & +1 & -1 \\ +1 & -1 & +1 & +1 \end{pmatrix}, y$$

los parámetros reales a y b satisfacen $a^2 + (N-1)b^2 = 1$.

35 5. Un método de generación para generar una constelación N-dimensional para un esquema de modulación digital en un sistema de comunicación de datos, siendo N cuatro, comprendiendo el método de generación:

recibir una pluralidad de vectores de un espacio N-dimensional; y obtener puntos de constelación de la constelación N-dimensional aplicando una transformación ortogonal a la pluralidad de vectores recibidos,

- 5 en donde la transformación ortogonal tiene uno de (i) una representación R matricial N-por-N, con valores absolutos de todos los elementos en una diagonal principal iguales a un primer valor y con valores absolutos de todos los elementos no en la diagonal principal iguales a un segundo valor distinto a cero, y (ii) una representación matricial R obtenida permutando filas y/o columnas en la representación matricial N-por-N,

$$R = \begin{pmatrix} s_{1,1}a & s_{1,2}b & s_{1,3}b & s_{1,4}b \\ s_{2,1}b & s_{2,2}a & s_{2,3}b & s_{2,4}b \\ s_{3,1}b & s_{3,2}b & s_{3,3}a & s_{3,4}b \\ s_{4,1}b & s_{4,2}b & s_{4,3}b & s_{4,4}a \end{pmatrix}$$

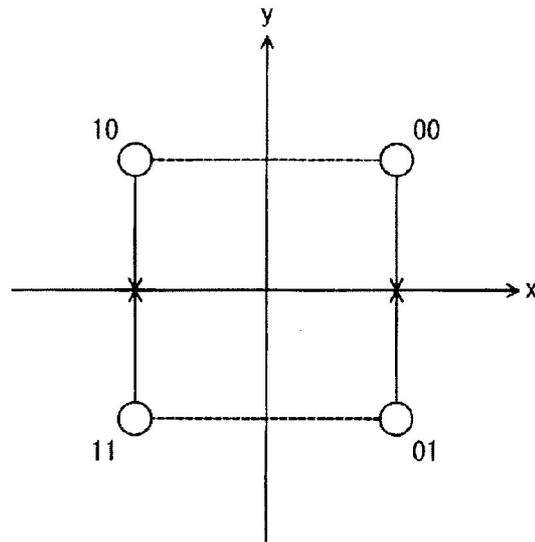
10

a y b indican parámetros reales,

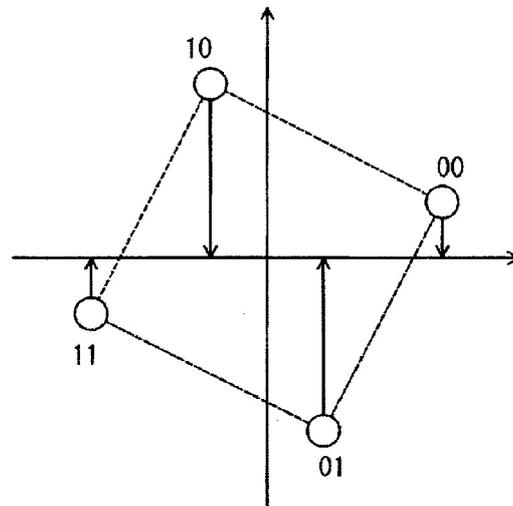
cada valor de signo $s_{i,j}$ satisface $\begin{pmatrix} s_{1,1} & s_{1,2} & s_{1,3} & s_{1,4} \\ s_{2,1} & s_{2,2} & s_{2,3} & s_{2,4} \\ s_{3,1} & s_{3,2} & s_{3,3} & s_{3,4} \\ s_{4,1} & s_{4,2} & s_{4,3} & s_{4,4} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} +1 & -1 & -1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & +1 & -1 \\ +1 & -1 & +1 & +1 \end{pmatrix}$, y

los parámetros reales a y b satisfacen $a^2 + (N-1)b^2 = 1$.

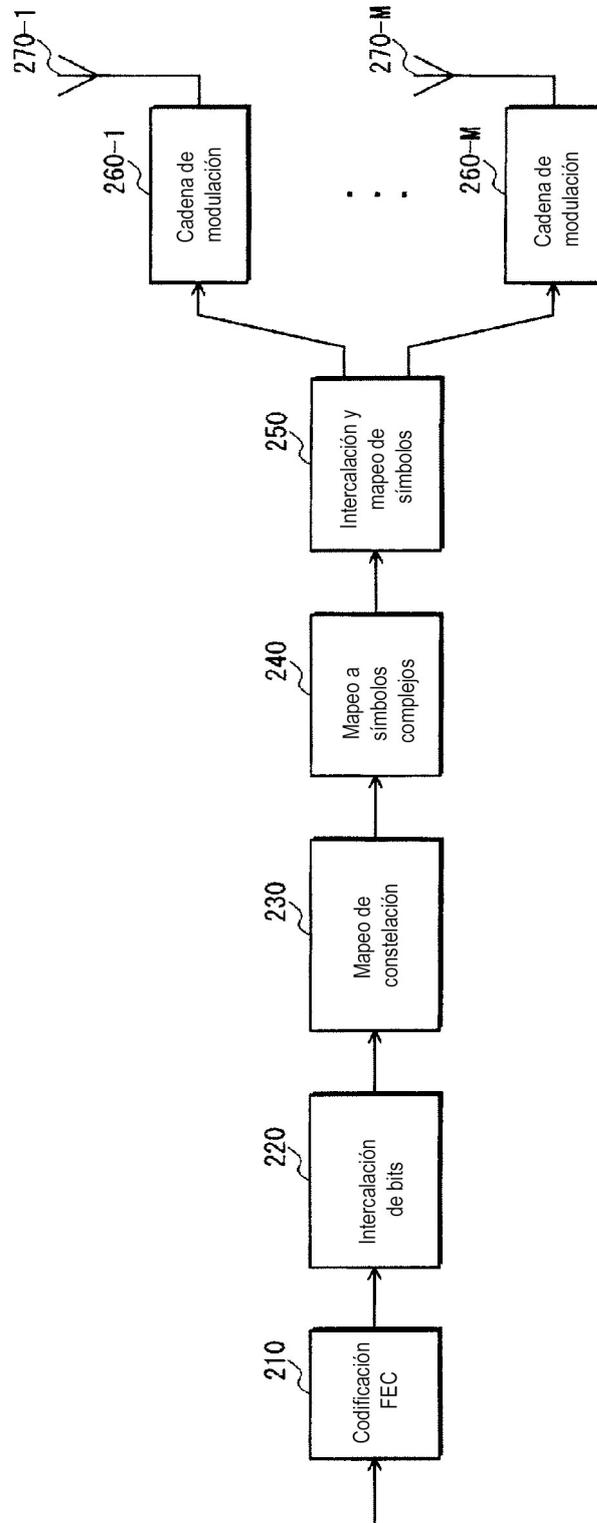
[Fig. 1A]



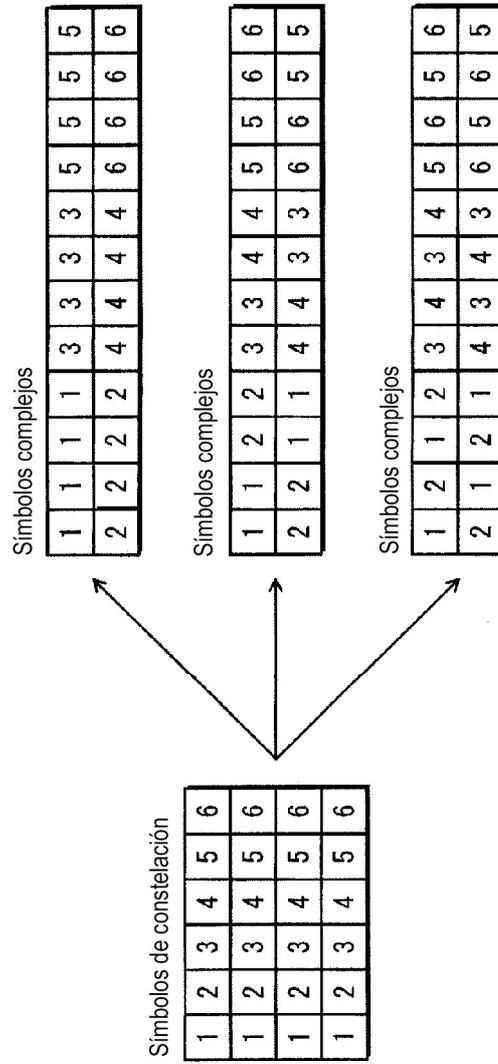
[Fig. 1B]



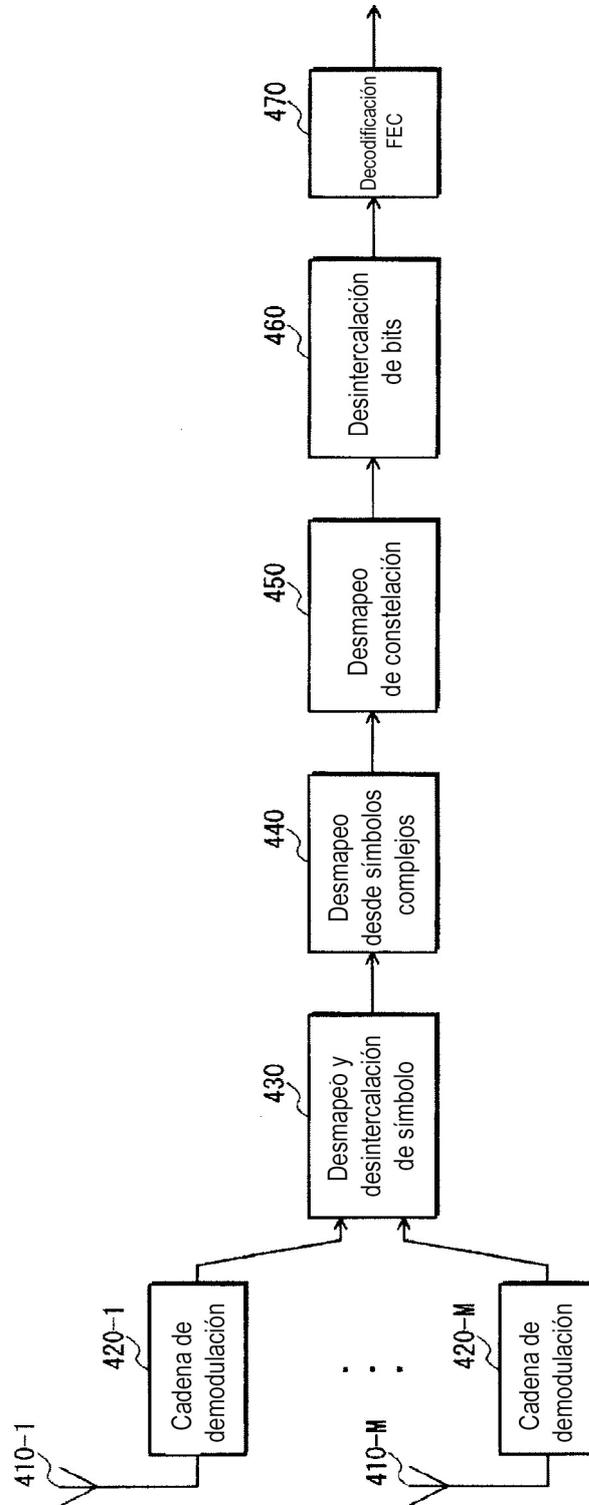
[Fig. 2]



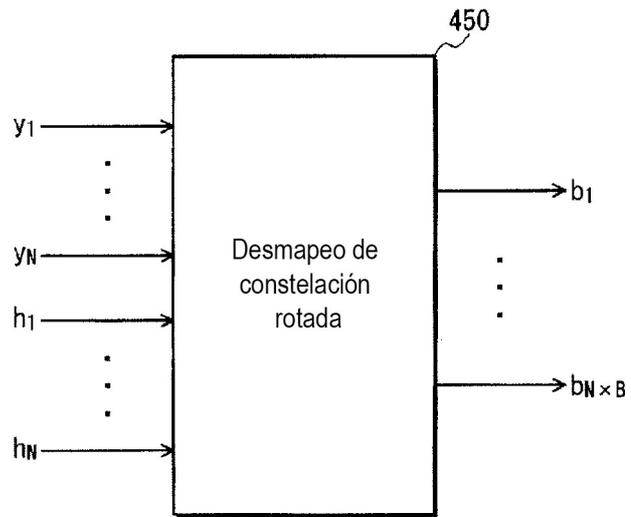
[Fig. 3]



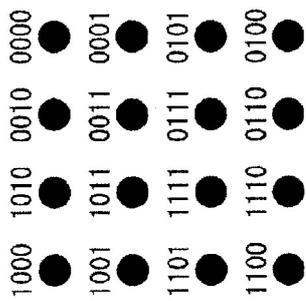
[Fig. 4]



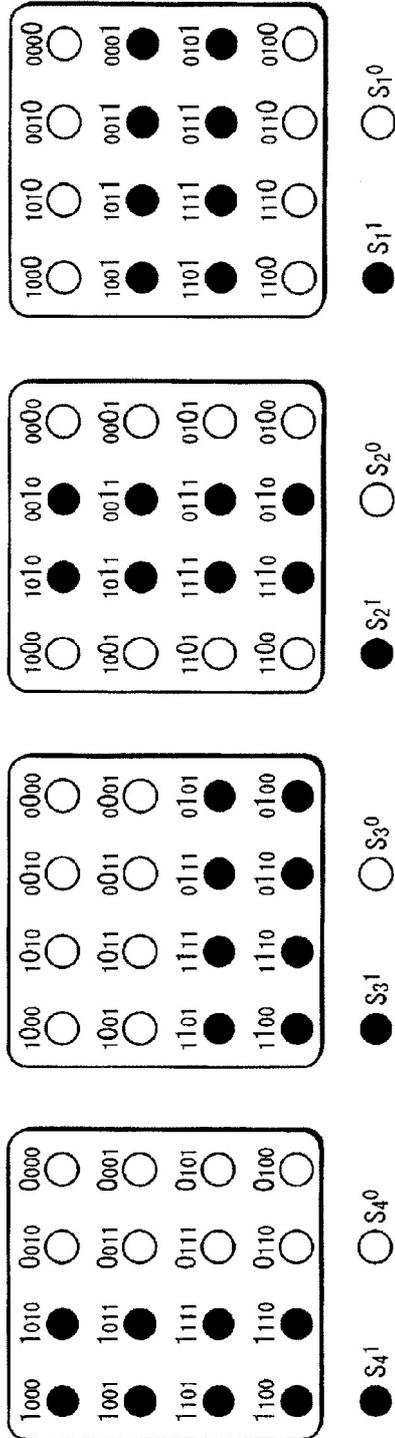
[Fig. 5]



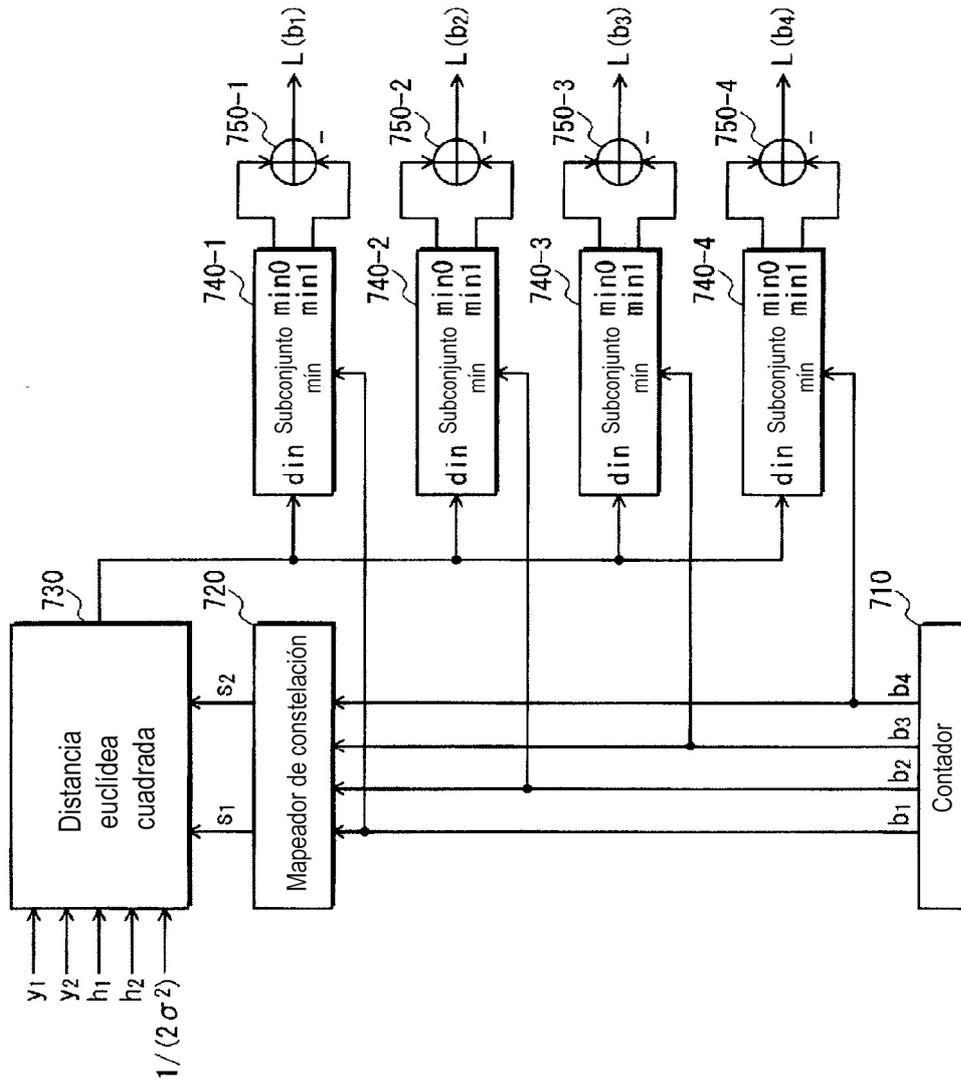
[Fig. 6A]



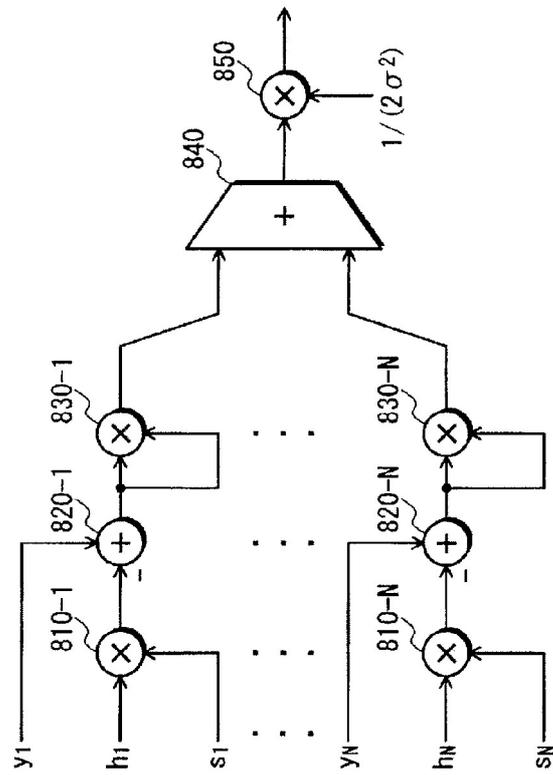
[Fig. 6B]



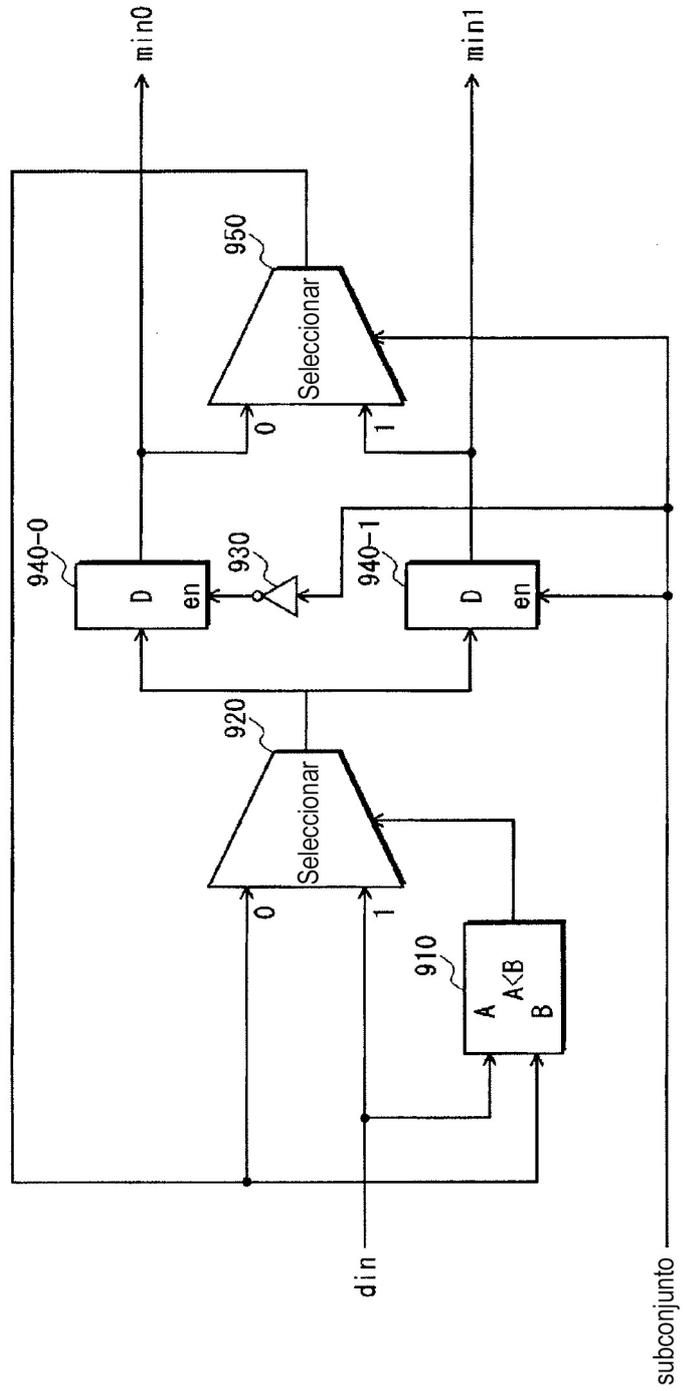
[Fig. 7]



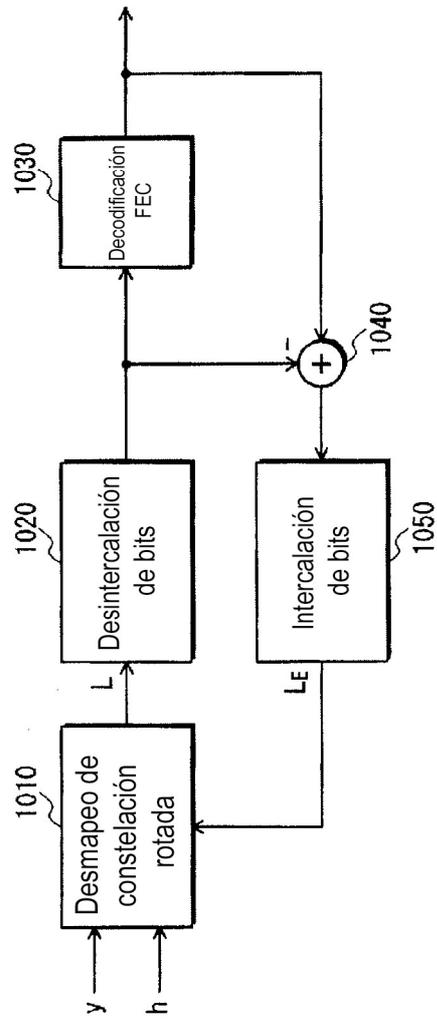
[Fig. 8]



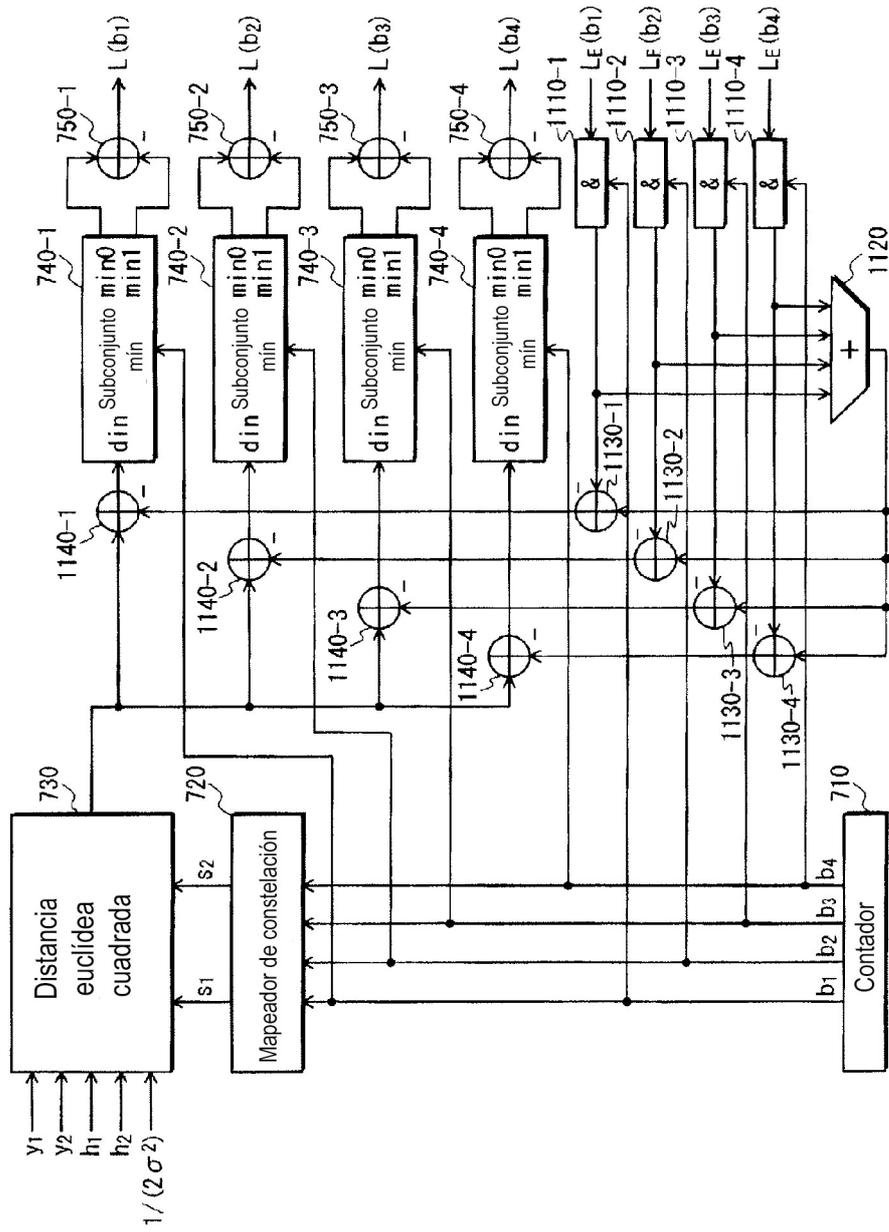
[Fig. 9]



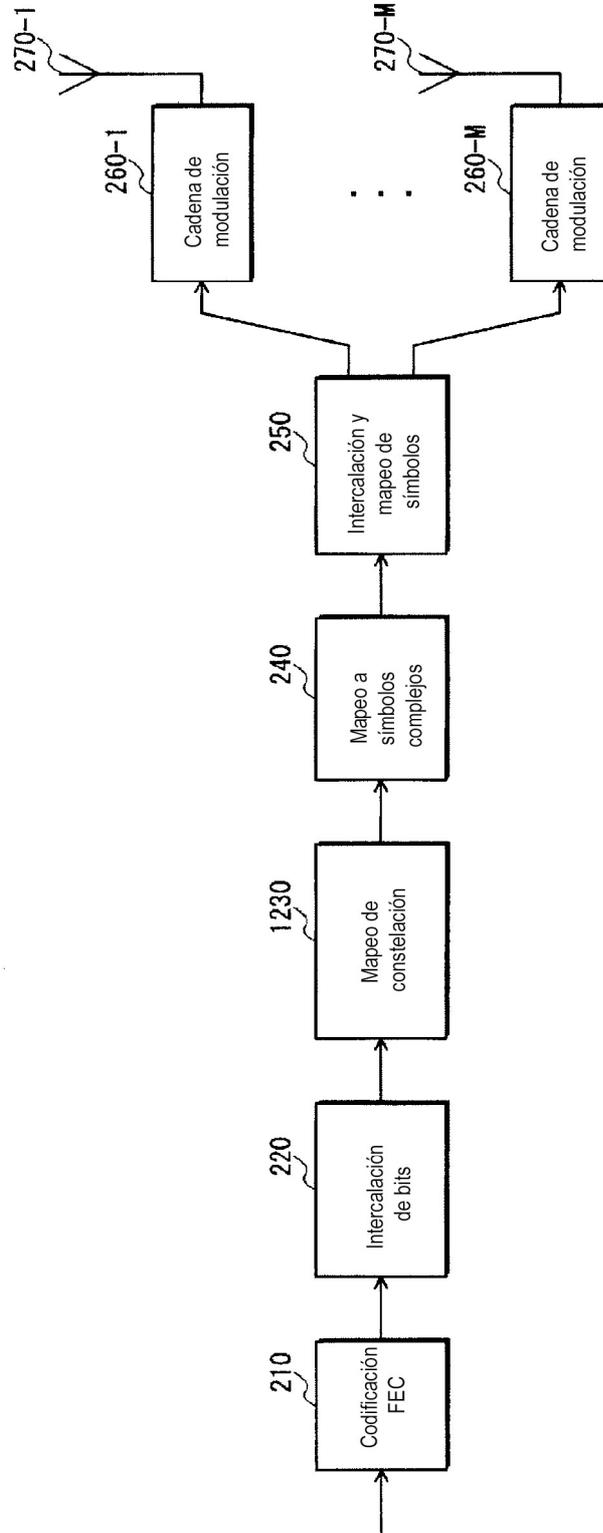
[Fig. 10]



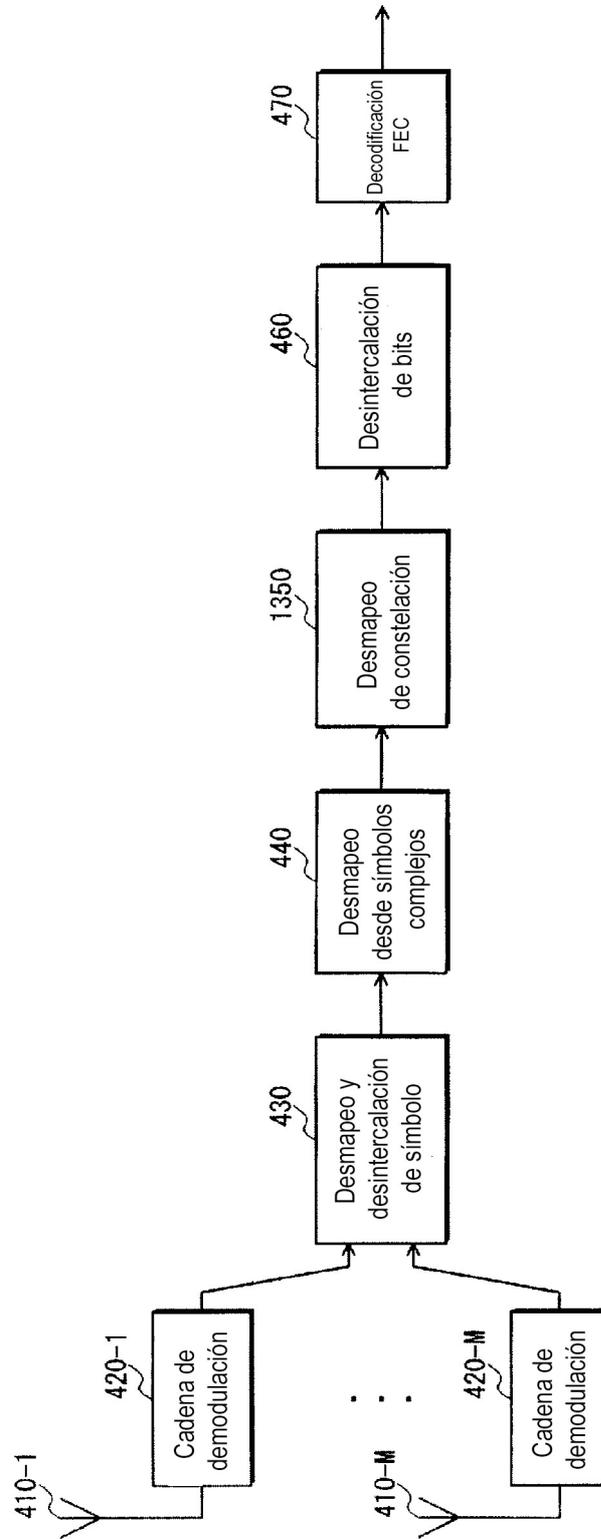
[Fig. 11]



[Fig. 12]



[Fig. 13]



[Fig. 14]

