

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 685 776**

51 Int. Cl.:

H04L 1/06 (2006.01)

H04L 25/03 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **20.08.2013 PCT/CN2013/081860**

87 Fecha y número de publicación internacional: **27.12.2013 WO13189383**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **20.08.2013 E 13807052 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **27.06.2018 EP 2852085**

54 Título: **Procedimiento y dispositivo de procesamiento para realizar una descodificación espacio temporal sobre una señal MIMO**

30 Prioridad:

20.08.2012 CN 201210295683

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

11.10.2018

73 Titular/es:

**ZTE CORPORATION (100.0%)
ZTE Plaza, Keji Road South, Hi-Tech Industrial
Park, Nanshan District
Shenzhen, Guangdong 518057, CN**

72 Inventor/es:

**QIN, HONGFENG;
XIONG, GAOCAI;
XIAO, YUE y
ZHAO, HONGZHI**

74 Agente/Representante:

DURAN-CORRETJER, S.L.P

ES 2 685 776 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

Procedimiento y dispositivo de procesamiento para realizar una decodificación espacio-temporal sobre una señal MIMO

5 Sector técnico

10 El presente documento describe una invención, que se refiere al sector técnico de la detección de señales de comunicación y, más particularmente, a un procedimiento y a un aparato de procesamiento para realizar una decodificación espacio-temporal sobre señales MIMO.

Antecedentes de la técnica relacionada

15 En la técnica relacionada, la velocidad de transmisión de un sistema puede aumentar linealmente con el número de antenas mediante una tecnología de multiplexación espacial de múltiples antenas. Aunque el aumento del número de antenas puede mejorar significativamente la velocidad del sistema, aumenta enormemente la complejidad del algoritmo de un receptor. Por ejemplo, la complejidad de un algoritmo de detección de máxima verosimilitud (denominado "ML") con el rendimiento de detección óptimo crece exponencialmente con el aumento del número de antenas transmisoras, lo que dificulta su utilización en una aplicación práctica.

20 En la actualidad, se ha estudiado ampliamente el algoritmo de detección de múltiple entrada múltiple salida (denominado MIMO). Los algoritmos más habituales incluyen dos tipos: uno es el algoritmo de detección lineal centrado en el forzado a cero (denominado ZF), el mínimo error cuadrático medio (denominado MMSE) y variantes de los mismos; el otro es un algoritmo no lineal centrado en la técnica vertical espacio temporal por capas de laboratorios Bell (denominado V-BLAST), clase ML y variantes de los mismos. Aunque el algoritmo lineal tiene una menor complejidad, tiene características de propagación de errores al realizar la detección, lo que hace que su rendimiento sea muy pobre en el caso de una relación señal ruido baja. El algoritmo V-BLAST logra cierta mejora del rendimiento con respecto al algoritmo lineal, si bien su complejidad aumenta en consecuencia. En comparación con el algoritmo lineal y el algoritmo V-BLAST, el algoritmo ML tiene mayor complejidad, pero puede mejorar el rendimiento del sistema de forma significativa. Lo más importante, el algoritmo ML puede mantener un rendimiento excelente incluso en el caso de una relación señal ruido relativamente baja, lo que sin duda tiene un gran atractivo para los sistemas de comunicación inalámbrica.

35 Para solucionar el problema de la elevada complejidad del algoritmo ML, se han propuesto muchos algoritmos simplificados que pueden disminuir la complejidad del algoritmo basándose en la premisa de un menor sacrificio del rendimiento. Los algoritmos más habituales incluyen la decodificación esférica, el algoritmo K-Best y variantes de los mismos. Los principales inconvenientes de estos algoritmos incluyen que: 1) el funcionamiento en serie tiene demasiadas instrucciones de búsqueda cíclicas, lo que puede incrementar de forma significativa el consumo de potencia y el retardo de procesamiento de dispositivos programables y perjudica el procesamiento en tiempo real de las señales; 2) la complejidad del cálculo del algoritmo tradicional es demasiado elevada y su proceso de ejecución se basa en salto dinámico, lo que disminuirá enormemente la proporción de utilización de recursos de los dispositivos programables; 3) los puntos de constelación incorrectos buscados por la capa anterior de la antena efectuarán la búsqueda de los puntos de constelación de la siguiente capa, generando así propagación de errores.

45 La expansión selectiva con enumeración rápida (denominada SSFE), que es un procedimiento de decodificación espacio-temporal se explicará minuciosamente. En el esquema SSFE, se eligen los puntos de constelación candidatos en cada capa mediante un procedimiento de enumeración rápida selectiva.

50 Específicamente, en el sistema MIMO, suponiendo N_t antenas transmisoras y N_r antenas receptoras, se usa un modo de modulación M-QAM. Una señal de recepción y se puede representar como $y=Hs+n$, donde H es una matriz de canal con un tamaño de matriz de $N_r \times N_t$, s es una señal de transmisión con un tamaño de matriz de $N_t \times 1$, n es ruido blanco Gaussiano con un tamaño de matriz de $N_r \times 1$.

55 $H=QxR$ se puede obtener mediante la factorización QR de la matriz de canal H.

Se multiplica el vector de recepción y por una traspuesta hermitiana de una matriz Q después de la factorización QR de la matriz de canal H, es decir, $\hat{y}=Q^H y$, donde Q^H representa el conjugado hermitiano de la matriz Q.

Un incremento $\|e\|$ de la distancia euclídea de un símbolo s_j estimado por la i-ésima antena transmisora se define

60 como
$$\|e(s_i)\|^2 = \left\| \hat{y}_i - \sum_{j=i}^{N_t} R_{ij} s_j \right\|^2$$
, donde s_j representa la señal de transmisión detectada de la j-ésima antena transmisora, R_{ij} representa el elemento de la i-ésima fila y la j-ésima columna de una matriz R e \hat{y}_i representa el i-ésimo elemento del vector \hat{y} .

De lo anterior se puede observar que la tecnología SSFE proporciona una mejor idea y procedimiento para la descodificación espacio-temporal. No obstante, en situaciones reales, no es tan buena como el modelo. Existen los siguientes problemas en la tecnología SSFE al realizar la enumeración rápida: 1) cuando se realiza la enumeración rápida selectiva de los puntos de constelación, los resultados obtenidos por este enfoque sobrepasan el alcance de un diagrama de constelación cuando los puntos de constelación de las señales a detectar están situados en el borde del diagrama de constelación; 2) debido a que la determinación de los puntos de constelación en la siguiente capa depende de los puntos de constelación obtenidos en la capa anterior, todos los resultados obtenidos después de esta rama son erróneos siempre que un resultado sobrepase el alcance del diagrama de constelación.

Se conocen asimismo tecnologías relevantes por la patente WO 2009/109394 A2 (IMEC INTER UNI MICRO ELECR [BE]; UNI-VLEUVEN KATH [BE]; MIN LI [BE]), 11 de septiembre de 2009 (11/09/2009) que se refiere a un procedimiento para detectar un símbolo transmitido sobre un canal de comunicación en un sistema de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas; y se conocen asimismo por el documento de NISKANEN JARMO y otros: "Selective spanning with fast enumeration detector implementation reaching LTE requirements (Implementación de detector de expansión selectiva con enumeración rápida cumpliendo los requisitos LTE)", 14ª CONFERENCIA EUROPEA DE PROCESAMIENTO DE SEÑALES 2006, IEEE, 23 de agosto de 2010 (23/08/2010), páginas 1379-1383, XP032770523, ISSN: 2219-5491.

Resumen del documento

Las realizaciones descritas en el presente documento dan a conocer un procedimiento y un aparato de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO con el fin de solucionar los problemas existentes en el algoritmo SSFE cuando se realiza enumeración rápida en la técnica relacionada.

El procedimiento y el aparato según el presente documento se reivindican en las reivindicaciones independientes. Las realizaciones preferentes se establecen en las realizaciones dependientes. Las realizaciones que no quedan dentro del alcance de las reivindicaciones son útiles para comprender la invención. Asimismo se da a conocer un procedimiento de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO, que comprende:

etapa 1, realizar una factorización QR en una matriz de canal H con un tamaño de matriz de $N_r \times N_t$ en un sistema MIMO y realizar una operación de inicialización, donde N_t es el número de antenas transmisoras y N_r es el número de antenas receptoras;

etapa 2, enumerar puntos de constelación candidatos de las señales de transmisión en cada capa de las antenas transmisoras según un vector $M=[M_1, M_2, \dots, M_{N_t}]$, una señal de recepción y, y un resultado de la factorización QR de la matriz de canal H, donde M es el número de los puntos de constelación candidatos enumerados en cada capa, la señal de recepción es $y=Hs+n$, donde H es la matriz de canal con el tamaño de matriz de $N_r \times N_t$, s es una señal de transmisión con un tamaño de matriz de $N_t \times 1$, n es ruido blanco Gaussiano con un tamaño de matriz de $N_r \times 1$;

etapa 3, calcular el incremento de la distancia euclídea debido a la adición de la selección de puntos de constelación candidatos en la presente capa de acuerdo con los puntos de constelación candidatos obtenidos; y

etapa 4, decidir y emitir la descodificación espacio-temporal de acuerdo con la suma de los incrementos calculados de las distancias euclídeas de los puntos de constelación candidatos en cada capa.

Opcionalmente, la etapa 1 comprende:

etapa 11, realizar la factorización QR de la matriz de canal H de acuerdo con la fórmula 1:

$$H=QxR \qquad \text{fórmula 1,}$$

donde Q representa una matriz ortogonal después de la factorización QR de la matriz de canal H y R representa una matriz triangular superior después de la factorización QR de la matriz de canal H;

etapa 12, multiplicar una señal de recepción y por una traspuesta hermitiana de la matriz Q después de la factorización QR de la matriz de canal H, es decir, $\hat{y}=Q^H y$, donde Q^H representa el conjugado hermitiano de la matriz Q; y

etapa 13, establecer $i=N_t$.

Opcionalmente, la etapa 2 comprende:

etapa 21, calcular los datos directamente recuperados de las señales de transmisión de la $i(1, 2, \dots, N_t)$ -ésima antena transmisora de acuerdo con la fórmula 2:

$$\xi_i = \frac{\hat{y}_i - \sum_{j=i+1}^{N_i} R_{ij}s_j}{R_{ii}}$$

fórmula 2,

donde \hat{y}_i representa el i-ésimo elemento del vector $\hat{\mathbf{y}}$, R_{ij} representa los datos en la i-ésima fila y la j-ésima columna de la matriz R después de la factorización QR de la matriz de canal H, y s_j representa la señal de transmisión detectada de la j-ésima antena transmisora;

etapa 22, calcular una distancia de los datos recuperados desde el punto de constelación candidato más cercano de acuerdo con la fórmula 3:

$$d = \xi_i - Q(\xi_i)$$

fórmula 3,

donde $Q(\xi_i)$ representa realizar una decisión dura para ξ_i ;

etapa 23, calcular una variable auxiliar Φ de acuerdo con la fórmula 4:

$$\phi = |\Re(d)| > |\Im(d)|$$

fórmula 4,

donde $\Re(\)$ representa la operación de tomar la parte real y $\Im(\)$ representa la operación de tomar la parte imaginaria;

etapa 24, calcular el número $R_{n_i} = \text{suelo}(\text{sqrt}(M_i))$ de los puntos de las partes reales requeridas y el número $I_{n_i} = \text{suelo}(\text{sqrt}(M_i))$ de los puntos de las partes imaginarias requeridas;

etapa 25, calcular el número R_{n_i} de los puntos más cercanos de $\Re(\xi_i)$ en un conjunto \mathcal{R}_{set} y calcular el número I_{n_i} de los puntos más cercanos de $\Im(\xi_i)$ en un conjunto \mathcal{I}_{set} , donde \mathcal{R}_{set} es un conjunto de valores de las partes reales de los puntos de constelación candidatos y \mathcal{I}_{set} es un conjunto de valores de las partes imaginarias de los puntos de constelación candidatos; y

etapa 26, calcular los puntos de constelación candidatos $p_i(1, 2, \dots, M_i)$ en cada capa de las antenas transmisoras de acuerdo con un principio de incremento gradual de la distancia euclídea y de acuerdo con R_{n_i} , I_{n_i} y la variable auxiliar Φ .

Opcionalmente, la etapa 3 comprende:

etapa 31, establecer s_i para que sea respectivamente igual a cada punto de los puntos de constelación candidatos $p_i(1, 2, \dots, M_i)$ detectados por la i-ésima antena transmisora, y calcular las distancias euclídeas bajo M_i trayectorias diferentes de acuerdo con la fórmula 5:

$$\|e(s_i)\|^2 = \left\| \hat{y}_i - \sum_{j=i}^{N_i} R_{ij}s_j \right\|^2$$

fórmula 5;

y

etapa 32, determinar si i es igual a 1 y, en caso afirmativo, realizar la etapa 4; en caso contrario, establecer $i=i-1$ y realizar la etapa 21.

Opcionalmente, la etapa 4 comprende:

5 etapa 41, determinar si se utiliza un modo de decisión dura o un modo de decisión blanda, realizar la etapa 42 si se determina que se va a utilizar el modo de decisión dura y realizar la etapa 43 si se determina que se va a utilizar el modo de decisión blanda;

etapa 42, seleccionar directamente una trayectoria que minimiza $\sum_{i=1}^{N_t} \|e(s_i)\|^2$ como una salida de decisión; y

etapa 43, realizar el cálculo de la relación de verosimilitud logarítmica de acuerdo con los puntos de constelación

10 correspondientes a las primeras A trayectorias que minimizan $\sum_{i=1}^{N_t} \|e(s_i)\|^2$ y un valor de $\sum_{i=1}^{N_t} \|e(s_i)\|^2$, y utiliza un resultado del cálculo como la salida de la decisión.

Opcionalmente, las señales de transmisión se modulan utilizando un modo de modulación de amplitud en cuadratura de múltiples niveles (M-QAM).

15 También se da a conocer un aparato de procesamiento para realizar una decodificación espacio-temporal sobre señales MIMO, que comprende:

20 un módulo de factorización QR configurado para realizar la factorización QR en una matriz de canal H con un tamaño de matriz de $N_r \times N_t$ en un sistema MIMO y realizar una operación de inicialización, donde N_t es el número de antenas transmisoras y N_r es el número de antenas receptoras;

25 un módulo de cálculo de puntos de constelación candidatos configurado para enumerar puntos de constelación candidatos de las señales de transmisión en cada capa de las antenas transmisoras de acuerdo con un vector $\mathbf{M} = [M_1, M_2, \dots, M_{N_t}]$, una señal de recepción y, y un resultado de la factorización QR de la matriz de canal H, donde M es el número de puntos de constelación candidatos enumerados en cada capa, la señal de recepción es $y = Hs + n$, donde H es la matriz de canal con el tamaño de la matriz de $N_r \times N_t$, s es una señal de transmisión con un tamaño de matriz de $N_t \times 1$, n es ruido blanco Gaussiano con un tamaño de matriz de $N_r \times 1$;

30 un módulo de cálculo del incremento euclideo configurado para calcular el incremento de una distancia euclidea debido a la adición de la selección de un punto de constelación candidato en la presente capa de acuerdo con los puntos de constelación candidatos obtenidos; y

35 un módulo de salida configurado para decidir y emitir la decodificación espacio-temporal de acuerdo con la suma de los incrementos calculados de las distancias euclideas de los puntos de constelación candidatos en cada capa.

Opcionalmente, el módulo de factorización QR está configurado para:

realizar la factorización QR en la matriz de canal H de acuerdo con la fórmula 6:

40
$$H = Q \times R$$
 fórmula 6,

donde Q representa una matriz ortogonal después de la factorización QR de la matriz de canal H y R representa una matriz triangular superior después de la factorización QR de la matriz de canal H;

45 multiplicar una señal de recepción y por una traspuesta hermitiana de la matriz Q después de la factorización QR de la matriz de canal H, es decir, $\hat{y} = Q^H y$, donde Q^H representa el conjugado hermitiano de la matriz Q; y

establecer $i = N_t$.

50 Opcionalmente, el módulo de cálculo de puntos de constelación candidatos está configurado para:

calcular los datos recuperados directamente de las señales de transmisión de la $i(1, 2, \dots, N_t)$ -ésima antena transmisora de acuerdo con la fórmula 7:

55
$$\xi_i = \frac{\hat{y}_i - \sum_{j=i+1}^{N_t} R_{ij} s_j}{R_{ii}}$$
 fórmula 7,

donde \hat{y}_i representa el i-ésimo elemento del vector $\hat{\mathbf{y}}$, R_{ij} representa los datos en la i-ésima fila y la j-ésima columna de la matriz R después de la factorización QR de la matriz de canal H, y s_j representa la señal de transmisión detectada de la j-ésima antena transmisora;

5 calcular una distancia de los datos recuperados desde el punto de constelación candidato más cercano de acuerdo con la fórmula 8:

$$d = \xi_i - Q(\xi_i) \quad \text{fórmula 8,}$$

10 donde $Q(\xi_i)$ representa realizar una decisión dura para ξ_i ;

calcular una variable auxiliar Φ de acuerdo con la fórmula 9:

$$15 \quad \phi = |\Re(d)| > |\Im(d)| \quad \text{fórmula 9,}$$

donde $\Re(\)$ representa la operación de tomar la parte real y $\Im(\)$ representa la operación de tomar la parte imaginaria; y

20 calcular el número $R_{n_i} = \text{suelo}(\text{sqrt}(M_i))$ de los puntos de las partes reales requeridas y el número $I_{n_i} = \text{suelo}(\text{sqrt}(M_i))$ de los puntos de las partes imaginarias requeridas;

calcular el número R_{n_i} de los puntos más cercanos de $\Re(\xi_i)$ en un conjunto \mathcal{R}_{set} y calcular el número I_{n_i} de los puntos más cercanos de $\Im(\xi_i)$ en un conjunto \mathcal{I}_{set} , donde \mathcal{R}_{set} es un conjunto de valores de las partes reales de los puntos de constelación candidatos y \mathcal{I}_{set} es un conjunto de valores de las partes imaginarias de los puntos de constelación candidatos; y

30 calcular los puntos de constelación candidatos $p_i(1, 2, \dots, M_i)$ en cada capa de antenas transmisoras de acuerdo con un principio de incremento gradual de la distancia euclídea y de acuerdo con R_{n_i} , I_{n_i} y la variable auxiliar Φ .

Opcionalmente, el módulo de cálculo del incremento euclídeo está configurado para:

35 establecer s_i para que sea respectivamente igual a cada punto de los puntos de constelación candidatos $p_i(1, 2, \dots, M_i)$ detectados por la i-ésima antena transmisora, y calcular las distancias euclídeas bajo M_i trayectorias diferentes de acuerdo con la fórmula 10:

$$\|e(s_i)\|^2 = \left\| \hat{y}_i - \sum_{j=1}^{N_i} R_{ij} s_j \right\|^2 \quad \text{fórmula 10,}$$

y

40 determinar si i es igual 1 y, en caso afirmativo, invocar el módulo de salida; en caso contrario, establecer $i=i-1$ e invocar el módulo de cálculo de puntos de constelación candidatos.

Opcionalmente, el módulo de salida comprende:

45 un submódulo de determinación configurado para determinar si se utiliza un modo de decisión dura o un modo de decisión blanda, invocar un submódulo de emisión de la decisión dura si se determina que se debe utilizar el modo de decisión dura e invocar un submódulo de cálculo de la relación de verosimilitud logarítmica si se determina que se debe utilizar un modo de decisión blanda;

50 el submódulo de emisión de la decisión dura configurado para seleccionar directamente una trayectoria que

minimiza $\sum_{i=1}^{N_i} \|e(s_i)\|^2$ como una salida de decisión; y

el submódulo de cálculo de la relación de verosimilitud logarítmica configurado para realizar un cálculo de la relación de verosimilitud logarítmica de acuerdo con los puntos de constelación correspondientes a las primeras A

trayectorias que minimizan $\sum_{i=1}^{N_i} \|e(s_i)\|^2$ y un valor de $\sum_{i=1}^{N_i} \|e(s_i)\|^2$, y usar un resultado del cálculo como la salida de la decisión.

5 Opcionalmente, las señales de transmisión se modulan utilizando un modo de modulación de amplitud en cuadratura de múltiples niveles (M-QAM).

10 Los efectos beneficiosos de las realizaciones del presente documento son los siguientes:

estableciendo el vector $M = [M_1, M_2, \dots, M_{M_t}]$, se fija el número de puntos de constelación reservados por cada capa de las antenas transmisoras, y el proceso de seleccionar los puntos de constelación de las antenas transmisoras no incluye el proceso de selección-decisión del tipo si-entonces. Por tanto, el retardo en el procesamiento de cada trayectoria es coherente y es adecuado para el cálculo en paralelo. El proceso de seleccionar los puntos de constelación de cada antena transmisora de las realizaciones del presente documento se realiza simplemente mediante operaciones simples tales como buscar los puntos más cercanos a partir de las partes reales y las partes imaginarias, enumeración, etc., por tanto, la complejidad del cálculo es muy baja. En comparación con el algoritmo SSFE, los valores de las partes reales y de las partes imaginarias no requieren ser calculados durante el proceso de enumeración, disminuyendo adicionalmente la cantidad de cálculo. Además, todos los puntos de constelación enumerados en las realizaciones del presente documento están situados dentro del diagrama de constelación, evitando el fenómeno de los puntos enumerados que sobrepasan la constelación, lo que puede ocurrir en el algoritmo SSFE. El esquema de tecnología de las realizaciones del presente documento reduce la propagación de errores y mejora el rendimiento de detección.

25 Breve descripción de los dibujos

La figura 1 es un diagrama de flujo de un procedimiento de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO de acuerdo con una realización del presente documento;

30 la figura 2 es un diagrama esquemático de búsqueda de puntos de constelación candidatos globales, de acuerdo con una realización del presente documento;

la figura 3 es un diagrama esquemático de una enumeración rápida cuando los puntos de constelación de cada antena transmisora están alejados del borde de un diagrama de constelación en la etapa 103, de acuerdo con una realización del presente documento;

la figura 4 es un diagrama esquemático de una enumeración rápida cuando los puntos de constelación de cada antena transmisora están en el borde del diagrama de constelación en la etapa 103, de acuerdo con una realización del presente documento;

40 la figura 5 es un diagrama de flujo detallado de un procedimiento de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO, de acuerdo con una realización del presente documento;

45 la figura 6 es un diagrama de comparación de la simulación del rendimiento del procedimiento de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO y el procedimiento convencional de equilibrio del mínimo error cuadrático medio (MMSE), de acuerdo con una realización del presente documento;

la figura 7 es un dibujo esquemático estructural de un receptor de acuerdo con una realización del presente documento;

50 la figura 8 es un dibujo esquemático estructural de un aparato de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO, de acuerdo con una realización del presente documento; y

55 la figura 9 es un dibujo esquemático estructural detallado de un aparato de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO, de acuerdo con una realización del presente documento.

Realizaciones preferentes del presente documento

60 Para solucionar los problemas que existen en el algoritmo SSFE cuando se realiza la enumeración rápida en la técnica relacionada, las realizaciones del presente documento dan a conocer un procedimiento y un aparato de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO, es decir, una nueva expansión selectiva con enumeración rápida (denominada NSSFE). Este esquema ha utilizado la idea de una parte de la tecnología SSFE y ha solucionado bien los problemas que existen en el algoritmo SSFE cuando realiza la

enumeración rápida. Las realizaciones del presente documento se describirán en mayor detalle en combinación con los dibujos adjuntos y las realizaciones. Se debe comprender que las realizaciones descritas en la presente memoria solo pretenden explicar las realizaciones del presente documento y no limitar las realizaciones del presente documento.

5 Realización del procedimiento

De acuerdo con una realización del presente documento, se da a conocer un procedimiento de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO. La figura 1 es un diagrama de flujo del procedimiento de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO de acuerdo con la realización del presente documento. Tal como se muestra en la figura 1, el procedimiento de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO de acuerdo con la realización del presente documento comprende la etapa siguiente:

15 etapa 101, realizar una factorización QR en una matriz de canal H con un tamaño de matriz de $N_t \times N_t$ en un sistema MIMO y realizar una operación de inicialización, donde N_t es el número de antenas transmisoras y N_r es el número de antenas receptoras.

La etapa 101 es una etapa de procesamiento previo necesaria para realizar las siguientes operaciones:

20 etapa 1011, realizar una factorización QR en la matriz del canal H de acuerdo con la fórmula 1:

$$H=Q \times R \qquad \text{fórmula 1,}$$

25 donde Q representa una matriz ortogonal después de la factorización QR de la matriz de canal H y R representa una matriz triangular superior después de la factorización QR de la matriz de canal H;

etapa 1012, multiplicar una señal de recepción y por una traspuesta hermitiana de la matriz Q después de la factorización QR de la matriz de canal H, es decir, $\hat{y} = Q^H y$, donde Q^H representa el conjugado hermitiano de la matriz Q; y

etapa 1013, establecer $i=N_t$.

El procedimiento comprende, además, la etapa siguiente:

35 etapa 102, enumerar puntos de constelación candidatos de las señales de transmisión en cada capa de las antenas transmisoras de acuerdo con un vector $\mathbf{M} = [M_1, M_2, \dots, M_{N_t}]$, una señal de recepción y, y un resultado de la factorización QR de la matriz de canal H, donde M es el número de los puntos de constelación numerados en cada capa, la señal de recepción es $y=Hs+n$, donde H es la matriz de canal con el tamaño de matriz de $N_r \times N_t$, s es una señal de transmisión con un tamaño de matriz de $N_t \times 1$, n es ruido blanco Gaussiano con un tamaño de matriz de $N_r \times 1$.

La etapa 102 comprende las siguientes etapas:

45 etapa 1021, calcular los datos recuperados directamente de las señales de transmisión de la $i(1, 2, \dots, N_t)$ -ésima antena transmisora de acuerdo con la fórmula 2:

$$\xi_i = \frac{\hat{y}_i - \sum_{j=i+1}^{N_t} R_{ij} s_j}{R_{ii}} \qquad \text{fórmula 2,}$$

50 donde \hat{y}_i representa el i-ésimo elemento del vector \hat{y} , R_{ij} representa los datos en la i-ésima fila y la j-ésima columna de la matriz R después de la factorización QR de la matriz de canal H, y s_j representa la señal de transmisión detectada de la j-ésima antena transmisora;

etapa 1022, calcular una distancia de los datos recuperados a partir del punto de constelación candidato más cercano, de acuerdo con la fórmula 3:

$$d = \xi_i - Q(\xi_i) \qquad \text{fórmula 3,}$$

donde $Q(\xi_i)$ representa realizar una decisión dura para ξ_i ;

60

etapa 1023, calcular una variable auxiliar Φ de acuerdo con la fórmula 4:

$$\phi = |\Re(d)| > |\Im(d)| \quad \text{fórmula 4,}$$

5 donde $\Re(\)$ representa la operación de tomar la parte real y $\Im(\)$ representa la operación de tomar la parte imaginaria;

etapa 1024, calcular el número $R_{n_i} = \text{suelo}(\sqrt{M_i})$ de los puntos de las partes reales requeridas y el número $I_{n_i} = \text{suelo}(\sqrt{M_i})$ de los puntos de las partes imaginarias requeridas;

10 etapa 1025, calcular el número R_{n_i} de los puntos más cercanos de $\Re(\xi_i)$ en un conjunto \mathcal{R}_{set} y calcular el número I_{n_i} de los puntos más cercanos de $\Im(\xi_i)$ en un conjunto \mathcal{I}_{set} , donde \mathcal{R}_{set} es un conjunto de valores de las partes reales de los puntos de constelación candidatos y \mathcal{I}_{set} es un conjunto de valores de las partes imaginarias de los puntos de constelación candidatos; es decir, en la modulación M-QAM, los conjuntos de valores de las partes reales y de las partes imaginarias de los puntos de constelación se establecen respectivamente como \mathcal{R}_{set} y \mathcal{I}_{set} ;

15 etapa 1025, calcular los puntos de constelación candidatos $p_i(1, 2, \dots, M_i)$ en cada capa de las antenas transmisoras de acuerdo con un principio de incremento gradual de la distancia euclídea y de acuerdo con R_{n_i} , I_{n_i} y la variable auxiliar Φ .

20 La figura 2 es un diagrama esquemático de búsqueda de los puntos de constelación candidatos globales de acuerdo con una realización del presente documento. Tal como se muestra en la figura 2, suponiendo que existen N_t antenas transmisoras, la búsqueda se inicia desde la N_t -ésima antena transmisora, se establece un vector $\mathbf{M} = [M_1, M_1, \dots, M_{N_t}]$, y la i -ésima antena transmisora reserva solamente los M_i puntos de constelación más posibles.

El procedimiento comprende la etapa siguiente:

25 etapa 103, calcular los incrementos de una distancia euclídea debido a la adición de la selección de puntos de constelación candidatos en la presente capa de acuerdo con los puntos de constelación candidatos obtenidos.

La etapa 103 comprende las siguientes etapas:

30 etapa 1031, establecer s_i para que sea respectivamente igual a cada punto de los puntos de constelación candidatos $p_i(1, 2, \dots, M_i)$ detectados por la i -ésima antena transmisora, y calcular las distancias euclídeas bajo M_i trayectorias diferentes de acuerdo con la fórmula 5:

$$\|e(s_i)\|^2 = \left\| \hat{y}_i - \sum_{j=i}^{N_t} R_{ij} s_j \right\|^2 \quad \text{fórmula 5;}$$

40 y

etapa 1032, determinar si i es igual a 1 y, en caso afirmativo, realizar la etapa 104; en caso contrario, establecer $i=i-1$ y realizar la etapa 1021. El cálculo se realiza para cada rama recién añadida.

45 La figura 3 es un diagrama esquemático de enumeración rápida cuando los puntos de constelación de cada antena transmisoras están alejados del borde de un diagrama de constelación en la etapa 103, de acuerdo con una realización del presente documento. Tal como se muestra en la figura 3, bajo 64QAM, cuando $\xi_i = -2,7 + 2,2j$, los resultados de la búsqueda obtenidos por el algoritmo de enumeración rápida de la realización del presente documento son $p_1 = -3+3j$; $p_2 = -3+1j$; $p_3 = -1+3j$; $p_4 = -1+1j$; $p_5 = -3+5j$; $p_6 = -1+5j$; $p_7 = -5+3j$; $p_8 = -5+1j$.

50 La figura 4 es un diagrama esquemático de enumeración rápida cuando los puntos de constelación de cada antena transmisoras están en el borde del diagrama de constelación en la etapa 103, de acuerdo con una realización del presente documento. Tal como se muestra en la figura 4, bajo 64QAM, cuando $\xi_i = -7,2+7,5j$, los resultados de la búsqueda obtenidos por el algoritmo de enumeración rápida de la realización del presente documento son $p_1 = -7+7j$; $p_2 = -7+5j$; $p_3 = -5+7j$; $p_4 = -5+5j$; $p_5 = -7+3j$; $p_6 = -5+3j$; $p_7 = -3+7j$; $p_8 = -3+5j$.

El procedimiento comprende las siguientes etapas:

etapa 104, decidir y emitir la descodificación espacio-temporal de acuerdo con la suma de los incrementos calculados de las distancias euclideas de los puntos de constelación candidatos en cada capa;

5 etapa 1041, determinar si se utiliza un modo de decisión dura o un modo de decisión blanda, realizar la etapa 1042 si se determina que se debe usar el modo de decisión dura y realizar la etapa 1043 si se determina que se debe utilizar el modo de decisión blanda;

10 etapa 1042, seleccionar directamente una trayectoria que minimiza $\sum_{i=1}^{N_t} \|e(s_i)\|^2$ como una salida de decisión; y

etapa 1043, realizar el cálculo de la relación de verosimilitud logarítmica de acuerdo con los puntos de constelación correspondientes a las primeras A trayectorias que minimizan $\sum_{i=1}^{N_t} \|e(s_i)\|^2$ y un valor de $\sum_{i=1}^{N_t} \|e(s_i)\|^2$, y utilizar el resto del cálculo como la salida de decisión.

15 El esquema técnico de las realizaciones del presente documento se describirán en detalle en combinación con los dibujos adjuntos.

20 La figura 5 es un diagrama de flujo detallado de un procedimiento de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO de acuerdo con una realización del presente documento. Tal como se muestra en la figura 5, el procedimiento comprende la etapa siguiente:

etapa 501, realizar una factorización QR en una matriz de canal H en el dominio del tiempo: $H=QxR$.

25 El proceso de la factorización QR de la matriz de canal H es como sigue:

1. La matriz de canal H puede expresarse como $H = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_m]$, donde $m=N_t$, varios vectores columna no están correlacionados y se pueden ortogonalizar.

30 2. Se ortogonaliza el vector columna h_1 y se calcula un vector unitario ortogonalizado q_1 , $q_1 = h_1/|h_1|$, donde $|\cdot|$ significa tomar el valor absoluto, para obtener el vector ortogonalizado de h_1 , $y_1 = h_1 = |h_1| \cdot q_1$.

$$q_2 = \frac{h_2 + k_{21}q_1}{|h_2 + k_{21}q_1|},$$

3. Se ortogonaliza el vector columna h_2 y se calcula un vector unitario ortogonalizado q_2 , $k_{21} = -\langle h_2, q_1 \rangle$, donde k_{nj} representa la proyección de h_n sobre q_j , k_{21} representa la proyección de h_2 sobre

35 q_1 , $\langle a, b \rangle$ significa que un vector a es multiplicado por un vector b para obtener el vector ortogonalizado de h_2 , $y_2 = h_2 + k_{21}q_1$.

4. Suponiendo que existe una variable n que satisface $2 \leq n \leq m$, el vector columna h_n se ortogonaliza y se calcula un

$$q_n = \frac{h_n + \sum_{j=1}^{n-1} k_{nj}q_j}{|h_n + \sum_{j=1}^{n-1} k_{nj}q_j|},$$

vector unitario ortogonalizado q_n , $k_{nj} = -\langle h_n, q_j \rangle$, para obtener el vector ortogonalizado de

40 h_n , $y_n = h_n + \sum_{j=1}^{n-1} k_{nj}q_j$.

5. $q_1 \ q_2 \ \dots \ q_m$ se combinan en una matriz Q:

$$q_i^H q_j = \delta_{ij} = \begin{cases} 0 & i \neq j \\ 1 & i = j \end{cases} \rightarrow Q = [q_1 \ q_2 \ \dots \ q_m].$$

45 6. El vector ortogonalizado y_1 se reescribe para obtener $h_1 = q_1|y_1|$.

7. El vector ortogonalizado y_2 se reescribe para obtener $h_2 = q_2|y_2| - k_{21}q_1$.

$$\mathbf{h}_n = \mathbf{q}_n |y_n| - \sum_{j=1}^{n-1} k_{nj} \mathbf{q}_j$$

8. El vector ortogonalizado y_n se reescribe para obtener

9. En combinación con las fórmulas de las etapas 6, 7 y 8, el resultado de la factorización QR de la matriz de canal H se puede expresar como:

5

$$\mathbf{H} = [\mathbf{q}_1 \quad \mathbf{q}_2 \quad \dots \quad \mathbf{q}_m] \begin{bmatrix} |y_1| & -k_{21} & -k_{31} & \dots & -k_{m1} \\ & |y_2| & -k_{32} & \dots & -k_{m2} \\ & & |y_n| & \dots & -k_{mn} \\ & & & \ddots & \vdots \\ & & & & |y_m| \end{bmatrix}$$

$$= \mathbf{QR}$$

El procedimiento comprende, además, las siguientes etapas:

10 etapa 502, inicializar las variables y los datos, multiplicar el vector de recepción y por una traspuesta hermitiana de una matriz Q después de la factorización QR de la matriz de canal H, es decir, $\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{Q}^H \mathbf{y}$ y establecer la variable $i = N_t$; y

etapa 503, obtener los puntos de constelación candidatos en cada capa a su vez, el proceso es como sigue:

15 1. se calculan los datos recuperados directamente de las señales de transmisión de la i-ésima antena transmisora,

$$\hat{\xi}_i = \frac{\hat{y}_i - \sum_{j=i+1}^{N_t} R_{ij} s_j}{R_{ii}}$$

2. Se calcula una distancia de los datos recuperados desde el punto de constelación más cercano, $d = \xi_i - Q(\xi_i)$, donde $Q(\xi_i)$ representa realizar una decisión dura para ξ_i ; por ejemplo, $\xi_i = -7,2 + 7,5j$; $d = -0,2 + 0,5j$.

20

3. Se calcula una variable auxiliar Φ :

$$\phi = |\Re(d)| > |\Im(d)|,$$

25 donde $|\cdot|$ significa tomar el valor absoluto; por ejemplo, $d = -0,2 + 0,5j$, $\Phi = 0$.

4. Bajo la modulación M-QAM, suponer que los conjuntos de valores de las partes reales y de las partes imaginarias de los puntos de constelación son \mathcal{R}_{set} y \mathcal{I}_{set} , respectivamente. Se calcula el número $R_{ni} = \text{suelo}(\sqrt{M_i})$ de los puntos de las partes reales requeridas y el número $I_{ni} = \text{suelo}(\sqrt{M_i})$ de los puntos de las partes imaginarias requeridas. Por ejemplo, si $M_i = 8$, entonces $R_{ni} = 3$, $I_{ni} = 3$.

30

5. Se calculan el número R_{ni} de los puntos más cercanos $[R_0, R_1, \dots, R_{R_{ni}-1}]$ desde $\Re(\xi_i)$ y el número I_{ni} de los puntos más cercanos $[I_0, I_1, \dots, I_{I_{ni}-1}]$ desde $\Im(\xi_i)$. Por ejemplo, en la modulación 64QAM, $M_i = 8$, $\mathcal{R}_{set} = [-7 \ -5 \ -3 \ -1 \ 1 \ 3 \ 5 \ 7]$,

35

$$\mathcal{I}_{set} = [-7 \ -5 \ -3 \ -1 \ 1 \ 3 \ 5 \ 7],$$

$\xi_i = -7,2 + 7,5j$, $[R_0, R_1, R_2] = [-7, -5, -3]$ y $[I_0, I_1, I_2] = [7, 5, 3]$.

40 6. Se calcula el primer punto enumerado: $p_1 = R_0 + j \cdot I_0$, para obtener el punto más cercano p_1 a partir de ξ_i ; $p_1 = -7 + 7j$ puede obtenerse de acuerdo con el análisis del ejemplo anterior.

7. Se calcula la parte real del segundo punto enumerado: $A = R_0 \cdot (!\Phi) + R_1 \cdot \Phi$, donde $!(\cdot)$ representa la operación NOT; se calcula la parte imaginaria del segundo punto enumerado: $B = I_0 \cdot \Phi + I_1 \cdot (!\Phi)$; se calcula el segundo punto

enumerado: $p_2 = A+j\cdot B$; y $A=(-7)\cdot(!0)+(-5)\cdot 0=-7$, $B=7\cdot 0+5 (!0)=5$ y $p_2=-7+5j$ puede obtenerse de acuerdo con el análisis del ejemplo.

5 8. Se calcula la parte real del tercer punto enumerado: $A = R_1\cdot(!\Phi) + R_0\cdot\Phi$; se calcula la parte imaginaria del tercer punto enumerado: $B=l_1\cdot\Phi+l_0\cdot(!\Phi)$; se calcula el tercer punto enumerado: $p_3=A+j\cdot B$; y $p_3=-5+7j$ en el ejemplo anterior.

9. Se calcula el cuarto punto enumerado: $p_4=R_1+j\cdot l_1$; y $p_4=-5+5j$ en el ejemplo anterior.

10. Se calcula el quinto punto enumerado: $p_5=R_0+j\cdot l_2$; y $p_5=-7+3j$ en el ejemplo anterior.

10

11. Se calcula el sexto punto enumerado: $p_6=R_1+j\cdot l_2$; y $p_6=-5+3j$ en el ejemplo anterior.

12. Se calcula el séptimo punto enumerado: $p_7=R_2+j\cdot l_0$; y $p_7=-3+7j$ en el ejemplo anterior.

15

13. Se calcula el octavo punto enumerado: $p_8=R_2+j\cdot l_1$; y $p_8=-3+5j$ en el ejemplo anterior.

El procedimiento comprende, además, las siguientes etapas:

$$\|e(s_i)\|^2 = \left\| \hat{y}_i - \sum_{j=i}^{N_i} R_{ij} s_j \right\|^2$$

20 etapa 504, calcular el incremento euclideo
calcular los incrementos de las distancias euclideas bajo M_i trayectorias diferentes;

etapa 505, establecer $i=i-1$;

25 etapa 506, determinar si i es igual a 1, avanzar a la etapa 507 si i es igual a 1 y avanzar a la etapa 503 si i es mayor que 1. Se realiza el cálculo para cada rama recién añadida;

etapa 507, calcular la suma de errores de distancia de todas las ramas según los incrementos de las distancias euclideas;

30 etapa 508, determinar si realizar la salida de la decisión blanda, realizar la etapa 509 en caso afirmativo y realizar la etapa 510 en caso contrario;

35 etapa 509, si se realiza la salida de decisión blanda, obtener información blanda como salida mediante el cálculo de la relación de verosimilitud de acuerdo con una secuencia de puntos de constelación candidatos y la suma de los incrementos correspondientes de las distancias euclideas; y

etapa 510, si se realiza la salida de decisión dura, tomar como salida directamente la secuencia de los puntos de constelación candidatos, en los que el incremento de la distancia euclidea es el mínimo.

40 En resumen, de acuerdo con el esquema técnico de las realizaciones del presente documento, estableciendo el vector $\mathbf{M} = [M_1, M_2, \dots, M_{N_{it}}]$, se fija el número de los puntos de constelación reservados en cada capa de las antenas transmisoras, y el proceso de seleccionar los puntos de constelación de las antenas transmisoras no incluye el proceso de selección-decisión del tipo si-entonces. Por tanto, el retardo del procesamiento de cada trayectoria es coherente y es adecuado para el cálculo en paralelo. El proceso de selección de los puntos de constelación de cada
45 antena transmisora de las realizaciones del presente documento se realiza únicamente mediante operaciones simples tales como buscar los puntos más cercanos a partir de las partes reales y las partes imaginarias, enumeración, etc., por tanto, la complejidad del cálculo es muy baja. En comparación con el algoritmo SSFE, no se necesita calcular los valores de las partes reales y de las partes imaginarias durante el proceso de enumeración, disminuyendo adicionalmente la cantidad de cálculo. Además, todos los puntos de constelación enumerados en las
50 realizaciones del presente documento están situados en el interior del diagrama de constelación, evitando el fenómeno de que los puntos enumerados sobrepasen la constelación, lo que puede ocurrir en el algoritmo SSFE. El esquema de tecnología de las realizaciones del presente documento reduce la propagación de errores y mejora el rendimiento de la detección.

55 La figura 6 es un diagrama de comparación de la simulación del rendimiento del procedimiento de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO y el procedimiento convencional de equilibrio del mínimo error cuadrático medio (MMSE) de acuerdo con una realización del presente documento, en el que una condición y unos parámetros de simulación se establecen como sigue: sistema MIMO-OFDM de 4-transmisiones-4-recepciones, canal urbano típico de 6 trayectorias (TU06), desplazamiento de frecuencia Doppler máximo de 5 Hz, modo de modulación 16-QAM y el parámetro $\mathbf{M} = [1 \ 2 \ 4 \ 8]$. Obviamente, el procedimiento
60 propuesto en la realización del presente documento es significativamente mejor que el método MMSE.

Realización del aparato

Tal como se muestra en la figura 7, se da a conocer un dibujo esquemático estructural de un receptor habitual de acuerdo con una realización del presente documento. El receptor comprende una antena receptora -18-, un módulo de-CP -17-, un módulo FFT -16-, un módulo de descorrelación -15-, un módulo de estimación de canal -14-, un módulo de detección MIMO -13-, un módulo de IDFT -12-, un módulo de desmodulación -11- y un módulo de conversión paralelo a serie -10-.

En un extremo receptor, se realiza primero una operación de conversión de frecuencia (que se consigue mediante el módulo -18-, en el que -18- representa un proceso inverso correspondiente al módulo -8-, y los restantes números son similares a estos). Una antena receptora realiza de-CP utilizando el módulo -17-, transformando al dominio de frecuencia mediante FFT usando el módulo -16-, realizando una operación de descorrelación en el dominio de frecuencia usando el módulo -15- para obtener señales de transmisión influidas por un canal y ruido de desvanecimiento, que en este momento siguen siendo dos señales de transmisión independientes. Después, el receptor realiza la estimación del canal sobre los símbolos de datos utilizando el módulo -14- y, a continuación, realiza una operación de detección MIMO utilizando el módulo -13- (donde -14-, -13- corresponden al módulo -4- en la figura 1) y, a continuación, transforma respectivamente las señales independientes mediante el IDFT, realiza una operación de desmodulación usando el módulo -11- para obtener los datos de transmisión de cada antena y finalmente realiza la conversión de paralelo a serie de los datos de transmisión usando el módulo -10-.

De acuerdo con la realización del presente documento, se da a conocer un aparato de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO para el módulo de detección MIMO -13- en la estructura del receptor de la figura 7. La figura 8 es un dibujo esquemático estructural de un aparato de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO de acuerdo con una realización del presente documento. Tal como se muestra en la figura 8, el aparato de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO de acuerdo con una realización del presente documento comprende un módulo -60- de factorización QR, un módulo -62- de cálculo de puntos de constelación candidatos, un módulo -64- de cálculo de incremento euclideo y un módulo -66- de salida. Cada módulo de la realización del presente documento se describirá a continuación en detalle.

El módulo -60- de factorización QR está configurado para realizar la factorización QR en una matriz de canal H con un tamaño de matriz de $N_r \times N_t$ en un sistema MIMO y realizar una operación de inicialización, donde N_r es el número de antenas transmisoras y N_t es el número de antenas receptoras.

El módulo -60- de factorización QR está configurado para:

realizar la factorización QR en la matriz de canal H de acuerdo con la fórmula 6:

$$H=Q \times R \quad \text{fórmula 6,}$$

donde Q representa una matriz ortogonal después de la factorización QR de la matriz de canal H y R representa una matriz triangular superior después de la factorización QR de la matriz de canal H;

multiplicar una señal de recepción y por una traspuesta hermitiana de la matriz Q después de la factorización QR de la matriz de canal H, es decir, $\hat{y} = Q^H y$, donde Q^H representa el conjugado hermitiano de la matriz Q; y

establecer $i=N_t$.

El módulo -62- de cálculo de los puntos de constelación candidatos está configurado para enumerar puntos de constelación candidatos de las señales de transmisión en cada capa de las antenas transmisoras de acuerdo con un vector $M = [M_1, M_2, \dots, M_{N_t}]$, una señal de recepción y, y un resultado de la factorización QR de la matriz de canal H, donde M es el número de los puntos de constelación candidatos numerados en cada capa, la señal de recepción es $y=Hs+n$, donde H es la matriz de canal con el tamaño de matriz de $N_r \times N_t$, s es una señal de transmisión con un tamaño de matriz de $N_t \times 1$, n es ruido blanco Gaussiano con un tamaño de matriz de $N_r \times 1$.

El módulo -62- de cálculo de los puntos de constelación candidatos está configurado para:

calcular los datos recuperados directamente de las señales de transmisión de la $i(1,2,\dots,N_t)$ -ésima antena transmisora de acuerdo con la fórmula 7:

$$\xi_i = \frac{\hat{y}_i - \sum_{j=i+1}^{N_i} R_{ij} s_j}{R_{ii}}$$

fórmula 7,

donde \hat{y}_i representa el i-ésimo elemento del vector $\hat{\mathbf{y}}$, R_{ij} representa los datos en la i-ésima fila y la j-ésima columna de la matriz R después de la factorización QR de la matriz de canal H, y s_j representa la señal de transmisión detectada de la j-ésima antena transmisora;

calcular una distancia de los datos recuperados a partir del punto de constelación candidato más cercano de acuerdo con la fórmula 8:

$$d = \xi_i - Q(\xi_i)$$

fórmula 8,

donde $Q(\xi_i)$ representa realizar una decisión dura para ξ_i ;

calcular una variable auxiliar Φ de acuerdo con la fórmula 9:

$$\phi = |\Re(d)| > |\Im(d)|$$

fórmula 9,

donde $\Re(\)$ representa la operación de tomar la parte real y $\Im(\)$ representa la operación de tomar la parte imaginaria; y

calcular el número $R_{ni} = \text{suelo}(\text{sqrt}(M_i))$ de los puntos de las partes reales requeridas y el número $I_{ni} = \text{suelo}(\text{sqrt}(M_i))$ de los puntos de las partes imaginarias requeridas;

calcular el número R_{ni} de los puntos más cercanos de $\Re(\xi_i)$ en un conjunto \Re_{set} y calcular el número I_{ni} de los puntos más cercanos de $\Im(\xi_i)$ en un conjunto \Im_{set} , donde \Re_{set} es un conjunto de valores de las partes reales de los puntos de constelación candidatos y \Im_{set} es un conjunto de valores de las partes imaginarias de los puntos de constelación candidatos; y

calcular los puntos de constelación candidatos $p_i(1, 2, \dots, M_i)$ en las antenas transmisoras en cada capa de acuerdo con un principio de incremento gradual de la distancia euclídea y de acuerdo con R_{ni} , I_{ni} y la variable auxiliar Φ .

La figura 2 es un diagrama esquemático de búsqueda de los puntos de constelación candidatos globales de acuerdo con una realización del presente documento. Tal como se muestra en la figura 2, suponiendo que existen N_t antenas transmisoras, la búsqueda se inicia desde la N_t -ésima antena transmisora, se establece un vector $\mathbf{M} = [M_1, M_1, \dots, M_{N_t}]$ y la i-ésima antena transmisora reserva solamente los M_i puntos de constelación más posibles.

El módulo -64- de cálculo del incremento euclídeo está configurado para calcular los incrementos de una distancia euclídea debido a la adición de la selección de un punto de constelación candidato en la presente capa de acuerdo con los puntos de constelación candidatos obtenidos.

El módulo -64- de cálculo del incremento euclídeo está configurado para:

establecer s_i para que sea respectivamente igual a cada punto en los puntos de constelación candidatos $p_i(1, 2, \dots, M_i)$ detectados por la i-ésima antena transmisora, y calcular las distancias euclídeas bajo M_i trayectorias diferentes de acuerdo con la fórmula 10:

$$\|e(s_i)\|^2 = \left\| \hat{y}_i - \sum_{j=i}^{N_i} R_{ij} s_j \right\|^2$$

fórmula 10;

y

determinar si i es igual a 1 y, en caso afirmativo, invocar el módulo -66- de salida; y en caso contrario, establecer $i=i-1$ e invocar el módulo -62- de cálculo de los puntos de constelación candidatos.

5 La figura 3 es un diagrama esquemático de enumeración rápida cuando los puntos de constelación de cada antena transmisora están alejados del borde de un diagrama de constelación en la etapa 103, de acuerdo con una realización del presente documento. Tal como se muestra en la figura 3, bajo 64QAM, cuando $\xi_i = -2,7+2,2j$, los resultados de la búsqueda obtenidos por el algoritmo de enumeración rápida de la realización del presente documento son $p_1 = -3+3j$; $p_2 = -3+1j$; $p_3 = -1+3j$; $p_4 = -1+1j$; $p_5 = -3+5j$; $p_6 = -1+5j$; $p_7 = -5+3j$; $p_8 = -5+1j$.

10 La figura 4 es un diagrama esquemático de enumeración rápida cuando los puntos de constelación de cada antena transmisora están en el borde del diagrama de constelación en la etapa 103, de acuerdo con una realización del presente documento. Tal como se muestra en la figura 4, bajo 64QAM, cuando $\xi_i = -7,2+7,5j$, los resultados de la búsqueda obtenidos por el algoritmo de enumeración rápida de la realización del presente documento son $p_1 = -7+7j$; $p_2 = -7+5j$; $p_3 = -5+7j$; $p_4 = -5+5j$; $p_5 = -7+3j$; $p_6 = -5+3j$; $p_7 = -3+7j$; $p_8 = -3+5j$.

15 El módulo -66- de salida está configurado para decidir y emitir la descodificación espacio-temporal de acuerdo con la suma de los incrementos calculados de las distancias euclídeas de los puntos de constelación candidatos en cada capa.

20 El módulo -66- de salida comprende:

un submódulo de determinación configurado para determinar si se utiliza un modo de decisión dura o un modo de decisión blanda, invocar un submódulo de emisión de la decisión dura si se determina que se debe utilizar el modo de decisión dura e invocar un submódulo de cálculo de la relación de verosimilitud logarítmica si se determina que se debe utilizar el modo de decisión blanda;

25 el submódulo de emisión de la decisión dura configurado para seleccionar directamente una trayectoria que

minimiza $\sum_{i=1}^{N_i} \|e(s_i)\|^2$ como una salida de decisión; y

30 el submódulo de cálculo de la relación de verosimilitud logarítmica configurado para realizar el cálculo de la relación de verosimilitud logarítmica de acuerdo con los puntos de constelación correspondientes a las primeras A

trayectorias que minimizan $\sum_{i=1}^{N_i} \|e(s_i)\|^2$ y un valor de $\sum_{i=1}^{N_i} \|e(s_i)\|^2$, y utilizar el resultado del cálculo como la salida de la decisión.

35 Se debe observar que en las realizaciones del presente documento las señales de transmisión son moduladas utilizando un modo de modulación de amplitud en cuadratura de múltiples niveles (M-QAM).

El esquema técnico de las realizaciones del presente documento se describirá en detalle, a continuación, en combinación con los dibujos adjuntos.

40 La figura 9 es un dibujo esquemático estructural detallado de un aparato de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO de acuerdo con una realización del presente documento. Tal como se muestra en la figura 9, el aparato comprende:

45 un módulo -60- de factorización QR configurado para realizar la factorización QR en una matriz de canal H para obtener la matriz Q y la matriz R;

un módulo -62- de cálculo de los puntos de constelación candidatos configurado para enumerar los puntos de constelación requeridos p de acuerdo con un vector $\mathbf{M} = [M_1, M_2, \dots, M_{N_i}]$, una señal de recepción y, y un resultado de la factorización QR de la matriz de canal H, donde M es el número de los puntos de constelación numerados en cada capa; y

50 un módulo -64- de cálculo del incremento euclídeo configurado para calcular incrementos de una distancia euclídea debidos a la adición de la selección de un punto de constelación en una presente capa, de acuerdo con los puntos de constelación obtenidos p. Un submódulo de cálculo de la relación de verosimilitud logarítmica LLR, que se habilita cuando la información de salida requeridas información blanda, calcula la información blanda de acuerdo con la suma de los incrementos euclídeos estimados de cada grupo de puntos de constelación. Un submódulo de emisión de la decisión dura, que se habilita cuando la información requerida de salida es información de decisión dura, selecciona un grupo de puntos de constelación en los que el incremento euclídeo es mínimo como un resultado de salida de decisión dura de acuerdo con la suma de los incrementos euclídeos estimados de cada grupo de puntos de constelación.

Por tanto, en la estructura mostrada en la figura 9, el esquema técnico de las realizaciones del presente documento se describirá en detalle en combinación con la figura 5. La figura 5 es un diagrama de flujo detallado de un procedimiento de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO de acuerdo con una realización del presente documento. Tal como se muestra en la figura 5, el procedimiento comprende la etapa siguiente:

en la etapa 501, el módulo -60- de factorización QR realiza la factorización QR en una matriz de canal H en el dominio de tiempo: $H=QxR$;

el proceso de la factorización QR de la matriz de canal H mediante el módulo -60- de factorización QR es como sigue:

1. La matriz de canal H se puede expresar como $H = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_m]$, donde $m=N_t$, varios vectores columna no están correlacionados y se pueden ortogonalizar.

$$q_1 = \frac{h_1}{|h_1|} \quad q_1 = h_1/|h_1|,$$

2. Se ortogonaliza el vector columna h_1 y se calcula un vector unitario ortogonalizado q_1 , donde $|\cdot|$ significa tomar el valor absoluto para obtener el vector ortogonalizado de h_1 , $y_1 = h_1 = |h_1| \cdot q_1$.

3. Se ortogonaliza el vector columna h_2 y se calcula un vector unitario ortogonalizado q_2 , $q_2 = \frac{h_2 + k_{21}q_1}{|h_2 + k_{21}q_1|}$, donde $k_{21} = -\langle h_2, q_1 \rangle$, donde k_{nj} representa la proyección de h_n sobre q_j , k_{21} representa la proyección de h_2 sobre q_1 , $\langle a, b \rangle$ significa que un vector a es multiplicado por un vector b para obtener el vector ortogonalizado de h_2 , $y_2 = h_2 + k_{21}q_1$.

4. Suponiendo que existe una variable n que satisface $2 \leq n \leq m$, el vector columna h_n se ortogonaliza y se calcula un

$$q_n = \frac{h_n + \sum_{j=1}^{n-1} k_{nj} q_j}{|h_n + \sum_{j=1}^{n-1} k_{nj} q_j|},$$

vector unitario ortogonalizado q_n , $k_{nj} = -\langle h_n, q_j \rangle$, para obtener el vector ortogonalizado de h_n ,

$$y_n = h_n + \sum_{j=1}^{n-1} k_{nj} q_j .$$

5. $q_1 \ q_2 \ \dots \ q_m$ se combinan en una matriz Q:

$$q_i^H q_j = \delta_{ij} = \begin{cases} 0 & i \neq j \\ 1 & i = j \end{cases} \rightarrow Q = [q_1 \ q_2 \ \dots \ q_m].$$

6. El vector ortogonalizado y_1 se reescribe para obtener $h_1 = q_1 |y_1|$.

7. El vector ortogonalizado y_2 se reescribe para obtener $h_2 = q_2 |y_2| - k_{21} q_1$.

$$h_n = q_n |y_n| - \sum_{j=1}^{n-1} k_{nj} q_j .$$

8. El vector ortogonalizado y_n se reescribe para obtener

9. En combinación con las fórmulas de las etapas 6, 7 y 8, el resultado de la factorización QR de la matriz de canal H se puede expresar como:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{q}_1 \quad \mathbf{q}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{q}_m] \begin{bmatrix} |y_1| & -k_{21} & -k_{31} & \cdots & -k_{m1} \\ & |y_2| & -k_{32} & \cdots & -k_{m2} \\ & & |y_n| & \cdots & -k_{mn} \\ & & & \ddots & \vdots \\ & & & & |y_m| \end{bmatrix}$$

$$= \mathbf{QR}$$

El procedimiento comprende, además, las siguientes etapas:

5 etapa 502, inicializar las variables y los datos, multiplicar el vector de recepción y por una traspuesta hermitiana de una matriz Q después de la factorización QR de la matriz de canal H, es decir, $\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{Q}^H \mathbf{y}$ y establecer la variable $i = N_i$; y

etapa 503, el módulo -62- de cálculo de los puntos de constelación candidatos obtiene los puntos de constelación candidatos en cada capa, a su vez, el proceso es como sigue:

10 1. Se calculan los datos recuperados directamente de las señales de transmisión de la i-ésima antena transmisora,

$$\xi_i = \frac{\hat{y}_i - \sum_{j=i+1}^{N_i} R_{ij} s_j}{R_{ii}}$$

15 2. Se calcula una distancia de los datos recuperados del punto de constelación más cercano, $d = \xi_i - Q(\xi_i)$, donde $Q(\xi_i)$ representa realizar una decisión dura para ξ_i ; por ejemplo, $\xi_i = -7,2 + 7,5j$; $d = -0,2 + 0,5j$.

3. Se calcula una variable auxiliar Φ :

$$\phi = |\Re(d)| > |\Im(d)|,$$

20 donde $|\cdot|$ significa tomar el valor absoluto; por ejemplo, $d = -0,2 + 0,5j$, $\Phi = 0$.

4. Bajo la modulación M-QAM, suponer que los conjuntos de valores de las partes reales y de las partes imaginarias de los puntos de constelación son \Re_{set} y \Im_{set} , respectivamente. Se calcula el número $R_{ni} = \text{suelo}(\sqrt{M_i})$ de los puntos de las partes reales requeridas y el número $I_{ni} = \text{suelo}(\sqrt{M_i})$ de los puntos de las partes imaginarias requeridas. Por ejemplo, si $M_i = 8$, entonces $R_{ni} = 3$, $I_{ni} = 3$.

5. Se calcula el número R_{ni} de los puntos más cercanos $[R_0, R_1, \dots, R_{R_{ni}-1}]$ a partir de $\Re(\xi_i)$ y el número I_{ni} de los puntos más cercanos $[I_0, I_1, \dots, I_{I_{ni}-1}]$ a partir de $\Im(\xi_i)$. Por ejemplo, en la modulación 64QAM, $M_i = 8$, $\Re_{set} = [-7 \ -5 \ -3 \ -1 \ 1 \ 3 \ 5 \ 7]$,

$$\Im_{set} = [-7 \ -5 \ -3 \ -1 \ 1 \ 3 \ 5 \ 7],$$

$\xi_i = -7,2 + 7,5j$, $[R_0, R_1, R_2] = [-7, -5, -3]$ y $[I_0, I_1, I_2] = [7, 5, 3]$.

35 6. Se calcula el primer punto enumerado: $p_1 = R_0 + j \cdot I_0$, para obtener el punto más cercano p_1 a partir de ξ_i ; $p_1 = -7 + 7j$ puede obtenerse de acuerdo con el análisis del ejemplo anterior.

7. Se calcula la parte real del segundo punto enumerado: $A = R_0 \cdot (!\Phi) + R_1 \cdot \Phi$, donde $!(\cdot)$ representa la operación NOT; se calcula la parte imaginaria del segundo punto enumerado: $B = I_0 \cdot \Phi + I_1 \cdot (!\Phi)$; se calcula el segundo punto enumerado: $p_2 = A + j \cdot B$; y $A = (-7) \cdot (!0) + (-5) \cdot 0 = -7$, $B = 7 \cdot 0 + 5 \cdot (!0) = 5$ y $p_2 = -7 + 5j$ puede obtenerse de acuerdo con el análisis del ejemplo.

8. Se calcula la parte real del tercer punto enumerado: $A = R_1 \cdot (!\Phi) + R_0 \cdot \Phi$; se calcula la parte imaginaria del tercer punto enumerado: $B = I_1 \cdot \Phi + I_0 \cdot (!\Phi)$; se calcula el tercer punto enumerado: $p_3 = A + j \cdot B$; y $p_3 = -5 + 7j$ en el ejemplo anterior.

9. Se calcula el cuarto punto enumerado: $p_4 = R_1 + j \cdot I_1$; y $p_4 = -5 + 5j$ en el ejemplo anterior.

10. Se calcula el quinto punto enumerado: $p_5 = R_0 + j \cdot I_2$; y $p_5 = -7 + 3j$ en el ejemplo anterior.

11. Se calcula el sexto punto enumerado: $p_6=R_1+j \cdot l_2$; y $p_6=-5+3j$ en el ejemplo anterior.

12. Se calcula el séptimo punto enumerado: $p_7=R_2+j \cdot l_0$; y $p_7=-3+7j$ en el ejemplo anterior.

13. Se calcula el octavo punto enumerado: $p_8=R_2+j \cdot l_1$; y $p_8=-3+5j$ en el ejemplo anterior.

El procedimiento comprende, además, las siguientes etapas:

etapa 504, el módulo -64- de cálculo del incremento euclideo calcula el incremento euclideo

$$\|e(s_i)\|^2 = \left\| \hat{y}_i - \sum_{j=i}^{N_i} R_{ij} s_j \right\|^2$$
 de los puntos enumerados en la etapa 503 y calcula los incrementos de las distancias euclideas bajo M_i trayectorias diferentes;

etapa 505, establecer $i=i-1$;

etapa 506, determinar si i es igual a 1, avanzar a la etapa 507 si i es igual a 1 y avanzar a la etapa 503 si i es mayor que 1. Se realiza el cálculo para cada rama recién añadida;

etapa 507, calcular la suma de errores de distancia de todas las ramas según los incrementos de las distancias euclideas;

etapa 508, determinar si realizar la salida de decisión blanda, realizar la etapa 509 en caso afirmativo y realizar la etapa 510 en caso contrario;

etapa 509, si se realiza la salida de decisión blanda, el submódulo de cálculo LLR obtiene información blanda como salida mediante el cálculo de la relación de verosimilitud de acuerdo con una secuencia de puntos de constelación candidatos y la suma de los incrementos correspondientes de las distancias euclideas; y

etapa 510, si se realiza la salida de decisión dura, el submódulo de cálculo LLR toma directamente como salida la secuencia de los puntos de constelación candidatos, en los que el incremento de la distancia euclidea es el mínimo.

En resumen, de acuerdo con el esquema técnico de las realizaciones del presente documento, estableciendo el vector $\mathbf{M} = [M_1, M_2, \dots, M_{N_i}]$, se fija el número de los puntos de constelación reservados en cada capa de las antenas transmisoras, y el proceso de seleccionar los puntos de constelación de las antenas transmisoras no incluye el proceso de selección-decisión del tipo si-entonces. Por tanto, el retardo del procesamiento de cada trayectoria es coherente y es adecuado para el cálculo en paralelo. El proceso de selección de los puntos de constelación de cada antena transmisora de las realizaciones del presente documento se realiza únicamente mediante operaciones simples, tales como buscar los puntos más cercanos a partir de las partes reales y de las partes imaginarias, enumeración, etc., por tanto, la complejidad del cálculo es muy baja. En comparación con el algoritmo SSFE, no se necesita calcular los valores de las partes reales y de las partes imaginarias durante el proceso de enumeración, disminuyendo, además, la cantidad de cálculo. Además, todos los puntos de constelación enumerados en las realizaciones del presente documento están situados en el interior del diagrama de constelación, evitando el fenómeno de que los puntos enumerados sobrepasen la constelación, lo que puede ocurrir en el algoritmo SSFE. El esquema de tecnología de las realizaciones del presente documento reduce la propagación de errores y mejora el rendimiento de la detección.

Aunque las realizaciones preferentes del presente documento se dan a conocer con fines ilustrativos, los expertos en la materia reconocerán que son posibles diversas mejoras, adiciones y sustituciones. Por tanto, el alcance del presente documento no está limitado a las realizaciones descritas anteriormente.

Se debe observar que en todos los componentes de los controladores de las realizaciones del presente documento, los componentes de los mismos se dividen lógicamente de acuerdo con las funciones que van a implementar. No obstante, las realizaciones del presente documento no se limitan a esto. Cada componente se puede volver a dividir o recombinar como se desee. Por ejemplo, algunos de los componentes pueden combinarse en un único componente o algunos de los componentes pueden subdividirse en más subcomponentes.

Cada ejemplo de los componentes de las realizaciones del presente documento puede implementarse en un módulo de hardware o de software que se ejecuta en uno o varios procesadores, o una combinación de los mismos. Los expertos en la técnica comprenderán que, en la práctica, algunas o todas las funciones de algunos o todos los componentes de los controladores de acuerdo con las realizaciones del presente documento pueden implementarse utilizando un microcontrolador o un procesador de señales digitales (DSP). Una parte o la totalidad del programa del dispositivo o aparato (por ejemplo, un programa informático y un producto de programa informático) para ejecutar los procedimientos que se describen en la presente memoria se pueden implementar en las realizaciones del presente

documento. Dicho programa para implementar las realizaciones del presente documento puede estar almacenado en medios legibles por ordenador o tener la forma de una o varias señales. Dichas señales pueden descargarse de sitios web de internet o ser proporcionadas en señales portadoras de cualquier otra forma.

5 Se debe observar que las realizaciones descritas anteriormente ilustran el presente documento y no limitan el mismo. Además, los expertos en la técnica pueden diseñar realizaciones sustitutivas sin apartarse del alcance de las reivindicaciones adjuntas. En las reivindicaciones, cualquier carácter de referencia entre paréntesis no debe interpretarse como una limitación a las reivindicaciones. La palabra "comprende" no excluye elementos o etapas que no están enumeradas en las reivindicaciones. La palabra "un" o "una" precediendo a un elemento no excluye una pluralidad de dichos elementos. Las realizaciones del presente documento se pueden implementar por medio de hardware que contiene un número de elementos diferentes o por medio de ordenadores programados adecuadamente. En una reivindicación unitaria en la que se enumeran cierto número de aparatos, algunos de los aparatos pueden implementarse mediante el mismo elemento de hardware. El uso de las palabras "el primero", "el segundo" y "el tercero" no implica ningún orden y éstas se pueden interpretar como un nombre.

15 Aplicabilidad industrial

Estableciendo el vector $\mathbf{M} = [M_1, M_2, \dots, M_{N_i}]$, se fija el número de puntos de constelación reservados en cada capa de las antenas transmisoras, y el proceso de seleccionar los puntos de constelación de las antenas transmisoras no incluye el proceso de selección-decisión del tipo si-entonces. Por tanto, el retardo del procesamiento de cada trayectoria es coherente y es adecuado para el cálculo en paralelo. El proceso de selección de los puntos de constelación de cada antena transmisora de las realizaciones del presente documento se realiza únicamente mediante operaciones simples tales como buscar los puntos más cercanos a partir de las partes reales y de las partes imaginarias, enumeración, etc., por tanto, la complejidad del cálculo es muy baja. En comparación con el algoritmo SSFE, no se necesita calcular los valores de las partes reales y de las partes imaginarias durante el proceso de enumeración, disminuyendo adicionalmente la cantidad de cálculo. Además, todos los puntos de constelación enumerados en las realizaciones del presente documento están situados en el interior del diagrama de constelación, evitando el fenómeno de que los puntos enumerados sobrepasen la constelación, lo que puede ocurrir en el algoritmo SSFE. El esquema de tecnología de las realizaciones del presente documento reduce la propagación de errores y mejora el rendimiento de la detección.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de procesamiento para realizar una decodificación espacio-temporal sobre señales MIMO que comprende:

5 etapa 1, realizar una factorización QR en una matriz de canal H con un tamaño de matriz de $N_t \times N_t$ en un sistema MIMO y realizar una operación de inicialización, donde N_t es el número de antenas transmisoras y N_r es el número de antenas receptoras (101);

10 etapa 2, enumerar puntos de constelación candidatos de las señales de transmisión en cada capa de las antenas transmisoras según un vector $\mathbf{M}=[M_1, M_2, \dots, M_{N_t}]$, una señal de recepción y, un resultado de la factorización QR de la matriz de canal H, donde M es el número de los puntos de constelación candidatos enumerados en cada capa, la señal de recepción es $y=Hs+n$, donde H es la matriz de canal con el tamaño de matriz de $N_r \times N_t$, s es una señal de transmisión con un tamaño de matriz de $N_t \times 1$, n es ruido blanco Gaussiano con un tamaño de matriz de $N_r \times 1$ (102);

15 etapa 3, calcular un incremento de la distancia euclídea debido a la adición de la selección de puntos de constelación candidatos en la presente capa de acuerdo con los puntos de constelación candidatos obtenidos (103); y

20 etapa 4, decidir y emitir la decodificación espacio-temporal de acuerdo con la suma de los incrementos calculados de las distancias euclídeas de los puntos de constelación candidatos en cada capa (104);

en el que la etapa 1 comprende:

25 etapa 11, realizar la factorización QR de la matriz de canal H según la fórmula 1:

$$H=Q \times R \qquad \text{fórmula 1,}$$

30 donde Q representa una matriz ortogonal después de la factorización QR de la matriz de canal H y R representa una matriz triangular superior después de la factorización QR de la matriz de canal H;

etapa 12, multiplicar la señal de recepción y por una traspuesta hermitiana de la matriz Q después de la factorización QR de la matriz de canal H: $\hat{y}=\mathbf{Q}^H y$, donde \mathbf{Q}^H representa el conjugado hermitiano de la matriz Q; y

35 etapa 13, establecer $i=N_t$;

en el que la etapa 2 comprende:

40 etapa 21, calcular los datos recuperados directamente de las señales de transmisión de la i(1, 2, ..., N_t)-ésima antena transmisora de acuerdo con la fórmula 2:

$$\xi_i = \frac{\hat{y}_i - \sum_{j=i+1}^{N_t} R_{ij} s_j}{R_{ii}} \qquad \text{fórmula 2,}$$

45 donde \hat{y}_i representa el i-ésimo elemento de un vector \hat{y} , R_{ij} representa los datos en la i-ésima fila y la j-ésima columna de la matriz R después de la factorización QR de la matriz de canal H, y s_j representa las señales de transmisión detectadas de la j-ésima antena transmisora;

etapa 22, calcular una distancia de los datos recuperados desde el punto de constelación candidato más cercano de acuerdo con la fórmula 3:

50

$$d = \xi_i - Q(\xi_i) \qquad \text{fórmula 3,}$$

donde $Q(\xi_i)$ representa realizar una decisión dura para ξ_i ;

55 etapa 23, calcular una variable auxiliar Φ de acuerdo con la fórmula 4:

$$\phi = |\Re(d)| > |\Im(d)| \qquad \text{fórmula 4,}$$

donde $\Re(\)$ representa la operación de tomar la parte real y $\Im(\)$ representa la operación de tomar la parte imaginaria;

5 etapa 24, calcular el número $R_{n_i} = \text{suelo}(\sqrt{M_i})$ de los puntos de las partes reales requeridas y el número $I_{n_i} = \text{suelo}(\sqrt{M_i})$ de los puntos de las partes imaginarias requeridas;

etapa 25, calcular el número R_{n_i} de los puntos más cercanos de $\Re(\xi_i)$ en un conjunto \mathcal{R}_{set} y calcular el número I_{n_i} de los puntos más cercanos de $\Im(\xi_i)$ en un conjunto \mathcal{I}_{set} , donde \mathcal{R}_{set} es un conjunto de valores de las partes reales de los puntos de constelación candidatos y \mathcal{I}_{set} es un conjunto de valores de las partes imaginarias de los puntos de constelación candidatos; y

10 etapa 26, calcular los puntos de constelación candidatos $p_i(1, 2, \dots, M_i)$ en cada capa de antenas transmisoras de acuerdo con un principio de incremento gradual de las distancias euclídeas y de acuerdo con R_{n_i} , I_{n_i} y la variable auxiliar Φ .

15 2. Procedimiento, según la reivindicación 1, en el que la etapa 3 comprende:

etapa 31, establecer s_i para que sea respectivamente igual a cada punto de los puntos de constelación candidatos $p_i(1, 2, \dots, M_i)$ detectados por la i -ésima antena transmisora, y calcular las distancias euclídeas bajo M_i trayectorias diferentes de acuerdo con la fórmula 5:

$$\|e(s_i)\|^2 = \left\| \hat{y}_i - \sum_{j=i}^{N_t} R_{ij} s_j \right\|^2 \quad \text{fórmula 5;}$$

25 y

etapa 32, determinar si i es igual a 1 y, en caso afirmativo, realizar la etapa 4; en caso contrario, establecer $i=i-1$ y realizar la etapa 21.

30 3. Procedimiento, según la reivindicación 1 o 2, en el que la etapa 4 comprende:

etapa 41, determinar si se utiliza un modo de decisión dura o un modo de decisión blanda, realizar la etapa 42 si se determina que se va a utilizar el modo de decisión dura y realizar la etapa 43 si se determina que se va a utilizar el modo de decisión blanda;

35 etapa 42, seleccionar directamente una trayectoria que minimiza $\sum_{i=1}^{N_t} \|e(s_i)\|^2$ como una salida de decisión; y

etapa 43, realizar el cálculo de la relación de verosimilitud logarítmica de acuerdo con los puntos de constelación correspondientes a las primeras A trayectorias que minimizan $\sum_{i=1}^{N_t} \|e(s_i)\|^2$ y un valor de $\sum_{i=1}^{N_t} \|e(s_i)\|^2$ y utilizar un resultado del cálculo como la salida de la decisión.

40 4. Procedimiento, según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en el que las señales de transmisión se modulan utilizando un modo de modulación de amplitud en cuadratura de múltiples niveles (M-QAM).

45 5. Aparato de procesamiento para realizar una descodificación espacio-temporal sobre señales MIMO que comprende:

un módulo (60) de factorización QR configurado para realizar la factorización QR en una matriz de canal H con un tamaño de matriz de $N_r \times N_t$ en un sistema MIMO y realizar una operación de inicialización, donde N_t es el número de antenas transmisoras y N_r es el número de antenas receptoras;

50 un módulo (62) de cálculo de puntos de constelación candidatos configurado para enumerar puntos de constelación candidatos de las señales de transmisión en cada capa de las antenas transmisoras de acuerdo con un vector $\mathbf{M} = [M_1, M_2, \dots, M_{N_t}]$, una señal de recepción y , y un resultado de la factorización QR de la matriz de canal H , donde M es el número de puntos de constelación candidatos enumerados en cada capa, la señal de recepción $y = Hs + n$,

donde H es la matriz de canal con el tamaño de la matriz de $N_r \times N_t$, s es una señal de transmisión con un tamaño de matriz de $N_t \times 1$, n es ruido blanco Gaussiano con un tamaño de matriz de $N_r \times 1$;

5 un módulo (64) de cálculo del incremento euclideo configurado para calcular un incremento de una distancia euclidea debido a la adición de la selección de puntos de constelación candidatos en la presente capa de acuerdo con los puntos de constelación candidatos obtenidos; y

10 un módulo (66) de salida configurado para decidir y emitir la descodificación espacio-temporal de acuerdo con la suma de los incrementos calculados de las distancias euclideas de los puntos de constelación candidatos en cada capa;

en el que el módulo de factorización QR está configurado para:

15 realizar la factorización QR en la matriz de canal H según la fórmula 6:

$$H=Q \times R \quad \text{fórmula 6,}$$

20 donde Q representa una matriz ortogonal después de la factorización QR de la matriz de canal H y R representa una matriz triangular superior después de la factorización QR de la matriz de canal H;

multiplicar la señal de recepción y por una traspuesta hermitiana de la matriz Q después de la factorización QR de la matriz de canal H: $\hat{y} = Q^H y$, donde Q^H representa el conjugado hermitiano de la matriz Q; y

25 establecer $i=N_t$;

en el que el módulo de cálculo de los puntos de constelación candidatos está configurado para:

30 calcular los datos recuperados directamente de las señales de transmisión de la $i(1, 2, \dots, N_t)$ -ésima antena transmisora de acuerdo con la fórmula 7:

$$\xi_i = \frac{\hat{y}_i - \sum_{j=i+1}^{N_t} R_{ij} s_j}{R_{ii}} \quad \text{fórmula 7,}$$

35 donde \hat{y}_i representa el i-ésimo elemento de un vector \hat{y} , R_{ij} representa los datos en la i-ésima fila y la j-ésima columna de la matriz R después de la factorización QR de la matriz de canal H, y s_j representa las señales de transmisión detectadas de la j-ésima antena transmisora;

calcular una distancia de los datos recuperados desde el punto de constelación candidato más cercano de acuerdo con la fórmula 8:

$$40 \quad d = \xi_i - Q(\xi_i) \quad \text{fórmula 8,}$$

donde $Q(\xi_i)$ representa realizar una decisión dura para ξ_i ;

45 calcular una variable auxiliar Φ de acuerdo con la fórmula 9:

$$\phi = |\Re(d)| > |\Im(d)| \quad \text{fórmula 9,}$$

50 donde $\Re()$ representa la operación de tomar la parte real y $\Im()$ representa la operación de tomar la parte imaginaria;

calcular el número $R_{n_i} = \text{suelo}(\text{sqrt}(M_i))$ de los puntos de las partes reales requeridas y el número $I_{n_i} = \text{suelo}(\text{sqrt}(M_i))$ de los puntos de las partes imaginarias requeridas;

55 calcular el número R_{n_i} de los puntos más cercanos a partir de $\Re(\xi_i)$ en un conjunto \Re_{set} y calcular el número I_{n_i} de los puntos más cercanos a partir de $\Im(\xi_i)$ en un conjunto \Im_{set} , donde \Re_{set} es un conjunto de valores de las

partes reales de los puntos de constelación candidatos y \Im_{set} es un conjunto de valores de las partes imaginarias de los puntos de constelación candidatos; y

5 calcular los puntos de constelación candidatos $p_i(1, 2, \dots, M_i)$ en cada capa de las antenas transmisoras de acuerdo con un principio del incremento gradual de las distancias euclídeas y de acuerdo con R_{n_i} , l_{n_i} y la variable auxiliar Φ .

6. Aparato, según la reivindicación 5, en el que el módulo de cálculo del incremento euclídeo está configurado para:

10 establecer s_i para que sea respectivamente igual a cada punto de los puntos de constelación candidatos $p_i(1, 2, \dots, M_i)$ detectados por la i -ésima antena transmisora, y calcular distancias euclídeas bajo M_i trayectorias diferentes de acuerdo con la fórmula 10:

$$\|e(s_i)\|^2 = \left\| \hat{y}_i - \sum_{j=i}^{N_i} R_{ij} s_j \right\|^2$$

fórmula 10;

15 y

determinar si i es igual 1 y, en caso afirmativo, invocar el módulo de salida; en caso contrario, establecer $i=i-1$ e invocar el módulo de cálculo de puntos de constelación candidatos.

20 7. Aparato, según la reivindicación 6, en el que el módulo de salida comprende:

un submódulo de determinación configurado para determinar si se utiliza un modo de decisión dura o un modo de decisión blanda, invocar un submódulo de emisión de la decisión dura si se determina que se debe utilizar el modo de decisión dura e invocar un submódulo de cálculo de la relación de verosimilitud logarítmica si se determina que se debe utilizar un modo de decisión blanda;

25 el submódulo de emisión de la decisión dura configurado para seleccionar directamente una trayectoria que

minimiza $\sum_{i=1}^{N_i} \|e(s_i)\|^2$ como una salida de decisión; y

30 el submódulo de cálculo de la relación de verosimilitud logarítmica configurado para realizar un cálculo de la relación de verosimilitud logarítmica de acuerdo con los puntos de constelación correspondientes a las primeras A

trayectorias que minimizan $\sum_{i=1}^{N_i} \|e(s_i)\|^2$ y un valor de $\sum_{i=1}^{N_i} \|e(s_i)\|^2$, y usar un resultado del cálculo como la salida de la decisión.

35 8. Aparato, según cualquiera de las reivindicaciones 5 a 7, en el que las señales de transmisión se modulan utilizando un modo de modulación de amplitud en cuadratura de múltiples niveles, M-QAM.

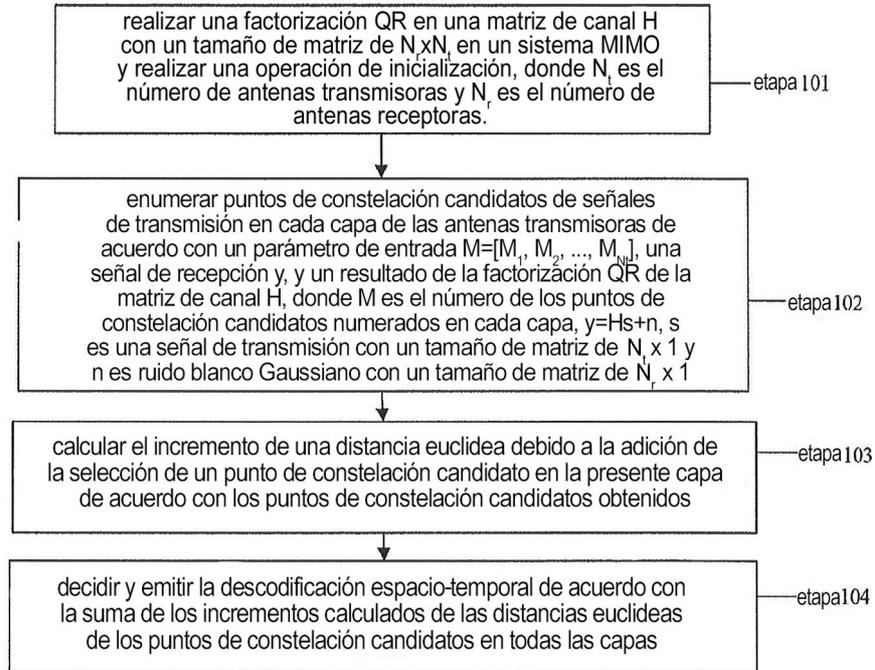


FIG. 1

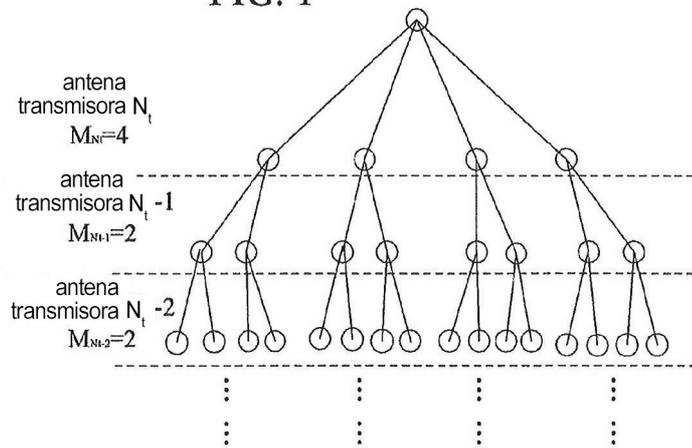


FIG. 2

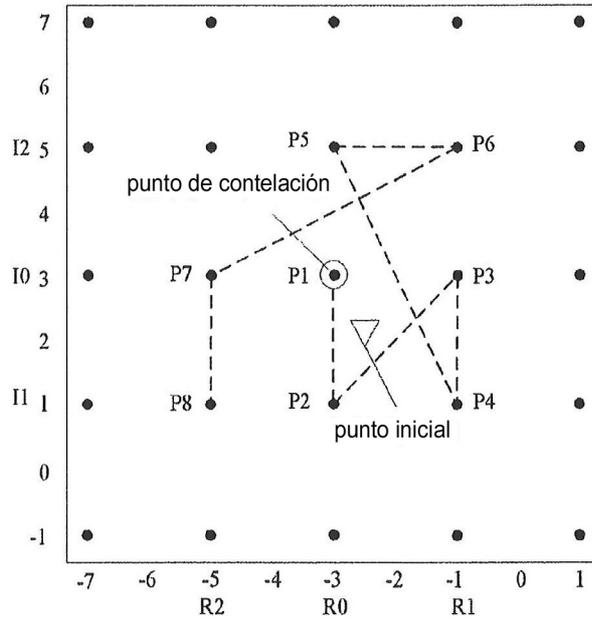


FIG. 3

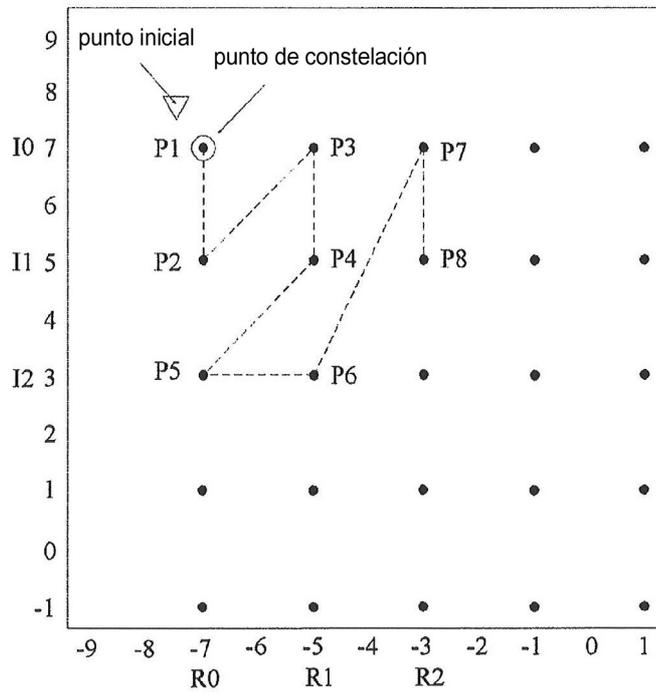


FIG. 4

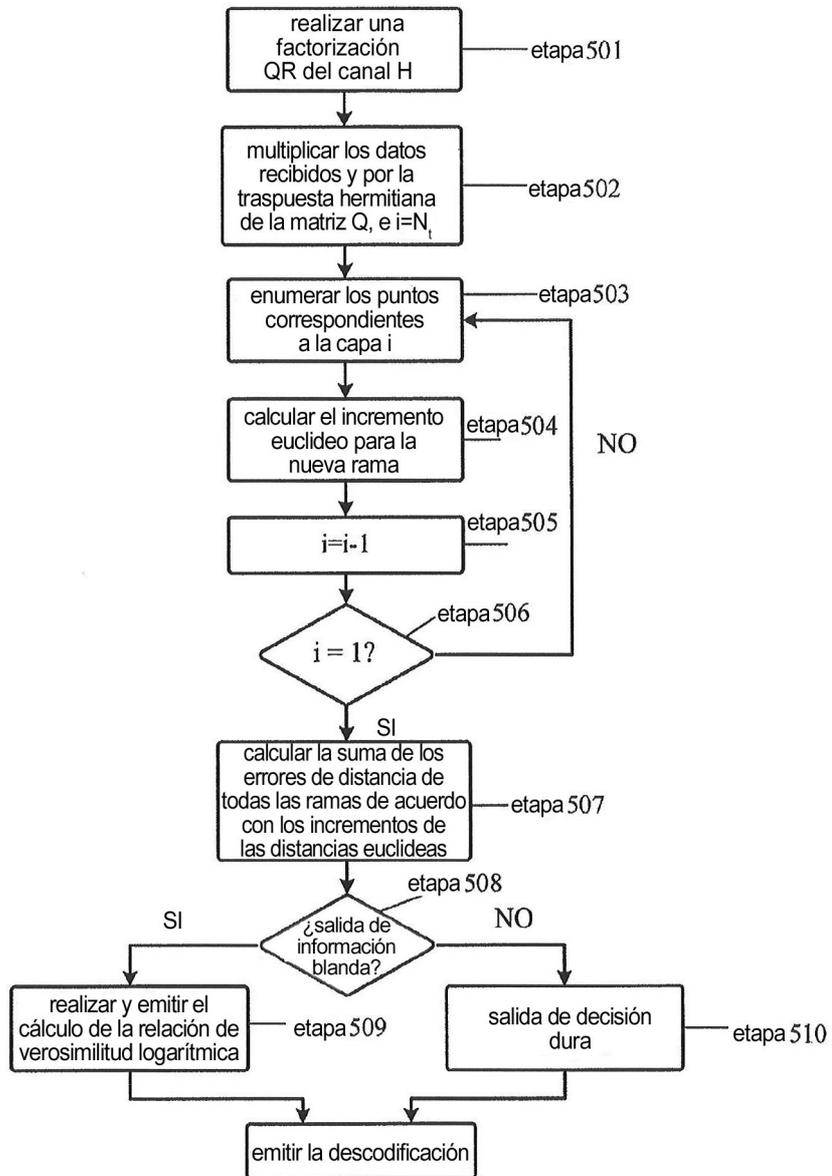


FIG. 5

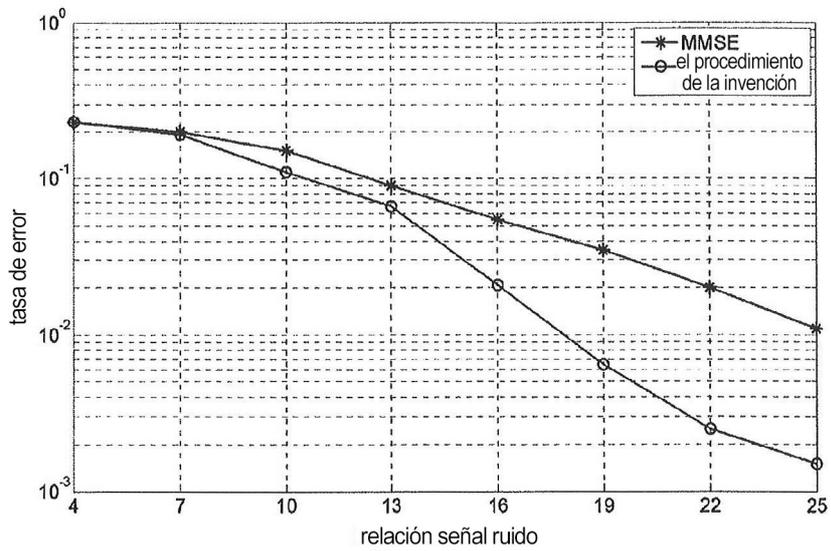


FIG. 6

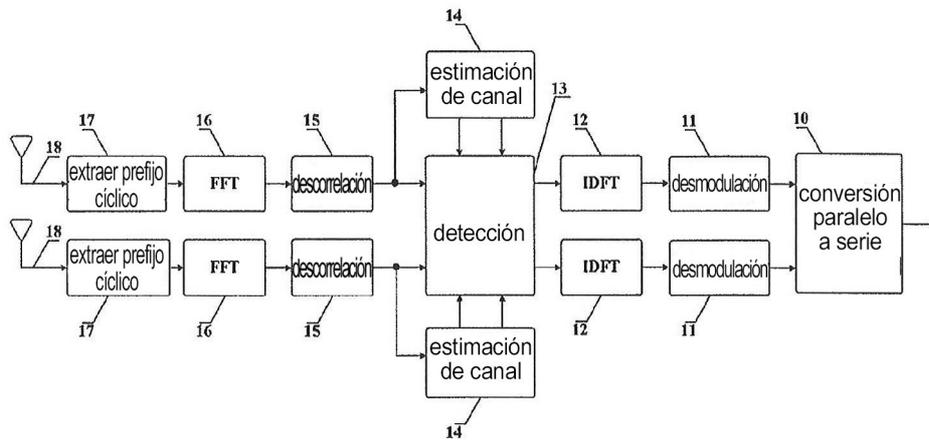


FIG. 7



FIG. 8

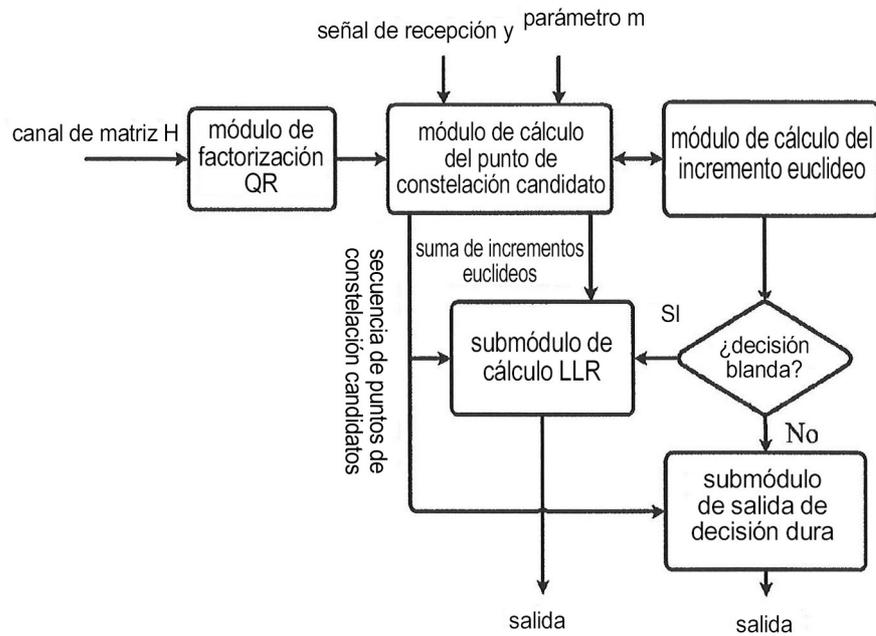


FIG. 9