

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 614 935**

51 Int. Cl.:

<b>H04B 7/216</b>	(2006.01)
<b>H03M 13/35</b>	(2006.01)
<b>H04L 1/00</b>	(2006.01)
<b>H03M 13/25</b>	(2006.01)
<b>H03M 13/15</b>	(2006.01)
<b>H03M 13/09</b>	(2006.01)
<b>H04L 1/16</b>	(2006.01)

12

## TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **12.04.2010 PCT/US2010/030690**
- 87 Fecha y número de publicación internacional: **11.11.2010 WO2010129140**
- 96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **12.04.2010 E 10772440 (3)**
- 97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **30.11.2016 EP 2427973**

54 Título: **Diseño de conjunto de modulación por multitono discreto (DMT) y codificación para sistemas DSL**

30 Prioridad:

**04.05.2009 US 175351 P**  
**05.05.2009 US 175758 P**  
**13.05.2009 US 178039 P**  
**26.06.2009 US 220970 P**  
**22.03.2010 US 728758**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**02.06.2017**

73 Titular/es:

**IKANOS COMMUNICATIONS, INC. (100.0%)**  
**47669 Fremont Boulevard**  
**Fremont, CA 94538, US**

72 Inventor/es:

**PONS, JULIEN, D.;**  
**ALLOIN, LAURENT, FRANCIS;**  
**SORBARA, MASSIMO y**  
**VENKATESAN, VINOD**

74 Agente/Representante:

**ARIAS SANZ, Juan**

**ES 2 614 935 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

Diseño de conjunto de modulación por multitono discreto (DMT) y codificación para sistemas DSL

### Referencia cruzada con la solicitud relacionada

#### Campo técnico

- 5 La presente divulgación se refiere generalmente a sistemas de línea de abonado digital (DSL) y específicamente, a sistemas y métodos para detección de errores de canal de retorno de retransmisión.

#### Antecedentes

10 En sistemas de línea de abonado digital asimétrica (ADSL) y sistemas de línea de abonado digital de muy alta velocidad (VDSL), puede utilizarse opcionalmente la retransmisión (ReTx) para garantizar la calidad de transmisión para datos insensibles a la latencia, tales como vídeo. Las técnicas para realizar la retransmisión se proporcionan en la recomendación G.inp. El esquema de retransmisión usado en sistemas xDSL soporta protocolos tanto de modo de transferencia asíncrona (ATM) como de modo de transferencia de paquetes (PTM) y se ha diseñado de modo que se forman tramas elementales que pueden retransmitirse en la capa física (PHY). Generalmente, para sistemas ADSL, se ha propuesto que la retransmisión se implemente sólo en la dirección aguas abajo, mientras que para sistemas VDSL, la retransmisión puede o bien implementarse estrictamente en la dirección aguas abajo o bien en las direcciones tanto aguas abajo como aguas arriba.

15 Generalmente, un transmisor que soporta un esquema de retransmisión incluye una cola de retransmisión para almacenar tramas elementales para tener acceso a tramas elementales enviadas anteriormente en el caso de que se reciba una petición de retransmisión. Una petición de retransmisión se contiene en un mensaje de canal de retorno de retransmisión (RRC), que contiene información sobre qué tramas elementales se han recibido de manera incorrecta, y por tanto necesitan retransmitirse. Los mensajes RRC se transportan por el canal de retorno de retransmisión. Un receptor que soporta la retransmisión normalmente incluirá un detector de errores de trama, una cola de reprogramación, y un codificador de petición de retransmisión. El detector de errores de trama detecta la corrección de cada trama recibida. La cola de reprogramación resecuencia tramas elementales en el caso de que las tramas elementales recibidas correctamente se reciban fuera de orden debido a la retransmisión. El codificador de petición convierte las decisiones del detector de errores de trama en un mensaje RRC, que puede entenderse por el lado de transmisor.

20 Para una robustez mejorada durante la transmisión por el canal de retorno de retransmisión, puede codificarse la información de petición. La codificación, también denominada cifrado, implica la adición de redundancia al mensaje original. La codificación del mensaje RRC en el lado de receptor puede implicar alguna capacidad de decodificación en el lado de transmisor para poder interpretarse correctamente por el sistema. Una técnica para codificar los bits de redundancia del mensaje RRC se ha propuesto en la recomendación G.inp. Hasta el momento, el uso de un código Golay extendido (24,12) y el uso de una comprobación de redundancia cíclica de 12 bits (CRC-12) se han propuesto para codificar los 12 bits del mensaje RRC en bruto. Sin embargo, quedan dudas sobre qué código funciona de la manera más eficaz para entornos de G.inp ya que existen numerosas carencias percibidas que implican enfoques actuales a utilizar un código Golay (24,12) y una comprobación de redundancia cíclica de 12 bits (CRC-12).

#### Sumario

40 Una realización, entre otras, es un sistema que comprende un transmisor para transmitir un mensaje codificado a un receptor de mensaje codificado de extremo lejano. El transmisor comprende un codificador configurado para codificar un mensaje en un mensaje codificado con un código de bloque lineal sistemático. El código de bloque lineal sistemático tiene una matriz generadora  $[I \ P]$ , en la que  $I$  representa una matriz identidad de componente de código de bloque lineal y  $P$  representa una matriz  $P$  que especifica bits de redundancia. El transmisor comprende además un modulador configurado para modular el mensaje codificado a uno o más tonos que forman un símbolo de multitono discreto (DMT), en el que la matriz  $P$  de componente de código de bloque lineal y el esquema de modulación se determinan conjuntamente para minimizar una probabilidad de detección errónea en el receptor de mensaje codificado de extremo lejano tal como se especifica en la reivindicación 1.

45 Otra realización es un sistema que comprende un receptor para recibir un mensaje codificado de un transmisor de mensaje codificado de extremo lejano. El receptor comprende un detector de errores configurado para determinar un nivel de corrección del mensaje recibido codificado con un código de bloque lineal sistemático. El código de bloque lineal sistemático tiene una matriz generadora  $[I \ P]$ , en la que  $I$  representa una matriz identidad de componente de código de bloque lineal y  $P$  representa una matriz  $P$  que especifica bits de redundancia. El receptor comprende además un demodulador configurado para demodular el mensaje codificado de uno o más tonos que forman un símbolo de multitono discreto (DMT). El receptor está además configurado para transmitir información de modulación asociada con el mensaje codificado al transmisor de mensaje de extremo lejano y conjuntamente determina la matriz  $P$  de componente de código de bloque lineal e información de modulación para minimizar una probabilidad de detección errónea tal como se especifica en la reivindicación 7.

Un ejemplo es un sistema para transmitir un mensaje codificado de 24 bits a un receptor de mensaje codificado de extremo lejano. El sistema comprende un codificador configurado para codificar un mensaje de 12 bits a un mensaje de 24 bits codificado con un código de bloque lineal sistemático (24,12). El código de bloque lineal sistemático tiene una matriz generadora [I P], en la que I representa una matriz identidad de componente de código de bloque lineal y P representa una matriz P que especifica bits de redundancia. Además, la matriz I de identidad de componente de código de bloque lineal es una matriz identidad 12\*12, y la matriz P de componente es

5

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Otro ejemplo es un sistema para recibir un mensaje codificado de 24 bits de un transmisor de mensaje codificado de extremo lejano. El sistema comprende un detector configurado para determinar un nivel de corrección del mensaje codificado de 24 bits recibido, en el que el mensaje codificado de 24 bits recibido se codifica con un código de bloque lineal sistemático (24,12). El código de bloque lineal sistemático tiene una matriz generadora [I P], en la que I representa una matriz identidad de componente de código de bloque lineal y P representa una matriz P que especifica bits de redundancia. La matriz I de identidad de componente de código de bloque lineal es una matriz identidad 12\*12, y la matriz P de componente es

10

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

15

Otra realización es un método implementado en un sistema de línea de abonado digital (DSL) para minimizar una probabilidad de detección errónea en un receptor de mensaje codificado de extremo lejano durante la transmisión de un mensaje codificado. El método comprende determinar conjuntamente, en el receptor de mensaje codificado de extremo lejano, una matriz P y un esquema de modulación según la reivindicación 7. El método comprende además codificar un mensaje en un mensaje codificado con un código de bloque lineal sistemático, teniendo el código de bloque lineal sistemático una matriz generadora [I P], en la que I representa una matriz identidad de componente de código de bloque lineal y P representa la matriz P determinada. El método también comprende modular el mensaje codificado a uno o más tonos que forman un símbolo de multitono discreto (DMT) según el esquema de modulación determinado.

20

Otros sistemas, métodos, características, y ventajas de la presente divulgación serán o se harán aparentes a un experto en la técnica al examinar los siguientes dibujos y descripción detallada. Se pretende que todos los sistemas, métodos, características, y ventajas adicionales tales se incluyan dentro de esta descripción, estén dentro del alcance de la presente divulgación, y estén protegidos por las reivindicaciones adjuntas.

25

**Breve descripción de los dibujos**

Muchos aspectos de la divulgación pueden entenderse mejor con referencia a los siguientes dibujos. Los componentes en los dibujos no están necesariamente a escala, poniéndose en su lugar énfasis en ilustrar claramente los principios de la presente divulgación. Además, en los dibujos, números de referencia similares designan partes correspondientes en las diversas vistas.

30

La figura 1 representa un diagrama de bloques funcional de una realización para un sistema de retransmisión de enlace único.

35

La figura 2, que ilustra la modulación y demodulación realizadas en la capa específica de medio físico (PMD) de la figura 1.

La figura 3A muestra un codificador de modulación codificada de enrejado (TCM).

La figura 3B ilustra el diagrama de enrejado del procedimiento de codificación mediante un codificador de 4 estados.

5 La figura 4 ilustra un diagrama de flujo para un procedimiento de codificación TCM para un símbolo de multitono discreto (DMT).

La figura 5A representa el formato de un mensaje de canal de retorno de retransmisión (RRC) y el procedimiento de codificación.

10 La figura 5B representa el formato de un mensaje de canal de retorno de retransmisión (RRC) y el procedimiento de detección.

La figura 6 ilustra una realización de un aparato para ejecutar los varios componentes mostrados en la figura 1.

La figura 7 representa un diagrama de flujo de nivel superior para una realización de un procedimiento para realizar la detección de errores de canal de retorno de retransmisión en el sistema de la figura 1.

15 La figura 8 representa un diagrama de flujo para una realización de un procedimiento para determinar la matriz P de código de bloque lineal.

La figura 9 representa un diagrama de flujo para una realización de un procedimiento para realizar la detección de errores de canal de retorno de retransmisión en el sistema de la figura 1.

La figura 10 representa un diagrama de flujo para otra realización de un procedimiento para realizar la detección de errores de canal de retorno de retransmisión en el sistema de la figura 1.

## 20 Descripción detallada

Habiendo resumido diversos aspectos de la presente divulgación, se hará ahora referencia en detalle a la descripción de la divulgación tal como se ilustra en los dibujos. Aunque la divulgación se describirá en conexión con estos dibujos, no hay intención de limitarla a la realización o las realizaciones divulgadas en el presente documento. Por el contrario, la intención es cubrir todas las alternativas, las modificaciones y los equivalentes incluidos dentro del alcance de la divulgación tal como se define mediante las reivindicaciones adjuntas.

25 Se describen diversas realizaciones que incorporan un código de bloque lineal sistemático de tasa  $1/2$  como un mecanismo de detección de errores en el mensaje RRC para abordar temas de rendimiento relacionados con el uso del código Golay y CRC-12 para la detección de errores en el canal RRC. Para algunas realizaciones, la matriz P de código de bloque lineal deseada se determina mediante el receptor de canal RRC y se comunica al transmisor RRC durante la inicialización. En otras realizaciones, el transmisor RRC determina la matriz P que sigue al intercambio de información con respecto a la configuración de receptor durante la inicialización. Se describen valores de matriz P de código de bloque lineal que se comunican desde el receptor RRC al transmisor RRC durante la inicialización, o se determinan antes de la inicialización. Para evitar transmitir toda la matriz P, se incorpora un identificador de mensaje especial para algunas realizaciones, en la que se usa el identificador de mensaje especial para seleccionar matrices P pre-almacenadas para código Golay, CRC-12 y/u otros códigos de corrección de errores.

30 Se hace referencia a la figura 1, que representa un diagrama de bloques funcional de un sistema de retransmisión de enlace único 100 en el que pueden implementarse realizaciones de detección de errores de canal de retorno de retransmisión. El sistema 100 comprende un transmisor 102, que comprende un generador de tramas DTU 104 configurado para construir tramas elementales, denominadas unidades de transmisión de datos (DTU) que pueden solicitarse para la retransmisión. Cada DTU contiene datos proporcionados por la capa de convergencia de transmisión específica de protocolo de transporte (TPS-TC) y cabecera específica de retransmisión (ReTx), que se describe en más detalle a continuación. El contenido de cada DTU se almacena en una cola de retransmisión (ReTx) 106 antes de enviarse a una capa específica de medio físico (PMD) 109, y entonces se transmite por el canal directo de retransmisión (RFC), que se representa mediante la trayectoria de flecha sólida en la figura 1.

45 El almacenamiento de una DTU comprende almacenar al menos el contenido de datos de la DTU así como algunos o todos los bytes de cabecera específicos de ReTx. El transmisor 102 también recibe mensajes de petición en un canal de retorno de retransmisión (RRC) representado por la trayectoria de flecha discontinua en la figura 1. Los mensajes de petición recibidos, también denominados mensajes RRC, contienen información sobre qué DTU se han recibido correctamente y qué DTU necesitan retransmitirse. Para la robustez mejorada durante la transmisión por el RRC, la información de petición puede codificarse en un formato específico con un codificador de petición 114. Obsérvese que la información de petición puede necesitar someterse a decodificación con un decodificador de petición 108 para interpretarse correctamente por el sistema 100.

50 En el lado de receptor 110, cada DTU se comprueba para errores tras la recepción en un detector de errores de

DTU 112. Los DTU correctos se pasan entonces a una capa superior. Cuando se corrompe una DTU, se genera una petición de retransmisión mediante un codificador de petición 114 y se envía sobre el RRC. Cuando una retransmisión está en progreso, los DTU recibidos correctamente pueden almacenarse localmente en una cola de reprogramación 116 antes de pasarse a una capa superior. Tal almacenamiento garantiza una ordenación correcta de los datos pasados a la capa superior. La cola de reprogramación 116 actúa entonces como una memoria de tránsito que reprograma o reselecciona los DTU recibidos fuera de secuencia. En el lado de transmisor 102, la capa PMD 109 modula datos enviados sobre el RFC y demodula datos recibidos del RRC. En el lado de receptor 110, la capa PMD 111 demodula datos recibidos del RFC y modula datos enviados por el RRC.

Se hace ahora referencia a la figura 2, que ilustra la modulación y demodulación realizadas en la capa PMD 109, 111, habitualmente denominadas modulación y demodulación de multitono discreto (DMT). En la modulación DMT, los bits de entrada de la capa PMD 109, 111 se codifican mediante un esquema de modulación codificado interno en señales de información de amplitud y fase  $x_k(q)$  (es decir, números complejos tomados de una constelación bidimensional de tamaño finito) alternativamente portados sobre la banda de frecuencia subportadora, también denominada tono, especificada por el índice  $q$  en el conjunto de números enteros  $\{1, 2, \dots, Q\}$ . El número  $N_q$  de bits mapeados a  $x_k(q)$  depende de la calidad de transmisión relativa al tono  $q$ , y se dicta mediante un algoritmo de carga de bits. Para el rendimiento mejorado, los bits de salida de modulación codificados internos no están necesariamente mapeados a tonos con índices contiguos  $q$ . Los índices de tono pueden intercalarse con un patrón dictado por el algoritmo de intercalación de tono. La "información de modulación" formada por la combinación de la información de carga de bits e intercalación de tono, que puede comprender información de carga de "bit a tono", se intercambia entre los transceptores DSL en la inicialización. En la salida de esquema de modulación codificada, cada bloque de  $Q$  señales complejas contiguas  $x_k(1), \dots, x_k(Q)$  forma un símbolo DMT de dominio de frecuencia de índice  $k$ , que se transforma a través de un bloque IFFT (transformada de Fourier rápida inversa) en una secuencia de tiempo discreta. Un sumador de prefijos cíclicos 206 añade entonces un prefijo cíclico, denominado también intervalo de seguridad, a la salida del bloque IFFT 204 para mejorar la robustez a la interferencia intersímbolo. Finalmente, un dispositivo de extremo frontal 216 transforma la secuencia de tiempo discreta en una señal de tiempo continua enviada al canal. El procesamiento realizado en el dispositivo de extremo frontal 216 normalmente combina procesamiento de dominio tanto digital como analógico.

En la demodulación DMT, el dispositivo de extremo frontal 216 recibe muestras de dominio de tiempo del canal. Tras la eliminación de prefijos cíclicos en el eliminador de prefijos cíclicos 214, la señal se reenvía a un bloque FFT (transformada de Fourier rápida) 212. Para cada símbolo DMT recibido de índice  $k$ , el bloque FFT 212 emite una información compleja  $y_k(q)$  por tono  $q$  para todos los  $q$  en el conjunto de números enteros  $\{1, 2, \dots, Q\}$ . La información  $y_k(q)$  se iguala entonces mediante el bloque de igualador de dominio de frecuencia (FEQ) 210, que normalmente procesa de manera independiente cada tono usando un igualador complejo de una toma, y entonces alimenta la señal a un decodificador de modulación codificada 208 para el esquema de modulación codificado interno. La salida del decodificador 208 contiene una decisión sobre los bits que constituyen la salida del PMD 109, 111. El esquema de modulación codificado normalmente usado en sistemas xDSL es un esquema de modulación codificada de enrejado (TCM) de Wei de 16 estados de cuatro dimensiones (4D). El codificador TCM 300 se representa en la figura 3A, y para algunas realizaciones, comprende un dispositivo codificador convolucional sistemático de 16 estados de tasa  $(N_q + N_{q'} - 1) / (N_q + N_{q'})$  302 y un dispositivo mapeador de constelación de modulación de amplitud en cuadratura (QAM)  $N_q * N_{q'}$  de 4D 304. El mapeador QAM de 4D 304 genera una señal 4D formada por dos señales QAM 2D  $x_k(q)$  y  $x_k(q')$  que se mapean a un par de tonos  $\{q, q'\}$ . Obsérvese que los tonos  $q$  y  $q'$  no son necesariamente contiguos, ya que el mapeado de señales QAM 2D a tonos pueden intercalarse para el rendimiento mejorado. Las señales  $x_k(q)$  y  $x_k(q')$  contienen respectivamente  $N_q$  y  $N_{q'}$  bits, es decir, se toman de una constelación QAM 2D con  $2^{N_q}$  y  $2^{N_{q'}}$  puntos posibles, respectivamente. Los valores de  $N_q$  y  $N_{q'}$  dependen de la salida del algoritmo de la carga de bits, pueden tener cualquier valor de número entero de 1 a 15, y pueden cambiar de una señal 4D a otra.

El procedimiento de codificación generalmente se representa mediante un diagrama de enrejado, tal como se ve en la figura 3B para un codificador de 4 estados, en el que cada sección de enrejado representa la transición de un estado a otro, decidiéndose la transición mediante la combinación particular de los  $N_q + N_{q'} - 1$  bits de entrada. Cada nuevo conjunto de  $N_q + N_{q'} - 1$  bits de entrada lleva a una transición a la siguiente sección en el diagrama de enrejado. Un procedimiento de codificación TCM 400 para un símbolo DMT se muestra en la figura 4 e implica lo siguiente. Empezando con el bloque 410, el estado del codificador convolucional se inicializa a un estado de todo ceros. El primer conjunto  $\{q, q', N_q, N_{q'}\}$  se deriva entonces del algoritmo de carga de bits y  $N_q + N_{q'} - 1$  bits se traen de la entrada del codificador y se codifican. En el bloque 420, el siguiente conjunto  $\{q, q', N_q, N_{q'}\}$  se deriva del algoritmo de carga de bits y  $N_q + N_{q'} - 1$  nuevos bits se traen de la entrada del codificador y se codifican (bloque 430). El procedimiento se continúa hasta que todos los tonos de un símbolo DMT (es decir, todos los valores entre 1 y  $Q$  se han tomado por o bien  $q$  o bien  $q'$ ) se mapean (bloque de decisión 440). Obsérvese que los últimos bits de la entrada del codificador pueden establecerse a un valor que fuerza al estado del codificador a alcanzar un estado de todo ceros, mejorando así el rendimiento de decodificación TCM y automáticamente reinicializa el estado para el siguiente símbolo DMT.

Para alguna realización, el algoritmo de decodificación para el código TCM puede basarse en el algoritmo de Viterbi. El algoritmo de Viterbi busca el diagrama de enrejado para la trayectoria más probable que haya sido generada por la secuencia de entrada. Obsérvese que cuando el codificador se inicializa a un estado conocido (por ejemplo

estado de todo ceros), el número de posibles transiciones a las primeras secciones del diagrama de enrejado se reduce (tal como se muestra en el lado izquierdo de la figura 3B). Por tanto, conocer el estado inicial reduce el número de posibles ramas de enrejado para la búsqueda con el algoritmo de Viterbi, reduciendo así la probabilidad de error de decisión para los bits mapeados a las secciones asociadas.

5 La figura 5A representa el formato de un mensaje de canal de retorno de retransmisión (RRC) y el procedimiento de codificación. Un mensaje RRC de n bits o mensaje codificado está formado por k bits de información 502 (que contienen información real relativa a qué DTU se ha recibido correcta o incorrectamente) y r=n-k bits de redundancia que no contienen ninguna información nueva y que son una combinación lineal de los bits de información. El código usado para generar el mensaje se caracteriza por ser "sistemático", ya que el mensaje codificado 508 contiene los k bits de información originales (no modificados) 502. La información original 502 puede recuperarse del mensaje codificado 508 simplemente truncando los primeros k bits del mensaje codificado. El transmisor de petición situado en el bloque de receptor 110 puede codificar un mensaje RRC de n bits realizando una multiplicación de matrices 504 entre el mensaje de k bits no codificado y una matriz generadora k\*n G = [I<sub>k</sub> P], en la que I<sub>k</sub> es la matriz identidad k\*k y P es la matriz k\*r que determina los bits de redundancia. En la norma xDSL actual, un mensaje RRC se envía en cada símbolo DMT, en el que los n bits que forman el mensaje son los primeros bits que van a enviarse al codificador TCM.

La figura 5B representa el formato de un mensaje de canal de retorno de retransmisión (RRC) y el procedimiento de detección. El receptor RRC puede detectar mensajes RRC corruptos comprobando si hay un síndrome distinto de cero, en el que el síndrome puede computarse por multiplicación de matrices del mensaje recibido con la matriz de comprobación de paridad n\*r H = [P<sup>T</sup> I<sub>r</sub>]<sup>T</sup>, en la que la notación <sup>T</sup> denota el operador de transposición. Los valores de n y k propuestos hasta el momento para sistemas xDSL (ADSL y VDSL) estándar actuales son k=12 y n=24. Pero los siguientes conceptos pueden extenderse a cualquier valor de n y k, para n>k. Hasta el momento, un método propuesto para realizar la codificación xDSL sobre el mensaje RRC se refiere a usar un código Golay extendido (n=24, k=12) o un código sistemático (n=24, k=12) cuya parte de redundancia puede generarse con un código de comprobación de redundancia cíclico de 12 bits (CRC-12) aplicado a los bits de información. Por ejemplo, la matriz P para un CRC-12 con polinomios generadores x<sup>12</sup>+x<sup>11</sup>+x<sup>3</sup>+x<sup>2</sup>+x+1 se da por lo siguiente:

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Por ejemplo, un código Golay extendido (24,12) puede implementarse con la siguiente matriz:

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

5 Un enfoque comprende una comparación teórica del rendimiento de detección de la comprobación de redundancia cíclica (CRC) frente a la de códigos de bloque. Los códigos de bloque binarios (n,k) son aproximadamente equivalentes a una CRC-(n-k) cuando se examinan desde el punto de vista del compromiso entre eficacia de ancho de banda y rendimiento de detección.

10 Se describen ahora resultados más prácticos sobre el rendimiento de detección de una CRC-12 y el código Golay extendido (24,12). Específicamente, los resultados de rendimiento de detección obtenidos a través de la simulación de Monte-Carlo se describen junto con los resultados obtenidos con un esquema de retransmisión emulado en Matlab/C. Se realizó un estudio de la probabilidad de detección errónea de una CRC de r bits (también denominada CRC-r) y un código de bloque binario (n, k), y el estudio supuso un patrón de error uniformemente distribuido (es decir, cada una de las combinaciones  $2^n$  posibles de un patrón de ruido de n bits tiene una probabilidad de  $2^{-n}$ ) y concluyó que tanto CRC como código de bloque tienen una probabilidad de detección errónea de:

$$P_{mis} \sim 2^{-r} \quad (= 2,44 \text{ e} - 4 \text{ para } r = 12 \text{ bits}) \quad (3)$$

15 En la práctica, sin embargo, los patrones de error experimentados por el RRC generalmente no están uniformemente distribuidos. Estos patrones de error dependen principalmente del ruido en la línea (potencia de impulso relativa a ruido estacionario), el código interno (si se usa o no TCM) y el mapeo de constelación. Se describen los resultados de la simulación de Monte-Carlo obtenidos con un sistema emulado en Matlab/C. Con las simulaciones de Monte-Carlo, las probabilidades de detección errónea de CRC con el polinomio generador  $x^{12} + x^{11} + x^3 + x^2 + x + 1$  y el código Golay extendido (24,12) se calcularon en las diferentes disposiciones de simulación.

20 La disposición de simulación comprendió un símbolo DMT formado por 24 tonos cargados con la misma constelación. Los símbolos DMT se cargaron con todas las QPSK (constelaciones de tamaño pequeño), todas las QAM de 7 bits (constelaciones de tamaño medio), o todos los QAM de 12 bits (constelaciones de tamaño grande). Se usó Wei de 16 estados con TCM habilitada. Finalmente, el ruido de impulso se emuló aplicando un AWGN de fondo de potencia igual a la SNR de carga para  $10^{-7}$  BER (incluyendo de nuevo codificación TCM) aumentado por una Potencia de Ruido de Impulso que varía de 4 a 24 dB por etapa de 10 dB.

25 Los resultados se muestran a continuación en las tablas 1 y 2 que proporcionan el número Y de RRC corruptos recibidos y el número X de detecciones erróneas, así como la tasa de detección errónea  $Z=X/Y$ . En las tablas a continuación, se usó la siguiente notación: 'X en Y  $\rightarrow$  Z'. Esto representa X detecciones erróneas que sucedieron en Y mensajes RRC recibidos corruptos que llevaron a una tasa de detección errónea Z.

Potencia de Ruido de Impulso	4 dB	14 dB	24 dB
QPSK	100 en $2,1 \cdot 10^5 \rightarrow 4,7 \cdot 10^4$	252 en $8,2 \cdot 10^5 \rightarrow 3,1 \cdot 10^4$	178 en $7,3 \cdot 10^5 \rightarrow 2,4 \cdot 10^4$
QAM de 7 bits	6 en $2 \cdot 10^5 \rightarrow 3 \cdot 10^5$	110 en $3,5 \cdot 10^5 \rightarrow 3,1 \cdot 10^4$	62 en $2,7 \cdot 10^5 \rightarrow 2,3 \cdot 10^4$
QAM de 12 bits	0 en $8 \cdot 10^5 \rightarrow 0$	43 en $8 \cdot 10^5 \rightarrow 5,4 \cdot 10^5$	29 en $3 \cdot 10^5 \rightarrow 9,7 \cdot 10^5$

30 Tabla 1: Probabilidad de detección errónea simulada para CRC-12

Potencia de Ruido de Impulso	4 dB	14 dB	24 dB
QPSK	7 en $2,1 \cdot 10^5 \rightarrow 3,3 \cdot 10^5$	175 en $8,2 \cdot 10^5 \rightarrow 2,1 \cdot 10^4$	185 en $7,3 \cdot 10^5 \rightarrow 2,5 \cdot 10^4$
QAM de 7 bits	2 en $2 \cdot 10^5 \rightarrow 1 \cdot 10^5$	55 en $3,5 \cdot 10^5 \rightarrow 1,6 \cdot 10^4$	61 en $2,7 \cdot 10^5 \rightarrow 2,3 \cdot 10^4$
QAM de 12 bits	8 en $8 \cdot 10^5 \rightarrow 1 \cdot 10^5$	211 en $8 \cdot 10^5 \rightarrow 2,6 \cdot 10^5$	42 en $3 \cdot 10^5 \rightarrow 1,4 \cdot 10^4$

Tabla 2: Probabilidad de detección errónea simulada para código Golay (24,12)

Tal como se muestra en los resultados de simulación anteriores, el rendimiento asociado con usar el código Golay y CRC-12 varía. En general, el código Golay funciona mejor cuando el RRC se mapea en constelaciones de tamaño pequeño o medio. Esto no es inesperado porque debido a su distribución de peso de Hamming y particularmente, la distancia de Hamming mínimo aumentada, se espera que el código Golay funcione mejor en presencia de errores de tipo aleatorio. En general, la CRC funciona mejor cuando el RRC se mapea sobre constelaciones grandes. Para grandes constelaciones, es más probable que los errores de agrupan en ráfagas, y por tanto es más probable que se detecten con la CRC. Adicionalmente, ambas técnicas exhiben un rendimiento similar. Ambas técnicas convergen hacia el rendimiento teórico en la ecuación (3) cuando la potencia de ruido aumenta, y por tanto se hacen más similares en entornos de ruido de impulso de alta potencia. También, ambas técnicas experimentan una disminución en la probabilidad de detección errónea cuando disminuye la potencia de ruido de impulso.

El motivo por el que la CRC-12 ( $x^{12} + x^{11} + x^3 + x^2 + x + 1$ ) exhibe un mejor rendimiento a media que aumenta el tamaño de la constelación es que los patrones de error vistos por el mensaje RRC son menos aleatorios (es decir, son más a ráfagas) debido a la selección de trayectoria en el enrejado de código interno (TCM) combinado con el mapeo de constelación QAM. Por tanto, en esta situación, el uso de la CRC-12 es más apropiado. En este sentido, el código Golay y CRC-12 exhiben diferente rendimiento, en función de la potencia de ruido y la carga de bits. Además, la probabilidad más pequeña de tasas de detección errónea se obtuvieron con una CRC-12 cargando mensaje RRC en constelaciones grandes (normalmente de 12 bits o tamaño superior). Por tanto, la probabilidad de detección errónea del código Golay puede corresponderse o incluso mejorarse usando una CRC-12 y garantizando que el mensaje RRC se carga en un par de tonos que comprenden 12 o más bits.

En vista de lo anterior, diversas realizaciones se refieren a un receptor RRC configurado para seleccionar la técnica de redundancia (es decir, una matriz P) que reduce de manera más eficaz la probabilidad de detección errónea según la disposición del sistema, que principalmente comprende la carga de bits asociada con el mensaje RRC modulado, y el entorno de ruido en términos de la potencia de ruido de impulso esperado. En otras realizaciones, la selección de la técnica de redundancia puede realizarse mediante el transmisor RRC tras el intercambio de información anterior de la configuración del receptor - en particular, tras el intercambio de la información de carga de bits en el que se mapeará/desmapeará el RRC.

Obsérvese que para algunas configuraciones de sistema (carga de bits, potencia de ruido de impulso, codificación interna, etc.), ni el Golay definido anteriormente ni la CRC-12 tal como se definió anteriormente parece ser la técnica de codificación óptima para minimizar la probabilidad de detección errónea. Se proponen diversas realizaciones que incorporan una matriz P diferente que define la probabilidad de detección errónea. Para extender el número de códigos posibles para el mecanismo de detección de errores del mensaje RRC a códigos distintos de los dos códigos descritos anteriormente (es decir, código Golay o CRC-12), se describe ahora una expansión de la posible elección de códigos de bloque lineal sistemáticos en los que puede expresarse la matriz generadora en la forma  $G = [I_k \ P]$ .

Se describen diversas realizaciones que utilizan códigos de tasa 1/2 (es decir,  $r=k$ ) (24,12). Específicamente, diversas realizaciones se refieren a utilizar una matriz P de código de bloque lineal determinada por un receptor de canal RRC 102 y comunicada al transmisor RRC 110 durante una fase de inicialización. En otras realizaciones, un transmisor RRC 110 determina la matriz P basándose en información relativa a la configuración de receptor intercambiada durante una fase de inicialización. Una carencia percibida con los enfoques descritos anteriormente es que las matrices P determinadas anteriormente no minimizan sistemáticamente la probabilidad de detección errónea. Con este fin, diversas realizaciones se refieren a incorporar matrices P alternativas obtenidas permutando columnas de la matriz P (2) descrita anteriormente.

Generalmente, el rendimiento de detección errónea de un código depende de su espectro de distancia euclidiana, es decir, la distribución de los puntos de detección errónea en el espacio euclidiano. Un punto de detección errónea es una señal QAM multi-dimensional que es diferente de la transmitida y que llevará al síndrome de todo ceros cuando se decodifica en el lado de receptor. En este caso, el síndrome de todo ceros lleva a una detección errónea. Basándose en el espectro de distancia euclidiana, la probabilidad de detección errónea puede limitarse superiormente mediante el límite de unión tal como se expresa a continuación:

$$P_{mis} <= \sum_{\delta} A_{\delta} * Q(\text{rcuad}(\delta / \sigma^2 / E_{av})) \quad (4)$$

En la que  $\delta$  representa la distancia euclidiana al cuadrado entre señales en la retícula de números enteros impares (retícula cuadrada con puntos solamente en coordenadas impares),  $A_{\delta}$  es el número de pares {señal transmitida, señales de detección errónea} que son distantes por la distancia al cuadrado  $\delta$ ,  $E_{av}$  es la energía promedio de la constelación que mapea la palabra de código, y  $\sigma^2$  es la varianza de ruido. La función Q liga la distancia euclidiana y la probabilidad de detección errónea real.

La tabla a continuación muestra las multiplicidades más pequeñas del espectro de distancia euclidiana del código descrito anteriormente mapeado a la QAM 4D codificada con TCM de 12\*13 bits.

$\delta$	16	24	32	40	48	56	64	72	80	88	96	104
$A_\delta$	0	48	0	0	26	98	256	56	60	436	0	52

Tabla 3- Espectro de distancia euclidiana del código Golay con matriz P (2)

La palabra de código se mapea en esta constelación porque la QAM 4D de 12\*13 bits es el tamaño de constelación más pequeño formado por las constelaciones QAM 2D de componente más pequeño que permite el mapeo de un mensaje RRC de 24 bits en el número más pequeño de tonos (es decir, 2). Obsérvese que el beneficio es doble, En primer lugar, constelaciones más pequeñas son menos sensibles al ruido. En segundo lugar, el mapeo a un número más pequeño de tonos, y especialmente sólo 2 tonos, reduce la probabilidad de errores del decodificador TCM porque el RRC se mapea a la primera sección del código de enrejado TCM. Es menos probable que la primera sección del código de enrejado TCM genere errores porque el estado de enrejado TCM inicial se conoce (es decir, es igual a cero). La información relativa al estado inicial ayuda en el proceso de decisión mediante el decodificador TCM (basándose en el algoritmo de Viterbi) reduciendo el número de posibles ramas de enrejado a buscar.

El mapeo del mensaje RRC completo a la primera sección del código de enrejado interno elimina algunos patrones de error que corrompen el mensaje RRC, reduciendo así la probabilidad de error de mensaje RRC. Reducir la probabilidad de error de RRC reduce las probabilidades de detección errónea, mejorando así el rendimiento de detección global. La robustez a errores también puede mejorarse modulando el mensaje RRC a tonos con una relación señal-ruido (SNR) superior a una SNR necesaria mínima requerida para garantizar la tasa de errores objetivo del mensaje RRC. En DSL, la SNR necesaria mínima debe garantizar una tasa de error de bit objetivo de  $10^{-7}$ . Fijando la constelación tal como se propone anteriormente, el espacio reducido resultante de los patrones de error puede a su vez llevar a la derivación de matrices P optimizadas específicas que minimizan la probabilidad de detección errónea.

Un código Golay con una matriz P alternativa proporciona mejor rendimiento en una situación de baja potencia de ruido. La función Q mencionada en la ecuación (4) es una función que disminuye rápidamente. Como consecuencia, la probabilidad de detección errónea depende más de las distancias  $\delta$  más pequeñas y multiplicidades  $A_\delta$  asociadas. Con una alta relación señal-ruido (es decir, una baja potencia de ruido), la probabilidad de detección errónea dependen mayoritariamente de la distancia euclidiana al cuadrado mínima  $\delta_{min}$  entre puntos de detección errónea y su multiplicidad  $A_{\delta_{min}}$  asociada. Por tanto, diversas realizaciones están referidas a maximizar la distancia euclidiana mínima como un criterio para optimizar un código para situaciones de baja potencia de ruido.

Con una distancia euclidiana al cuadrado mínima  $\delta_{min}=24$ , obsérvese que el código Golay con la matriz P (2) descrita anteriormente no proporciona rendimiento óptimo. Por ejemplo, el código Golay con la matriz P

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

Lleva a una distancia euclidiana al cuadrado mínima  $\delta_{min} =40$  (véase el espectro de distancia euclidiana en la tabla 2).

$\delta$	16	24	32	40	48	56	64	72	80	88	96	104
$A_\delta$	0	0	0	10	0	280	264	20	6	424	0	116

Tabla 4- Espectro de distancia euclidiana del código Golay con matriz P (5)

5 Con SNR de intervalo medio o niveles de ruido medio, la probabilidad de detección errónea depende no sólo de la distancia euclidiana al cuadrado mínima  $\delta_{\min}$  y su multiplicidad  $A_{\delta_{\min}}$  asociada, sino también de las siguientes distancias así como del número de multiplicidades asociadas con distancias pequeñas. Para este intervalo de SNRs, diversas realizaciones incorporan un código que tiene un número total reducido de multiplicidades asociadas con distancias pequeñas que simplemente una distancia mínima grande. Por ejemplo, el código Golay con la matriz P a continuación

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

10 Funciona mejor que el código con la matriz P (5) en el intervalo de SNRs medias. Tal como puede verse en la tabla 5, para la matriz P (6), sólo hay 208 puntos de detección errónea situados en una distancia euclidiana al cuadrado inferior a 104, en comparación con 1120 puntos para la matriz (5).

$\delta$	16	24	32	40	48	56	64	72	80	88	96	104
$A_{\delta}$	4	0	0	0	2	0	0	22	104	46	4	26

Tabla 5. Espectro de distancia euclidiana del código Golay con matriz P (6)

15 Para el ruido de potencia alta, puede asumirse que todos los puntos de detección errónea son equiprobables, llevando así a patrones de error uniformemente distribuidos. Cada una de las combinaciones  $2^n$  posibles de patrón de ruido de n bits tiene una probabilidad de  $2^{-n}$ . Esto lleva a la probabilidad de detección errónea

$$P_{\text{mis}} = 2^{-12} = 2,44 \text{ e} - 4 \quad (7)$$

20 Para ilustrar los conceptos descritos anteriormente, se describen ahora resultados de la simulación de Monte-Carlo. Las probabilidades de detección errónea del código Golay con diversas matrices P se calcularon mediante la simulación de Monte-Carlo en las diferentes disposiciones de simulación. En una disposición, el mensaje de 24 bits (convirtiéndose en 25 bits tras la codificación TCM) se mapeó en constelaciones QAM 4D de  $12 \times 13$  bits. Los símbolos DMT se forman mediante 24 tonos cargados con las mismas constelaciones QAM 4D de  $12 \times 13$  bits. Se usó TCM de Wei de 16 estados estándar. El ruido de impulso se emuló aplicando un AWGN de fondo de potencia igual a la SNR de carga para  $10^{-7}$  BER (incluyendo codificar TCM de nuevo) aumentado por una Potencia de Ruido de Impulso que varía de 4 a 24 dB por etapa de 10 dB.

25 La tabla 6 proporciona el número Y de palabras de código corruptas recibidas y el número X de detecciones erróneas, así como la tasa de detección errónea  $Z=X/Y$ . En las tablas, la notación 'X en Y  $\rightarrow$  Z' representa X detecciones erróneas que sucedieron en Y mensajes RRC recibidos corruptos que llevan a una tasa de detección errónea Z.

Potencia de Ruido de Impulso	4 dB	14 dB	24 dB
Matriz P (2)	8 en $8 \cdot 10^6 \rightarrow 1 \cdot 10^6$	211 en $8 \cdot 10^6 \rightarrow 2,6 \cdot 10^5$	42 en $3 \cdot 10^5 \rightarrow 1,4 \cdot 10^4$

30 Tabla 6 Probabilidad de detección errónea simulada para código Golay con diversas matrices P

Debe resaltarse que aunque la matriz P dada en la ecuación (2) es óptima en términos de propiedades de distancia de Hamming, no es óptima en términos de distancia euclidiana. Las propiedades de distancia euclidiana del código

5 Golay con la matriz generadora G basándose en la matriz P dada en la ecuación (2) pueden alterarse permutando los bits de redundancia obtenidos mediante la multiplicación de mensaje y la matriz G. Esta operación no cambia las propiedades de distancia de Hamming del código. Puede obtenerse un resultado equivalente permutando las columnas de la matriz P de Golay. Experimentalmente, la distancia euclidiana al cuadrado mínima  $\delta_{\min}$  pueden calcularse para todas las 12! permutaciones de las columnas de la matriz Golay dada en la ecuación (2). La  $\delta_{\min}$  máxima se halló aplicando la operación de permutación (12 4 7 2 1 11 10 6 3 8 9 5) a las columnas de la matriz Golay. La matriz Golay resultante se da mediante la ecuación (8).

$$P = \begin{pmatrix}
 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\
 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\
 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\
 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\
 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\
 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\
 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\
 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\
 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\
 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1
 \end{pmatrix} \tag{8}$$

10 La matriz P (8) en la ecuación anterior proporciona la misma propiedad de distancia de Hamming que la matriz Golay mostrada en la ecuación (2), pero proporciona propiedades de distancia euclidiana mejoradas. La matriz P optimizada proporciona una distancia euclidiana al cuadrado mínima  $\delta_{\min} = 112$ . En comparación, la matriz Golay de la ecuación (2) proporciona hasta el momento una distancia euclidiana mínima de  $\delta_{\min} = 24$ , en la que la computación de distancia euclidiana al cuadrado mínima asume constelaciones QAM 4D de 12\*13 bits y 1 bit de redundancia TCM por señal de QAM 4D.

15 La figura 6 ilustra una realización de un aparato para ejecutar los varios componentes mostrados en la figura 1. En términos generales, las diversas realizaciones para realizar la detección de errores de canal de retorno de retransmisión pueden implementarse en uno cualquiera de numerosos dispositivos de computación. Independientemente de su disposición específica, el sistema de retransmisión 100 en la figura 1 puede comprender memoria 612, un procesador 602, y almacenamiento masivo 626, en el que cada uno de estos dispositivos se conectan a través de un bus de datos 610.

20 El procesador 602 puede incluir un procesador personalizado o comercialmente disponible, una unidad de procesamiento central (CPU) o un procesador auxiliar entre varios procesadores asociados con el sistema de retransmisión 100, un microprocesador basado en semiconductor (en la forma de un microchip), uno o más circuitos integrados de aplicación específica (ASICs), una pluralidad de puertas lógicas digitales configuradas, y otras configuraciones eléctricas bien conocidas que comprenden elementos discretos tanto individualmente como en diversas combinaciones para coordinar el funcionamiento global del sistema de computación.

25 La memoria 612 puede incluir uno cualquiera o una combinación de elementos de memoria volátil (por ejemplo, memoria de acceso aleatorio (RAM, tal como DRAM, y SRAM, etc.)) y elementos de memoria no volátil (por ejemplo, ROM, disco duro, CDROM, etc.). La memoria 612 normalmente comprende un sistema operativo nativo 614, una o más aplicaciones nativas, sistemas de emulación, o aplicaciones emuladas para cualquiera de una variedad de sistemas operativos y/o plataformas de hardware emuladas, sistemas operativos emulados, etc. Por ejemplo, las aplicaciones pueden incluir software específico de aplicación 616 almacenado en un medio legible por ordenador ejecutado por el procesador 602 y puede incluir cualquiera de los componentes descritos con respecto a las figuras 1 y 2. Un experto habitual en la técnica apreciará que la memoria 612 puede comprender, y normalmente comprenderá, otros componentes que se han omitido con fines de brevedad. Debe observarse, sin embargo, que los varios componentes en las figuras 1 y 2 también pueden realizarse como hardware.

35 Cuando cualquiera de los componentes descritos anteriormente comprende software o código, estos componentes se realizan en un medio legible por ordenador para el uso por o en conexión con un sistema de ejecución tal como, por ejemplo, un procesador en un sistema informático u otro sistema. En el contexto de la presente divulgación, un medio legible por ordenador se refiere a cualquier medio tangible que puede contener, almacenar o mantener el software o código para el uso por o en conexión con un sistema de ejecución de instrucciones. Por ejemplo, un medio legible por ordenador puede almacenar uno o más programas para la ejecución del dispositivo de procesamiento 602 descrito anteriormente.

45 Más ejemplos específicos del medio legible por ordenador pueden incluir un disquete de ordenador portátil, una memoria de acceso aleatorio (RAM), una memoria de sólo lectura (ROM), una memoria de sólo lectura programable borrrable (EPROM, EEPROM, o memoria flash), y una memoria de sólo lectura de disco compacto portátil (CDROM).

Tal como se muestra en la figura 6, el sistema de retransmisión 100 puede además comprender almacenamiento masivo 626. Para algunas realizaciones, el almacenamiento masivo 626 puede incluir una base de datos 628 para almacenar y manejar datos, tales como tablas de carga de bits.

5 La figura 7 representa un diagrama de flujo de nivel superior 700 para una realización de un procedimiento para realizar la detección de errores de canal de retorno de retransmisión en el sistema de la figura 1. Para esta realización, se implementa un método en un sistema de línea de abonado digital (DSL) para realizar la detección de errores en un mensaje de canal de retorno de retransmisión (RRC). El método comprende determinar una matriz P de código de bloque lineal en un receptor RRC (bloque 710), transmitir un identificador que corresponde a la matriz P de código de bloque lineal a un transmisor RRC (720), y seleccionar, en el transmisor RRC, la matriz P determinada según el identificador (bloque 730). Para algunas realizaciones, el identificador puede contener información diferente, incluyendo pero no limitando a las entradas de fila y columna de la matriz P, el patrón de permutación según una matriz P de referencia conocida *a priori* por el receptor RRC y un índice que va a usarse para seleccionar la matriz P entre una tabla prealmacenada de matrices P.

10 La figura 8 representa un diagrama de flujo 800 para una realización de un procedimiento para determinar la matriz P de código de bloque lineal. El procedimiento comienza con la entrada de la longitud de palabra de código de mensaje RRC  $n$  y la longitud de información  $k$ , y la dimensión  $N$  del TCM interno (bloque 805) y se realiza en dos fases. La primera fase comprende seleccionar una estrategia de mapeo para minimizar la probabilidad de error de mensaje RRC. La estrategia de mapeo se refiere a mapear el mensaje RRC a la primera sección de enrejado del TCM, que implica seleccionar una constelación QAM de  $N$  dimensiones que puede mapear  $n+1$  bits (bloque 810).

15 La segunda fase comprende minimizar la probabilidad de detección errónea de mensajes RRC corruptos. Esta segunda fase comprende en primer lugar hallar una matriz P que proporciona un código que es óptima en el espacio de Hamming, es decir, con una distancia de Hamming mínima maximizada (bloque 820). Entonces, para cada permutación posible de la matriz P (bloque 830), computar los primeros elementos del espectro de distancia euclidiana para un mensaje de información de  $k$  bits codificado en primer lugar con el código de bloque basado en la matriz P permutada, entonces codificado con TCM y mapeado a la constelación QAM de  $N$  dimensiones seleccionada (bloque 840). El procedimiento genera la matriz P permutada que mejor se ajusta a un criterio de selección.

20 El criterio de selección (bloque de decisión 850, bloque 860) en la figura 8 implica seleccionar la permutación que lleva a la distancia euclidiana mínima más grande. Este criterio se ajusta mejor para un entorno con una alta relación de potencia de ruido de impulso a potencia de señal. El criterio puede cambiar para entornos con relación de ruido de impulso a potencia de señal media y baja. Otro criterio que se ajusta mejor para un entorno con un intervalo medio de relación de ruido de impulso a potencia de señal implica seleccionar la permutación que lleva al número total más pequeño de multiplicidades asociadas con distancias pequeñas en el espectro de distancia euclidiana. Las etapas descritas anteriormente, comenzando con el bloque 830, se repiten hasta que todas las  $(n-k)!$  (factorial) permutaciones de columna se procesan (bloque de decisión 870). Se genera entonces el parámetro Pmejor (bloque 875).

25 La figura 9 representa un diagrama de flujo 900 para una realización de un procedimiento para realizar la detección de errores de canal de retorno de retransmisión en el sistema de la figura 1. Para esta realización, se implementa un método en un sistema de línea de abonado digital (DSL) para realizar la detección de errores en un mensaje de canal de retorno de retransmisión (RRC). El método comprende determinar una carga de bits en un receptor RRC de modo que los  $n+1$  bits que contiene el mensaje RRC codificado con TCM se mapean a la primera sección de enrejado del diagrama de enrejado TCM (bloque 910), transmitir la indicación de carga de bits a un transmisor RRC (920), y seleccionar, en el transmisor RRC, la carga de bits para los tonos que portan el mensaje RRC según la indicación recibida desde el RRC receptor (bloque 930).

30 La figura 10 representa un diagrama de flujo 1000 para otra realización de un procedimiento para realizar la detección de errores de canal de retorno de retransmisión en el sistema de la figura 1. Según algunas realizaciones, se implementa un procedimiento en un sistema de línea de abonado digital (DSL) para minimizar una probabilidad de detección errónea en un receptor de mensaje codificado de extremo lejano durante la transmisión de un mensaje codificado. Comenzando con el bloque 1010, el método comprende conjuntamente determinar, en el receptor de mensaje codificado de extremo lejano, una matriz P y un esquema de modulación. El método además comprende codificar un mensaje en un mensaje codificado con un código de bloque lineal sistemático, teniendo el código de bloque lineal sistemático una matriz generadora  $[P]$ , en la que  $I$  representa una matriz identidad de componente de código de bloque lineal y  $P$  representa la matriz P determinada (bloque 1020). El método también comprende modular el mensaje codificado a uno o más tonos que forman un símbolo de multitono discreto (DMT) según el esquema de modulación determinado (bloque 1030).

35 Debe resaltarse que las realizaciones descritas anteriormente son simplemente ejemplos de posibles implementaciones. Pueden realizarse muchas variaciones y modificaciones a las realizaciones descritas anteriormente sin apartarse de los principios de la presente divulgación. Todas las modificaciones y variaciones tales están destinadas a incluirse en el presente documento dentro del alcance de esta divulgación y protegerse mediante las siguientes reivindicaciones.

**REIVINDICACIONES**

1. Sistema (100) que comprende:

un transmisor (110) para transmitir un mensaje codificado a un receptor de mensaje codificado de extremo lejano (102), comprendiendo el transmisor (110):

5 un codificador (114) configurado para codificar un mensaje de longitud k en un mensaje codificado de longitud n con un código de bloque (n, k) lineal sistemático, teniendo el código de bloque lineal sistemático una matriz generadora [I P], en la que I representa una matriz identidad de componente de código de bloque lineal y P representa una matriz P optimizada específica que especifica bits de redundancia; y

10 un modulador (111) configurado para modular el mensaje codificado a uno o más tonos que forman un símbolo de multitono discreto, DMT, que usa un esquema de modulación codificada de enrejado, TCM, con un código de enrejado de tasa  $n/(n+1)$ , en el que la matriz P optimizada específica y el esquema de modulación se determinan conjuntamente para minimizar una probabilidad de detección errónea en el receptor de mensaje codificado de extremo lejano (102),

15 en el que el transmisor (110) está configurado para determinar la matriz P optimizada específica y el esquema de modulación realizando las siguientes etapas:

- seleccionar una constelación de modulación de amplitud en cuadratura, QAM, de N dimensiones que está configurada para mapear los n+1 bits codificados de enrejado a una señal QAM de N dimensiones;

20 - entonces seleccionar una matriz P que proporciona un código de bloque (n, k) lineal sistemático con una distancia de Hamming mínima maximizada,

- entonces realizar (n-k)! permutaciones a las columnas de la matriz seleccionada P y seleccionar dicha matriz P permutada como la matriz P optimizada específica que lleva a la distancia euclidiana mínima más grande o que lleva al número total más pequeño de multiplicidades asociadas con distancias pequeñas en el espectro de distancia euclidiana, en el que, para cada permutación, los primeros elementos del espectro de distancia euclidiana se computan para k bits codificados con la matriz P permutada, entonces codificados con TCM y mapeados a la constelación QAM de N dimensiones seleccionada.

2. Sistema (100) según la reivindicación 1, en el que el transmisor (110) está configurado para

30 minimizar la probabilidad de detección errónea seleccionando el esquema de modulación para minimizar la probabilidad de errores de mensaje.

3. Sistema (100) según la reivindicación 2, en el que la probabilidad de errores de mensaje se minimiza modulando el mensaje codificado a tonos con una relación señal-ruido, SNR, superior a la SNR requerida mínima.

35 4. Sistema (100) según la reivindicación 1, en el que al seleccionar el esquema de modulación, el transmisor (110) entonces selecciona la matriz P permutada que maximiza una distancia de Hamming mínima y minimiza multiplicidades asociadas con distancias euclidianas más pequeñas de un espectro de distancia euclidiana computado para el mensaje codificado.

40 5. Sistema (100) según la reivindicación 1, en el que la determinación conjunta de la matriz P optimizada específica y el esquema de modulación se realiza según un entorno de ruido.

6. Sistema (100) según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, en el que la configuración del modulador comprende información de carga de bit a tono.

7. Sistema (100) que comprende:

45 un receptor (102) para recibir un mensaje codificado de un transmisor de mensaje codificado de extremo lejano (110), comprendiendo el receptor (102):

un detector de errores (108) configurado para determinar un nivel de corrección del mensaje recibido codificado con un código de bloque (n, k) lineal sistemático, teniendo el código de bloque lineal sistemático una matriz generadora [I P], en la que I representa una matriz identidad de componente de código de bloque lineal y P representa una matriz P optimizada específica que especifica bits de redundancia;

y

- un desmodulador (111) configurado para desmodular el mensaje codificado de uno o más tonos que forman un símbolo de multitono discreto, DMT, que usa un esquema de modulación codificada de enrejado, TCM, con un código de enrejado de tasa  $n/(n+1)$ ; y
- 5 en el que el receptor (102) está además configurado para transmitir información de modulación asociada con el mensaje codificado al transmisor de mensaje de extremo lejano (110), y en el que el receptor (102) conjuntamente determina la matriz P optimizada específica y la información de modulación para minimizar una probabilidad de detección errónea,
- en el que el receptor (102) está configurado para determinar la matriz P optimizada específica y la información de modulación realizando las siguientes etapas:
- 10 - seleccionar una constelación de modulación de amplitud en cuadratura, QAM, de N dimensiones que está configurada para mapear los  $n+1$  bits codificados de enrejado a una señal QAM de N dimensiones;
- entonces seleccionar una matriz P que proporciona un código de bloque (n, k) lineal sistemático con una distancia de Hamming mínima maximizada,
- 15 - entonces realizar (n-k)! permutaciones de columna a las columnas de la matriz P seleccionada y seleccionar dicha matriz P permutada como la matriz P optimizada específica que lleva a la distancia euclidiana mínima más grande o que lleva al número total más pequeño de multiplicidades asociadas con distancias pequeñas en el espectro de distancia euclidiana, en el que, para cada permutación, los primeros elementos del
- 20 espectro de distancia euclidiana se computan para k bits codificados con la matriz P permutada, entonces codificados con TCM y mapeados a la constelación QAM de N dimensiones seleccionada.
8. Sistema (100) según la reivindicación 7, en el que el demodulador (109) comprende el decodificador de esquema de modulación codificada de enrejado, TCM.
- 25 9. Sistema (100) según la reivindicación 8, en el que el receptor (102) minimiza la probabilidad de errores de mensaje transmitiendo al transmisor de extremo lejano información de modulación para modular el mensaje codificado que incluye la redundancia TCM a una primera sección de enrejado de un diagrama de enrejado TCM.
- 30 10. Sistema (100) según la reivindicación 7, en el que el receptor (102) minimiza la probabilidad de errores de mensaje transmitiendo al transmisor de extremo lejano (110) información de modulación para modular el mensaje codificado a tonos con una relación señal-ruido, SNR, superior a la SNR requerida mínima.
11. Sistema (100) según la reivindicación 7, en el que el receptor (102) minimiza la probabilidad de detección errónea seleccionando el esquema de modulación que minimiza la probabilidad de errores de mensaje.
- 35 12. Método implementado en un sistema de línea de abonado digital, DSL, para minimizar una probabilidad de detección errónea en un receptor de mensaje codificado de extremo lejano (102) durante la transmisión de un mensaje codificado desde un transmisor (110), que comprende:
- conjuntamente determinar, en el receptor de mensaje codificado de extremo lejano (102), una matriz P optimizada específica de un código de bloque (n, k) lineal sistemático que tiene una matriz generadora [I P], en la que I representa una matriz identidad de componente de código de bloque lineal y P específica bits de
- 40 redundancia, y un esquema de modulación que incluye un esquema de modulación codificada de enrejado, TCM, con un código de enrejado de tasa  $n/(n+1)$ , que comprende las siguientes etapas:
- seleccionar una constelación de modulación de amplitud en cuadratura, QAM, de N dimensiones que está configurada para mapear los  $n+1$  bits codificados de enrejado a una señal QAM de N dimensiones;
- 45 - entonces seleccionar una matriz P que proporciona un código de bloque (n, k) lineal sistemático con una distancia de Hamming mínima maximizada,
- entonces realizar (n-k)! permutaciones a las columnas de la matriz P seleccionada y seleccionar dicha matriz P permutada como la matriz P optimizada específica que lleva a la distancia euclidiana mínima más grande o que lleva al número total más pequeño de multiplicidades asociadas con distancias pequeñas en el
- 50 espectro de distancia euclidiana, en el que, para cada permutación, los primeros elementos del espectro de distancia euclidiana se computan para k bits codificados con la matriz P permutada, entonces codificados con TCM y mapeados a la constelación QAM de N dimensiones seleccionada;
- codificar un mensaje de longitud k en un mensaje codificado de longitud n con el código de bloque lineal sistemático usando la matriz P optimizada específica;

y modular el mensaje codificado a uno o más tonos que forman un símbolo de multitono discreto, DMT, según el esquema de modulación determinado.

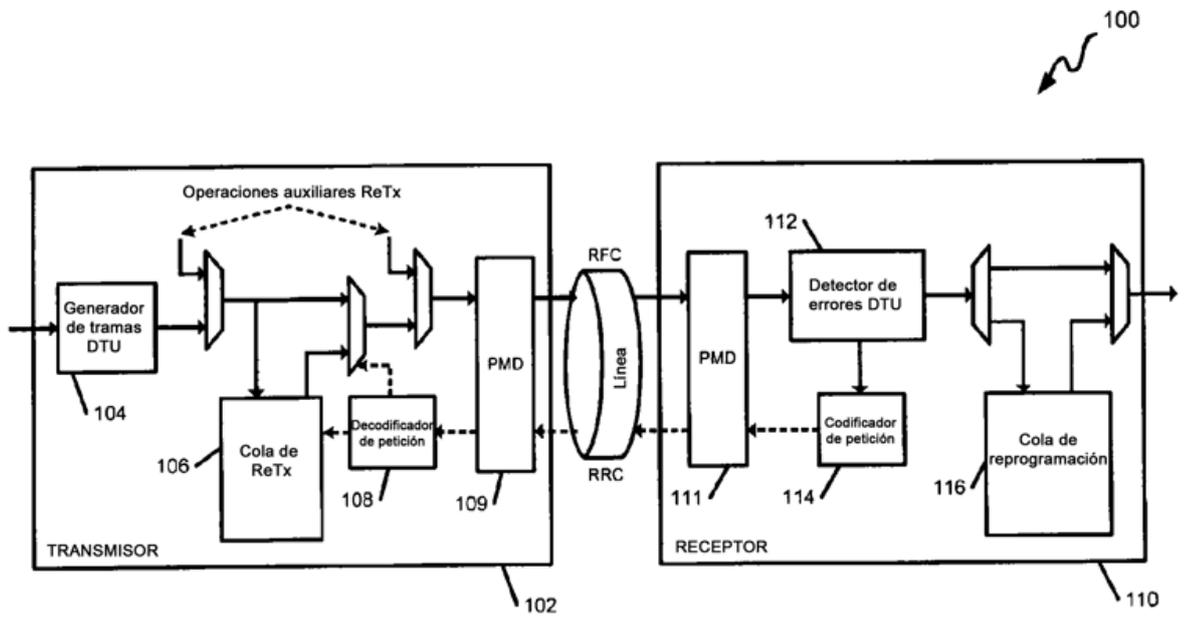


FIG. 1

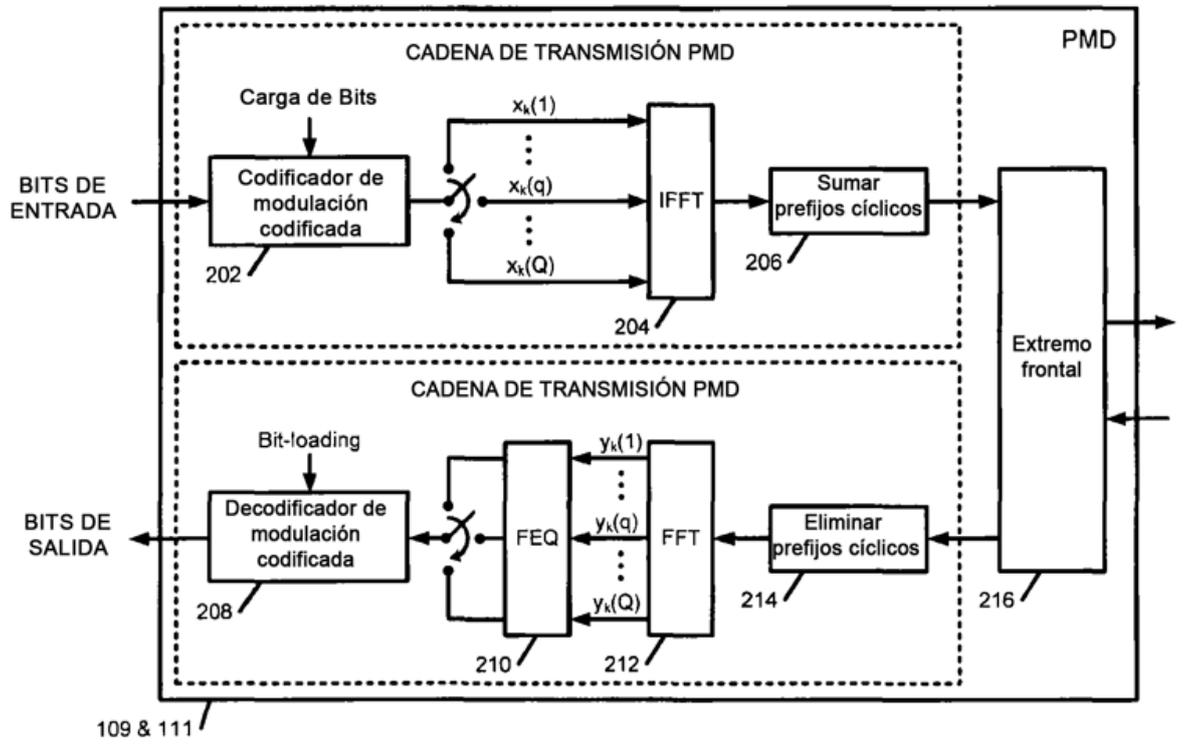
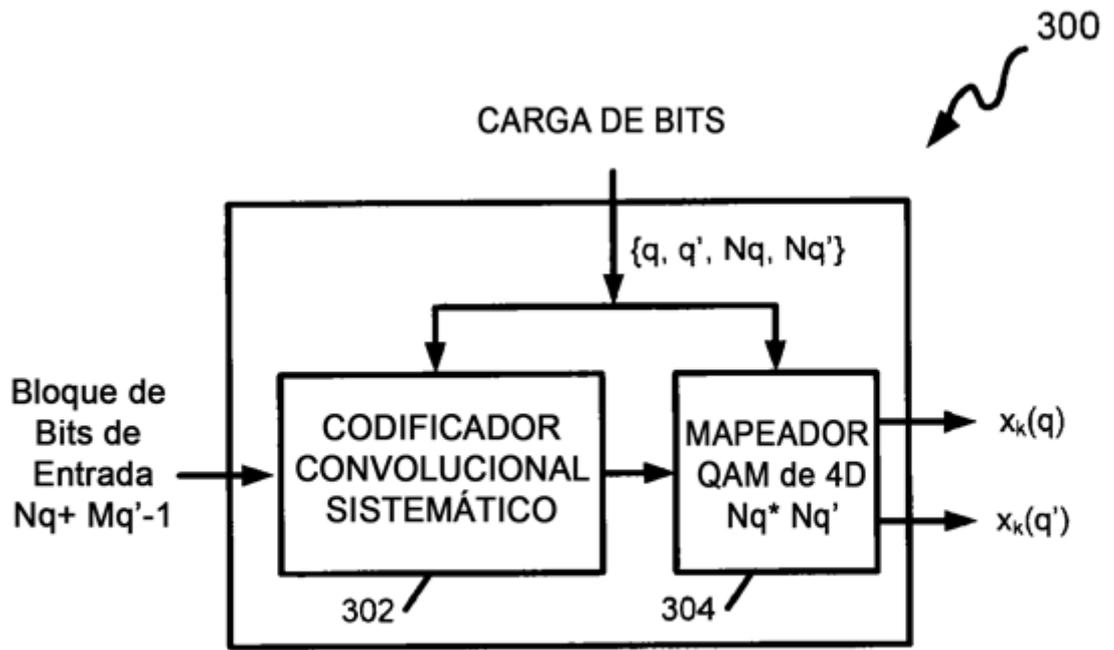
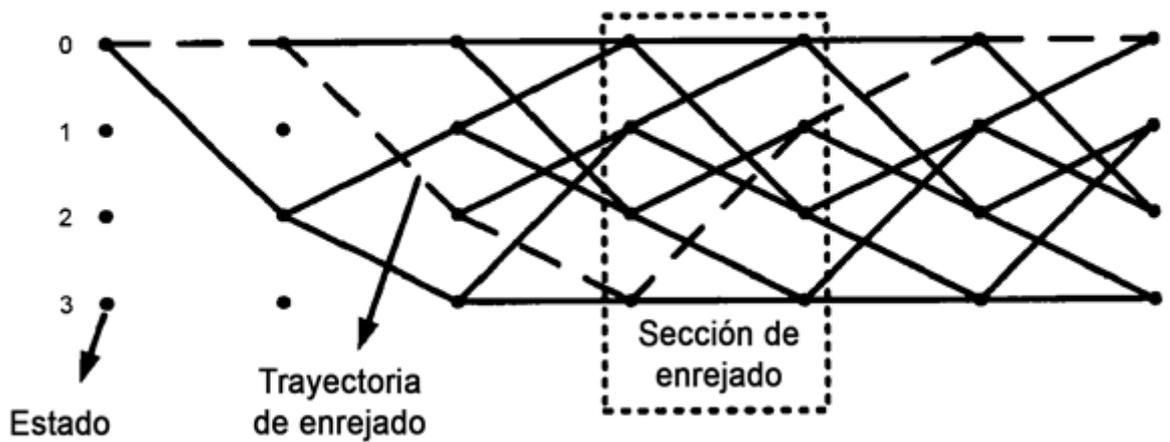


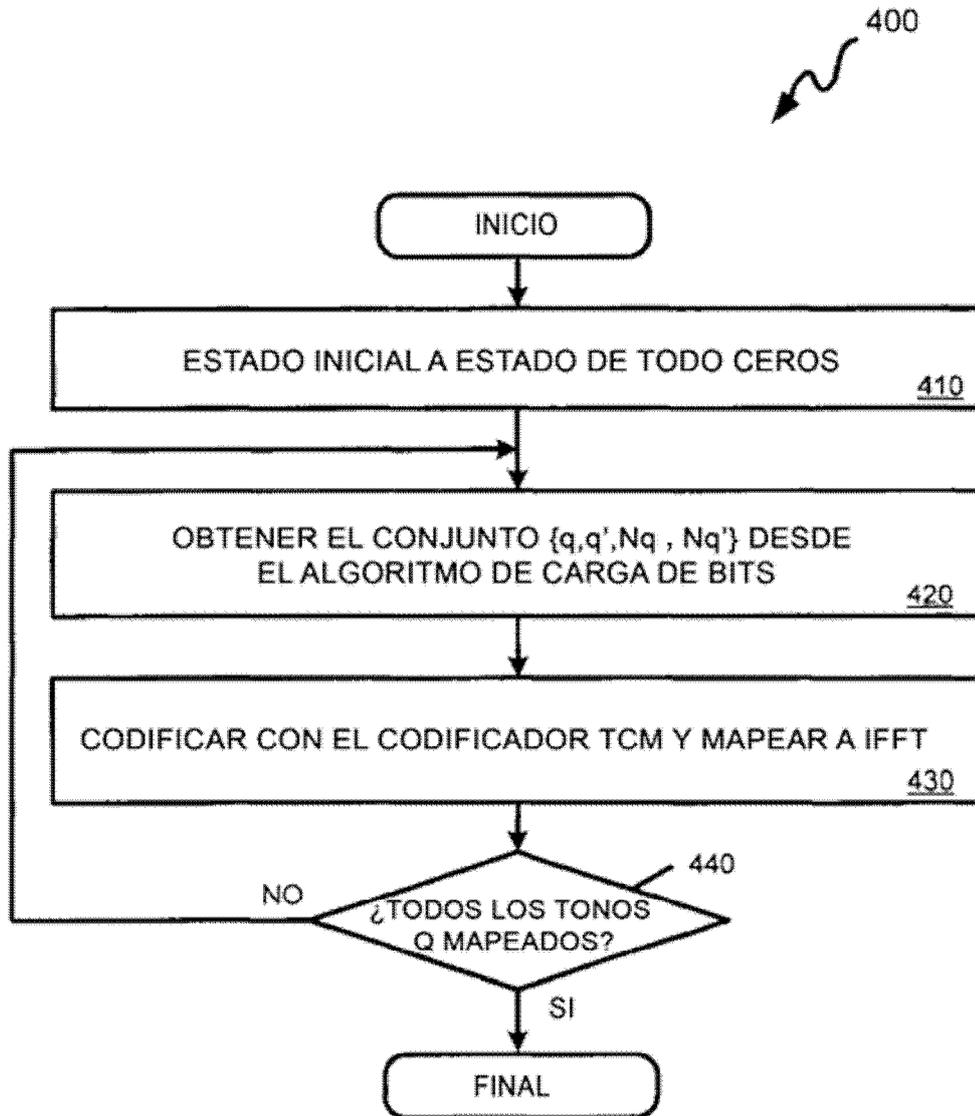
FIG. 2



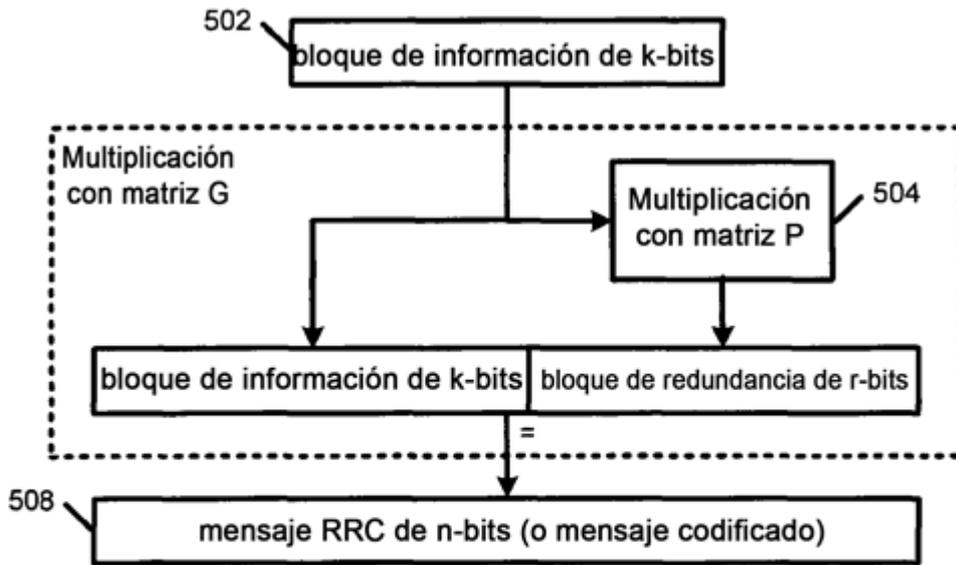
**FIG. 3A**



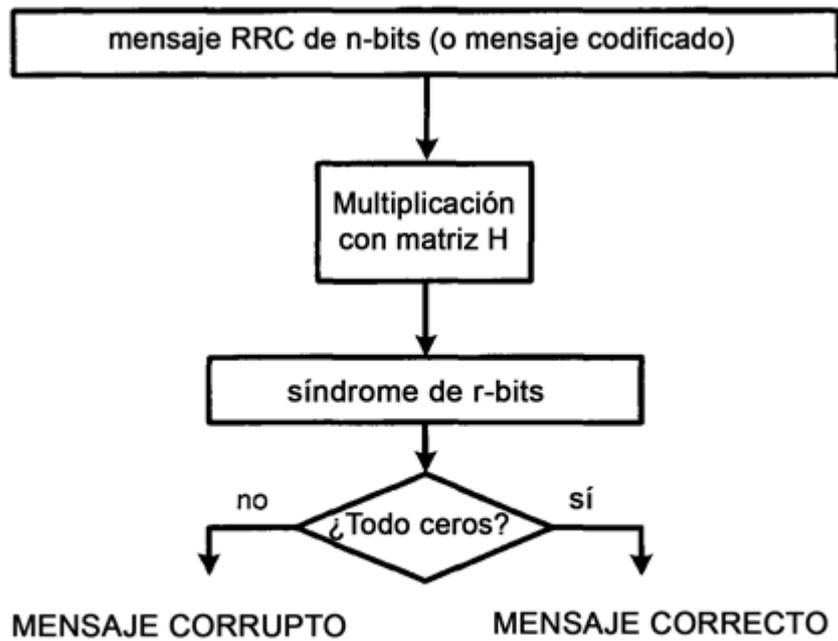
**FIG. 3B**



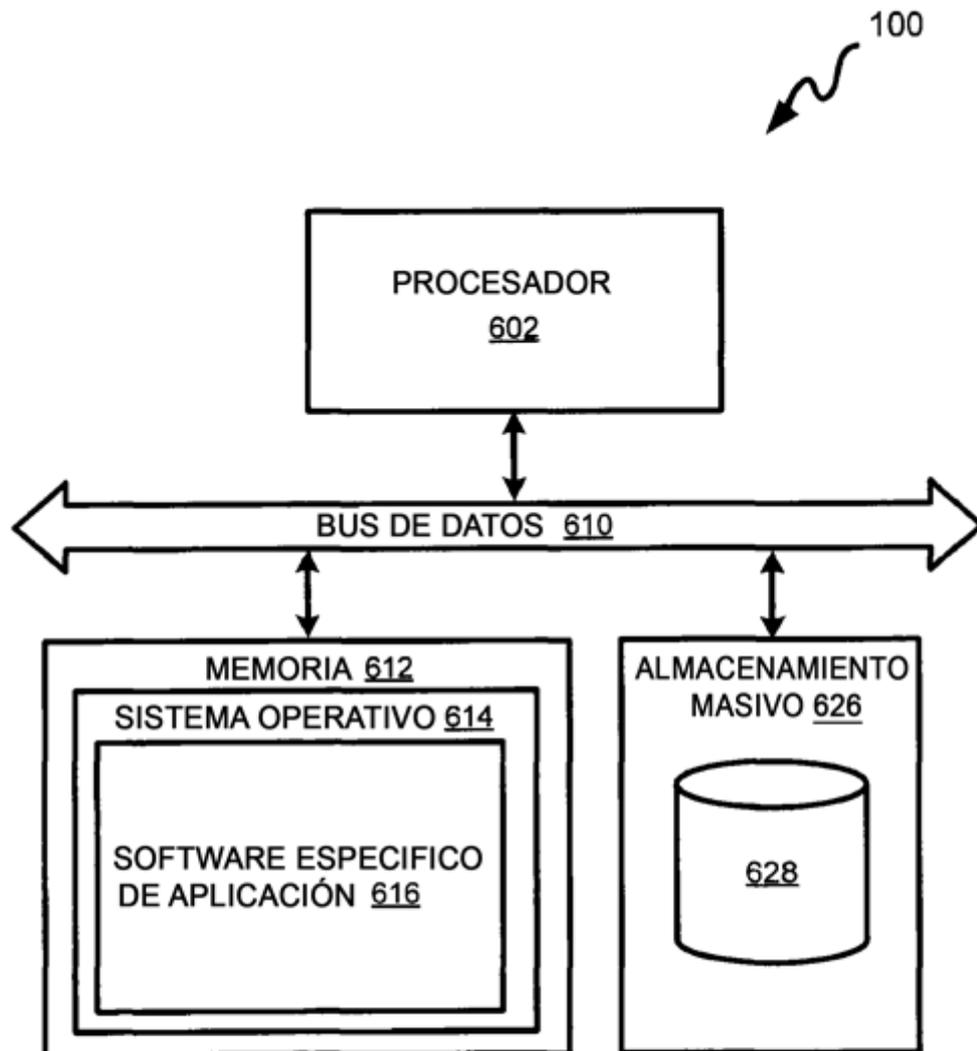
**FIG. 4**



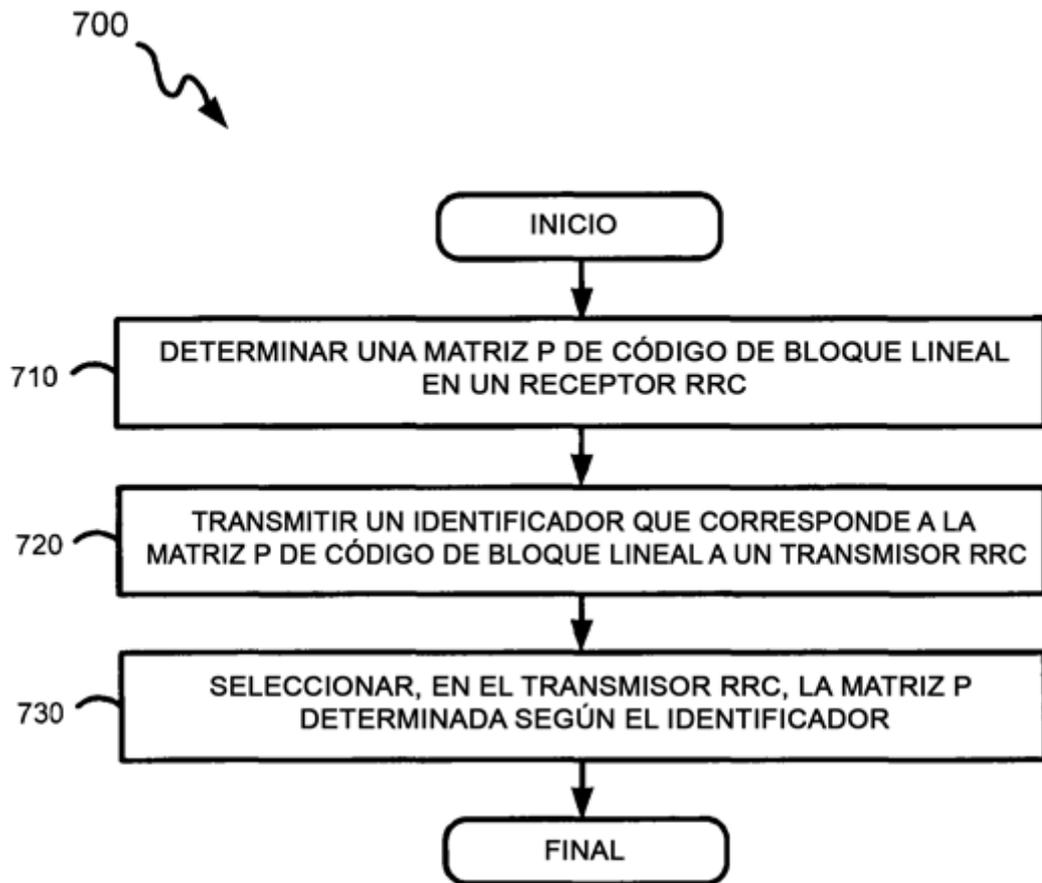
**FIG. 5A**



**FIG. 5B**



**FIG. 6**



**FIG. 7**

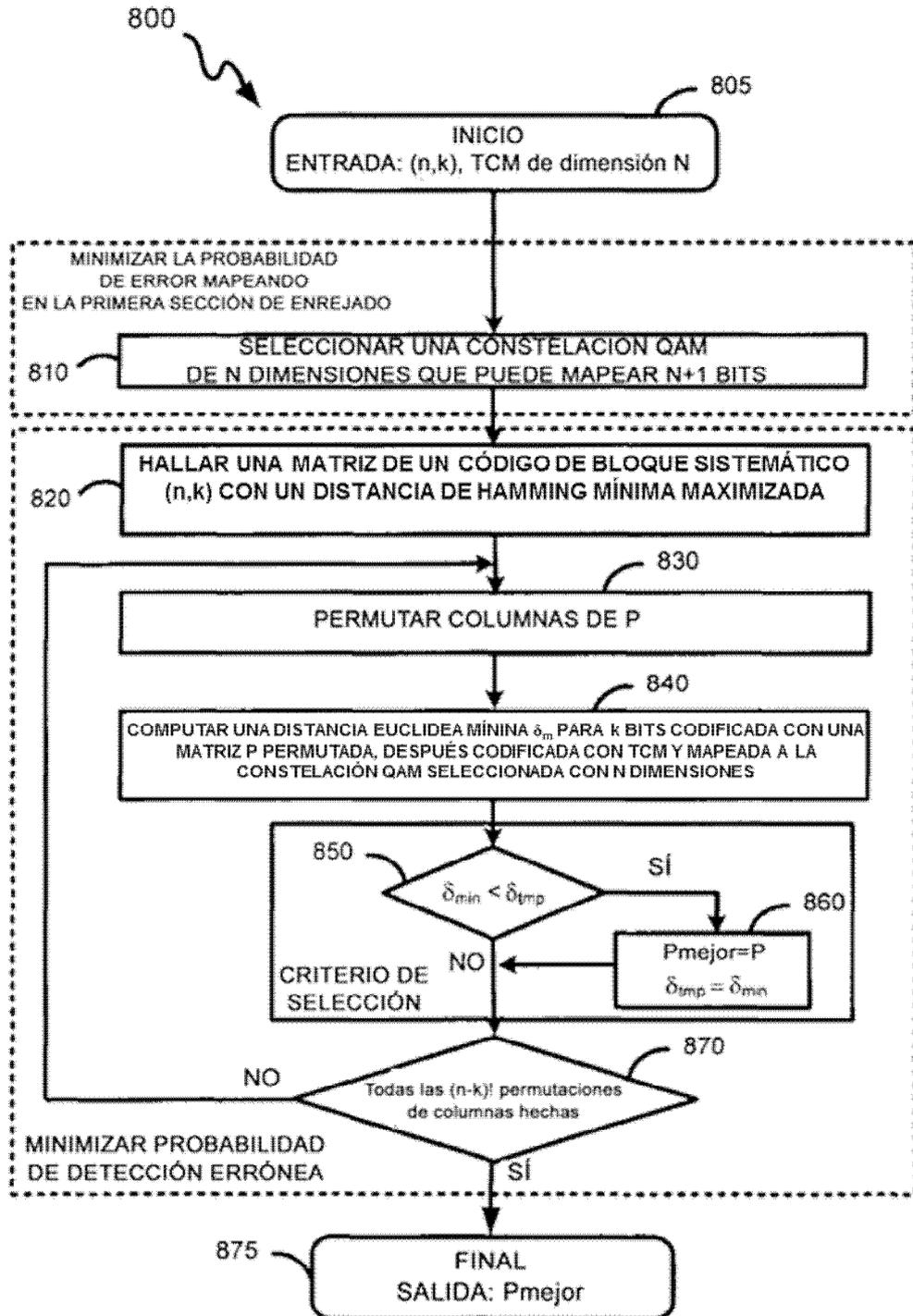
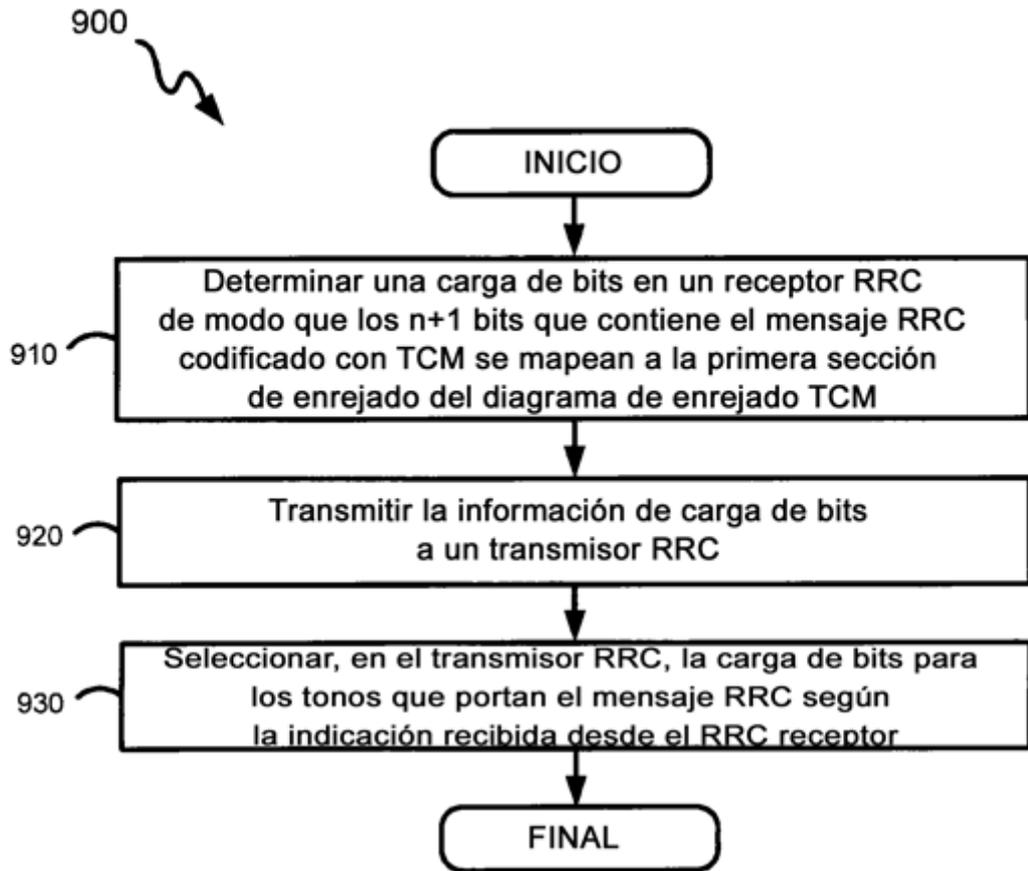
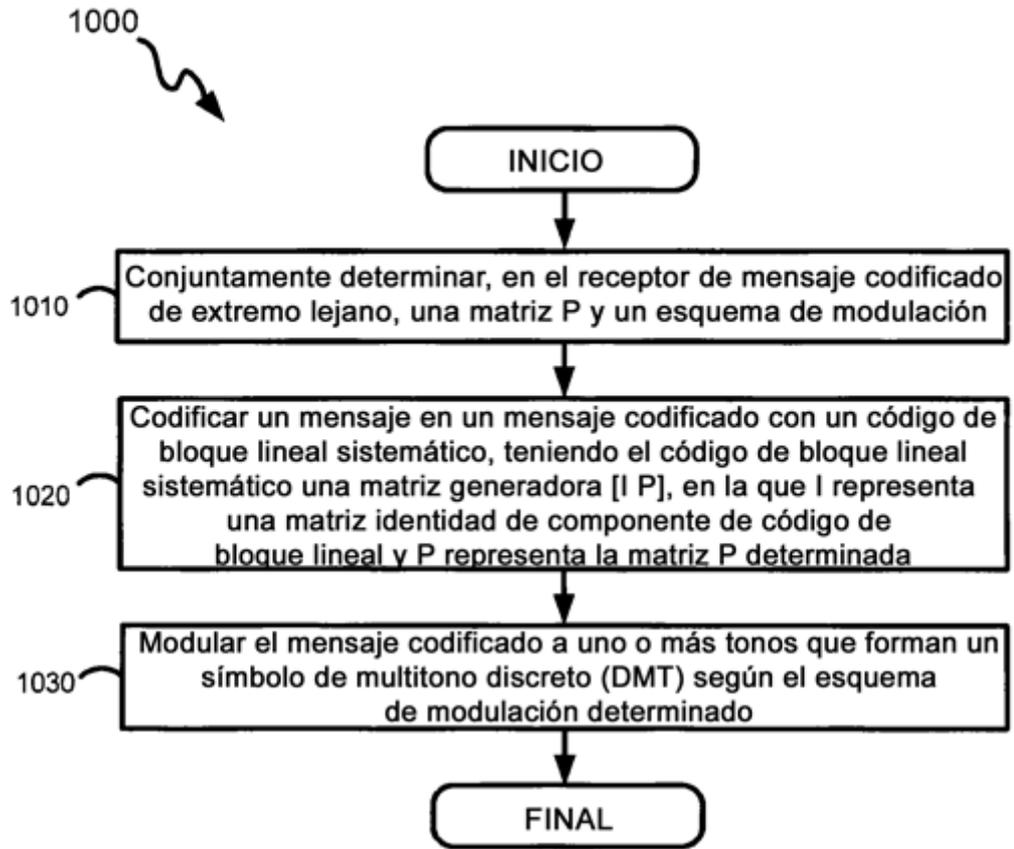


FIG. 8



**FIG. 9**



**FIG. 10**