

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 768 288**

51 Int. Cl.:

**H04L 25/06** (2006.01)

**H04L 27/26** (2006.01)

**H04L 27/38** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **27.03.2013 PCT/IB2013/052471**

87 Fecha y número de publicación internacional: **03.10.2013 WO13144886**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **27.03.2013 E 13722096 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **18.12.2019 EP 2832063**

54 Título: **Métricas mejoradas para demodulación y generación de información blanda en presencia de una fuente de interferencia modulada de envolvente no constante**

30 Prioridad:

**30.03.2012 US 201213434955**

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

**22.06.2020**

73 Titular/es:

**GUANGDONG OPPO MOBILE  
TELECOMMUNICATIONS CORP., LTD. (100.0%)  
No. 18 Haibin Road, Wusha, Chang'an, Dongguan  
Guangdong 523860, CN**

72 Inventor/es:

**HUI, DENNIS y  
KHAYRALLAH, ALI**

74 Agente/Representante:

**GARCÍA GONZÁLEZ, Sergio**

ES 2 768 288 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**

Métricas mejoradas para demodulación y generación de información blanda en presencia de una fuente de interferencia modulada de envolvente no constante

5

**Campo de la divulgación**

La presente divulgación se refiere a un receptor en una red inalámbrica y, más particularmente, se refiere a la demodulación de una señal recibida.

10

**Antecedentes**

Para hacer frente al crecimiento fenomenal en el tráfico de datos inalámbricos, los escasos recursos de radio se están reutilizando agresivamente en las redes de comunicación celular. La interferencia mutua entre usuarios que ocupan el mismo canal de radio se ha convertido en un impedimento importante de rendimiento en las comunicaciones celulares. Los diseños de receptores inalámbricos convencionales se enfocan en combatir el ruido térmico de fondo para mejorar la sensibilidad del receptor y típicamente modelan la interferencia de co-canal de una manera similar al ruido térmico en base a una distribución de probabilidad gaussiana. Sin embargo, dado que el número de fuentes de interferencia significativas en una red de comunicación celular es típicamente bastante pequeño, las estadísticas de interferencia de co-canal pueden ser bastante diferentes de la distribución de probabilidad gaussiana. Como resultado, el rendimiento de los receptores convencionales a menudo está lejos de ser óptimo en situaciones de interferencia limitada. Los diseños de receptores inalámbricos mejorados que pueden explotar mejor las estadísticas de interferencia son, por tanto, deseables.

15

20

25

Más específicamente, en los receptores inalámbricos convencionales, la interferencia y el ruido térmico típicamente se modelan colectivamente como ruido gaussiano coloreado. Esto conduce al uso de una métrica de demodulación que depende solo de estadísticas de segundo orden de la interferencia. Por ejemplo, un modelo de banda base convencional de una señal deseada recibida en un receptor inalámbrico equipado con una o más antenas de recepción es:

30

$$\mathbf{r} = \bar{\mathbf{H}}\mathbf{P}\mathbf{s} + \mathbf{v} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{v}$$

donde  $\mathbf{r} = (r_1, r_2, \dots, r_{nR})$  denota un vector de señal para un uso de canal particular (por ejemplo, para una subportadora particular en una ranura de tiempo particular en una transmisión de Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM)) de una señal deseada a través de las antenas de recepción  $n_R$ ,  $\mathbf{v}$  denota una señal de deterioro que incluye interferencia y ruido térmico,  $\bar{\mathbf{H}}$  denota una matriz de canal  $n_R$ -por- $n_T$  de Entrada Múltiple Salida Múltiple (MIMO),  $\mathbf{P}$  denota una matriz de precodificación  $n_T$ -por- $n_S$  para mapear un flujo de vector de símbolo  $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{n_S}]^T \in (\Lambda_D)^{n_S}$  de  $n_S$  de símbolos de información deseados en antenas de transmisión  $n_T$ ,  $\Lambda_D$  denota un conjunto de puntos de constelación en una constelación de modulación de una modulación utilizada para la señal deseada, y  $\mathbf{H}$  denota una matriz de canal de MIMO eficaz  $n_R$ -por- $n_S$ . Tradicionalmente, la señal de deterioro  $\mathbf{v}$  se modela como ruido gaussiano coloreado con una distribución de probabilidad dada por:

35

40

$$p_{\mathbf{v}}(\mathbf{v}_0) \equiv \frac{1}{\pi^{n_R} \det(\mathbf{R}_{\mathbf{v}})} \exp\{-\mathbf{v}_0^H \mathbf{R}_{\mathbf{v}}^{-1} \mathbf{v}_0\}$$

45

donde  $\mathbf{R}_{\mathbf{v}} \equiv E[\mathbf{v}\mathbf{v}^H]$  denota una matriz de covarianza de la señal de deterioro  $\mathbf{v}$ , que se denomina en la presente memoria como matriz de covarianza de degradación. Esto lleva al uso de la métrica de demodulación basada en distancia euclidiana convencional ( $m_{conv}$ ) dada por:

50

$$m_{conv}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}_{\mathbf{v}}, \mathbf{H}) \equiv -\ln p(\mathbf{r} | \mathbf{s}) = -\ln p_{\mathbf{v}}(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s}) = (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}_{\mathbf{v}}^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s}) + \ln \pi^{n_R} \det(\mathbf{R}_{\mathbf{v}}), \quad (1)$$

55

donde el último término es independiente de  $\mathbf{s}$  y puede omitirse. Esta métrica se puede usar para demodular el vector de símbolo calculando:

60

$$\mathbf{s}^* = \arg \min_{\mathbf{s}} m_{conv}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) = \arg \min_{\mathbf{s}} (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}_{\mathbf{v}}^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})$$

La métrica convencional ( $m_{conv}$ ) en la Ecuación (1) conduce a la fórmula convencional para calcular información de bit blando para, digamos, el  $i$ -ésimo bit del símbolo  $s_k$  dado por:

65

$$\begin{aligned}
 \beta_{k,i}^{\text{conv}} &\equiv \ln \frac{p(b_{k,i}=1|\mathbf{r})}{p(b_{k,i}=-1|\mathbf{r})} = \ln \frac{\sum_{\mathbf{s}:b_{k,i}=1} p(\mathbf{r}|\mathbf{s})}{\sum_{\mathbf{s}:b_{k,i}=-1} p(\mathbf{r}|\mathbf{s})} + \ln \frac{p(b_{k,i}=1)}{p(b_{k,i}=-1)} \\
 &= \ln \sum_{\mathbf{s}:b_{k,i}=1} \exp\{-m_{\text{conv}}(\mathbf{s}|\mathbf{r}, \mathbf{R}_v, \mathbf{H})\} - \ln \sum_{\mathbf{s}:b_{k,i}=-1} \exp\{-m_{\text{conv}}(\mathbf{s}|\mathbf{r}, \mathbf{R}_v, \mathbf{H})\} + \alpha_{k,i} \quad (2) \\
 &\approx \min_{\mathbf{s}:b_{k,i}=-1} m_{\text{conv}}(\mathbf{s}|\mathbf{r}, \mathbf{R}_v, \mathbf{H}) - \min_{\mathbf{s}:b_{k,i}=1} m_{\text{conv}}(\mathbf{s}|\mathbf{r}, \mathbf{R}_v, \mathbf{H}) + \alpha_{k,i} \\
 &= \min_{\mathbf{s}:b_{k,i}=-1} \{(\mathbf{r}-\mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}_v^{-1}(\mathbf{r}-\mathbf{H}\mathbf{s})\} - \min_{\mathbf{s}:b_{k,i}=1} \{(\mathbf{r}-\mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}_v^{-1}(\mathbf{r}-\mathbf{H}\mathbf{s})\} + \alpha_{k,i}
 \end{aligned}$$

donde  $b_{k,i}$  denota el  $i$ -ésimo bit del símbolo  $k$ -ésimo  $s_k$  y  $\alpha_{k,i} \equiv \ln[p(b_{k,i}=1)/p(b_{k,i}=-1)]$  denota información a priori sobre el bit  $b_{k,i}$ , si está disponible.

Cuando la señal de deterioro  $\mathbf{v}$  está dominada por una sola fuente de interferencia, las estadísticas de  $\mathbf{v}$  pueden estar muy lejos de ser gaussianas. En este caso, la métrica de demodulación convencional ( $m_{\text{conv}}$ ) definida por la Ecuación (1) no es la mejor métrica para demodular los símbolos transmitidos  $\mathbf{s}$ , y la Ecuación (2) no es la mejor fórmula para calcular la información de bit blando, en el procedimiento de D. Hui y R Ramesh, "Maximum likelihood sequence estimation in the presence of constant envelope interference" (Estimación de secuencia de posibilidad máxima en presencia de interferencia envolvente constante). En IEEE VTC-Fall, 2003, se introdujo una métrica de demodulación modificada para el caso en el que la interferencia dominante emplea una modulación envolvente constante, como la Modulación por Desplazamiento Mínimo Gaussiano (GMSK) utilizada en las redes celulares del Sistema Global para Comunicaciones Móviles (GSM). Sin embargo, en las últimas generaciones de estándares celulares, como Acceso a Paquetes a Alta Velocidad (HSPA) y Evolución a Largo Plazo (LTE), se usa modulación envolvente no constante de orden superior, como la Modulación de amplitud en cuadratura (QAM), para lograr un mayor rendimiento del usuario. Como tal, existe la necesidad de una métrica de demodulación mejorada para la demodulación en presencia de una señal interferente modulada envolvente no constante.

### Sumario

Los problemas mencionados anteriormente se resuelven mediante la invención tal como se define en las reivindicaciones independientes 1 y 15. Realizaciones adicionales de la invención están definidas por las reivindicaciones dependientes. Además, se describen realizaciones de un receptor que utilizan métricas mejoradas para la demodulación y la generación de información de bit blando en presencia de una señal interferente modulada envolvente no constante. En general, el receptor incluye un convertidor reductor y un demodulador. El convertidor reductor recibe una señal de radiofrecuencia que comprende una señal deseada, ruido y una señal interferente modulada envolvente no constante, y convierte de forma reductora la señal de radiofrecuencia para proporcionar una señal reducida. El demodulador demodula la señal reducida basándose en una métrica de demodulación que modela la señal interferente modulada envolvente no constante como un procedimiento aleatorio estacionario no gaussiano con una distribución de probabilidad derivada de una constelación de modulación de una modulación utilizada para la señal interferente modulada envolvente no constante. En una realización, el demodulador emite símbolos demodulados. En otra realización, el demodulador emite información de bit blando.

Los expertos en la técnica apreciarán el ámbito de la presente divulgación y se darán cuenta de aspectos adicionales de la misma después de leer la siguiente descripción detallada de las realizaciones preferentes en asociación con las figuras adjuntas.

### Breve descripción de las figuras

Las figuras adjuntas incorporadas y que forman parte de la presente memoria descriptiva ilustran varios aspectos de la divulgación, y junto con la descripción sirven para explicar los principios de la divulgación.

La Figura 1 es un diagrama de bloques de un receptor que incluye un demodulador que modela una señal interferente modulada envolvente no constante como un procedimiento aleatorio estacionario no gaussiano que tiene una distribución de probabilidad derivada basada en una constelación de modulación de una modulación utilizada para la señal interferente modulada envolvente no constante de acuerdo con una realización de la presente divulgación;

La Figura 2 es un diagrama de bloques más detallado del demodulador de la Figura 1 en el que el demodulador emite símbolos demodulados de acuerdo con una realización de la presente divulgación;

La Figura 3 es un diagrama de bloques más detallado del demodulador de la Figura 1, en el que el demodulador emite información de bit blando de acuerdo con una realización de la presente divulgación;

La Figura 4 es un diagrama de flujo que ilustra el funcionamiento del demodulador de la Figura 1 para generar símbolos demodulados o bits correspondientes de acuerdo con una realización de la presente divulgación;

La Figura 5 es un diagrama de flujo que ilustra un procedimiento para calcular un valor para una métrica de demodulación que modela una señal interferente modulada envolvente no constante como un procedimiento aleatorio estacionario no gaussiano que tiene una distribución de probabilidad derivada basada en una constelación de modulación de una modulación utilizada para señal interferente modulada envolvente no constante de acuerdo con una realización de la presente divulgación;

La Figura 6 es un diagrama de flujo que ilustra un procedimiento para calcular una corrección de métrica de acuerdo con una realización de la presente divulgación;

La Figura 7 ilustra gráficamente una aproximación de círculo concéntrico de una métrica de demodulación de acuerdo con una realización de la presente divulgación;

La Figura 8 es un diagrama de flujo que ilustra el funcionamiento del demodulador de la Figura 1 para generar información de bit blando de acuerdo con una realización de la presente divulgación;

La Figura 9 es un diagrama de flujo que ilustra el funcionamiento del demodulador de la Figura 1 para generar símbolos demodulados en los que una constelación de modulación de una modulación utilizada para la señal interferente modulada envolvente no constante es desconocida de acuerdo con una realización de la presente divulgación;

La Figura 10 es un diagrama de flujo que ilustra el funcionamiento del demodulador de la Figura 1 para generar información de bit blando en la que una constelación de modulación de una modulación utilizada para la señal interferente modulada envolvente no constante es desconocida de acuerdo con una realización de la presente divulgación;

La Figura 11 es un diagrama de flujo que ilustra el funcionamiento del demodulador de la Figura 1 para emitir símbolos demodulados en los que se desconoce una constelación de modulación de una modulación utilizada para la señal interferente modulada envolvente no constante de acuerdo con otra realización de la presente divulgación; y

La Figura 12 es un diagrama de flujo que ilustra el funcionamiento del demodulador de la Figura 1 para generar información de bit blando en la que una constelación de modulación de una modulación utilizada para la señal interferente modulada envolvente no constante es desconocida de acuerdo con otra realización de la presente divulgación.

### Descripción detallada

Las realizaciones expuestas a continuación representan la información necesaria para permitir a los expertos en la técnica practicar las realizaciones e ilustrar el mejor modo de practicar las realizaciones. Al leer la siguiente descripción a la luz de las figuras de los dibujos que se acompañan, los expertos en la técnica comprenderán los conceptos de la divulgación y reconocerán las aplicaciones de estos conceptos que no se abordan particularmente en la presente memoria. Debe entenderse que estos conceptos y aplicaciones caen dentro del alcance de la divulgación y las reivindicaciones adjuntas.

La Figura 1 ilustra un receptor 10 que utiliza métricas mejoradas para la demodulación y la generación de información de bit blando en presencia de una señal interferente modulada envolvente no constante de acuerdo con una realización de la presente divulgación. Debe tenerse en cuenta que el receptor 10 de la Figura 1 es un ejemplo no limitante de un receptor que puede utilizar las métricas mejoradas divulgadas en la presente memoria. El receptor 10 puede funcionar de acuerdo con cualquier estándar de comunicación inalámbrica adecuado, entre otros, de Evolución a largo plazo (LTE), LTE-Advanced, WiFi, WiGig o similares.

Como se ilustra, el receptor 10 incluye varias antenas 12-1 a 12- $n_R$ , que generalmente se denominan aquí colectivamente como antenas 12 o individualmente como antena 12. El número ( $n_R$ ) es generalmente un número entero mayor o igual a 1. El receptor 10 también incluye un convertidor reductor 14, un demodulador 16, opcionalmente un decodificador 18 y un subsistema de procesamiento 20 dispuesto como se muestra. El convertidor reductor 14 generalmente incluye circuitería analógica y, en algunas realizaciones, circuitería digital que opera para reducir una señal de radiofrecuencia recibida a través de la(s) antena(s) 12 para proporcionar una señal reducida. Sin embargo, de manera más general, el convertidor reductor 14 puede representar o implementarse usando cualquier combinación adecuada de hardware y/o software. La señal reducida es preferentemente una señal digital de banda base. Como se discute a continuación, la señal de banda base digital incluye una señal deseada, ruido y una señal interferente modulada envolvente no constante.

El demodulador 16 se implementa preferentemente en el dominio digital usando hardware apropiado tal como, por ejemplo, uno o más Procesadores de Señal Digital (DSP), uno o más Circuitos integrados de Aplicación Específica (ASIC), o similares, o cualquier combinación de los mismos. Sin embargo, de manera más general, el convertidor reductor 14 puede representar o implementarse usando cualquier combinación adecuada de hardware y/o software, incluidos los componentes físicos comunes al convertidor reductor 14. El demodulador 16

demodula la señal reducida utilizando una métrica de demodulación que modela la señal interferente modulada envolvente no constante como un procedimiento aleatorio estacionario no gaussiano con una distribución de probabilidad marginal que se deriva de una constelación de modulación de una modulación utilizada para la señal interferente modulada envolvente no constante, en una realización, el demodulador 16 emite símbolos demodulados al subsistema de procesamiento 20. En otra realización, el demodulador 16 emite información de bit blando para cada bit de cada símbolo al decodificador 18 donde el decodificador 18 luego decodifica la información de bit blando para emitir símbolos decodificados al subsistema de procesamiento 20. El subsistema de procesamiento 20 también puede representar o implementarse usando cualquier combinación adecuada de hardware y/o software, incluidos los componentes físicos comunes al convertidor reductor 14 y/o al demodulador 16. Por ejemplo, en realizaciones particulares, el convertidor reductor 14, el demodulador 16 y el subsistema de procesamiento 20 pueden representar o ser implementados por un único procesador (por ejemplo, un procesador de propósito general, DSP o ASIC) o un grupo relacionado de procesadores comunes a los tres elementos.

La Figura 2 es un diagrama de bloques del demodulador 16 de la Figura 1 de acuerdo con una realización de la presente divulgación. En esta realización, el demodulador 16 emite símbolos demodulados. Más específicamente, como se ilustra, el demodulador 16 incluye una función de cálculo de métrica de demodulación 22 y una función de generación de bit duro 24 dispuesta como se muestra. Como se discute en detalle a continuación, la función de cálculo de métrica de demodulación 22 generalmente opera para calcular y generar valores de métrica de demodulación para la señal reducida. Cada valor de métrica es un valor estadístico que representa una probabilidad, o posibilidad, de que un vector de símbolo transmitido en el uso de un canal de la señal deseada es un vector hipotetizado particular de símbolos. En función de los valores de métrica de demodulación, la función de generación de bit duro 24 determina y genera los símbolos demodulados.

La Figura 3 es un diagrama de bloques del demodulador 16 de la Figura 1 de acuerdo con otra realización de la presente divulgación. En esta realización, el demodulador 16 emite información de bit blando. Más específicamente, como se ilustra, el demodulador 16 incluye la función de cálculo de métrica de demodulación 22 y una función de generación de información de bit blando 26 dispuesta como se muestra. Como se analiza en detalle a continuación, la función de cálculo de métrica de demodulación 22 generalmente opera para calcular y emitir valores de métrica de demodulación para la señal reducida. Cada valor de métrica de demodulación es un valor estadístico que representa una probabilidad, o posibilidad, de que un vector de símbolos transmitidos en un canal use la señal deseada sea un vector de símbolo hipotetizado particular. La función de generación de información de bit blando 26 genera información de bit blando basada en los valores de métrica de demodulación a partir de la función de cálculo de métrica de demodulación 22. La información de bit blando generalmente incluye información estadística para cada bit de cada símbolo recibido que representa una probabilidad relativa, o más precisamente, un logaritmo de razón de probabilidades, de que el bit tome un primer valor de bit (por ejemplo, +1) o un segundo valor de bit (por ejemplo, -1).

Antes de continuar, se proporciona una discusión de la métrica de demodulación utilizada por el demodulador 16. En general, la métrica de demodulación modela la señal interferente modulada envolvente no constante como un procedimiento aleatorio estacionario no gaussiano con una distribución de probabilidad marginal derivada de una constelación de modulación de una modulación utilizada para la señal interferente modulada envolvente no constante. Más específicamente, en una realización, la señal reducida emitida por el convertidor reductor 14 es una señal de banda base digital modelada como:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \underbrace{(\mathbf{h}_I s_I + \mathbf{n})}_{\mathbf{v}}, \quad (3)$$

donde  $\mathbf{r} = (r_1, r_2, \dots, r_{n_R})$  denota un vector de señal para un uso de canal particular (por ejemplo, para una subportadora particular en una ranura de tiempo particular en una transmisión de Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM)) de la señal recibida a través de las  $n_R$  antenas receptoras,  $\mathbf{H}$  denota una matriz de canal  $n_R$ -por- $n_S$  de Entrada Múltiple Salida Múltiple (MIMO) para la señal deseada,  $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{n_S}]^T \in (\Lambda_D)^{n_S}$  denota símbolos en  $n_S$  flujos de símbolos de información deseados de la ignición deseada para el uso de canal,  $\Lambda_D$  denota un conjunto de puntos de constelación en una constelación de modulación de una modulación utilizada o los símbolos de información deseados de la señal deseada,  $s_I \in \Lambda_I$  denota un símbolo de la señal interferente modulada envolvente no constante normalizada de tal manera que  $E|s_I|^2=1$ ,  $\Lambda_I$  denota un conjunto de puntos de constelación en la constelación de modulación,  $f$  la modulación utilizada para la señal interferente modulada envolvente no constante,  $\mathbf{h}_I$  denota un vector de canal  $n_R$ -por-1 de entrada única y salida múltiple (SIMO) para la señal interferente modulada envolvente no constante que en esta realización es un flujo único,  $\mathbf{n}$  denota un vector de ruido gaussiano  $n_R$ -por-1 con matriz de covarianza  $\mathbf{R} \equiv E\mathbf{n}\mathbf{n}^H$ , y  $\mathbf{v}$  es una señal de degradación que representa una suma de la señal interferente modulada envolvente no constante ( $\mathbf{h}_I s_I$ ) y el ruido gaussiano ( $\mathbf{n}$ ). Notablemente, en una realización particular, la modulación usada para la señal interferente modulada envolvente no constante es la Modulación de Amplitud de Cuadratura M-aria (QAM), donde M es mayor o igual a 2.

En base al modelo de la señal de banda base definida en la Ecuación (3), la métrica de demodulación utilizada por el demodulador 16 puede definirse como sigue. Supongamos que  $p_{s_I}(s) = \text{Prob}(s_I = s)$  denota una función de masa de probabilidad del símbolo  $s_I$  de la señal interferente modulada envolvente no constante. Supongamos que  $\mathbf{H}$  y  $\mathbf{h}_I$  son conocidos, por ejemplo, a través de la estimación de canal conjunta o separada sobre las señales piloto. Entonces  $\mathbf{v}$  puede modelarse como un vector de ruido no Gaussiano con la función de densidad de probabilidad dada por:

$$p_{\mathbf{v}^{[t]}}(\mathbf{v}) = \frac{1}{\pi^N \det(\mathbf{R})} \sum_{s \in \Lambda_I} p_{s_I}(s) \exp\left\{-\left(\mathbf{v} - \mathbf{h}_I s\right)^H \mathbf{R}^{-1} \left(\mathbf{v} - \mathbf{h}_I s\right)\right\}. \quad (4)$$

Se deduce que la métrica de máxima posibilidad (ML) (es decir, la métrica de demodulación  $m_{\text{new}}$ ) para la demodulación de  $s$  viene dada por:

$$\begin{aligned} m_{\text{new}}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) &\equiv -\ln p_{\mathbf{v}}(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s}) \\ &= -\ln \left( \sum_{t \in \Lambda_I} p_{s_I}(t) \exp\left\{-\left(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s} - \mathbf{h}_I t\right)^H \mathbf{R}^{-1} \left(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s} - \mathbf{h}_I t\right)\right\} \right) + \ln(\pi^N \det(\mathbf{R})), \quad (5) \\ &= m_{\text{conv}}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) + \Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) \end{aligned}$$

donde:

$$m_{\text{conv}}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) = (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s}) + \ln(\pi^N \det(\mathbf{R}))$$

es la métrica euclidiana convencional para ruido gaussiano coloreado con covarianza  $\mathbf{R}$  con el último término siendo descartable ya que no depende de  $\mathbf{s}$ , y

$$\Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) \equiv -\ln \left( \sum_{t \in \Lambda_I} p_{s_I}(t) \exp\left\{2 \text{Re}\left\{(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I t\right\}\right\} \right) + \mathbf{h}_I^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I \quad (6)$$

es una corrección de métrica que depende de una distribución no gaussiana de la señal interferente que se deriva de la constelación de modulación de la modulación utilizada para la señal interferente. Es importante tener en cuenta que la corrección de métrica depende solamente de un Producto de Interferencia Residual Blanqueada (WRIP) dado por:

$$(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I = \left(\mathbf{r}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I\right) - \mathbf{s}^H \left(\mathbf{H}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I\right) \quad (7)$$

para una señal residual  $(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})$  y el canal interferente  $\mathbf{h}_I$ . Por lo tanto, para calcular la corrección de métrica, WRIP se puede calcular primero para cada vector de símbolo hipotetizado, como se discute en detalle a continuación. Los símbolos demodulados se pueden calcular encontrando el mejor vector de símbolo  $\mathbf{s}^*$  que produce la métrica de demodulación más pequeña como:

$$\begin{aligned} \mathbf{s}^* &= \arg \min_{\mathbf{s}} \left\{ m_{\text{conv}}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) + \Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) \right\} \\ &= \arg \min_{\mathbf{s}} \left\{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s}) + \Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) \right\}. \quad (8) \end{aligned}$$

Para QAM, si se supone que la distribución de probabilidad del símbolo  $s_I$  de la señal interferente modulada no envolvente no constante es igualmente probable en  $\Lambda_I$ , es decir,  $p_{s_I}(s) \equiv 1/|\Lambda_I|$ , donde  $|\Lambda_I|$  denota la cardinalidad del conjunto  $\Lambda_I$ , la corrección de métrica  $\Delta_{\Lambda_I}$  se puede expresar como:

$$\begin{aligned} \Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) &\equiv -\ln \left( \sum_{t \in \Lambda_I} \exp\left\{2 \text{Re}\left\{(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I t\right\}\right\} \right) + \mathbf{h}_I^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I + \ln |\Lambda_I| \\ &= -\ln \left( \sum_{t \in \Lambda_I \cap \mathbb{C}^+} \left[ \cosh\left\{2 \text{Re}\left\{(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I t\right\}\right\} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \cosh\left\{2 \text{Im}\left\{(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I t\right\}\right\} \right] \right) + \mathbf{h}_I^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I + \ln(2|\Lambda_I|) \quad (9) \end{aligned}$$

donde  $\cosh(\square)$  es la función coseno hiperbólico y  $\mathbb{C}^+ \equiv \{x \in \mathbb{C} : \text{Re}\{x\} > 0 \text{ and } \text{Im}\{x\} \geq 0\}$

es el primer cuadrante del plano complejo excluyendo el eje imaginario. Los dos últimos términos en la Ecuación (9) son constantes y pueden ignorarse. La segunda igualdad anterior se deriva de la propiedad de una constelación QAM en la que  $\Lambda_I = j\Lambda_I$ , lo que a su vez implica que  $\Lambda = -\Lambda$ . Como ejemplo, para la Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura (QPSK), el término de corrección se reduce a:

$$\begin{aligned} \Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) &= -\ln \left( \begin{aligned} &\cosh \left\{ 2 \operatorname{Re} \left\{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I e^{j\pi/4} \right\} \right\} \\ &+ \cosh \left\{ 2 \operatorname{Im} \left\{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I e^{j\pi/4} \right\} \right\} \end{aligned} \right) + \mathbf{h}_I^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I + \ln(2 |\Lambda_I|) \\ &= -\ln \left( \begin{aligned} &\cosh \left\{ \sqrt{2} \left( \operatorname{Re} \left\{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I \right\} - \operatorname{Im} \left\{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I \right\} \right) \right\} \\ &+ \cosh \left\{ \sqrt{2} \left( \operatorname{Re} \left\{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I \right\} + \operatorname{Im} \left\{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I \right\} \right) \right\} \end{aligned} \right) \cdot (10) \\ &\quad + \mathbf{h}_I^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I + \ln(2 |\Lambda_I|). \end{aligned}$$

La Figura 4 es un diagrama de flujo que ilustra el funcionamiento del demodulador 16 de la Figura 1 de acuerdo con una realización de la presente divulgación. Este procedimiento describe la demodulación de la señal deseada para un uso particular del canal (por ejemplo, una frecuencia de subportadora particular y una ranura de tiempo donde la señal deseada es una señal OFDM) para emitir una serie de símbolos demodulados transmitidos en el uso de canal. Primero, el demodulador 16 hipotetiza un nuevo vector de símbolos transmitidos, denominado vector de símbolo  $\mathbf{s}$  (etapa 100). A continuación, utilizando el vector de símbolo hipotetizado, el demodulador 16 calcula un valor (es decir, un valor de métrica de demodulación) para la métrica de demodulación ( $m_{\text{new}}$ ) que modela la señal interferente modulada envolvente no constante como un procedimiento aleatorio estacionario no gaussiano con una distribución de probabilidad marginal para una constelación de modulación de una modulación utilizada para la señal interferente modulada envolvente no constante (etapa 102). En una realización, el valor de métrica de demodulación se calcula en base a la Ecuación (5) anterior. Sin embargo, como se discute a continuación, la presente divulgación no está limitada a la misma. Antes de continuar, debe tenerse en cuenta que los diversos cálculos discutidos en la presente memoria pueden realizarse usando tablas de búsqueda, realizando realmente las compilaciones basadas en las ecuaciones o aproximaciones correspondientes, o similares.

En esta realización, el demodulador 16 determina si el valor de métrica de demodulación calculado en la etapa 102 para el vector de símbolo hipotetizado es mejor que el mejor valor de métrica de demodulación actual (etapa 104). Inicialmente, el mejor valor de métrica de demodulación actual es algún valor inicial o predeterminado, como, por ejemplo, un valor máximo posible para la métrica de demodulación. En una realización, la métrica de demodulación es la métrica de demodulación ( $m_{\text{new}}$ ) definida anteriormente en la Ecuación (5), y el valor de métrica de demodulación calculado en la etapa 102 es mejor que el mejor valor de métrica de demodulación actual si el valor de métrica de demodulación es menor que el mejor valor de métrica de demodulación actual. Si el valor de métrica de demodulación calculado en la etapa 102 no es mejor que el mejor valor de métrica de demodulación actual, el procedimiento continúa en la etapa 108. Sin embargo, si el valor de métrica de demodulación es mejor que el mejor valor de métrica de demodulación actual, entonces el demodulador 16 almacena el valor de métrica de demodulación como el mejor valor de métrica de demodulación actual (etapa 106).

A continuación, ya sea que se proceda de la etapa 104 o 106, el demodulador 16 determina si todos los vectores de símbolo posibles (es decir, todos los vectores de símbolo  $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{n_s}]^T \in (\Lambda_D)^{n_s}$ ) han sido hipotetizados (etapa 108). Si no, el procedimiento vuelve a la etapa 100 y se repite hasta que todos los vectores de símbolo han sido hipotetizados. Una vez que todos los vectores de símbolo han sido hipotetizados y se han calculado los valores de métrica de demodulación correspondientes, el demodulador 16 emite el vector de símbolo hipotetizado correspondiente al mejor valor de métrica de demodulación como un vector de símbolo demodulado (etapa 110). El vector de símbolo demodulado incluye el número de símbolos  $n_s$  transmitidos en la señal deseada en este uso de canal particular.

La Figura 5 ilustra la etapa 102 de la Figura 4 con más detalle de acuerdo con una realización particular de la presente divulgación. Como se ilustra, para calcular el valor de métrica de demodulación para un vector de símbolo hipotetizado particular, el demodulador 16 calcula un valor para la métrica de demodulación convencional ( $m_{\text{conv}}$ ) que modela el ruido ( $\mathbf{n}$ ) de la señal interferente modulada envolvente no constante como un procedimiento aleatorio gaussiano estacionario con una distribución de probabilidad marginal gaussiana (etapa 200). Como se discutió anteriormente, la métrica de demodulación convencional ( $m_{\text{conv}}$ ) se define como:

$$m_{\text{conv}}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) = (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s}) + \ln(\pi^N \det(\mathbf{R}))$$

Nuevamente, debe tenerse en cuenta que el último término (es decir,  $\ln(\pi^N \det(\mathbf{R}))$ ) puede ignorarse ya que no depende de  $s$ . Además, el demodulador 16 calcula un valor para la corrección de métrica ( $\Delta_{\Lambda_s}$ ) (etapa 202). Como se discutió anteriormente, en una realización, la corrección de métrica ( $\Delta_{\Lambda}$ ) se define como:

$$\Delta_{\Lambda_I}(s | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) \equiv -\ln \left( \sum_{t \in \Lambda_I} p_{s_I}(t) \exp \left\{ 2 \operatorname{Re} \left\{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I t \right\} \right\} \right) + \mathbf{h}_I^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I$$

Por último, el demodulador 16 calcula el valor de métrica de demodulación sumando el valor de métrica de demodulación convencional y el valor de corrección de métrica (etapa 204).

La Figura 6 ilustra la etapa 202 de la Figura 5 con más detalle de acuerdo con una realización de la presente divulgación. Para calcular el valor de corrección de métrica, el demodulador 16 calcula un valor de canal interferente blanqueado en exceso (etapa 300). Específicamente, el valor del canal interferente blanqueado en exceso se calcula como  $\mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I$ . El demodulador 16 también calcula un valor de señal residual (etapa 302). El valor de señal residual se calcula como  $(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})$ . El demodulador 16 calcula entonces un valor de WRIP en base al valor de canal interferente excesivamente blanco y el valor de señal residual (etapa 304). Específicamente, el valor WRIP está definido por la Ecuación  $(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I$ . Por último, el demodulador 16 calcula el valor de corrección de métrica como una función no lineal del valor de WRIP (etapa 306). En una realización particular, el valor de corrección de métrica se calcula en base a la ecuación:

$$\Delta_{\Lambda_I}(s | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) \equiv -\ln \left( \sum_{t \in \Lambda_I} p_{s_I}(t) \exp \left\{ 2 \operatorname{Re} (WRIP \cdot t) \right\} \right) + \mathbf{h}_I^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I$$

Se debe tener en cuenta que el valor del canal interferente blanqueado en exceso no se limita al uso en el cálculo del valor de corrección de métrica. De hecho, el valor del canal interferente blanqueado en exceso puede usarse para realizar otras funciones adecuadas en el receptor 10 tales como, por ejemplo, el cálculo de la relación interferencia/ruido ( $I/N$ ) que puede usarse para la detección de una fuente de interferencia dominante.

En algunas implementaciones, puede desearse reducir la complejidad computacional del demodulador 16. En una realización, la complejidad computacional se reduce al aproximar la constelación de modulación de la modulación utilizada para la señal interferente modulada envolvente no constante. Más específicamente, la constelación de modulación puede aproximarse como una combinación de múltiples constelaciones de modulación circular. En una realización particular, la modulación utilizada para la señal interferente modulada envolvente no constante es una QAM M-aria con  $M=2^B$  donde B es un número entero mayor o igual a 2. La constelación QAM M-aria se aproxima descomponiendo la constelación QAM M-aria en varias constelaciones QPSK y varias constelaciones rotadas y posiblemente no uniformes de Modulación por Desplazamiento de Fase 8 (8PSK). Una magnitud de cada una de las constelaciones de 8PSK es igual a la raíz cuadrada de una suma de dos enteros diferentes, mientras que una magnitud de cada una de las constelaciones de QPSK es igual a la raíz cuadrada de dos veces el cuadrado de un entero. Cuando M es grande, dos de las constelaciones de 8PSK pueden tener la misma magnitud, en cuyo caso todavía se tratan como modulaciones separadas de 8PSK superpuestas entre sí. Cada una de las constelaciones 8PSK puede aproximarse mediante una distribución envolvente constante. Por ejemplo, 16-QAM puede aproximarse mediante una constelación rotada de 8PSK y dos constelaciones QPSK con amplitudes diferentes, como se muestra en la Figura 7. Específicamente, la Figura 7 ilustra una constelación 16-QAM aproximada como una superposición de una constelación rotada 8PSK y dos constelaciones QPSK.

Más generalmente, cuando el número de bits B es par, la QAM M-aria ( $M=2^B$ ) puede descomponerse en

$$N_{8PSK}(\Lambda_I) = (\sqrt{M} / 4) (\sqrt{M} / 2 - 1)$$

constelaciones de componentes 8PSK y

$$N_{QPSK}(\Lambda_I) = \sqrt{M} / 2$$

constelaciones de componentes QPSK de amplitudes diferentes. Al aproximar cada constelación de componentes de 8PSK por una variable aleatoria de valor complejo con magnitud constante, la métrica de corrección ( $\Delta_{\Lambda}$ ) en la Ecuación (6) se puede aproximar como:

$$\Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s}|\mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) \approx -\ln \left( \sum_{i=1}^{N_{QPSK}(\Lambda_I)} \left( \cosh \left\{ \sqrt{2} q_i \left( \operatorname{Re} \{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I \} - \operatorname{Im} \{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I \} \right) \right\} + \cosh \left\{ \sqrt{2} q_i \left( \operatorname{Re} \{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I \} + \operatorname{Im} \{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I \} \right) \right\} \right) \right) + \frac{2}{\pi} \sum_{j=1}^{N_{8PSK}(\Lambda_I)} I_0 \left( 2e_j |(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I| \right) + \mathbf{h}_I^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I + \ln(2|\Lambda_I|) \quad (11)$$

5 donde

$$I_0(x) \equiv (2\pi)^{-1} \int_0^{2\pi} e^{x \cos \theta} d\theta$$

15

es una función de Bessel modificada de orden cero del primer tipo que se deriva de la propiedad simétrica circular de la distribución aproximada,  $q_i = (2i-1) a_M / (\sqrt{M}-1)$  es la amplitud de la constelación del componente  $i$ -ésimo QPSK  $a_M = \sqrt{(3/2)(\sqrt{M}-1)/(\sqrt{M}+1)}$  es la máxima magnitud de la M-aria QAM  $e_j = \sqrt{l_j^2 + m_j^2} a_M / (\sqrt{M}-1)$  denota la amplitud del componente  $j$ -ésimo de constelación 8PSK,  $l_j$  and  $m_j$  denotan dos enteros distintos del conjunto de enteros impares  $\{1, 3, 5, \dots, \sqrt{M}-1\}$  con cada combinación correspondiente a cada  $j$ . Los dos últimos términos pueden ser nuevamente ignorados. Se puede derivar un conjunto similar de constantes  $\{q_i\}$ ,  $\{e_j\}$ ,  $N_{QPSK}(\Lambda_I)$ , y  $N_{8PSK}(\Lambda_I)$  se puede derivar cuando B es impar.

20

30

También se puede aproximar cada constelación de componentes QPSK mediante una variable aleatoria de valor complejo con magnitud constante, en cuyo caso la métrica de corrección ( $\Delta_M$ ) en la Ecuación (6) se puede aproximar como:

$$\Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s}|\mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) \approx -\ln \left( \sum_{i=1}^{N_{QPSK}(\Lambda_I)} I_0 \left( 2q_i |(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I| \right) + 2 \sum_{j=1}^{N_{8PSK}(\Lambda_I)} I_0 \left( 2e_j |(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I| \right) \right) + \mathbf{h}_I^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I + \ln(2\pi|\Lambda_I|) \quad (12)$$

40

La misma fórmula se aplica al caso cuando B es impar con un conjunto diferente de constantes específicas de modulación:  $\{q_i\}$ ,  $\{e_j\}$ ,  $N_{QPSK}(\Lambda)$ , y  $N_{8PSK}(\Lambda)$ . De hecho, esta técnica general de aproximación de un grupo de puntos de constelación discretos como constelaciones de componentes generalmente circulares se puede aplicar a otros tipos de modulación y no se limita a QAM.

45

Como alternativa, para una gran constelación QAM, por ejemplo, 256-QAM utilizado en las últimas versiones de WiFi, la métrica de corrección ( $\Delta_M$ ) en la Ecuación (6) se puede aproximar utilizando una integral como:

$$\begin{aligned} \Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s}|\mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) &\approx -\ln \left( \int_{-a}^a \int_{-a}^a \exp \left\{ 2 \operatorname{Re} \{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I (x + jy) \} \right\} dx dy \right) + \mathbf{h}_I^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I + \ln |\Lambda_I| \\ &= -\ln \left( \left[ \int_{-1}^1 a^2 \exp \left\{ 2a \operatorname{Re} \{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I \} x \right\} dx \right] \cdot \left[ \int_{-1}^1 a^2 \exp \left\{ -2a \operatorname{Im} \{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I \} y \right\} dy \right] \right) + \mathbf{h}_I^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I + \ln |\Lambda_I| \\ &= -\ln \left( \frac{\sinh \left( 2a \operatorname{Re} \{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I \} \right) \sinh \left( 2a \operatorname{Im} \{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I \} \right)}{\operatorname{Re} \{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I \} \operatorname{Im} \{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I \}} \right) + \mathbf{h}_I^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I + \ln(|\Lambda_I|/a^2) \\ &= -\ln \left( \operatorname{sech} \left( 2a \operatorname{Re} \{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I \} \right) \right) - \ln \left( \operatorname{sech} \left( 2a \operatorname{Im} \{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I \} \right) \right) + \mathbf{h}_I^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I + \ln(|\Lambda_I|/a^2) \end{aligned} \quad (13)$$

65

Donde  $a = \sqrt{3/2}$  es una constante de normalización que asegura que  $E|s|^2 = 1$ ,  $\sinh(\square)$  es la función seno hiperbólico, y  $\text{sench}(x) \equiv \sinh(x)/x$  que se conoce como una función seno hiperbólico. Los dos últimos términos son independientes de  $\mathbf{s}$  y pueden ignorarse. Debe tenerse en cuenta que el mismo enfoque de aproximación de un grupo de puntos de constelación discretos densamente poblados por una región continua se puede aplicar a otras modulaciones además de QAM.

La Figura 8 es un diagrama de flujo que ilustra el funcionamiento del demodulador 16 de la Figura 1 de acuerdo con otra realización de la presente divulgación. Este procedimiento describe la demodulación de la señal deseada para un uso de canal particular (por ejemplo, una frecuencia de subportadora particular y una ranura de tiempo donde la señal deseada es una señal OFDM) para emitir la información de bit blando correspondiente para cada bit de cada símbolo transmitido durante el uso de canal. Primero, el demodulador 16 hipotetiza un nuevo vector de símbolos transmitidos, denominado vector de símbolo  $\mathbf{s}$  (etapa 400). A continuación, utilizando el vector de símbolo hipotetizado, el demodulador 16 calcula un valor (es decir, un valor de métrica de demodulación) para la métrica de demodulación ( $m_{\text{new}}$ ) que modela la señal interferente modulada envolvente no constante como un procedimiento aleatorio estacionario no gaussiano con una distribución de probabilidad marginal para una constelación de modulación de una modulación utilizada para la señal interferente modulada envolvente no constante (etapa 402). Como se describió anteriormente, en una realización, el valor de métrica de demodulación se calcula en base a la Ecuación (5). Sin embargo, como se discute a continuación, la presente divulgación no está limitada a la misma.

En esta realización, el demodulador 16 determina si todos los vectores de símbolo posibles (es decir, todos los vectores de símbolo  $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{n_s}]^T \in (\Lambda_D)^{n_s}$ ) han sido hipotetizados (etapa 404). Si no, el procedimiento vuelve a la etapa 400 y se repite hasta que todos los vectores de símbolo han sido hipotetizados. Una vez que todos los vectores de símbolo han sido hipotetizados y se han calculado los valores de métrica de demodulación correspondientes, el demodulador 16 calcula la información de bit blando para cada bit de cada símbolo transmitido en el vector de símbolo  $\mathbf{s}$  (etapa 406). Más específicamente, usando la métrica de demodulación definida en la Ecuación (5), la información de bit blando para el bit  $b_{k,i}$ , un  $i$ -ésimo bit de un símbolo  $k$ -ésimo  $s_k$ , se puede calcular como:

$$\begin{aligned} \beta_{k,i}^{\text{new}} &\equiv \ln \frac{p(b_{k,i}=1|\mathbf{r})}{p(b_{k,i}=-1|\mathbf{r})} = \ln \sum_{\mathbf{s} \in \Lambda_D; b_{k,i}=1} \exp\{-m_{\text{new}}(\mathbf{s}|\mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_l)\} - \ln \sum_{\mathbf{s} \in \Lambda_D; b_{k,i}=-1} \exp\{-m_{\text{new}}(\mathbf{s}|\mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_l)\} \\ &\quad + \alpha_{k,i} \\ &\approx \min_{\mathbf{s} \in \Lambda_D; b_{k,i}=1} \left[ m_{\text{conv}}(\mathbf{s}|\mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) + \Delta_{\Lambda_l}(\mathbf{s}|\mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_l) \right] \\ &\quad - \min_{\mathbf{s} \in \Lambda_D; b_{k,i}=-1} \left[ m_{\text{conv}}(\mathbf{s}|\mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) + \Delta_{\Lambda_l}(\mathbf{s}|\mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_l) \right] + \alpha_{k,i} \\ &= \min_{\mathbf{s} \in \Lambda_D; b_{k,i}=1} \left\{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s}) + \Delta_{\Lambda_l}(\mathbf{s}|\mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_l) \right\} \\ &\quad - \min_{\mathbf{s} \in \Lambda_D; b_{k,i}=-1} \left\{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s}) + \Delta_{\Lambda_l}(\mathbf{s}|\mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_l) \right\} + \alpha_{k,i}. \end{aligned} \quad (14)$$

donde  $\alpha_{k,i} \equiv \ln[p(b_{k,i}=1) / p(b_{k,i}=-1)]$  denota información a priori sobre el bit  $b_{k,i}$ , si está disponible. El demodulador 16 luego emite la información de bit blando (etapa 408). Para reducir la complejidad computacional, el demodulador 16 puede elegir hipotetizar solamente un subconjunto de todos los vectores de símbolo posibles, como aquellos que están cerca del vector de símbolo demodulado generados a través de una decisión dura (por ejemplo, la etapa 110 en la Figura 4), al calcular cada bit blando, como a menudo se hace en implementaciones prácticas.

En las realizaciones descritas anteriormente, se supone que se conoce la modulación, o más específicamente la constelación de modulación, utilizada para la señal interferente modulada envolvente no constante. Por ejemplo, en algunas redes inalámbricas, una constelación QAM particular (p. Ej., QPSK o 16-QAM) utilizada por la señal interferente puede especificarse mediante un índice de esquema de codificación de modulación (MCS), que puede ser escuchado por el receptor 10 a través de un canal de control de la señal interferente. Sin embargo, en algunas implementaciones, la constelación de modulación de la señal interferente puede no poder determinarse.

Más precisamente, consideremos que  $\Gamma \equiv \{\Lambda_{I,1}, \Lambda_{I,2}, \dots, \Lambda_{I,n_c}\}$  es el conjunto de todas las posibles constelaciones de modulación de la modulación de la señal interferente, donde  $n_c$  denota el número de constelaciones de modulación. En una realización preferente, las constelaciones de modulación son

constelaciones QAM de diferentes tamaños (por ejemplo, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, etc.). En una realización, la métrica de demodulación de máxima probabilidad se puede definir reemplazando el término de corrección de métrica con el mínimo de términos de corrección de métrica correspondientes a las posibles constelaciones de modulación; es decir,

5

$$\Delta^\Gamma(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) = \min_{\Lambda_I \in \Gamma} \left\{ \Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) \right\}, \quad (15)$$

10 Donde  $\Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I)$  se define arriba. Debe tenerse en cuenta que, para esta corrección de métrica de constelación coincidente, el término  $\ln |\Lambda_I|$  que aparece en algunas de las ecuaciones anteriores para  $\Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I)$  no debe ignorarse ya que proporciona la penalización adecuada en el sentido de la máxima posibilidad para elegir una constelación más grande. Para este caso, la métrica de demodulación resultante está dada por:

15

$$m_{\text{new}}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) = m_{\text{conv}}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) + \Delta^\Gamma(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) \quad (16)$$

de modo que el vector de símbolo demodulado está dado por:

20

$$\mathbf{s}^* = \arg \min_{\mathbf{s}} \left\{ m_{\text{conv}}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) + \Delta^\Gamma(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) \right\}. \quad (17)$$

De manera equivalente, primero se puede demodular el símbolo para cada constelación de modulación hipotetizada y luego encontrar la mejor constelación de modulación que produzca la métrica de demodulación más pequeña. Es decir, calcular:

25

$$\Lambda_I^* = \arg \min_{\Lambda_I \in \Gamma} \left[ \min_{\mathbf{s} \in \Lambda_D} \left\{ m_{\text{conv}}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) + \Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) \right\} \right], \quad (18)$$

30

y el vector de símbolo demodulado  $\mathbf{s}^*$  viene dado por el que corresponde a la mejor constelación modulada

$$\Lambda_I^*$$

es decir:

35

$$\mathbf{s}^* = \arg \min_{\mathbf{s}} \left\{ m_{\text{conv}}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) + \Delta_{\Lambda_I^*}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) \right\}. \quad (19)$$

40

Suponiendo que cada constelación en  $\Gamma$  es igualmente probable, la información de bit blando se puede calcular de manera similar a:

45

$$\begin{aligned} \beta_{k,i}^{\text{new}} &= \ln \sum_{\mathbf{s} \in \Lambda_D: b_{k,i} = -1} \left\{ \exp\{-m_{\text{conv}}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H})\} \sum_{\Lambda_I \in \Gamma} e^{-\Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I)} \right\} \\ &\quad - \ln \sum_{\mathbf{s} \in \Lambda_D: b_{k,i} = 1} \left\{ \exp\{-m_{\text{conv}}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H})\} \sum_{\Lambda_I \in \Gamma} e^{-\Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I)} \right\} + \alpha_{k,i} \\ &\approx \min_{\mathbf{s} \in \Lambda_D: b_{k,i} = -1} \left[ m_{\text{conv}}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) + \Delta^\Gamma(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) \right] - \min_{\mathbf{s} \in \Lambda_D: b_{k,i} = 1} \left[ m_{\text{conv}}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) + \Delta^\Gamma(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) \right] + \alpha_{k,i} \\ &\approx \min_{\mathbf{s} \in \Lambda_D: b_{k,i} = -1} \left[ m_{\text{conv}}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) + \Delta_{\Lambda_I^*}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) \right] - \min_{\mathbf{s} \in \Lambda_D: b_{k,i} = 1} \left[ m_{\text{conv}}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) + \Delta_{\Lambda_I^*}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) \right] + \alpha_{k,i} \end{aligned} \quad (20)$$

60

En base a las Ecuaciones (15) a (20), las Figuras 9 a 12 ilustran el funcionamiento del demodulador 16 para demodular la señal deseada para un uso de canal particular cuando no se conoce la modulación de la señal interferente modulada envolvente no constante de acuerdo con varias realizaciones de la presente divulgación. La Figura 9 es un diagrama de flujo que ilustra el funcionamiento del demodulador 16 de la Figura 1 para emitir una serie de símbolos demodulados transmitidos en un uso de canal particular cuando se desconoce la modulación de la señal interferente modulada envolvente no constante. En general, el procedimiento de la Figura 9 implementa las ecuaciones (15) a (17) anteriores.

65

En primer lugar, el demodulador 16 hipotetiza un nuevo vector de símbolos transmitidos, denominado vector de símbolo  $\mathbf{s}$  (etapa 500). A continuación, utilizando el vector de símbolo hipotetizado, el demodulador 16 calcula un valor (es decir, un valor de métrica de demodulación) para la métrica de demodulación ( $m_{new}$ ) que modela la señal interferente modulada envolvente no constante como un procedimiento aleatorio estacionario no gaussiano con una distribución de probabilidad marginal para una constelación de modulación de una modulación utilizada para la señal interferente modulada envolvente no constante (etapa 502). En una realización, el valor de métrica de demodulación se calcula en base a las Ecuaciones (15) y (16) anteriores. Sin embargo, como se discute a continuación, la presente divulgación no está limitada a la misma.

Más específicamente, para calcular el valor de métrica de demodulación para el vector de símbolo hipotetizado, el demodulador 16 calcula un valor para la métrica de demodulación convencional ( $m_{conv}$ ) (etapa 502A). Como se discutió anteriormente, la métrica de demodulación convencional ( $m_{conv}$ ) se define como:

$$m_{conv}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) = (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s}) + \ln(\pi^N \det(\mathbf{R}))$$

Nuevamente, debe tenerse en cuenta que el último término (es decir,  $\ln(\pi^N \det(\mathbf{R}))$ ) puede ignorarse ya que no depende de  $\mathbf{s}$ . El demodulador 16 hipotetiza una nueva constelación de modulación para la señal interferente del conjunto de todas las posibles constelaciones de modulación  $\Gamma \equiv \{\Lambda_{l,1}, \Lambda_{l,2}, \dots, \Lambda_{l,n_c}\}$  (etapa 502B) y calcula un valor de corrección de métrica para la constelación de modulación hipotetizada (etapa 502C). Más específicamente, el valor de corrección de métrica se calcula en base a la Ecuación (6), que es:

$$\Delta_{\Lambda_l}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_l) \equiv -\ln \left( \sum_{t \in \Lambda_l} p_{s_l}(t) \exp \left\{ 2 \operatorname{Re} \left\{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_l t \right\} \right\} \right) + \mathbf{h}_l^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_l$$

El demodulador 16 determina entonces si todas las posibles constelaciones de modulación han sido hipotetizadas (etapa 502D). Si no, el procedimiento vuelve a la etapa 502B y se repite hasta que todas las posibles constelaciones de modulación han sido hipotetizadas. En ese punto, el demodulador 16 calcula el valor de métrica de demodulación para el vector de símbolo hipotetizado sumando el valor de métrica de demodulación convencional y el mejor valor de corrección de métrica entre los valores de corrección de métrica calculados para las posibles constelaciones de modulación (etapa 502E). Más específicamente, el demodulador 16 puede determinar primero el mejor término de corrección de métrica  $\Delta^\Gamma$  basado en la Ecuación (15), y luego calcular el valor de métrica de demodulación basado en la Ecuación (16).

En esta realización, el demodulador 16 determina entonces si el valor de métrica de demodulación para el vector de símbolo hipotetizado calculado en la etapa 502 es mejor que el mejor valor de métrica de demodulación actual (etapa 504). Inicialmente, el mejor valor de métrica de demodulación actual es un valor inicial o predeterminado, como, por ejemplo, un valor posible máximo para la métrica de demodulación. En una realización, la métrica de demodulación es la métrica de demodulación ( $m_{new}$ ) definida anteriormente en la Ecuación (16), y el valor de métrica de demodulación calculado en la etapa 502 es mejor que el mejor valor de métrica de demodulación actual si el valor de métrica de demodulación es menor que el mejor valor de métrica de demodulación actual. Si el valor de métrica de demodulación calculado en la etapa 502 no es mejor que el mejor valor de métrica de demodulación actual, el procedimiento continúa en la etapa 508. Sin embargo, si el valor de métrica de demodulación es mejor que el mejor valor de métrica de demodulación actual, entonces el demodulador 16 almacena el valor de métrica de demodulación como el mejor valor de métrica de demodulación actual (etapa 506).

A continuación, ya sea que proceda de la etapa 504 o 506, el demodulador 16 determina si todos los vectores de símbolo posibles (es decir, todos los vectores de símbolo  $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{n_s}]^T \in (\Lambda_D)^{n_s}$ ) han sido hipotetizados (etapa 508). Si no, el procedimiento vuelve a la etapa 500 y se repite hasta que todos los vectores de símbolo han sido hipotetizados. Una vez que todos los vectores de símbolo han sido hipotetizados y se han calculado los valores de métrica de demodulación correspondientes, el demodulador 16 genera el vector de símbolo hipotetizado correspondiente al mejor valor de métrica de demodulación como un vector de símbolo demodulado (etapa 510). El vector de símbolo demodulado incluye los símbolos de número  $n_s$  transmitidos en la señal deseada en este uso de canal particular.

La Figura 10 es un diagrama de flujo que ilustra el funcionamiento del demodulador 16 de la Figura 1 para emitir información de bit blando para cada bit de cada símbolo transmitido en un canal particular cuando la modulación de la señal interferente modulada envolvente no constante es desconocido. En general, el procedimiento de la Figura 10 implementa la Ecuación (20) anterior.

Primero, el demodulador 16 hipotetiza un nuevo vector de símbolos transmitidos, denominado vector de símbolo  $\mathbf{s}$  (etapa 600). A continuación, utilizando el vector de símbolo hipotetizado, el demodulador 16 calcula un valor

(es decir, un valor de métrica de demodulación) para la métrica de demodulación ( $m_{new}$ ) que modela la señal interferente modulada envolvente no constante como un procedimiento aleatorio estacionario no gaussiano con una distribución de probabilidad marginal para una constelación de modulación de una modulación utilizada para la señal interferente modulada envolvente no constante (etapa 602). En una realización, el valor de métrica de demodulación se calcula en base a las Ecuaciones (15) y (16) anteriores. Sin embargo, la presente divulgación no está limitada a los mismos.

Más específicamente, para calcular el valor de métrica de demodulación para el vector de símbolo hipotetizado, el demodulador 16 calcula un valor para la métrica de demodulación convencional ( $m_{conv}$ ) (etapa 602A). Como se discutió anteriormente, la métrica de demodulación convencional ( $m_{conv}$ ) se define como:

$$m_{conv}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) = (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s}) + \ln(\pi^N \det(\mathbf{R}))$$

Nuevamente, debe tenerse en cuenta que el último término (es decir,  $\ln(\pi^N \det(\mathbf{R}))$ ) puede ignorarse ya que no depende de  $\mathbf{s}$ . El demodulador 16 hipotetiza una nueva constelación de modulación para la señal interferente del conjunto de todas las posibles constelaciones de modulación  $\Gamma = \{\Lambda_{I,1}, \Lambda_{I,2}, \dots, \Lambda_{I,n_C}\}$  (etapa 602B) y calcula un valor de corrección de métrica para la constelación de modulación hipotetizada (etapa 602C). Más específicamente, el valor de corrección de métrica se calcula en base a la Ecuación (6), que es:

$$\Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) \equiv -\ln \left( \sum_{t \in \Lambda_I} p_{s_I}(t) \exp \left\{ 2 \operatorname{Re} \left\{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I t \right\} \right\} \right) + \mathbf{h}_I^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_I$$

El demodulador 16 determina entonces si todas las posibles constelaciones de modulación han sido hipotetizadas (etapa 602D). Si no, el procedimiento vuelve a la etapa 602B y se repite hasta que todas las posibles constelaciones de modulación han sido hipotetizadas. En ese punto, el demodulador 16 calcula el valor de métrica de demodulación para el vector de símbolo hipotetizado sumando el valor de métrica de demodulación convencional y el mejor valor de corrección de métrica entre los valores de corrección de métrica calculados para las posibles constelaciones de modulación (etapa 602E). Más específicamente, el demodulador 16 puede determinar primero la mejor métrica  $\Delta^T$  de demodulación basado en la Ecuación (15), y luego calcular el valor de métrica de demodulación basado en la Ecuación (16).

En esta realización, el demodulador 16 determina entonces si todos los vectores de símbolo posibles (es decir, todos los vectores de símbolo  $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{ns}]^T \in (\Lambda_D)^{ns}$ ) han sido hipotetizados (etapa 604). Si no, el procedimiento vuelve a la etapa 600 y se repite hasta que todos los vectores de símbolo han sido hipotetizados. Una vez que todos los vectores de símbolo han sido hipotetizados y se han calculado los valores de métrica de demodulación correspondientes, el demodulador 16 calcula la información de bit blando para cada bit de cada símbolo transmitido (etapa 606). Más específicamente, la información de bit blando se calcula preferentemente en base a la Ecuación (20). El demodulador 16 luego emite la información de bit blando (etapa 608). Para reducir la complejidad computacional, el demodulador 16 puede elegir hipotetizar solo un subconjunto de todos los vectores de símbolo posibles, como los que están cerca del vector de símbolo demodulado generado a través de una decisión dura, al calcular cada bit blando, como se realiza a menudo en implementaciones prácticas.

Las Figuras 11 y 12 son similares a las Figuras 9 y 10. Sin embargo, en las realizaciones de las Figuras 11 y 12, los valores de métrica de demodulación se calculan para cada combinación de las posibles constelaciones de modulación y los vectores de símbolo posibles. Más específicamente, la Figura 11 es un diagrama de flujo que ilustra el funcionamiento del demodulador 16 de la Figura 1 para emitir una serie de símbolos demodulados transmitidos en un uso de canal particular cuando la modulación de la señal interferente modulada envolvente no constante es desconocida de acuerdo con otra realización de la presente divulgación. En general, el procedimiento de la Figura 9 implementa las ecuaciones (18) y (19) anteriores.

Primero, el demodulador 16 hipotetiza una nueva constelación de modulación a partir del conjunto de todas las posibles constelaciones de modulación  $\Gamma \equiv \{\Lambda_{I,1}, \Lambda_{I,2}, \dots, \Lambda_{I,n_C}\}$  para la señal interferente (etapa 700). El demodulador 16 también hipotetiza un nuevo vector de símbolos transmitidos, denominado vector de símbolo  $\mathbf{s}$ , del conjunto de todos los vectores de símbolo posibles  $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{ns}]^T \in (\Lambda_D)^{ns}$  (etapa 702). A continuación, utilizando la constelación de modulación hipotetizada y el vector de símbolo hipotetizado, el demodulador 16 calcula un valor (es decir, un valor de métrica de demodulación) para la métrica de demodulación ( $m_{new}$ ) que modela la señal interferente modulada envolvente no constante como un procedimiento aleatorio de señal estacionaria no gaussiana con una distribución de probabilidad marginal para la constelación de modulación hipotetizada de una modulación utilizada para la señal interferente modulada envolvente no constante (etapa 704). En una realización, el valor de métrica de demodulación se calcula en base a la Ecuación (6) anterior. Sin embargo, como se discute a continuación, la presente divulgación no está limitada a la misma.

En esta realización, el demodulador 16 determina si el valor de métrica de demodulación calculado en la etapa 704 es mejor que el mejor valor de métrica de demodulación actual (etapa 706). Inicialmente, el mejor valor de métrica de demodulación actual es algún valor inicial o predeterminado, como, por ejemplo, un valor máximo posible para la métrica de demodulación. En esta realización, el valor de métrica de demodulación calculado en la etapa 704 es mejor que el mejor valor de métrica de demodulación actual si el valor de métrica de demodulación es menor que el mejor valor de métrica de demodulación actual. Si el valor de métrica de demodulación calculado en la etapa 704 no es mejor que el mejor valor de métrica de demodulación actual, el procedimiento continúa en la etapa 710. Sin embargo, si el valor de métrica de demodulación es mejor que el valor de métrica de mejor demodulación actual, entonces el demodulador 16 almacena el valor de métrica de demodulación como el mejor valor de métrica de demodulación actual (etapa 708).

A continuación, ya sea que proceda de la etapa 706 o 708, el demodulador 16 determina si todos los vectores de símbolo posibles han sido hipotetizados (etapa 710). Si no, el procedimiento vuelve a la etapa 702 y se repite hasta que todos los vectores de símbolo han sido hipotetizados. Una vez que todos los vectores de símbolo han sido hipotetizados, el demodulador 16 determina si todas las constelaciones de modulación han sido hipotetizadas (etapa 712). Si no, el procedimiento vuelve a la etapa 700 y se repite hasta que todas las posibles constelaciones de modulación han sido hipotetizadas. Una vez que todas las posibles constelaciones de modulación han sido hipotetizadas, el demodulador 16 ha calculado los valores de métrica de demodulación para cada posible constelación de modulación y combinación de vector de símbolo. El demodulador 16 emite el vector de símbolo hipotetizado correspondiente al mejor valor de métrica de demodulación entre todos los valores de métrica de demodulación calculados en las etapas 700 a 712 como un vector de símbolo demodulado de acuerdo con las ecuaciones (18) y (19) (etapa 714). El vector de símbolo demodulado incluye el número de símbolos  $n_s$  transmitidos en la señal deseada en este uso de canal particular.

La Figura 12 es un diagrama de flujo que ilustra el funcionamiento del demodulador 16 de la Figura 1 para emitir información de bit blando para cada bit de cada símbolo transmitido en un uso de canal particular cuando la modulación de la señal interferente modulada envolvente no constante es desconocida de acuerdo con otra realización de la presente divulgación. En general, el procedimiento de la Figura 12 implementa la Ecuación (20) anterior. Primero, el demodulador 16 hipotetiza una nueva constelación de modulación a partir del conjunto de todas las posibles constelaciones de modulación  $\Gamma \equiv \{\Lambda_{I,1}, \Lambda_{I,2}, \dots, \Lambda_{I,n_c}\}$  para la señal interferente (etapa 800). El demodulador 16 también hipotetiza un nuevo vector de símbolos transmitidos, denominado vector de símbolo  $\mathbf{s}$ , del conjunto de todos los vectores de símbolo posibles  $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{n_s}]^T \in (\Lambda_D)^{n_s}$  (etapa 802). A continuación, utilizando la constelación de modulación hipotetizada y el vector de símbolo hipotetizado, el demodulador 16 calcula un valor (es decir, un valor de métrica de demodulación) para la métrica de demodulación ( $m_{\text{new}}$ ) que modela la señal interferente modulada envolvente no constante como un procedimiento aleatorio de señal estacionaria no gaussiana con una distribución de probabilidad marginal para la constelación de modulación hipotetizada de una modulación utilizada para la señal interferente modulada envolvente no constante (etapa 804). En una realización, el valor de métrica de demodulación se calcula en base a la Ecuación (6) anterior. Sin embargo, como se discute a continuación, la presente divulgación no está limitada a la misma.

En esta realización, el demodulador 16 determina si todos los vectores de símbolo posibles han sido hipotetizados (etapa 806). Si no, el procedimiento vuelve a la etapa 802 y se repite hasta que todos los vectores de símbolo han sido hipotetizados. Una vez que todos los vectores de símbolo han sido hipotetizados, el demodulador 16 determina si todas las constelaciones de modulación han sido hipotetizadas (etapa 808). Si no, el procedimiento vuelve a la etapa 800 y se repite hasta que todas las posibles constelaciones de modulación han sido hipotetizadas. Una vez que todas las posibles constelaciones de modulación han sido hipotetizadas, el demodulador 16 ha calculado los valores de métrica de demodulación para cada posible constelación de modulación y combinación de vector de símbolo. El demodulador 16 identifica entonces una mejor constelación de modulación en base a los valores de métrica de demodulación calculados (etapa 810). Más específicamente, la mejor constelación de modulación se calcula en base a la Ecuación (18). El demodulador 16 calcula entonces la información de bit blando para cada bit ic) de cada símbolo transmitido en los vectores de símbolo en base a los valores de métrica de demodulación calculados para los vectores de símbolo hipotetizados para la mejor constelación de modulación (etapa 812). Más específicamente, la información de bit blando se calcula preferentemente en base a la Ecuación (20). El demodulador 16 luego emite la información de bit blando (etapa 814).

Todas las realizaciones descritas anteriormente son para un escenario en el que la señal interferente modulada envolvente no constante es un flujo único. Sin embargo, los procedimientos descritos anteriormente pueden extenderse para un escenario en el que la señal interferente modulada envolvente no constante incluye múltiples flujos. Antes de continuar, debe tenerse en cuenta que las realizaciones anteriores pueden usarse incluso en un escenario de señal interferente de múltiples flujos para abordar un flujo más dominante de la señal interferente de múltiples flujos. Para el escenario de señal interferente de múltiples flujos, la señal recibida en la banda base se puede modelar como:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \underbrace{(\mathbf{H}_I \mathbf{s}_I + \mathbf{n})}_{\mathbf{v}}$$

donde  $\mathbf{s}_I = [s_1, s_2, \dots, s_{n_{sI}}]^T \in \Lambda_I$  es un vector de símbolos deseados  $n_{sI}$ , y  $\mathbf{H}_I$  denota una matriz de canal de MIMO efectiva  $n_a$ -por- $n_{sI}$  de la señal interferente. La función de densidad de probabilidad de  $\mathbf{v}$  viene dada por:

$$p_{\mathbf{v}}(\mathbf{v}) = \frac{1}{\pi^N \det(\mathbf{R})} \sum_{\mathbf{s} \in (\Lambda_I)^{n_{sI}}} p_{s_I}(\mathbf{s}) \exp\{-(\mathbf{v} - \mathbf{H}_I \mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{v} - \mathbf{H}_I \mathbf{s})\}$$

De ello se deduce que la métrica de demodulación de posibilidad mínima está dada por:

$$\begin{aligned} m_{\text{new}}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_I) &\equiv -\ln p_{\mathbf{v}}(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s}) \\ &= m_{\text{conv}}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) + \Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{H}_I) \end{aligned}$$

donde:

$$\Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{H}_I) \equiv -\ln \left( \sum_{\mathbf{t} \in (\Lambda_I)^{n_{sI}}} p_{s_I}(\mathbf{t}) e^{-\mathbf{t}^H \mathbf{H}_I^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}_I \mathbf{t}} \exp\{2 \operatorname{Re}\{(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}_I \mathbf{t}\}\} \right)$$

y  $p_{s_I}(\mathbf{s})$  denota la función de masa de probabilidad del vector de símbolo  $\mathbf{s}_I$  de la señal interferente. Si se supone que la distribución de probabilidad del vector de símbolo  $\mathbf{s}_I$  de la señal interferente es igualmente posible en  $\Lambda_I$ , es decir,  $p_{s_I}(\mathbf{s}) \equiv 1/|\Lambda_I|^{n_{sI}}$ , donde  $|S|$  denota la cardinalidad del conjunto  $S$ , la corrección de métrica  $\Delta(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{H}_I)$  se puede expresar como:

$$\begin{aligned} \Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{H}_I) &\equiv -\ln \left( \sum_{\mathbf{t} \in (\Lambda_I)^{n_{sI}}} e^{-\mathbf{t}^H \mathbf{H}_I^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}_I \mathbf{t}} \exp\{2 \operatorname{Re}\{(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}_I \mathbf{t}\}\} \right) + \ln |\Lambda_I| \\ &= -\ln \left( \sum_{\substack{\mathbf{t} \in (\Lambda_I)^{n_{sI}} \\ \mathbf{t}_1 \in \Lambda_I \cap \mathbb{C}^+}} e^{-\mathbf{t}^H \mathbf{H}_I^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}_I \mathbf{t}} \left[ \cosh\{2 \operatorname{Re}\{(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}_I \mathbf{t}\}\} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \cosh\{2 \operatorname{Im}\{(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}_I \mathbf{t}\}\} \right] \right) + \ln(|\Lambda_I|/2) \end{aligned}$$

, donde  $\mathbf{t} \equiv [t_1, t_2, \dots, t_{n_{sI}}]^T$ . El último término de la ecuación anterior es independiente del vector de símbolo  $\mathbf{s}$  y, por lo tanto, debe ignorarse. Debe tenerse en cuenta que el término de corrección  $\Delta(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{H}_I)$  que se muestra arriba depende del vector de símbolo  $\mathbf{s}$  y del vector de señal recibido  $\mathbf{r}$  solo a través de WRIP para múltiples flujos dados por  $(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}_I$ .

Los siguientes acrónimos se usan a lo largo de la presente divulgación.

- 8PSK Modulación por Desplazamiento de Fase 8
- ASIC Circuito Integrado de Aplicación Específica
- DSP Procesador de Señal Digital
- GMSK Modulación por Desplazamiento Mínimo Gaussiano
- GSM Sistema Global para Comunicaciones Móviles
- HSPA Acceso a Paquetes a Alta Velocidad
- LTE Evolución a Largo Plazo
- MCS Esquema de Codificación de Modulación
- MIMO Entrada Múltiple Salida Múltiple
- ML Máxima posibilidad
- OFDM Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal
- QAM Modulación de Amplitud de Cuadratura
- QPSK Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura
- SIMO Entrada Única Salida Múltiple
- WRIP Producto de Interferencia Residual Blanqueada

**REIVINDICACIONES**

1. Un receptor (10) que comprende:

5 un convertidor reductor (14) configurado para recibir una señal de radiofrecuencia que comprende una señal deseada, ruido y una señal interferente modulada de envolvente no constante, y convertir de forma reductora la señal de radiofrecuencia para proporcionar una señal convertida de forma reductora; y  
 10 un demodulador (16) configurado para demodular la señal convertida de forma reductora en base a una métrica de demodulación que modela la señal interferente modulada de envolvente no constante como un procedimiento aleatorio no gaussiano estacionario con una distribución de probabilidad derivada de una constelación de modulación de una modulación utilizada para la señal interferente modulada de envolvente no constante.

15 2. El receptor según la reivindicación 1, en el que para un uso de canal de la señal deseada, el demodulador (16) está configurado para: calcular, para una pluralidad de vectores de símbolo hipotetizados, una pluralidad de valores de métrica de demodulación para la métrica de demodulación que modela la señal interferente modulada de envolvente no constante como el procedimiento aleatorio no gaussiano estacionario con la distribución de probabilidad derivada de la constelación de modulación de la modulación utilizada para la señal interferente modulada de envolvente no constante, correspondiendo cada valor de métrica de demodulación de la pluralidad de valores de métrica de demodulación a un valor diferente de la pluralidad de vectores de símbolo hipotetizados.

20 3. El receptor según la reivindicación 2, en el que la señal deseada es una señal de Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal, y el uso de canal es una subportadora particular en una ranura de tiempo particular de la señal deseada.

25 4. El receptor según la reivindicación 2, en el que el demodulador (16) está además configurado para emitir uno de la pluralidad de vectores de símbolo hipotetizados que tienen un mejor valor de métrica de demodulación de la pluralidad de valores de métrica de demodulación como un vector de símbolo demodulado para la señal deseada para el uso de canal.

30 5. El receptor según la reivindicación 2, en el que, para calcular la pluralidad de valores de métrica de demodulación, el demodulador (16) está además configurado para, para cada vector de símbolo hipotetizado de la pluralidad de vectores de símbolo hipotetizados:

35 calcular, para el vector de símbolo hipotetizado, un valor de métrica de demodulación convencional para una métrica de demodulación convencional que modela el ruido como un ruido gaussiano estacionario con una distribución de probabilidad gaussiana;  
 40 calcular un valor de corrección de métrica para el vector de símbolo hipotetizado que representa una diferencia entre la métrica de demodulación convencional y la métrica de demodulación que modela la señal interferente modulada de envolvente no constante como el procedimiento aleatorio estacionario no gaussiano con la distribución de probabilidad derivada de la constelación de modulación de la modulación utilizada para la señal interferente modulada de envolvente no constante; y  
 45 sumar el valor de métrica de demodulación convencional para el vector de símbolo hipotetizado y el valor de corrección de métrica para el vector de símbolo hipotetizado para proporcionar el valor de métrica de demodulación para el vector de símbolo hipotetizado.

50 6. El receptor según la reivindicación 5, en el que, para calcular el valor de corrección de métrica para el vector de símbolo hipotetizado, el demodulador (16) está además configurado para:

55 calcular un valor de canal interferente blanqueado en exceso;  
 calcular un valor de señal residual;  
 calcular un valor de producto de interferencia residual blanqueada como un producto del valor de canal interferente blanqueado en exceso y el valor de señal residual; y  
 calcular el valor de corrección de métrica como una función no lineal del valor de producto de interferencia residual blanqueada.

60 7. El receptor según la reivindicación 5, en el que, para calcular el valor de corrección de métrica para el vector de símbolo hipotetizado, el demodulador (16) está además configurado para:

calcular un valor de producto de interferencia residual blanqueada definido como:

65 
$$(\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_i$$

donde  $\mathbf{r}$  es un vector de señal recibido en un canal particular utilizado a través de varias antenas de recepción,  $\mathbf{H}$  es una matriz de canal efectivo,  $\mathbf{s}$  es el vector de símbolo hipotetizado,  $\mathbf{R}$  es una matriz de covarianza de deterioro y  $\mathbf{h}_1$  es un vector de canal para un canal de la señal interferente modulada de envolvente no constante donde la señal interferente modulada de envolvente no constante es un flujo único; y

calcular el valor de corrección de métrica para el vector de símbolo hipotetizado como una función no lineal del valor de producto de interferencia residual blanqueada.

5

8. El receptor según la reivindicación 2, en el que, para calcular la pluralidad de valores de métrica de demodulación, el demodulador (16) está además configurado para, para cada vector de símbolo hipotetizado de la pluralidad de vectores de símbolo hipotetizados: calcular el valor de métrica de demodulación para el vector de símbolo hipotetizado en base a:

15

$$m_{new}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_1) = m_{conv}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) + \Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_1), \text{ donde}$$

$$m_{conv}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}) = (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s}), \text{ y}$$

20

$$\Delta_{\Lambda_I}(\mathbf{s} | \mathbf{r}, \mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{h}_1) = -\ln \left( \sum_{t \in \Lambda_I} p_{s_I}(t) \exp \left\{ 2 \operatorname{Re} \left\{ (\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_1 t \right\} \right\} \right) + \mathbf{h}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_1,$$

donde  $m_{new}$  es la métrica de demodulación,  $\mathbf{r}$  es un vector de señal definido como  $\mathbf{r} = (r_1, r_2, \dots, r_{nR})$  que representa la señal deseada para el uso de canal recibido a través de las antenas de recepción  $n_R$ ,  $\mathbf{s}$  es el vector de símbolo hipotetizado definido como  $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{nS}]^T \in (\Lambda_D)^{n_S}$  de  $n_S$  flujos de símbolos deseados,  $\mathbf{R}$  es una matriz de covarianza de deterioro,  $\mathbf{H}$  es una matriz de canal efectivo,  $\mathbf{h}_1$  es un vector de canal para un canal de señal interferente modulada de envolvente no constante donde la señal interferente modulada de envolvente no constante es un flujo único,  $\Lambda_I$  es un conjunto de puntos en la constelación de modulación para la modulación utilizada para la señal interferente modulada de envolvente no constante,  $\Delta_M$  es un valor de corrección de métrica, y  $p_{s_I}(t)$  es una probabilidad de que un símbolo  $s_I$  de la señal interferente modulada de envolvente no constante sea igual a un valor  $t \in \Lambda_I$ .

25

30

35

9. El receptor según la reivindicación 2, en el que la métrica de demodulación se basa en una aproximación de la constelación de modulación de la modulación utilizada para la señal interferente modulada de envolvente no constante como una pluralidad de constelaciones de modulación de dos o más tipos de modulación.

40

10. El receptor según la reivindicación 2, en el que la modulación utilizada para la señal interferente modulada de envolvente no constante es una modulación de amplitud en cuadratura M-aria con  $M=2^B$  donde B es un número entero mayor o igual a 2, y la métrica de demodulación se basa en una aproximación de la constelación de modulación de la modulación utilizada para la señal interferente modulada de envolvente no constante como una o más constelaciones de Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura y una o más constelaciones rotadas de Modulación por Desplazamiento de Fase 8.

45

50

11. El receptor según la reivindicación 2, en el que la métrica de demodulación se basa en una aproximación de una pluralidad de puntos de constelación discretos que forman la constelación de modulación de la modulación utilizada para la señal interferente modulada de envolvente no constante como una región continua.

55

12. El receptor según la reivindicación 2, en el que, para calcular la pluralidad de valores de métrica de demodulación, el demodulador (16) está además configurado para, para cada vector de símbolo hipotetizado de la pluralidad de vectores de símbolo hipotetizados:

calcular, para el vector de símbolo hipotetizado, un valor de métrica de demodulación convencional para una métrica de demodulación convencional que modela el ruido como un ruido gaussiano estacionario con una distribución de probabilidad gaussiana;

calcular una pluralidad de valores de corrección de métrica para una pluralidad de constelaciones de modulación hipotetizadas para la modulación utilizada para la señal interferente modulada de envolvente no constante, correspondiendo cada valor de corrección de métrica de la pluralidad de valores de corrección de métrica a uno diferente de la pluralidad de constelaciones de modulación hipotetizadas y representando una diferencia entre la métrica de demodulación convencional y la métrica de demodulación que modela la señal interferente modulada de envolvente no constante como el procedimiento aleatorio no gaussiano estacionario con la distribución de probabilidad derivada de la

60

65

constelación de modulación hipotetizada para la modulación utilizada para la señal interferente modulada de envolvente no constante; y sumar el valor de métrica de demodulación convencional para el vector de símbolo hipotetizado y el mejor valor de corrección de métrica de la pluralidad de valores de corrección de métrica para proporcionar el valor de métrica de demodulación para el vector de símbolo hipotetizado.

5

13. El receptor según la reivindicación 1, en el que, para un uso de canal de la señal deseada, el demodulador (16) está configurado para:

10

calcular, para una pluralidad de vectores de símbolo hipotetizados y una pluralidad de constelaciones de modulación hipotetizadas para la modulación utilizada para la señal interferente modulada de envolvente no constante, una pluralidad de valores de métrica de demodulación para la métrica de demodulación que modela la señal interferente modulada de envolvente no constante como el procedimiento aleatorio estacionario no gaussiano con la distribución de probabilidad derivada de la constelación de modulación de la modulación utilizada para la señal interferente modulada de envolvente no constante, cada valor de métrica de demodulación de la pluralidad de valores de métrica de demodulación correspondientes a una combinación diferente de uno de la pluralidad de vectores de símbolo hipotetizados y una de la pluralidad de constelaciones de modulación hipotetizadas para la modulación utilizada para la señal interferente modulada de envolvente no constante; y generar uno de la pluralidad de vectores de símbolo hipotetizados que corresponde a un mejor valor de métrica de modulación de la pluralidad de valores de métrica de demodulación como un vector de símbolo demodulado para la señal deseada para el uso de canal.

15

20

14. El receptor según la reivindicación 2, en el que, para un uso de canal de la señal deseada, el demodulador (16) está configurado para:

25

calcular, para una pluralidad de vectores de símbolo hipotetizados y una pluralidad de constelaciones de modulación hipotetizadas para la modulación utilizada para la señal interferente modulada de envolvente no constante, una pluralidad de valores de métrica de demodulación para la métrica de demodulación que modela la señal interferente modulada de envolvente no constante como el procedimiento aleatorio estacionario no gaussiano con la distribución de probabilidad derivada de la constelación de modulación de la modulación utilizada para la señal interferente modulada de envolvente no constante, cada valor de métrica de demodulación de la pluralidad de valores de métrica de demodulación correspondientes a una combinación diferente de uno de la pluralidad de vectores de símbolo hipotetizados y una de la pluralidad de constelaciones de modulación hipotetizadas para la modulación utilizada para la señal interferente modulada de envolvente no constante;

30

35

identificar la mejor constelación de modulación hipotetizada de la pluralidad de constelaciones de modulación hipotetizadas en base a la pluralidad de valores de métrica de demodulación;

40

calcular información de bit blando para cada bit de cada símbolo para el uso de canal en base a un subconjunto de la pluralidad de valores de métrica de demodulación para la pluralidad de vectores de símbolo hipotetizados para la mejor constelación de modulación hipotetizada; y generar la información de bit blando.

45

15. Un procedimiento de operación de un receptor (10) que comprende:

recibir una señal de radiofrecuencia que comprende una señal deseada, ruido y una señal interferente modulada de envolvente no constante;

50

convertir de forma reductora la señal de radiofrecuencia para proporcionar una señal convertida de forma reductora; y

demodular la señal convertida de forma reductora en base a una métrica de demodulación que modela la señal interferente modulada de envolvente no constante como un procedimiento aleatorio estacionario no gaussiano con una distribución de probabilidad derivada de una constelación de modulación de una modulación utilizada para la señal interferente modulada de envolvente no constante.

55

60

65

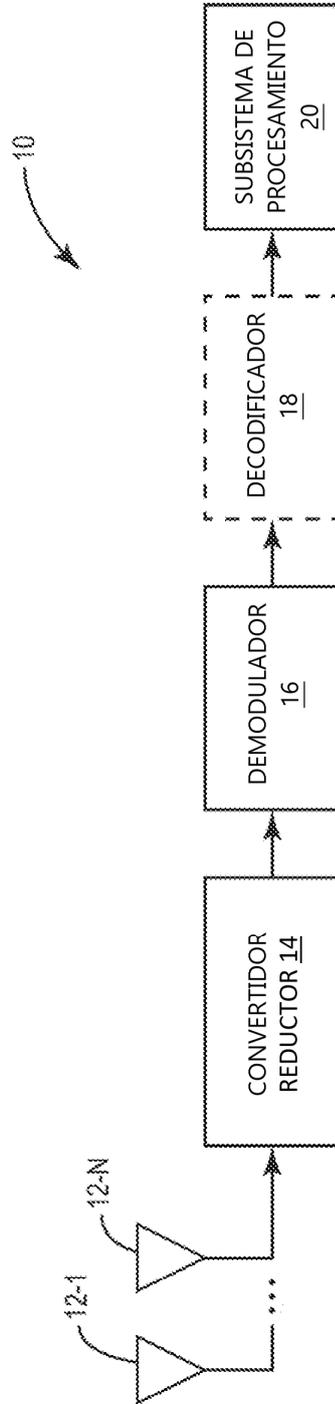


FIG. 1

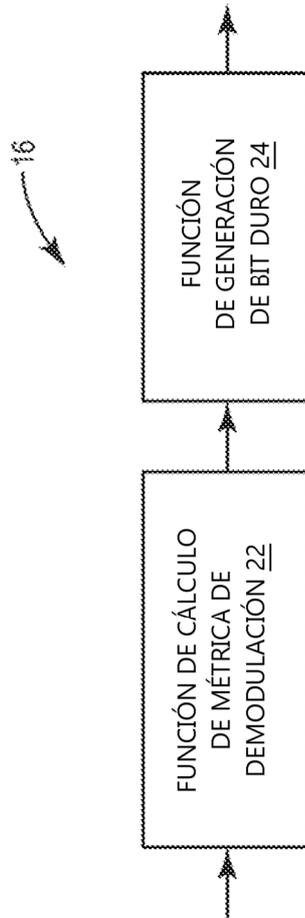


FIG. 2

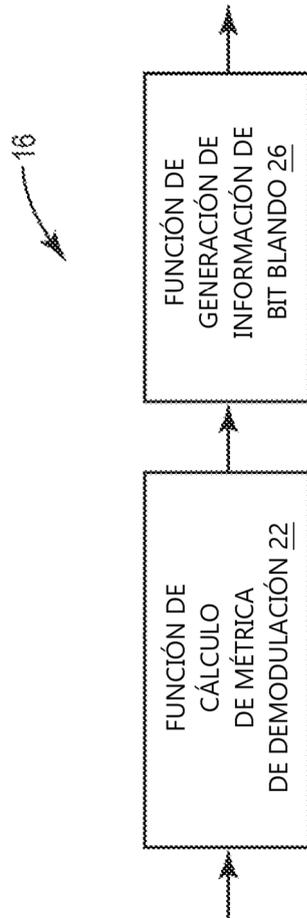


FIG. 3

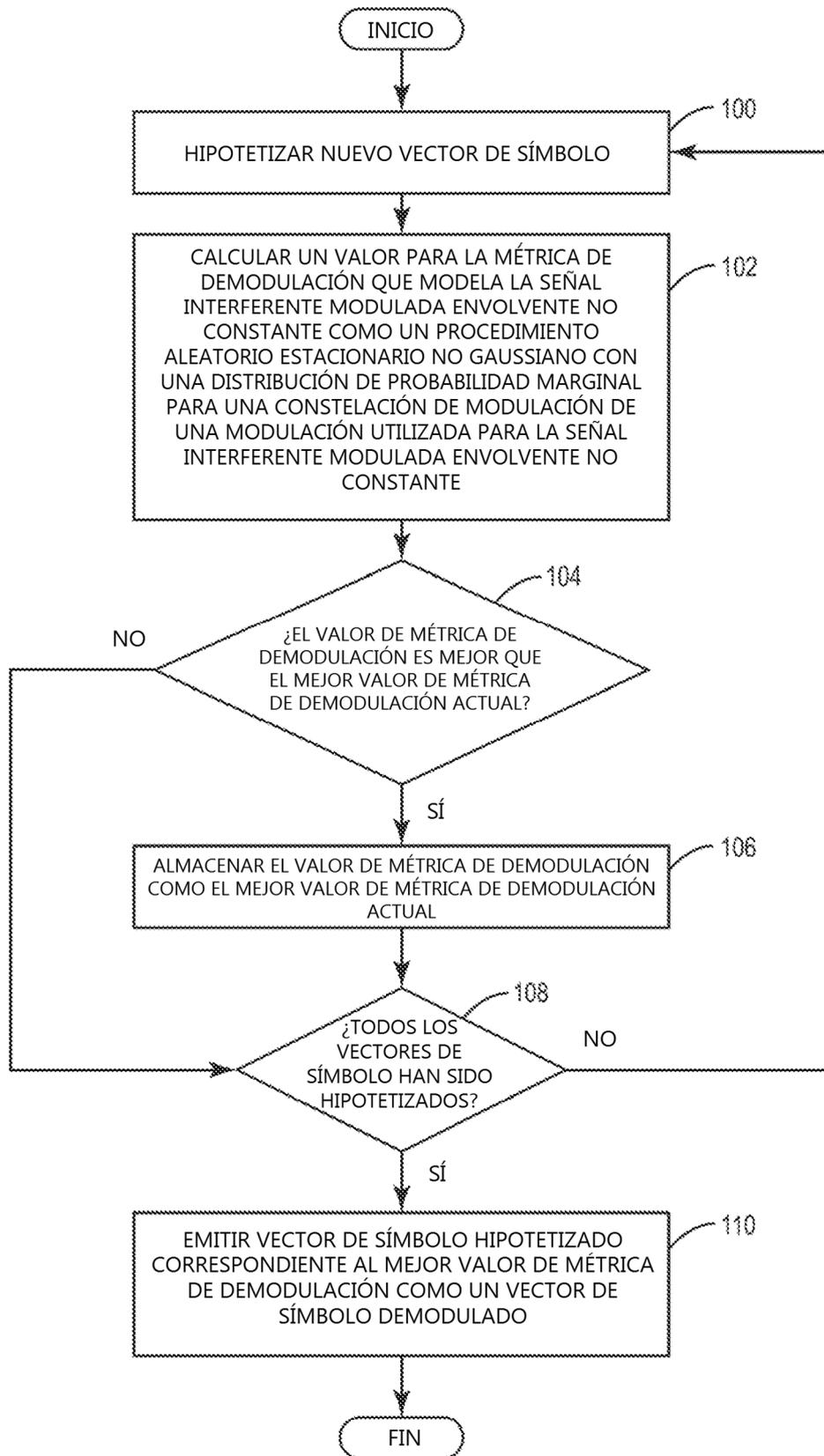


FIG. 4

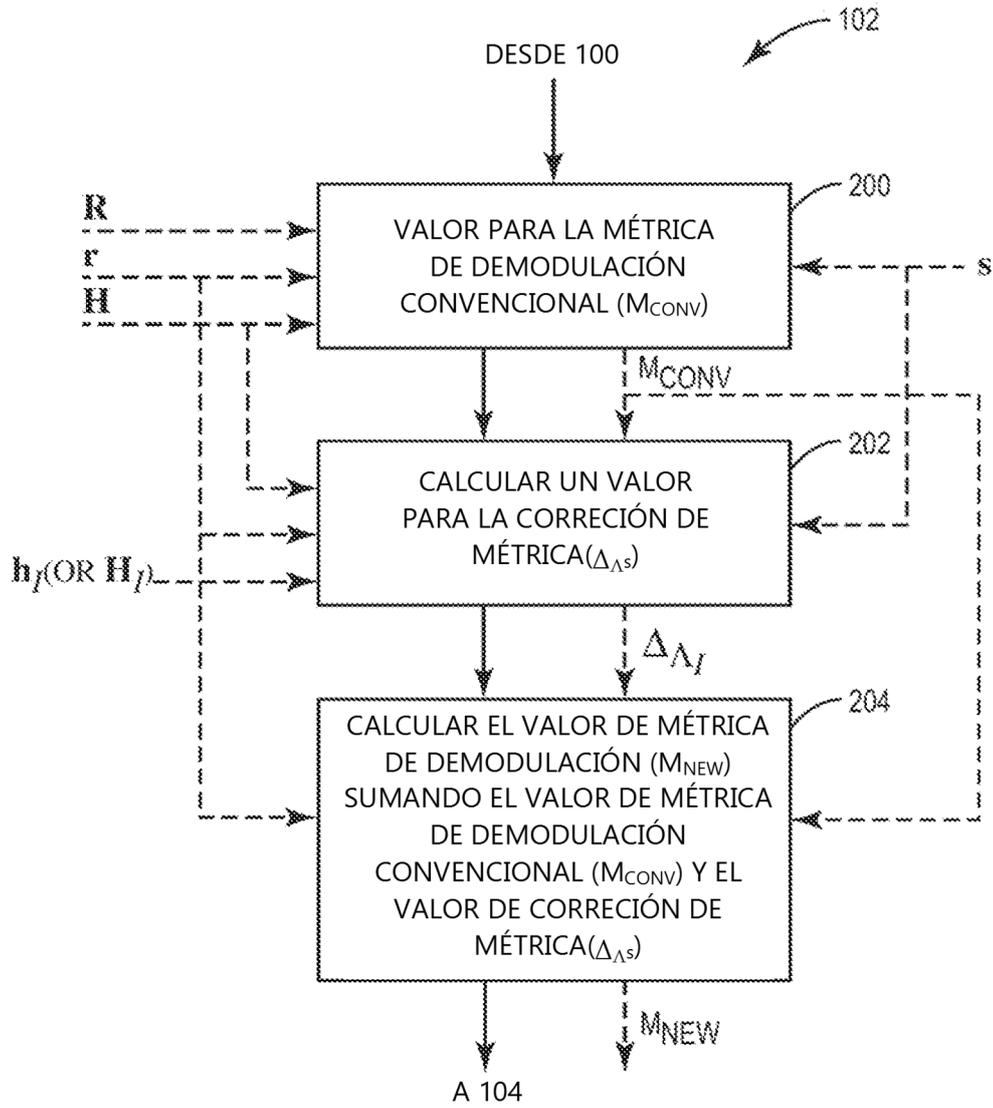


FIG. 5

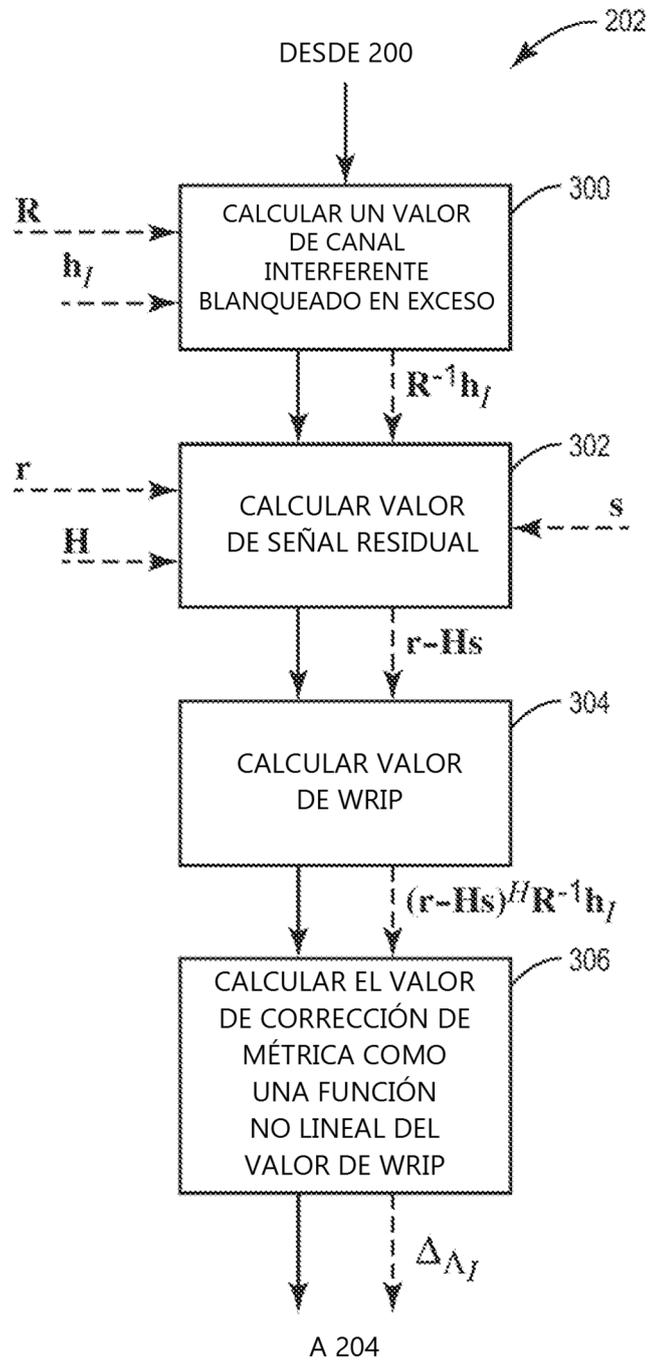
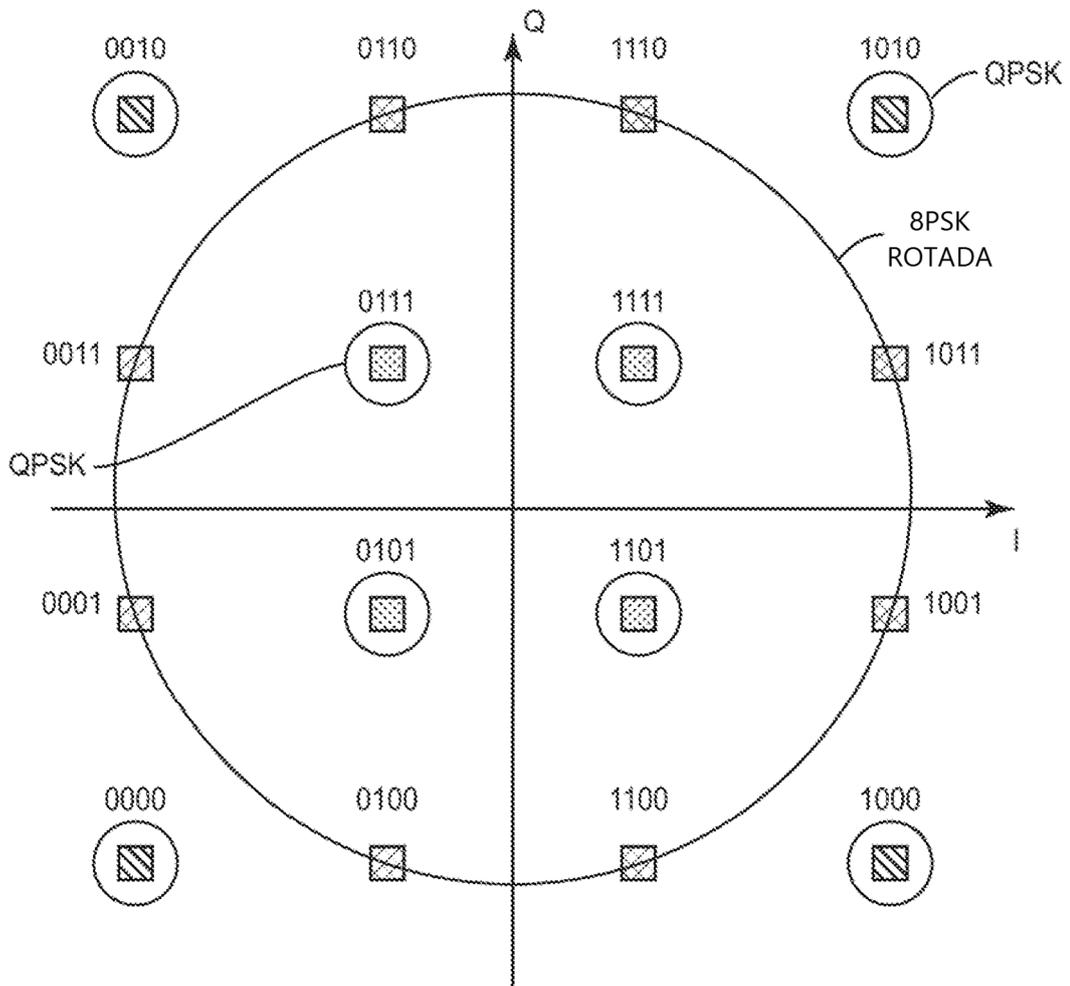
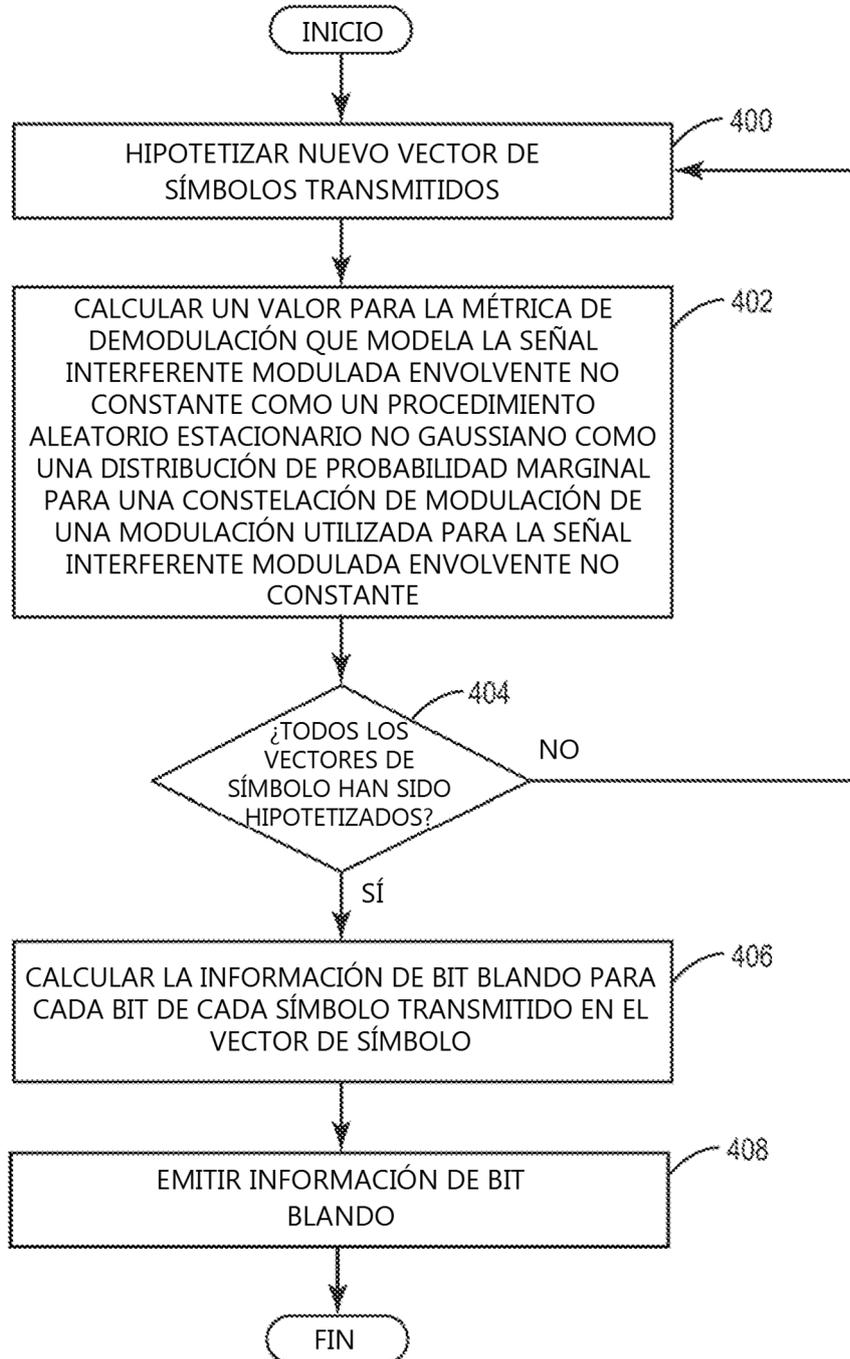


FIG. 6



**FIG. 7**



**FIG. 8**

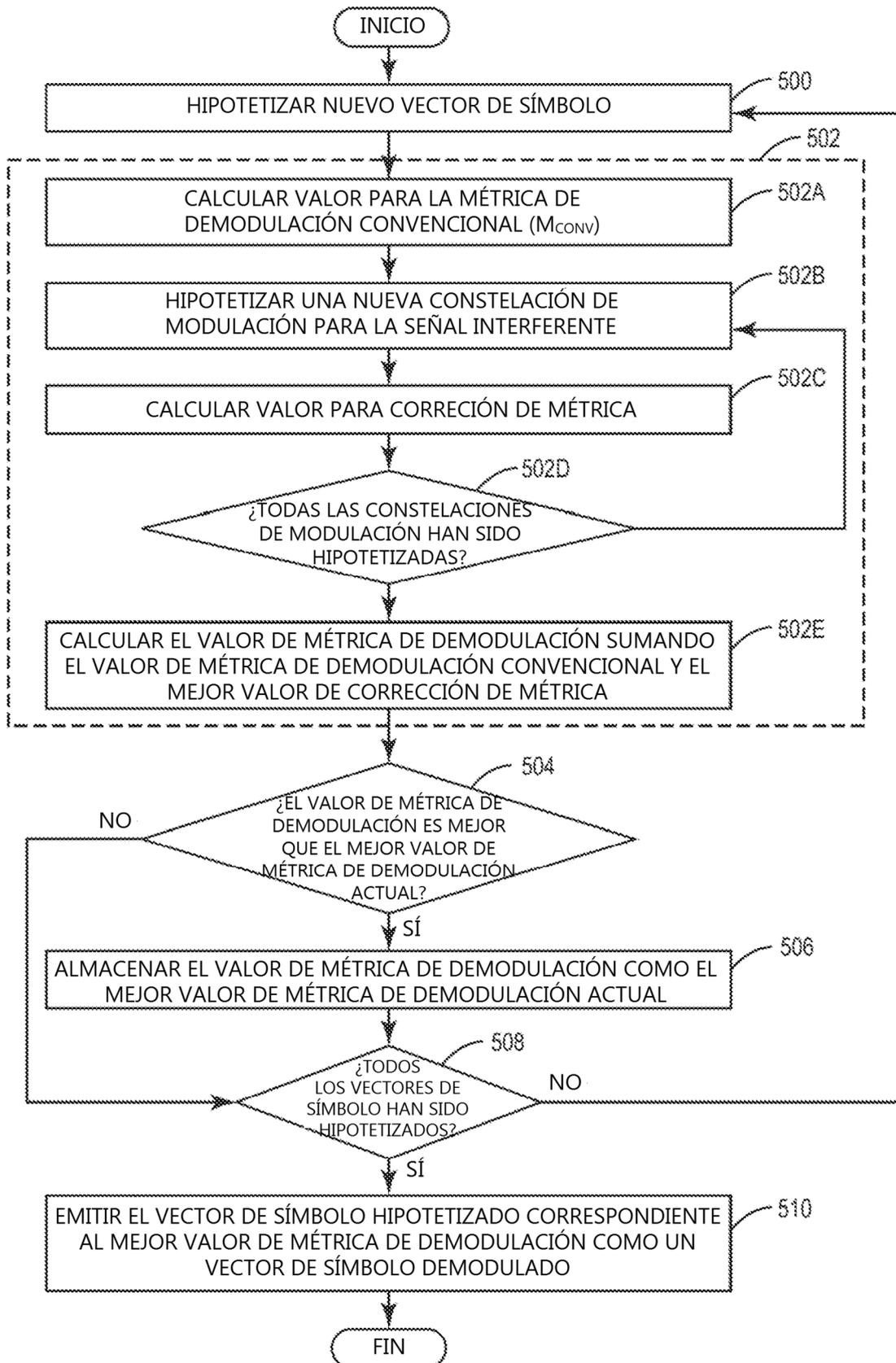


FIG. 9

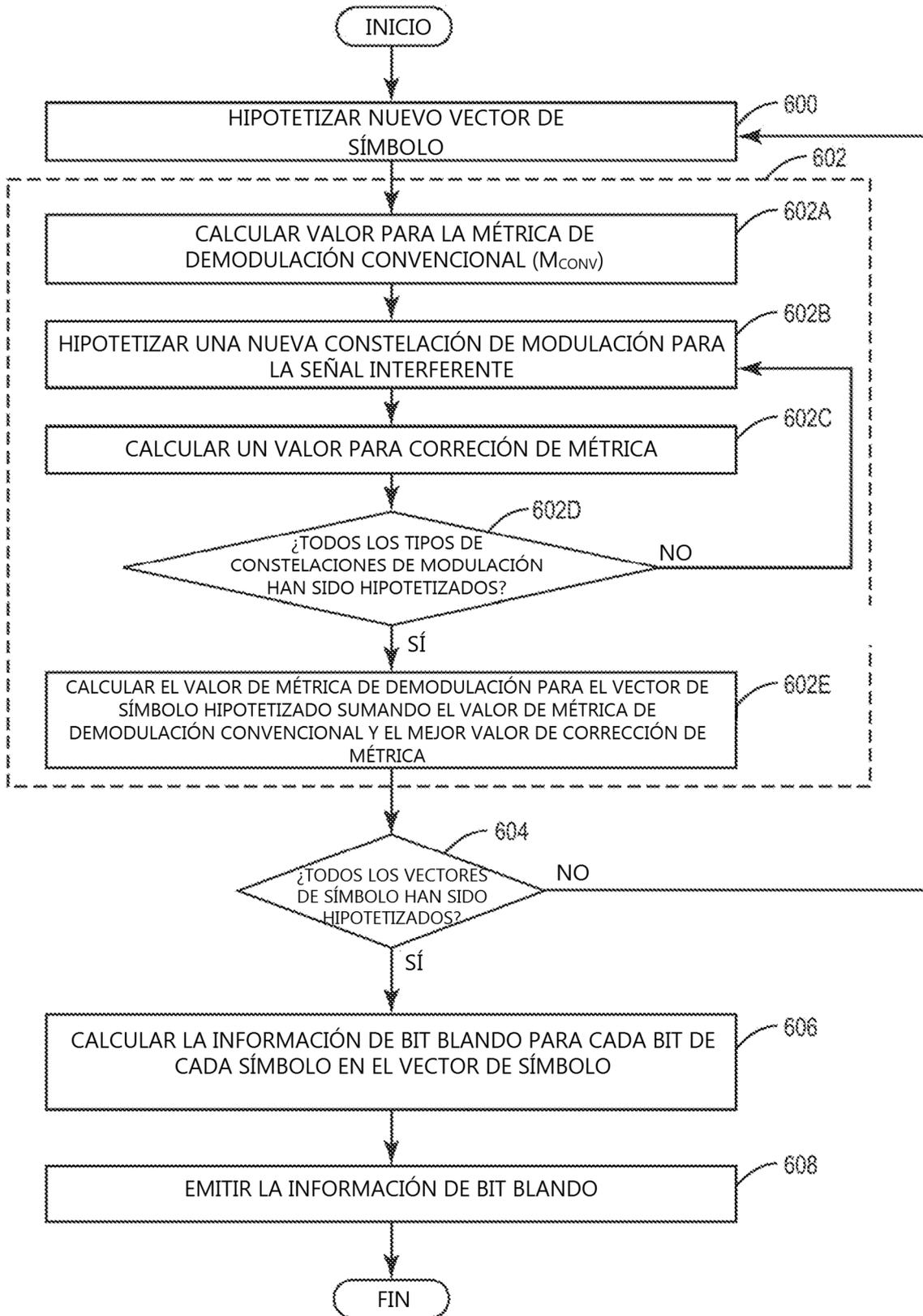


FIG. 10

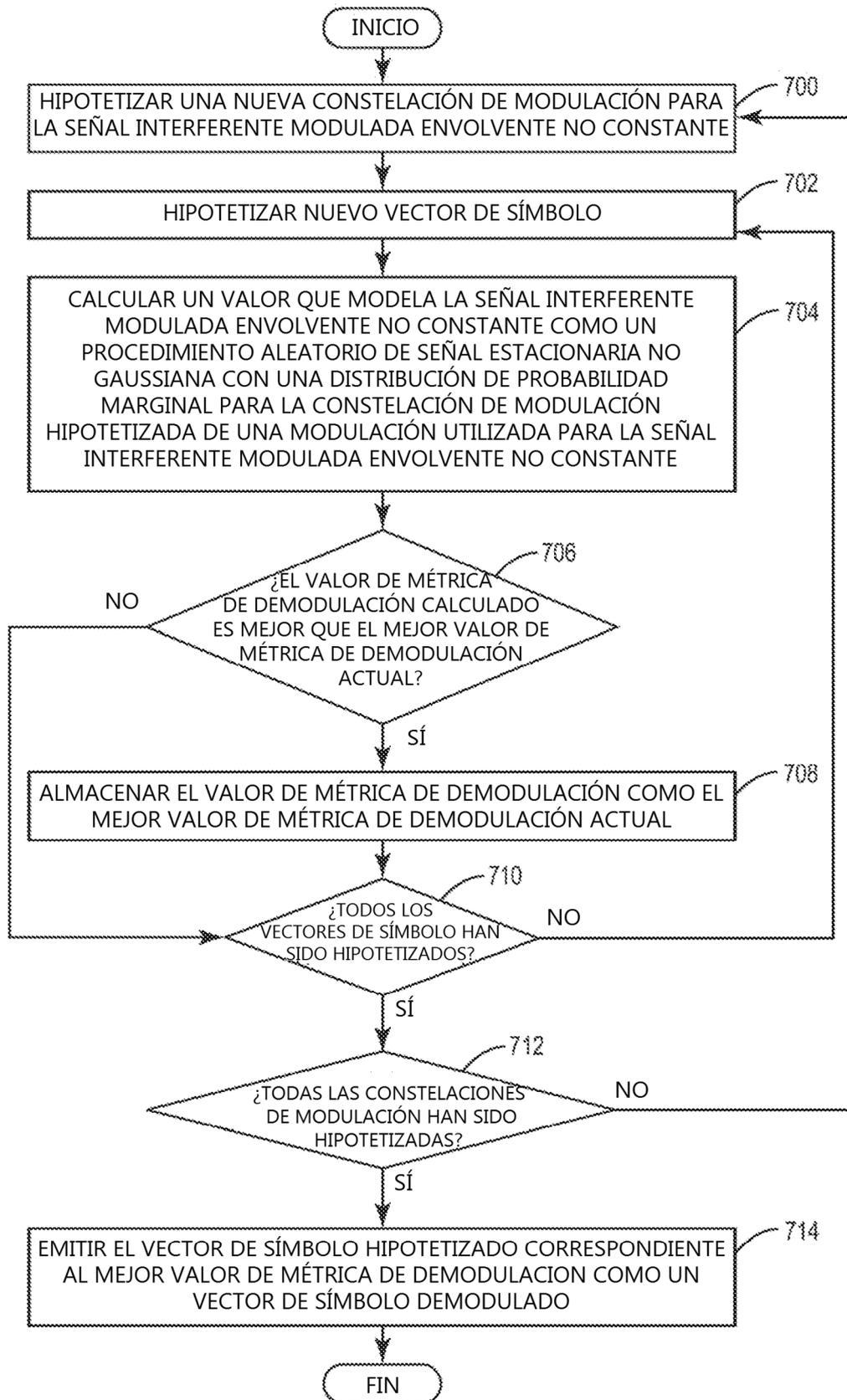


FIG. 11

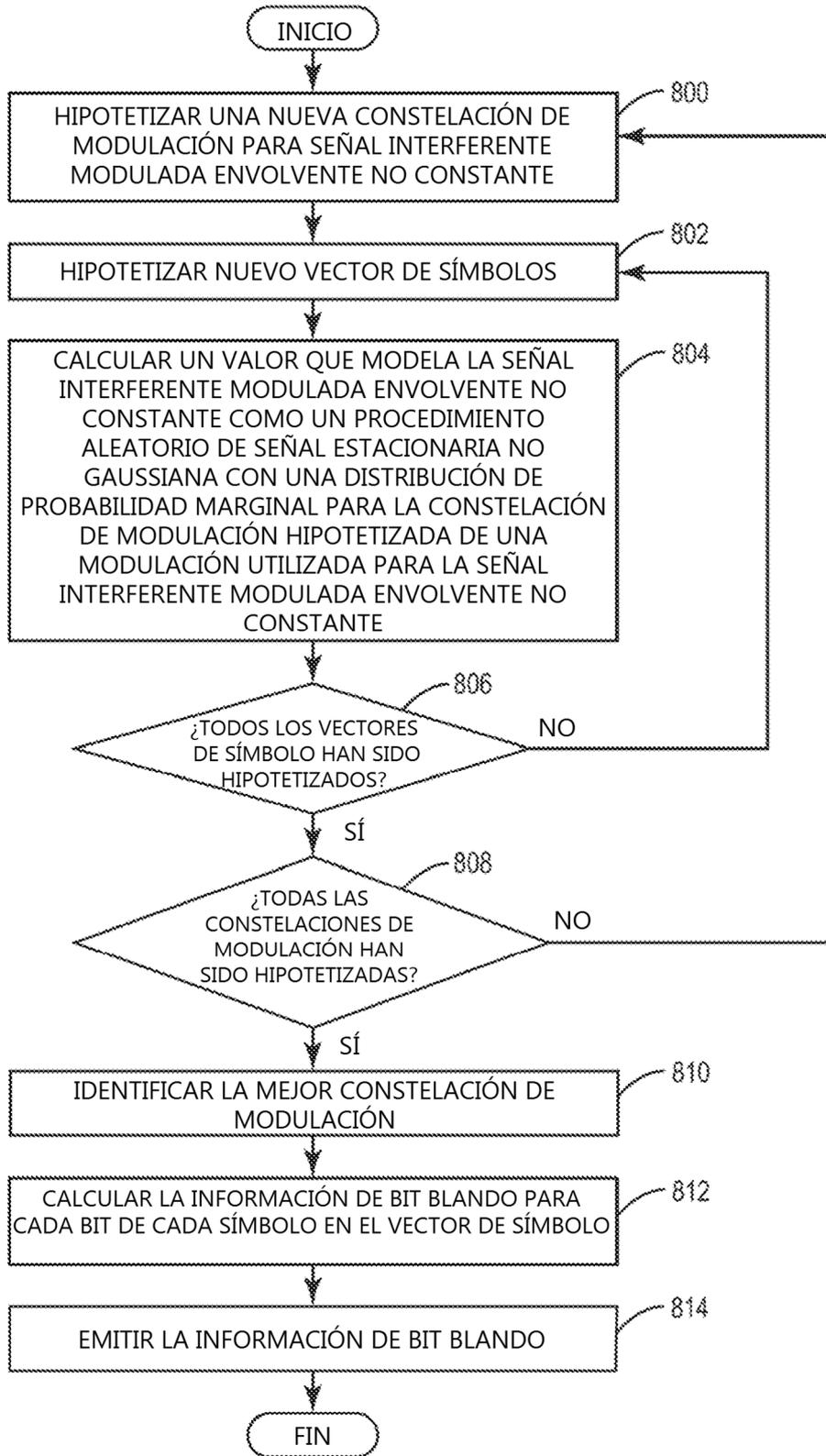


FIG. 12