

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 667 249**

51 Int. Cl.:

**H04L 27/26** (2006.01)

**H04L 1/00** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **20.11.2002 PCT/US2002/37409**

87 Fecha y número de publicación internacional: **05.06.2003 WO03047198**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **20.11.2002 E 02784534 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **28.02.2018 EP 1454466**

54 Título: **Selección de tasa para un sistema de OFDM**

30 Prioridad:

**21.11.2001 US 991039**  
**28.02.2002 US 86838**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**10.05.2018**

73 Titular/es:

**QUALCOMM INCORPORATED (100.0%)**  
**5775 MOREHOUSE DRIVE**  
**SAN DIEGO, CALIFORNIA 92121, US**

72 Inventor/es:

**KADOUS, TAMER;**  
**JALALI, AHMAD y**  
**FERNANDEZ CORBATON, IVAN JESUS**

74 Agente/Representante:

**FORTEA LAGUNA, Juan José**

**ES 2 667 249 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

Selección de tasa para un sistema de OFDM

## 5 ANTECEDENTES

## Campo

10 [1] La presente invención se refiere, en general, a la comunicación de datos y, de forma más específica, a técnicas para seleccionar la tasa para un sistema de comunicación inalámbrica (por ejemplo, de OFDM).

## Antecedentes

15 [2] Los sistemas de comunicación inalámbrica están ampliamente desplegados para proporcionar diversos tipos de comunicación, tales como voz, datos, etc. Estos sistemas pueden implementar la modulación de multiplexado por división de frecuencia ortogonal (OFDM), que puede ser capaz de proporcionar un alto rendimiento para algunos entornos de canales. En un sistema de OFDM, el ancho de banda del sistema se divide efectivamente en un cierto número de subcanales de frecuencia (NF) (que se pueden denominar subbandas o recipientes de frecuencia). Cada subcanal de frecuencia está asociado a una respectiva subportadora (o tono de frecuencia) sobre la cual se pueden modular los datos. Habitualmente, los datos a transmitir (es decir, los bits de información) se codifican con un esquema de codificación particular para generar bits codificados, y los bits codificados pueden además agruparse en símbolos de múltiples bits que a continuación se correlacionan con símbolos de modulación basándose en un esquema de modulación particular (por ejemplo, M-PSK o M-QAM). En cada intervalo de tiempo, que puede depender del ancho de banda de cada subcanal de frecuencia, un símbolo de modulación puede transmitirse en cada uno de los NF subcanales de frecuencia.

20 [3] Los subcanales de frecuencia de un sistema de OFDM pueden experimentar diferentes condiciones de canal (por ejemplo, diferentes efectos de atenuación y de multi-trayecto) y pueden lograr diferentes razones entre señal y ruido e interferencia (SNR). Cada símbolo de modulación transmitido se ve afectado por la respuesta de frecuencia del canal de comunicación en el subcanal de frecuencia particular por el cual se transmitió el símbolo. Según el perfil de multi-trayecto del canal de comunicación, la respuesta de frecuencia puede variar ampliamente a lo largo del ancho de banda del sistema. Por lo tanto, los símbolos de modulación que forman colectivamente un paquete de datos particular pueden ser recibidos individualmente con una amplia gama de SNR, mediante los subcanales de frecuencia NF, y la SNR variaría entonces de forma correspondiente por todo el paquete.

35 [4] Para un canal de multi-trayecto con una respuesta de frecuencia que no es plana o constante, el número de bits de información por símbolo de modulación (es decir, la tasa de datos o tasa de información) que puede ser transmitida de manera fiable en cada subcanal de frecuencia puede ser diferente entre un subcanal y otro. Además, las condiciones de canal habitualmente varían con el tiempo. Como resultado, las tasas de datos con soporte para los subcanales de frecuencia también varían con el tiempo.

40 [5] Dado que las condiciones de canal experimentadas por un receptor dado no son habitualmente conocidas a priori, no es práctico transmitir datos a la misma potencia de transmisión y/o tasa de datos a todos los receptores. Ajustar estos parámetros de transmisión probablemente daría como resultado un desperdicio de la potencia de transmisión, el uso de tasas de datos sub-óptimas para algunos receptores y una comunicación no fiable para algunos otros receptores, todo lo cual conduce a una disminución indeseable de la capacidad del sistema. Las diferentes capacidades de transmisión de los canales de comunicación para diferentes receptores, más la naturaleza de variación temporal y de multi-trayecto de estos canales hacen que sea retardador codificar y modular efectivamente los datos para la transmisión en un sistema de OFDM.

45 [6] La patente estadounidense N.º 5 914 933 (Cimini et al.), publicada el 22 de junio de 1999, divulga un sistema de comunicación de OFDM agrupado, en el que, para una realización particular del canal de multi-trayecto, se calcula una SNR equivalente para cada subcanal y se determina la cantidad de subcanales que cumplen algún objetivo para la SNR (o la probabilidad P de error de bit).

50 [7] Por lo tanto, existe una necesidad en la tecnología de técnicas para seleccionar la tasa adecuada para la transmisión de datos en un sistema de comunicación inalámbrica (por ejemplo, de OFDM) que tenga las características de canal descritas anteriormente.

## 60 BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

[8] La presente invención está definida por las reivindicaciones adjuntas. En lo que sigue, las realizaciones que no caen dentro del alcance de las reivindicaciones adjuntas deberían entenderse como ejemplos útiles para comprender la invención. Las características, la naturaleza y las ventajas de la presente invención resultarán más evidentes a partir de la descripción detallada expuesta a continuación cuando se consideren junto con los

dibujos, en los que los mismos caracteres de referencia identifican de manera correspondiente en toda su extensión, y en los que:

- 5 La FIG. 1A es un diagrama de un modelo simplificado de un sistema de comunicación de OFDM;
- La FIG. 1B es un diagrama que ilustra gráficamente la selección de tasa para un canal de multi-trayecto usando un canal equivalente;
- 10 La FIG. 2 es un diagrama de flujo de un modo de realización de un proceso para seleccionar la tasa de datos para su uso en el sistema de OFDM basándose en una métrica  $\Psi$ ;
- La FIG. 3 es un diagrama de bloques de un modo de realización de un sistema transmisor y de un sistema receptor, que son capaces de implementar diversos aspectos y modos de realización de la invención;
- 15 La FIG. 4 es un diagrama de bloques de un modo de realización de una unidad transmisora;
- La FIG. 5 es un diagrama de bloques de un modo de realización de una unidad receptora;
- 20 La FIG. 6 es un diagrama de flujo de un algoritmo de Adaptación de Tasa de Capacidad Restringida (CCRA);
- Las FIGs. 7A a 7D son diagramas de flujo de un algoritmo de CCRA modificado (M-CCRA); y
- La FIG. 8 es una comparación gráfica del rendimiento del algoritmo de CCRA con una selección de tasa ideal.

## DESCRIPCIÓN DETALLADA

- 30 **[9]** Las técnicas descritas en el presente documento para determinar y seleccionar la tasa para una transmisión de datos se pueden usar para diversos sistemas de comunicación inalámbrica que comprenden uno o más canales de transmisión independientes, por ejemplo, sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO). Para una mayor claridad, diversos aspectos y modos de realización de la invención se describen específicamente para un sistema de multiplexado por división de frecuencia ortogonal (OFDM), donde los canales de transmisión independientes son los subcanales o recipientes de frecuencia, formados dividiendo el ancho de banda total del sistema.
- 35 **[10]** La FIG. 1A es un diagrama de un modelo simplificado del sistema de OFDM. En un transmisor 110, se proporcionan datos de tráfico a una tasa de datos particular desde una fuente de datos 112 a un codificador / modulador 114, que codifica los datos de acuerdo con uno o más esquemas de codificación y además modula los datos codificados de acuerdo con uno o más esquemas de modulación. La modulación se puede lograr agrupando conjuntos de bits codificados para formar símbolos de múltiples bits y correlacionando cada símbolo de múltiples bits con un punto en una constelación de señales correspondiente al esquema de modulación particular (por ejemplo, QPSK, M-PSK o M-QAM) seleccionado para cada subcanal de frecuencia utilizado para transmitir el símbolo. Cada punto de señal correlacionado corresponde a un símbolo de modulación.
- 40 **[11]** En un modo de realización, la tasa de datos es determinada por un control de tasa de datos, el (los) esquema(s) de codificación es (son) determinado(s) por un control de codificación y el (los) esquema(s) de modulación es (son) determinado(s) por un control de modulación, todos los cuales son proporcionados por un controlador 130 basándose en la información de retro-alimentación recibida desde un receptor 150.
- 45 **[12]** También se puede transmitir una señal piloto al receptor para ayudarle a realizar varias funciones, tales como estimación de canal, adquisición, sincronización de frecuencia y temporización, demodulación de datos coherente, etc. En este caso, se proporcionan datos piloto al codificador / modulador 114, que luego multiplexa y procesa los datos piloto con los datos de tráfico.
- 50 **[13]** Para el OFDM, los datos modulados (es decir, los símbolos de modulación) se transforman a continuación al dominio temporal mediante un transformador inverso rápido de Fourier (IFFT) 116, para proporcionar símbolos de OFDM, correspondiendo cada símbolo de OFDM a una representación cronológica de un vector de  $N_F$  símbolos de modulación a transmitir por  $N_F$  subcanales de frecuencia en un periodo de símbolos de transmisión. A diferencia de un sistema "codificado en el tiempo" de portadora única, el sistema de OFDM transmite efectivamente los símbolos de modulación "en el dominio de frecuencia", enviando en el dominio temporal el IFFT de los símbolos de modulación que representan los datos de tráfico. Los símbolos de OFDM se procesan adicionalmente (no se muestran en la FIG. 1A para simplificar) para generar una señal modulada, que luego se transmite por un canal de comunicación inalámbrica al receptor. Como se muestra en la FIG. 1A, el canal de comunicación tiene una respuesta de frecuencia de  $H(f)$  y degrada aún más la señal modulada con ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN) de  $n(t)$ .
- 55
- 60
- 65

**[14]** En el receptor 150, la señal modulada transmitida se recibe, se acondiciona y se digitaliza para proporcionar muestras de datos. A continuación, un transformador rápido de Fourier (FFT) 160 recibe y transforma las muestras de datos al dominio de frecuencia, y los símbolos de OFDM recuperados se proporcionan a un demodulador / decodificador 162 y a un estimador de canal 164. El demodulador / decodificador 162 procesa (por ejemplo, demodula y decodifica) los símbolos de OFDM recuperados para proporcionar datos decodificados, y puede proporcionar además un estado de cada paquete recibido. El estimador de canal 164 procesa los símbolos de OFDM recuperados para proporcionar estimaciones de una o más características del canal de comunicación, tales como la respuesta de frecuencia del canal, la varianza de ruido del canal, la relación entre señal y ruido e interferencia (SNR) de los símbolos recibidos, etc.

**[15]** Un selector de tasa 166 recibe las estimaciones desde el estimador de canal 164 y determina una "tasa" adecuada que puede usarse para todos, o un subconjunto de, los subcanales de frecuencia disponibles para su uso para la transmisión de datos. La tasa es indicativa de un conjunto de valores específicos para un conjunto de parámetros. Por ejemplo, la tasa puede indicar (o puede estar asociada a) una tasa de datos específica a utilizar para la transmisión de datos, un esquema de codificación y/o una tasa de codificación específicos, un esquema de modulación específico, etc.

**[16]** Un controlador 170 recibe la tasa desde el selector de tasa 166 y el estado del paquete desde el demodulador / decodificador 162 y proporciona la información de retro-alimentación adecuada para ser enviada de vuelta al transmisor 110. Esta información de retro-alimentación puede incluir la tasa, las estimaciones de canal proporcionadas por el estimador de canal 164, un acuse de recibo (ACK) o acuse de recibo negativo (NACK) para cada paquete recibido, alguna otra información o cualquier combinación de los mismos. La información de retro-alimentación se usa para aumentar la eficacia del sistema ajustando el procesamiento de datos en el transmisor de manera que la transmisión de datos se realice en las mejores configuraciones conocidas de potencia y tasa que puedan disponer de soporte por parte del canal de comunicación. A continuación, la información de retro-alimentación se envía de vuelta al transmisor 110 y se usa para ajustar el procesamiento (por ejemplo, la tasa, la codificación y la modulación de datos) de la transmisión de datos al receptor 150.

**[17]** En el modo de realización mostrado en la FIG. 1A, la selección de tasa es realizada por el receptor 150 y la tasa seleccionada es proporcionada al transmisor 110. En otros modos de realización, la selección de tasa puede ser realizada por el transmisor basándose en la información de retro-alimentación proporcionada por el receptor, o puede ser realizada conjuntamente tanto por el transmisor como por el receptor.

**[18]** En condiciones adecuadas, los símbolos de OFDM recuperados a la salida del FFT 160 pueden expresarse como:

$$\hat{Y}(k) = Y(k)H(k) + N(k) \quad , \quad \text{Ec. (1)}$$

donde  $k$  es un índice para los subcanales de frecuencia del sistema de OFDM, es decir,  $k = 0, 1, \dots, N_F - 1$ , donde  $N_F$  es el número de subcanales de frecuencia;

$Y(k)$  son los símbolos de modulación transmitidos en el  $k$ -ésimo subcanal de frecuencia, que se obtienen basándose en un esquema de modulación particular usado para el  $k$ -ésimo subcanal de frecuencia;

$H(k)$  es la respuesta de frecuencia del canal de comunicación, representada en forma "cuantizada" para cada subcanal de frecuencia;

$N(k)$  representa la FFT de una secuencia de  $N_F$  muestras del ruido del dominio temporal, es decir,  $\text{FFT}\{n(kT)\}$  para  $k = 0, 1, \dots, N_F - 1$ ; y  $T$  es el período de muestreo.

**[19]** En un sistema de portadora única, todos los símbolos transmitidos pueden recibirse en el receptor con aproximadamente la misma SNR. La relación entre la SNR de un paquete "de SNR constante" y la probabilidad de error para el paquete es bien conocida en la técnica. Como una aproximación, la tasa de datos máxima con soporte por parte del sistema de portadora única con una particular SNR lograda puede estimarse como la tasa de datos máxima con soporte por parte de un canal de AWGN con la misma SNR. La principal característica del canal de AWGN es que su respuesta de frecuencia es plana o constante en todo el ancho de banda del sistema.

**[20]** Sin embargo, en un sistema de OFDM, los símbolos de modulación que componen un paquete se transmiten entre múltiples subcanales de frecuencia. Según la respuesta de frecuencia de los subcanales de frecuencia utilizados para transmitir el paquete, la SNR puede variar en todo el paquete. Este problema de paquete de "SNR variable" se agrava a medida que aumenta el ancho de banda del sistema, y para un entorno de multi-trayecto.

[21] Un reto mayor para un sistema de OFDM es determinar luego la tasa de datos máxima que puede utilizarse para la transmisión de datos, logrando al mismo tiempo un nivel particular de rendimiento, que puede cuantificarse mediante una tasa de errores de paquetes (PER) particular, una tasa de errores de trama (FER), una tasa de errores de bit (BER) o algún otro criterio. Por ejemplo, el nivel de rendimiento deseado puede lograrse manteniendo la PER dentro de una ventana pequeña alrededor de un valor nominal particular (por ejemplo,  $P_e = 1\%$ ).

[22] En un sistema de comunicación típico, puede definirse un conjunto de tasas de datos específicas y discretas, y solo estas tasas de datos pueden estar disponibles para su uso. Cada tasa de datos,  $D(r)$ , puede estar asociada a un específico esquema o constelación de modulación,  $M(r)$  y a una tasa de codificación específica,  $C(r)$ . Cada tasa de datos requeriría además una  $SNR(r)$  particular, que es la SNR mínima a la que la PER resultante para la transmisión de datos a esa tasa de datos es menor o igual que la PER,  $P_e$  deseada. Esta  $SNR(r)$  supone que el canal de comunicación es AWGN (es decir, con una respuesta de frecuencia plana en todo el ancho de banda del sistema, o  $H(k) = H$  para todo  $k$ ). Habitualmente, el canal de comunicación entre el transmisor y el receptor no es AWGN, sino que, en cambio, es dispersivo o selectivo en frecuencia (es decir, diferentes magnitudes de atenuación en diferentes sub-bandas del ancho de banda del sistema). Para dicho canal multi-trayecto, la tasa de datos particular a usar para la transmisión de datos puede seleccionarse para tener en cuenta la naturaleza de multi-trayecto, o selectiva, de la frecuencia del canal.

[23] Cada tasa de datos,  $D(r)$ , puede por lo tanto estar asociada a un conjunto de parámetros que la caracteriza. Estos parámetros pueden incluir el esquema de modulación  $M(r)$ , la tasa de codificación  $C(r)$  y la SNR requerida ( $r$ ), de la forma siguiente:

$$D(r) \leftrightarrow [M(r), C(r), SNR(r)] \quad , \quad \text{Ec. (2)}$$

donde  $r$  es un índice para las tasas de datos, es decir,  $r = 0, 1, \dots, N_R - 1$ , donde  $N_R$  es el número total de tasas de datos disponibles para su uso. La ecuación (2) establece que la tasa de datos  $D(r)$  puede transmitirse utilizando el esquema de modulación  $M(r)$  y la tasa de codificación  $C(r)$  y requiere además la  $SNR(r)$  en un canal de AWGN para lograr la deseada PER nominal  $P_e$ . Las tasas de datos  $N_R$  pueden ordenarse de manera que  $D(0) < D(1) < D(2) \dots < D(N_R - 1)$ .

[24] De acuerdo a un aspecto de la invención, la tasa de datos máxima que puede transmitirse de manera fiable por un canal de multi-trayecto dado en un sistema de OFDM se determina basándose en una métrica para un canal de AWGN equivalente. La transmisión fiable se logra si la PER deseada de  $P_e$  se mantiene para la transmisión de datos. Los detalles de este aspecto se describen a continuación.

[25] La FIG. 1B es un diagrama que ilustra gráficamente la selección de tasa para un canal de multi-trayecto que usa un canal equivalente. Para un canal de multi-trayecto dado, definido por una respuesta del canal de  $H(k)$  y una varianza de ruido de  $N_0$ , el sistema de OFDM puede ser capaz de lograr una tasa de datos equivalente de  $D_{\text{equiv}}$  utilizando el esquema de modulación  $M(k)$ , donde  $M(k)$  puede ser diferente para diferentes subcanales de frecuencia. Esta  $D_{\text{equiv}}$  puede estimarse como se describe a continuación basándose en una función de capacidad de canal particular  $f[H(k), N_0, M(k)]$ . Dado que el ancho de banda de cada subcanal de frecuencia individual se normaliza en 1, no aparece como un argumento de la función  $f[\cdot]$ . La métrica, que es una estimación de la SNR,  $SNR_{\text{equiv}}$ , requerida por un canal de AWGN equivalente para transmitir a la tasa de datos equivalente de  $D_{\text{equiv}}$ , utilizando el esquema de modulación  $M(k)$  a la PER deseada de  $P_e$ , puede obtenerse para  $D_{\text{equiv}}$  usando  $M(k)$  y basándose además en una función  $g(D_{\text{equiv}}, M(k))$ , que también se describe a continuación.

[26] Para una tasa de datos  $D(k)$ , esquema de modulación  $M(k)$  y tasa de codificación  $C(k)$ , el canal de AWGN necesitaría una SNR de  $SNR_{\text{ésima}}$  o mejor para lograr la PER deseada de  $P_e$ . Esta  $SNR_{\text{ésima}}$  de umbral puede determinarse mediante simulación por ordenador o por otros medios. Entonces se puede considerar que la tasa de datos  $D(k)$  tiene soporte del sistema de OFDM para el canal de multi-trayecto si la métrica (o  $SNR_{\text{equiv}}$ ) es igual o mayor que la  $SNR_{\text{ésima}}$ . A medida que aumenta la tasa de datos  $D(k)$ , la  $SNR_{\text{ésima}}$  de umbral aumenta para las condiciones del canal dadas, definidas por  $H(k)$  y  $N_0$ . La tasa de datos máxima que puede tener soporte del sistema de OFDM está por lo tanto limitada por las condiciones del canal. Se proporcionan diversos esquemas en el presente documento para determinar la tasa de datos máxima que puede tener soporte del sistema de OFDM para el canal de multi-trayecto dado. Algunos de estos esquemas se describen a continuación.

[27] En un primer esquema de selección de tasa, la métrica  $\Psi$  recibe un conjunto de parámetros para una transmisión de datos por un canal de multi-trayecto dado en un sistema de OFDM y, basándose en los parámetros recibidos, proporciona una estimación de la SNR para un equivalente de canal de AWGN al canal de multi-trayecto. Estos parámetros de entrada a la métrica  $\Psi$  pueden incluir uno o más parámetros relacionados con el procesamiento de la transmisión de datos (por ejemplo, el esquema de modulación  $M(k)$ ) y uno o más parámetros relacionados con el canal de comunicación (por ejemplo, la respuesta del canal  $H(k)$  y la varianza de ruido  $N_0$ ). Como se ha indicado anteriormente, el esquema de modulación  $M(k)$  puede asociarse a una tasa de datos específica  $D(k)$ . La métrica  $\Psi$  es la estimación de la SNR del canal de AWGN equivalente (es decir,  $\Psi \approx$

SNR<sub>equiv</sub>). A continuación, la tasa de datos máxima con soporte del canal de multi-trayecto puede determinarse como la tasa de datos más alta asociada a una SNR equivalente que es mayor o igual que la SNR de umbral, SNR<sub>ésima</sub>, requerida en el canal de AWGN para lograr la PER deseada de  $P_e$  utilizando los esquemas de codificación y modulación asociados a la tasa de datos.

5

[28] Varias funciones se pueden utilizar para la métrica  $\Psi$ , algunas de las cuales se proporcionan a continuación. En un modo de realización, la métrica  $\Psi$  se define como:

$$\Psi = g \left\{ \left( \sum_{k=0}^{N_F-1} f[H(k), N_0, M] \right), M \right\} . \quad \text{Ec. (3)}$$

10

[29] En la ecuación (3), la función  $f[H(k), N_0, M]$  determina la tasa de datos máxima que el esquema de modulación  $M$  puede transportar en el subcanal de frecuencia  $k$ -ésimo con la respuesta de frecuencia  $H(k)$  y la varianza de ruido  $N_0$ . La función  $f[H(k), N_0, M]$  se puede definir basándose en varias funciones de capacidad de canal, como se describe a continuación.

15

[30] Los parámetros  $H(k)$  y  $N_0$  pueden correlacionarse con una SNR( $k$ ). Si la potencia de transmisión total,  $P_{\text{total}}$ , para el sistema es fija y la asignación de la potencia de transmisión a los  $N_F$  subcanales de frecuencia es uniforme y fija, entonces la SNR para cada subcanal de frecuencia puede expresarse como:

$$\text{SNR}(k) = \frac{P_{\text{total}}}{N_F} \frac{|H(k)|^2}{N_0} . \quad \text{Ec. (4)}$$

20

[31] Como se muestra en la ecuación (4), SNR( $k$ ) es una función de la respuesta de canal  $H(k)$  y la varianza de ruido  $N_0$ , que son dos de los parámetros de la función  $f[H(k), N_0, M]$ .

25

[32] La suma en la ecuación (3) se realiza para  $f[\cdot]$  sobre todos los  $N_F$  subcanales de frecuencia, para proporcionar la tasa de datos equivalente  $D_{\text{equiv}}$  que puede transmitirse en el canal de AWGN. La función  $g(D_{\text{equiv}}, M)$  determina entonces la SNR necesaria en el canal de AWGN para transmitir de manera fiable a la tasa de datos equivalente  $D_{\text{equiv}}$ , utilizando el esquema de modulación  $M$ .

30

[33] La ecuación (3) supone que el mismo esquema de modulación  $M$  se utiliza para todos los  $N_F$  subcanales de frecuencia en el sistema de OFDM. Esta restricción da como resultado un procesamiento simplificado en el transmisor y el receptor en el sistema de OFDM, pero puede penalizar el rendimiento.

35

[34] Si los diferentes esquemas de modulación se pueden usar para diferentes subcanales de frecuencia, entonces la métrica  $\Psi$  puede definirse como:

$$\Psi = \sum_{k=0}^{N_F-1} g(f[H(k), N_0, M(k)], M(k)) . \quad \text{Ec. (5)}$$

40

[35] Como se muestra en la ecuación (5), el esquema de modulación,  $M(k)$ , es una función del índice  $k$  de los subcanales de frecuencia. El uso de diferentes esquemas de modulación y/o tasas de codificación para diferentes subcanales de frecuencia también se denomina "carga de bits".

45

[36] La función  $f[x]$  determina la tasa de datos que puede transmitirse de manera fiable por el canal de AWGN para un conjunto de parámetros representados colectivamente como  $x$ , donde  $x$  puede ser una función de la frecuencia (es decir,  $x(k)$ ). En la ecuación (5), la función  $f[H(k), N_0, M(k)]$ , donde  $x(k) = \{H(k), N_0, M(k)\}$ , determina la tasa de datos que el esquema de modulación  $M(k)$  puede llevar en el  $k$ -ésimo subcanal de frecuencia con la respuesta del canal  $H(k)$  y la varianza de ruido  $N_0$ . La función  $g(f[x(k)], M(k))$  determina a continuación la SNR necesaria en el canal de AWGN equivalente para transportar la tasa de datos determinada por  $f[x(k)]$ . La suma en la ecuación (5) se realiza a continuación para  $g(f[x(k)], M(k))$  sobre todos los  $N_F$  subcanales de frecuencia para proporcionar la estimación de la SNR para el canal de AWGN equivalente, SNR<sub>equiv</sub>.

50

55

[37] La función  $f[x]$  se puede definir basándose en varias funciones de capacidad de canal o en algunas otras funciones o técnicas. La capacidad absoluta de un sistema se da típicamente como la máxima tasa de datos teórica que puede transmitirse de manera fiable para la respuesta de canal  $H(k)$  y la varianza de ruido  $N_0$ . La capacidad "restringida" de un sistema depende del específico esquema o constelación de modulación,  $M(k)$ , utilizado para la transmisión de datos, y es menor que la capacidad absoluta.

[38] En un modo de realización, la función  $f[H(k), N_0, M(k)]$  se define basándose en la función de capacidad de canal restringida y se puede expresar como:

$$f(k) = M_k - \frac{1}{2^{M_k}} \sum_{i=1}^{2^{M_k}} E \left[ \log_2 \sum_{j=1}^{2^{M_k}} \exp(-\text{SNR}(k)(|a_i - a_j|^2 + 2\text{Re}\{x^*(a_i - a_j)\})) \right] , \quad \text{Ec. (6)}$$

donde  $M_k$  está relacionado con el esquema de modulación  $M(k)$ , es decir, el esquema de modulación  $M(k)$  corresponde a una constelación  $2^{M_k}$ -aria (por ejemplo, QAM  $2^{M_k}$ -aria), donde cada uno de los  $2^{M_k}$  puntos en la constelación puede ser identificado por  $M_k$  bits;

$a_i$  y  $a_j$  son los puntos en la constelación  $2^{M_k}$ -aria;

$x$  es una variable aleatoria Gaussiana compleja con media cero y una varianza de  $1/\text{SNR}(k)$ ; y

$E[\cdot]$  es la operación de expectativa, que se toma con respecto a la variable  $x$  en la ecuación (6).

[39] La función de capacidad de canal restringida, mostrada en la ecuación (6), no tiene una solución de forma cerrada. Por lo tanto, esta función puede obtenerse numéricamente para varios esquemas de modulación y valores de SNR, y los resultados pueden almacenarse en una o más tablas. A partir de entonces, la función  $f[x]$  puede evaluarse accediendo a la tabla adecuada con un esquema de modulación específico y la SNR.

[40] En otro modo de realización, la función  $f[x]$  se define basándose en la función de capacidad de canal de Shannon (o teórica) y se puede expresar como:

$$f(k) = \log_2[1 + \text{SNR}(k)] , \quad \text{Ec. (7)}$$

donde  $W$  es el ancho de banda del sistema. Como se muestra en la ecuación (7), la capacidad del canal de Shannon no está limitada por ningún esquema de modulación dado (es decir,  $M(k)$  no es un parámetro en la ecuación (7)).

[41] La elección particular de la función a utilizar para  $f[x]$  puede depender de varios factores, tales como el diseño del sistema de OFDM. Para un sistema típico que emplea uno o más esquemas de modulación específicos, se ha encontrado que la matriz  $T$  definida como se muestra en la ecuación (3), cuando se usa junto con la capacidad del canal restringida para la función  $f[x]$ , como se muestra en la ecuación (6), es un estimador preciso de la máxima tasa de datos con soporte del sistema de OFDM para el canal de AWGN, así como para el canal de multi-trayecto.

[42] La función  $g(f[x], M(k))$  determina la SNR necesaria en el canal de AWGN para dar soporte a la tasa de datos equivalente, que se determina mediante la función  $f[x]$ , utilizando el esquema de modulación  $M(k)$ . En un modo de realización, la función  $g(f[x], M(k))$  se define como:

$$g(f[x], M(k)) = f[x]^{-1} . \quad \text{Ec. (8)}$$

[43] Dado que la función  $f[x]$  depende del esquema de modulación  $M(k)$ , la función  $g(f[x], M(k))$  también depende del esquema de modulación. En una implementación, la función  $f[x]^{-1}$  puede obtenerse para cada esquema de modulación que puede seleccionarse para su uso y puede almacenarse en una tabla respectiva. La función  $g(f[x], M(k))$  puede entonces evaluarse para un valor dado de  $f[x]$  accediendo a la tabla específica para el esquema de modulación  $M(k)$ . La función  $g(f[x], M(k))$  también se puede definir usando otras funciones, u obtenerse por otros medios, y esto está dentro del alcance de la invención.

[44] La FIG. 2 es un diagrama de flujo de un modo de realización de un proceso 200 para seleccionar la tasa de datos para su uso en el sistema de OFDM basándose en la métrica  $\Psi$ . Inicialmente, las tasas de datos disponibles (es decir, las que tienen soporte del sistema de OFDM) se ordenan de manera que  $D(0) < D(1) < \dots < D(N_R-1)$ . A continuación se selecciona la tasa de datos más alta disponible (por ejemplo, fijando una variable de tasa en el índice para la tasa de datos más alta, o la tasa =  $N_R-1$ ), en la etapa 212. Varios parámetros asociados a la tasa de datos  $D(\text{tasa})$  seleccionada, tales como el esquema de modulación  $M(\text{tasa})$ , se determinan a continuación, en la etapa 214. Según el diseño del sistema de OFDM, cada tasa de datos puede estar asociada a uno o a múltiples esquemas de modulación. Cada esquema de modulación de la tasa de datos seleccionada puede evaluarse a continuación basándose en la siguiente etapa. Para simplificar, lo siguiente supone que solo se asocia un esquema de modulación a cada tasa de datos.

[45] A continuación se evalúa la métrica  $\Psi$  para el esquema específico de modulación  $M(\text{tasa})$  asociado a la tasa de datos seleccionada  $D(\text{tasa})$ , en la etapa 216. Esto se puede lograr evaluando la función para la métrica  $\Psi$ , como se muestra en la ecuación (3), que es:

$$\Psi = g \left\{ \left( \sum_{k=0}^{N_F-1} f[H(k), N_0, M(\text{tasa})] \right), M(\text{tasa}) \right\}. \quad \text{Ec. (9)}$$

[46] La métrica  $\Psi$  representa una estimación de la SNR necesaria en el canal de AWGN equivalente para transmitir de manera fiable la tasa de datos equivalente utilizando el esquema de modulación  $M(\text{tasa})$ .

[47] A continuación se determina la SNR de umbral, la  $SNR_{\text{ésima}}(\text{tasa})$ , necesaria para transmitir la tasa de datos seleccionada  $D(\text{tasa})$  con la PER deseada de  $P_e$  en el canal de AWGN, en la etapa 218. La  $SNR_{\text{ésima}}(\text{tasa})$  de umbral es una función del esquema de modulación  $M(\text{tasa})$  y de la tasa de codificación  $C(\text{tasa})$  asociada a la tasa de datos seleccionada. La SNR de umbral puede determinarse para cada una de las tasas de datos posibles mediante simulación por ordenador o por algún otro medio, y puede almacenarse para un uso posterior.

[48] A continuación se toma una determinación en cuanto a si la métrica  $\Psi$  es mayor o igual a la  $SNR_{\text{ésima}}(\text{tasa})$  de umbral, asociada a la tasa de datos seleccionada, en la etapa 220. Si la métrica  $\Psi$  es mayor o igual que la  $SNR_{\text{ésima}}(\text{tasa})$ , lo cual indica que la SNR lograda por el sistema de OFDM para la tasa de datos  $D(\text{tasa})$  en el canal de multi-trayecto es suficiente para alcanzar la PER deseada de  $P_e$ , entonces esa tasa de datos se selecciona para su uso, en la etapa 224. De lo contrario, se selecciona la siguiente tasa más baja de datos disponible para su evaluación (por ejemplo, disminuyendo la variable de tasa en uno, o sea tasa = tasa - 1), en la etapa 222. A continuación, la siguiente tasa de datos más baja se evalúa volviendo a la etapa 214. Las etapas 214 a 222 pueden repetirse tantas veces como sea necesario hasta que se identifique y proporcione la máxima tasa de datos con soporte en la etapa 222.

[49] La métrica  $\Psi$  es una función monótona de la tasa de datos y aumenta al aumentar la tasa de datos. La SNR de umbral es también una función monótona que aumenta con el aumento de la tasa de datos. El modo de realización mostrado en la FIG. 2 evalúa las tasas de datos disponibles, de una en una, desde la tasa de datos máxima disponible hasta la tasa de datos mínima disponible. La tasa de datos más alta asociada a una SNR de umbral, la  $SNR_{\text{ésima}}(\text{tasa})$ , que es menor o igual que la métrica  $\Psi$  se selecciona para su uso.

[50] En otro modo de realización, la métrica  $\Psi$  puede evaluarse para un esquema de modulación particular  $M(r)$  para obtener una estimación de la SNR para el canal de AWGN equivalente,  $SNR_{\text{equiv}}(r)$ . La tasa de datos máxima,  $D_{\text{max}}(r)$ , con soporte del canal de AWGN para la PER deseada, en esta SNR equivalente, utilizando el esquema de modulación  $M(r)$ , se determina a continuación (por ejemplo, mediante una tabla de consulta). La tasa de datos real a utilizar en el sistema de OFDM para el canal de multi-trayecto se puede seleccionar a continuación para que sea menor o igual que la tasa de datos máxima,  $D_{\text{max}}(r)$ , con soporte del canal de AWGN.

[51] En un segundo esquema de selección de tasa, la métrica  $\Psi$  se define como una SNR de pos-detección lograda para el canal de multi-trayecto mediante un sistema de portadora única después de la ecualización. La SNR de pos-detección es representativa de la razón entre la potencia total de la señal y el ruido más la interferencia, después de la ecualización en el receptor. Los valores teóricos de la SNR de pos-detección logrados en el sistema de portadora única con ecualización pueden ser indicativos del rendimiento de un sistema de OFDM y, por lo tanto, pueden usarse para determinar la máxima tasa de datos con soporte del sistema de OFDM. Se pueden usar diversos tipos de ecualizador para procesar la señal recibida en el sistema de portadora única, para compensar las distorsiones en la señal recibida, introducidas por el canal de multi-trayecto. Dichos ecualizadores pueden incluir, por ejemplo, un ecualizador lineal de error cuadrático medio mínimo (MMSE-LE), un ecualizador de retro-alimentación de decisión (DFE) y otros.

[52] La SNR de pos-detección para un MMSE-LE (de longitud infinita) se puede expresar como:

$$SNR_{\text{mmse-le}} = \frac{1 - J_{\text{min}}}{J_{\text{min}}}, \quad \text{Ec. (10a)}$$

donde  $J_{\text{min}}$  viene dado por

$$J_{\text{min}} = \frac{T}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} \frac{N_0}{X(e^{j\omega T}) + N_0} d\omega, \quad \text{Ec. (10b)}$$

donde  $X(e^{j\omega T})$  es el espectro plgado de la función de transferencia de canal  $H(f)$ .

[53] La SNR de pos-detección para un DFE (de longitud infinita) puede expresarse como:

$$\text{SNR}_{dfe} = \exp \left[ \frac{T}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} \ln \left( \frac{X(e^{j\omega T}) + N_0}{N_0} \right) d\omega \right] - 1 \quad \text{Ec. (11)}$$

[54] Las SNR de post-detección para el MMSE-LE y el DFE, que se muestran en las ecuaciones (9) y (10), respectivamente, representan valores teóricos. Las SNR de pos-detección para el MMSE-LE y el DFE también están descritas en mayor detalle por J.G. Proakis, en un libro titulado "Digital Communications" ["Comunicaciones digitales"], 3ª edición, 1995, McGraw Hill, secciones 10-2-2 y 10-3-2, respectivamente.

[55] Las SNR de pos-detección para el MMSE-LE y el DFE pueden también estimarse en el receptor basándose en la señal recibida, como se describe en las patentes estadounidenses con números 6.478.422 y 7.006.848, ambas tituladas "Method and Apparatus for Utilizing Channel State Information in a Wireless Communication System" ["Procedimiento y aparato para utilizar información de estado de canal en un sistema de comunicación inalámbrica"], presentadas, respectivamente, el 23 de marzo de 2001 y el 18 de septiembre de 2001, y la patente estadounidense N.º 6.785.341, titulada "Method and Apparatus for Processing Data in a Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication System Utilizing Channel State Information" ["Procedimiento y aparato para procesar datos en un sistema de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) utilizando información de estado de canal"], presentada el 11 de mayo de 2001, todas cedidas al cesionario de la presente solicitud.

[56] Las SNR de pos-detección, tales como las descritas por las expresiones analíticas mostradas en las ecuaciones (10) y (11), pueden determinarse para el canal de multi-trayecto y usarse como una estimación de la métrica  $\Psi$  (es decir,  $\Psi \approx \text{SNR}_{mmse-le}$  o  $\Psi \approx \text{SNR}_{dfe}$ ). La SNR de pos-detección (por ejemplo,  $\text{SNR}_{mmse-le}$  o  $\text{SNR}_{dfe}$ ) para el canal de AWGN equivalente se puede comparar con la SNR de umbral,  $\text{SNR}_{ésima}$ , obtenida para un conjunto particular de parámetros,  $D(r)$ ,  $M(r)$ ,  $C(r)$  y  $P_e$ , para determinar la tasa de datos que se puede usar en el sistema de OFDM para el canal de multi-trayecto.

[57] La métrica  $\Psi$  puede definirse también basándose en algunas otras funciones, y la tasa de datos equivalente también se puede estimar basándose en algunas otras técnicas, y esto está dentro del alcance de la invención.

[58] La tasa de datos seleccionada para su uso en el sistema de OFDM basándose en la métrica  $T$  representa una predicción de la tasa de datos que puede tener soporte del canal de multi-trayecto para el PER deseado de  $P_e$ . Al igual que con cualquier esquema de predicción de tasas, inevitablemente habrá errores de predicción. Con el fin de asegurar que se pueda lograr la PER deseada, los errores de predicción pueden estimarse y un factor de retroceso puede usarse para determinar la tasa de datos que puede tener soporte del canal de multi-trayecto. Este retroceso reduce el caudal del sistema de OFDM. Por lo tanto, es deseable mantener este retroceso tan pequeño como sea posible sin dejar de lograr la PER deseada.

[59] De acuerdo con otro aspecto de la invención, se proporciona un esquema de transmisión incremental (IT) y se puede utilizar ventajosamente conjuntamente con la selección de tasa del primer aspecto para reducir la magnitud del retroceso y para mejorar el caudal del sistema. El esquema de IT transmite un paquete dado usando una o más transmisiones discretas, una transmisión por vez y hasta un límite particular. La primera transmisión para el paquete incluye una cantidad de datos suficiente para que el paquete pueda recuperarse sin errores en el receptor basándose en las condiciones de canal esperadas. Sin embargo, si la primera transmisión es degradada excesivamente por el canal de comunicación, de manera que no se logre la recuperación sin errores del paquete, entonces se realiza una transmisión incremental de una cantidad adicional de datos para el paquete. A continuación, el receptor intenta recuperar el paquete basándose en los datos adicionales en la transmisión incremental y en todos los datos recibidos previamente para el paquete. La transmisión incremental mediante el transmisor y la descodificación mediante el receptor pueden intentarse una o más veces, hasta que el paquete se recupere sin errores o se alcance el número máximo de transmisiones incrementales.

[60] Un modo de realización del esquema de IT puede implementarse de la forma siguiente. En primer lugar, los datos para un paquete se codifican usando una tasa de codificación más baja (para un código de corrección anticipada de errores) que la tasa de codificación que se puede usar para el paquete sin ninguna transmisión incremental. A continuación, se punzan algunos de los bits codificados para el paquete y solo se transmite un subconjunto de todos los bits codificados para la primera transmisión del paquete. Si el paquete se recibe correctamente, entonces el receptor puede devolver un acuse de recibo (ACK) indicando que el paquete se recibió sin errores. De forma alternativa, el receptor puede enviar un acuse negativo de recibo (NACK) si recibe el paquete con errores.

- 5 **[61]** En cualquier caso, si el acuse de recibo no es recibido por el transmisor para el paquete o se recibe un acuse negativo de recibo, a continuación, el transmisor envía un paquete incremental al receptor. Este paquete incremental puede incluir algunos de los bits originales codificados y punzados que no se enviaron en la primera transmisión. A continuación, el receptor intenta decodificar el paquete utilizando los bits codificados enviados tanto en la primera transmisión como en la segunda transmisión. Los bits codificados adicionales de la segunda transmisión proporcionan más energía y mejoran la capacidad de corrección de errores. Se pueden realizar una o más transmisiones incrementales, habitualmente de una en una, hasta que se reciba el acuse de recibo o no se reciba el acuse negativo de recibo.
- 10 **[62]** Si el sistema emplea la transmisión incremental, entonces puede utilizarse un retroceso más pequeño para tener en cuenta los errores de predicción de tasa, y pueden realizarse selecciones de tasa más agresivas. Esto puede dar como resultado un caudal mejorado del sistema.
- 15 **[63]** La transmisión incremental, en combinación con la selección de tasa descrita anteriormente, también proporciona un mecanismo eficaz para la determinación de la tasa de datos máxima con soporte de canales de comunicación fijos o de variación lenta. Considere una aplicación de acceso fijo donde el perfil de multi-trayecto del canal cambia lentamente. En este caso, puede seleccionarse una tasa de datos inicial basándose en las técnicas descritas anteriormente, y utilizarse para la transmisión de datos. Si la tasa de datos inicial es más alta de lo que el canal puede soportar, entonces el esquema de IT puede transmitir bits codificados adicionales hasta que el paquete pueda ser decodificado correctamente en el receptor. La tasa de datos máxima que el canal puede soportar puede entonces determinarse basándose en el número total de bits codificados enviados en la primera transmisión y cualquier transmisión incremental posterior. Si el canal cambia lentamente, entonces la tasa de datos determinada se puede usar hasta que el canal cambie, momento en el que se puede determinar una nueva tasa de datos.
- 20 **[64]** La transmisión incremental, de este modo, proporciona numerosas ventajas. En primer lugar, el uso de la transmisión incremental permite una selección de tasa de datos agresiva para aumentar el caudal del sistema. En segundo lugar, la transmisión incremental proporciona un medio para remediar los errores de predicción que inevitablemente surgen para cualquier esquema de predicción de tasa (dependiendo la frecuencia y magnitud de los errores de predicción de la magnitud del retroceso empleado). Y en tercer lugar, la transmisión incremental proporciona un mecanismo para determinar con mayor precisión la máxima tasa de datos con soporte para canales fijos o de variación lenta.
- 25 **[65]** La FIG. 3 es un diagrama de bloques de un modo de realización de un sistema transmisor 110a y un sistema receptor 150a, que son capaces de implementar diversos aspectos y modos de realización de la invención.
- 30 **[66]** En el sistema transmisor 110a, se proporcionan datos de tráfico a una tasa de datos particular desde un origen de datos 308 a un procesador de datos de transmisión (TX) 310, que formatea, intercala y codifica los datos de tráfico basándose en un esquema de codificación particular para proporcionar datos codificados. La tasa de datos y la codificación pueden determinarse mediante un control de tasa de datos y un control de codificación, respectivamente, proporcionados por un controlador 330.
- 35 **[67]** A continuación, los datos codificados se proporcionan a un modulador 320, que también puede recibir datos piloto (por ejemplo, datos de un patrón conocido y procesados de una manera conocida, si acaso). Los datos piloto pueden multiplexarse con los datos de tráfico codificados, por ejemplo, usando el multiplexado por división del tiempo (TDM) o el multiplexado por división de código (CDM), en todos o un subconjunto de los subcanales de frecuencia usados para transmitir los datos de tráfico. En un modo de realización específico, para el OFDM, el procesamiento mediante el modulador 320 incluye (1) modular los datos recibidos con uno o más esquemas de modulación, (2) transformar los datos modulados para formar símbolos de OFDM y (3) agregar un prefijo cíclico a cada símbolo de OFDM para formar un símbolo de transmisión correspondiente. La modulación se realiza basándose en un control de modulación proporcionado por el controlador 330. A continuación, los datos modulados (es decir, los símbolos de transmisión) se proporcionan a un transmisor (TMTR) 322.
- 40 **[68]** El transmisor 322 convierte los datos modulados en una o más señales analógicas y además acondiciona (por ejemplo, amplifica, filtra y modula en cuadratura) las señales analógicas para generar una señal modulada adecuada para su transmisión por el canal de comunicación. A continuación, la señal modulada se transmite a través de una antena 324 al sistema receptor.
- 45 **[69]** En el sistema receptor 150a, la señal modulada transmitida es recibida por una antena 352 y proporcionada a un receptor (RCVR) 354. El receptor 354 acondiciona (por ejemplo, filtra, amplifica y reduce en frecuencia) la señal recibida y digitaliza la señal acondicionada para obtener muestras de datos. A continuación, un demodulador (Demod) 360 procesa las muestras de datos para proporcionar datos demodulados. Para el OFDM, el procesamiento mediante el demodulador 360 puede incluir (1) eliminar el prefijo cíclico previamente anexado a cada símbolo de OFDM, (2) transformar cada símbolo de OFDM recuperado y (3) demodular los
- 50 **[69]**
- 55
- 60
- 65

símbolos de modulación recuperados de acuerdo a uno o más esquemas de demodulación complementarios a los uno o más esquemas de modulación utilizados en el sistema transmisor.

**[70]** A continuación, un procesador de datos de recepción (RX) 362 decodifica los datos demodulados para recuperar los datos de tráfico transmitidos. El procesamiento mediante el demodulador 360 y el procesador de datos de RX 362 es complementario al realizado por el modulador 320 y el procesador de datos de TX 310, respectivamente, en el sistema transmisor 110a.

**[71]** Como se muestra en la FIG. 3, el demodulador 360 puede obtener estimaciones de la respuesta del canal,  $\hat{H}(k)$ , y proporcionar estas estimaciones a un controlador 370. El procesador de datos de RX 362 también puede obtener y proporcionar el estado de cada paquete recibido y además puede proporcionar otras una o más métricas de rendimiento, indicativas de los resultados decodificados. Basándose en los diversos tipos de información recibida desde el demodulador 360 y el procesador de datos de RX 362, el controlador 370 puede determinar o seleccionar una tasa particular para la transmisión de datos basándose en las técnicas descritas anteriormente. La información de retro-alimentación en forma de una tasa seleccionada, las estimaciones de respuesta de canal, los ACK / NACK para el paquete de recepción, etc., pueden ser proporcionados por el controlador 370, procesados por un procesador de datos de TX 378, modulados por un modulador 380 y acondicionados y transmitidos por un transmisor 354 de vuelta al sistema transmisor 110a.

**[72]** En el sistema transmisor 110a, la señal modulada desde el sistema receptor 150a es recibida por la antena 324, acondicionada por un receptor 322 y demodulada por un demodulador 340 para recuperar la información de retro-alimentación transmitida por el sistema receptor. A continuación, la información de retro-alimentación se proporciona al controlador 330 y se usa para controlar el procesamiento de la transmisión de datos al sistema receptor. Por ejemplo, la tasa de datos de la transmisión de datos puede determinarse basándose en la tasa seleccionada proporcionada por el sistema receptor, o puede determinarse basándose en las estimaciones de respuesta del canal desde el sistema receptor. Los esquemas de codificación y modulación específicos asociados a la tasa seleccionada se determinan y reflejan en el control de codificación y modulación proporcionado al procesador de datos de TX 310 y al modulador 320. El ACK / NACK recibido puede usarse para iniciar una transmisión incremental (no mostrada en la FIG. 3 para mayor simplicidad).

**[73]** Los controladores 330 y 370 dirigen el funcionamiento en los sistemas transmisor y receptor, respectivamente. Las memorias 332 y 372 proporcionan almacenamiento para los códigos y datos de programa usados por los controladores 330 y 370, respectivamente.

**[74]** La FIG. 4 es un diagrama de bloques de una unidad transmisora 400, que es un modo de realización de la parte transmisora del sistema transmisor 110a. La unidad transmisora 400 incluye (1) un procesador de datos de TX 310a que recibe y procesa datos de tráfico para proporcionar datos codificados y (2) un modulador 320a que modula los datos codificados para proporcionar datos modulados. El procesador de datos de TX 310a y el modulador 320a son un modo de realización del procesador de datos de TX 310 y del modulador 320, respectivamente, en la FIG. 3.

**[75]** En el modo de realización específico mostrado en la FIG. 4, el procesador de datos de TX 310a incluye un codificador 412, un intercalador de canales 414 y un punzador 416. El codificador 412 recibe y codifica los datos de tráfico de acuerdo a uno o más esquemas de codificación para proporcionar bits codificados. La codificación aumenta la fiabilidad de la transmisión de datos. Cada esquema de codificación puede incluir cualquier combinación de codificación de CRC, codificación convolutiva, codificación Turbo, codificación por bloques y otra codificación, o ninguna codificación en absoluto. Los datos de tráfico pueden dividirse en paquetes (o tramas), y cada paquete puede procesarse y transmitirse individualmente. En un modo de realización, para cada paquete, los datos en el paquete se usan para generar un conjunto de bits de CRC, que se anexa a los datos, y los datos y los bits de CRC se codifican a continuación con un código convolutivo o un código Turbo para generar los datos codificados para el paquete.

**[76]** A continuación, el intercalador de canales 414 intercala los bits codificados basándose en un esquema de intercalado particular para proporcionar diversidad. El intercalado proporciona diversidad de tiempo para los bits codificados, permite que los datos se transmitan basándose en una SNR media para los subcanales de frecuencia usados para la transmisión de datos, combate la atenuación y elimina además la correlación entre los bits codificados utilizados para formar cada símbolo de modulación. El intercalado puede proporcionar además diversidad de frecuencia si los bits codificados se transmiten por múltiples subcanales de frecuencia.

**[77]** A continuación, el punzador 416 punza (es decir, elimina) cero o más de los bits codificados intercalados y proporciona el número requerido de bits codificados no punzados al modulador 320a. El punzador 416 puede proporcionar además los bits codificados punzados a una memoria intermedia 418, que almacena estos bits codificados en caso de que sean necesarios para una transmisión incremental en un momento posterior, como se ha descrito anteriormente.

**[78]** En el modo de realización específico mostrado en la FIG. 4, el modulador 320a incluye un elemento de correlación de símbolos 422, una IFFT 424 y un generador de prefijos cíclicos 426. El elemento de correlación de símbolos 422 correlaciona los datos piloto multiplexados y los datos de tráfico codificados con símbolos de modulación para uno o más subcanales de frecuencia usados para la transmisión de datos. Se pueden usar uno o más esquemas de modulación para los subcanales de frecuencia, según lo indicado por el control de modulación. Para cada esquema de modulación seleccionado para su uso, la modulación puede lograrse agrupando conjuntos de bits recibidos para formar símbolos de múltiples bits y correlacionando cada símbolo de múltiples bits con un punto en una constelación de señales correspondiente al esquema de modulación seleccionado (por ejemplo, QPSK, M-PSK, M-QAM o algún otro esquema). Cada punto de señal correlacionado corresponde a un símbolo de modulación. A continuación, el elemento de correlación de símbolos 422 proporciona un vector de (hasta  $N_F$ ) símbolos de modulación para cada período de símbolos de transmisión, correspondiendo el número de símbolos de modulación en cada vector al número de (hasta  $N_F$ ) subcanales de frecuencia seleccionados para su uso para ese período de símbolos de transmisión.

**[79]** La IFFT 424 convierte cada vector de símbolos de modulación en su representación de dominio temporal (que se denomina símbolo de OFDM) usando la transformación de Fourier rápida inversa. La IFFT 424 puede diseñarse para realizar la transformación inversa en cualquier número de subcanales de frecuencia (por ejemplo, 8, 16, 32, ...,  $N_F$ , ...). En un modo de realización, para cada símbolo de OFDM, el generador de prefijos cíclicos 426 repite una parte del símbolo de OFDM para formar un símbolo de transmisión correspondiente. El prefijo cíclico garantiza que el símbolo de transmisión retiene sus propiedades ortogonales en presencia de la dispersión de retardo de multi-trayecto, mejorando así el rendimiento frente a los efectos nocivos del trayecto. A continuación, los símbolos de transmisión provenientes del generador de prefijos cíclicos 426 se proporcionan al transmisor 322 (véase la FIG. 3) y se procesan para generar una señal modulada, que a continuación se transmite desde la antena 324.

**[80]** Otros diseños para la unidad transmisora también pueden implementarse y están dentro del alcance de la invención. La implementación del codificador 412, el intercalador de canales 414, el punzador 416, el elemento de correlación de símbolos 422, la IFFT 424 y el generador de prefijos cíclicos 426 es conocida en la técnica y no se describe en detalle en el presente documento.

**[81]** La codificación y la modulación para OFDM y otros sistemas se describen con más detalle en las precitadas patentes estadounidenses con números 6.478.422, 7.006.848 y 6.785.341, la solicitud de patente estadounidense con N.º de Serie 09 / 776.075, titulada "Coding Scheme for a Wireless Communication System" ["Esquema de codificación para un sistema de comunicación inalámbrica"], presentada el 1 de febrero de 2001 y la solicitud de patente estadounidense con N.º de serie 09 / 993.076, titulada "Multiple-Access Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication System" ["Sistema de comunicación de acceso múltiple de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO)"], presentada el 6 de noviembre de 2001, todas cedidas al cesionario de la presente solicitud.

**[82]** Un ejemplo de sistema de OFDM se describe en la solicitud de patente estadounidense con N.º de serie 09/532.492, titulada "High Efficiency, High Performance Communication System Employing Multi-Carrier Modulation" ["Sistema de comunicación de alta eficacia y alto rendimiento que emplea modulación de múltiples portadoras"], presentada el 30 de marzo de 2000, cedida al cesionario de la presente invención e incorporada en la presente por referencia. El OFDM también se describe en un documento titulado "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come" ["Modulación de múltiples portadoras para transmisión de datos: Una idea para la cual ya ha llegado la hora", de John A.C. Bingham, IEEE Communications Magazine [Revista de Comunicaciones del IEEE], mayo de 1990.

**[83]** La FIG. 5 es un diagrama de bloques de un modo de realización de una unidad receptora 500, que es un modo de realización de la parte receptora del sistema receptor 150a en la FIG. 3. La señal transmitida desde el sistema transmisor es recibida por la antena 352 (FIG. 3) y se proporciona al receptor 354 (que también se puede denominar procesador de interfaz de usuario). El receptor 354 acondiciona (por ejemplo, filtra y amplifica) la señal recibida, reduce la frecuencia de la señal acondicionada a una frecuencia intermedia o banda de base, y digitaliza la señal con frecuencia reducida para proporcionar muestras de datos, que a continuación se proporcionan a un demodulador 360a.

**[84]** Dentro del demodulador 360a (FIG. 5), las muestras de datos se proporcionan a un elemento de eliminación de prefijo cíclico 510, que elimina el prefijo cíclico incluido en cada símbolo de transmisión para proporcionar un correspondiente símbolo de OFDM recuperado. A continuación, una FFT 512 transforma cada símbolo de OFDM recuperado utilizando la transformación rápida de Fourier y proporciona un vector de (hasta  $N_F$ ) símbolos de modulación recuperados para los (hasta  $N_F$ ) subcanales de frecuencia utilizados para la transmisión de datos para cada período de símbolos de transmisión. Los símbolos de modulación recuperados de la FFT 512 se proporcionan a un elemento de demodulación 514 y se demodulan de acuerdo a uno o más esquemas de demodulación que son complementarios a los uno o más esquemas de modulación utilizados en el sistema transmisor. A continuación, los datos demodulados provenientes del elemento de demodulación 514 se proporcionan a un procesador de datos de RX 362a.

**[85]** Dentro del procesador de datos de RX 362a, los datos demodulados son desintercalados por un desintercalador 522, de manera complementaria a la realizada en el sistema transmisor, y los datos desintercalados son decodificados adicionalmente por un decodificador 524 de una manera complementaria a la realizada en el sistema transmisor. Por ejemplo, se puede utilizar un decodificador Turbo o un decodificador de Viterbi para el decodificador 524 si en la unidad transmisora se realiza, respectivamente, la codificación Turbo o convolutiva. Los datos decodificados procedentes del decodificador 524 representan una estimación de los datos transmitidos. El decodificador 524 puede proporcionar el estado de cada paquete recibido (por ejemplo, recibido correctamente o con errores). El decodificador 524 puede almacenar adicionalmente los datos demodulados para paquetes no decodificados correctamente, de manera que estos datos puedan combinarse con datos de una transmisión incremental posterior y decodificarse.

**[86]** Como se muestra en la FIG. 5, un estimador de canal 516 puede diseñarse para estimar la respuesta de frecuencia de canal,  $\hat{H}(k)$ , y la varianza del ruido,  $\hat{N}_0$ , y para proporcionar estas estimaciones al controlador 370. La respuesta del canal y la varianza del ruido pueden estimarse basándose en las muestras de datos recibidos para los símbolos piloto (por ejemplo, basándose en los coeficientes de FFT de la FFT 512 para los símbolos piloto).

**[87]** El controlador 370 puede diseñarse para implementar diversos aspectos y modos de realización de la selección de tasa y la señalización para la transmisión incremental. Para la selección de tasa, el controlador 370 puede determinar la tasa de datos máxima que se puede usar para las condiciones de canal dadas, basándose en la métrica  $\Psi$ , como se ha descrito anteriormente. Para la transmisión incremental, el controlador 370 puede proporcionar un ACK o un NACK para cada transmisión recibida para un paquete dado, que puede usarse en el sistema transmisor para transmitir una parte adicional del paquete si el paquete no puede recuperarse correctamente en el sistema receptor.

**[88]** Las FIGs. 1A y 3 muestran un diseño simple por el cual el receptor devuelve la tasa para la transmisión de datos. También pueden implementarse otros diseños y están dentro del alcance de la invención. Por ejemplo, las estimaciones de canal pueden enviarse al transmisor (en lugar de la tasa), que a continuación puede determinar la tasa para la transmisión de datos basándose en las estimaciones de canal recibidas.

**[89]** Las técnicas de selección de tasa y de transmisión incremental descritas en el presente documento pueden implementarse utilizando varios diseños. Por ejemplo, el estimador de canal 516 de la FIG. 5, utilizado para obtener y proporcionar las estimaciones de canal, puede implementarse mediante varios elementos en el sistema receptor. Parte de, o todo, el procesamiento para determinar la tasa puede ser realizado por el controlador 370 (por ejemplo, con una o más tablas de consulta almacenadas en la memoria 372). También se pueden contemplar otros diseños para realizar la selección de tasa y la transmisión incremental, y están dentro del alcance de la invención.

**[90]** Las técnicas de selección de tasa y de transmisión incremental, descritas en el presente documento, pueden implementarse por diversos medios. Por ejemplo, estas técnicas pueden implementarse en hardware, software o una combinación de ambos. Para una implementación de hardware, algunos de los elementos utilizados para implementar la selección de tasa y/o la transmisión incremental pueden implementarse dentro de uno o más circuitos integrados específicos de la aplicación (ASIC), procesadores de señales digitales (DSP), dispositivos de procesamiento de señales digitales (DSPD), dispositivos lógicos programables (PLD), formaciones de compuertas programables sobre el terreno (FPGA), procesadores, controladores, micro-controladores, microprocesadores, otras unidades electrónicas diseñadas para realizar las funciones descritas en el presente documento, o una combinación de los mismos.

**[91]** Para una implementación en software, algunas partes de la selección de tasa y/o la transmisión incremental pueden implementarse con módulos (por ejemplo, procedimientos, funciones, etc.) que lleven a cabo las funciones descritas en el presente documento. Los códigos de software se pueden almacenar en una unidad de memoria (por ejemplo, la memoria 332 o 372 en la FIG. 3) y ser ejecutados por un procesador (por ejemplo, el controlador 330 o 370). La unidad de memoria puede implementarse dentro del procesador o ser externa al procesador, en cuyo caso puede acoplarse de forma comunicativa al procesador a través de diversos medios, como se conoce en la técnica.

Algoritmo de Adaptación de la Tasa de Capacidad Restringida (CCRA)

**[92]** En una realización alternativa, el esquema de adaptación de tasa para sistemas de multiplexado por división de frecuencia ortogonal (OFDM), proporcionados anteriormente en la presente memoria, se adapta a un entorno práctico, en el que el algoritmo ajusta el caso ideal para reflejar aspectos prácticos conocidos del sistema. Téngase en cuenta que el algoritmo se proporciona en detalle, nuevamente, para mayor claridad de comprensión. Dicha extensión puede implicar una modificación de retroceso que presta el esquema para una implementación práctica. El uso del mecanismo de retroceso es particularmente importante, en donde la configuración del sistema y otras consideraciones del sistema requieren un ajuste. En otras palabras, dentro de

un sistema, ciertas condiciones pueden incurrir en una modificación de retroceso, mientras que otras no. El mecanismo de retroceso está concebido para coordinar el modelo de canal con la aplicación práctica. Las situaciones en las que el retroceso puede ser deseable incluyen, pero no se limitan a: 1) técnica de codificación de canal; 2) estimación de canal imperfecta; y / o 3) irregularidades de frecuencia y / o desfase.

**[93]** Considérese un sistema de OFDM según una realización como se ha descrito anteriormente, con  $N$  subportadoras en un canal de atenuación de multi-trayecto. El algoritmo supone el conocimiento de la respuesta de canal entre todas las subportadoras  $\{h(k), k = 1, 2, \dots, N\}$ , y la varianza del ruido  $N_o$  en el receptor. Dado un conjunto  $R = \{r_p, p = 1, 2, \dots, P\}$  de las tasas de datos con soporte del transmisor, cada una definida por un esquema de modulación  $C_p$  y una tasa de código  $R_{c,p}$ . Dado también un conjunto correspondiente  $S = \{s_p, p = 1, 2, \dots, P\}$  de la SNR requerida para el nivel de PER predeterminado (digamos, 1%). El objetivo es averiguar la tasa máxima alcanzable  $r_{\max} \in R$  que puede recibir soporte del canal para una realización determinada. Un primer algoritmo se define como en la FIG. 6, y se conoce como el algoritmo de Adaptación de Tasa de Capacidad Restringida (CCRA).

**[94]** El algoritmo de CCRA, de acuerdo a una realización ejemplar, se define mediante un proceso 600, en el que un índice  $p$  se inicializa en la etapa 602. El índice  $p$  corresponde a las tasas de codificación disponibles en un transmisor de comunicación dado, y se da como  $p = 1, 2, \dots, P$ , en donde  $P$  es el número total de distintas tasas disponibles. En la etapa 602, el índice  $p$  se fija igual a  $P$ , en donde  $P$  corresponde a la tasa más alta en el conjunto  $R$  de tasas de datos. En la etapa 604, el proceso calcula la capacidad limitada  $x$ , dada como:

$$x = \sum_{k=1}^N f(h(k), N_o, C(r_p)) \quad \text{Ec. (12)}$$

donde  $f$  es la función de capacidad restringida, y  $C(r_p)$  es el tamaño de la constelación (modulación) a la tasa  $r_p$ . El proceso de cálculo 650 para la capacidad restringida  $x$  se ilustra en la FIG. 7B, en donde la función  $f$  para evaluar la capacidad restringida se determina en la etapa 652. La capacidad restringida  $x$  se calcula luego en la etapa 654 de acuerdo a la Ec. (12). El valor de  $x$  se basa en una media de la condición del canal.

**[95]** Volviendo a la FIG. 7A, en la etapa 606, el proceso calcula una SNR equivalente en el canal de AWGN, indicada como  $\Psi$ , dada como:

$$\Psi = g(x) = f^{-1}(x) \quad \text{Ec. (13)}$$

en donde  $g(x)$  es la función inversa de  $f(x)$ . Téngase en cuenta que la Ec. (13) es congruente con la Ec. (9). En el rombo de decisión 608, si  $\Psi > S_p$ , entonces la máxima tasa de datos disponible se fija igual a la tasa de datos actual, es decir, la tasa correspondiente a  $p(r_{\max}=r_p)$ . De lo contrario, el índice  $p$  se reduce, es decir,  $p = p-1$ , y el procesamiento disminuye  $p$  en la etapa 612 y vuelve a la etapa 604.

**[96]** La evaluación del rendimiento del algoritmo de CCRA implica una comparación con un proceso de selección de tasa óptima. La selección óptima es un sistema no práctico que básicamente prueba todas las tasas posibles (para una realización de canal dada) y selecciona la tasa más alta para una PER dada, por ejemplo, PER <1%. Se espera que el algoritmo no superará al modelo óptimo, ya que no se espera que el algoritmo dé soporte a un mayor caudal sin violar la PER designada. El mejor algoritmo práctico es el que da soporte a un caudal ligeramente inferior al óptimo con una PER del 1%.

**[97]** El retroceso podría ser necesario como resultado de que el algoritmo de CCRA se basa en una fórmula de capacidad que es en sí misma una sobre-estimación de la tasa con soporte, ya que la fórmula de capacidad proporciona la tasa con soporte por un sistema perfecto que emplea códigos perfectos, lo que típicamente no es alcanzable en la práctica. En otras palabras, la capacidad es una cota superior sobre la tasa alcanzable por el canal. Por lo tanto, puede desearse un ajuste, es decir, retroceso, educado de la tasa resultante producida por el algoritmo de CCRA. De manera similar, puede ser deseable el retroceso cuando un sistema presta soporte a una amplia variedad de tasas de datos, en las que pueden producirse imperfecciones durante el funcionamiento.

#### Algoritmo modificado de adaptación de tasa de capacidad restringida (M-CCRA)

**[98]** Téngase en cuenta que  $S$  es el conjunto de las SNR correspondientes a una PER del 1% para cada tasa disponible en un sistema práctico. También es posible evaluar los valores ideales teóricos para la SNR en función de la fórmula de capacidad. Sea el conjunto de SNR ideal  $S_{cap} = \{s_{cap, p}, p = 1, 2, \dots, P\}$ . Téngase en cuenta que  $S_{cap, p} < S_p \forall p$ , ya que  $S_{cap, p}$  es la SNR requerida para un sistema ideal, mientras que  $S_p$  es la SNR requerida para un sistema práctico. Defina el conjunto  $\Omega = \{\Delta_p = S_p - S_{cap, p}, p = 1, 2, \dots, P\}$ . Entonces  $\Delta_p$  representa la SNR requerida adicional para que un sistema práctico supere cualquier imperfección en el sistema.

**[99]** Cuando la capacidad restringida  $x$  en la Ec. (13) se encuentra entre dos tasas consecutivas, digamos  $r_p$  y  $r_{p+1}$ , se puede hacer un ajuste correspondiente en la SNR usando los dos niveles: son  $\Delta_p$  y  $\Delta_{p+1}$ , respectivamente. Para determinar el ajuste para  $\Psi$ , se pueden aplicar las siguientes ecuaciones:

$$\Delta\Psi = \frac{\Delta_p(r_{p+1} - x) + \Delta_{p+1}(x - r_p)}{r_{p+1} - r_p} \quad \text{Ec. (14)}$$

$$\Delta\Psi = \max(\Delta_p, \Delta_{p+1}) \quad \text{Ec. (15)}$$

Cualquiera de los cálculos de la Ec. (14) o la Ec. (15) se puede aplicar luego al algoritmo de CCRA, además de la etapa 606, para reemplazar  $\Psi$  por  $\Psi - \Delta\Psi$ . En otras palabras, con referencia a la FIG. 2, en la etapa 220, reemplace la comparación de  $\Psi$  con SNR por una comparación de  $\Psi - \Delta\Psi$  con SNR. El algoritmo de CCRA modificado se ilustra en la FIG. 7A. El proceso 700 comienza con la inicialización del índice  $p$  en la etapa 702. La capacidad restringida se determina luego en la etapa 704, usando un cálculo como se da en la Ec. (6) o la Ec. (12). La SNR  $\Psi$  se calcula en la etapa 706 como en la Ec. (9) o la Ec. (13). La modificación de la Ec. (14) o la Ec. (15) se aplica en la etapa 708 para generar  $\Psi'$ . En el rombo de decisión 710, la SNR  $\Psi'$  modificada se compara con  $s_p$ , en donde si  $\Psi'$  es mayor que  $s_p$ , la tasa máxima se fija en la tasa identificada por el valor actual del índice  $p$ . De lo contrario, el índice  $p$  se reduce en el paso 714 y el procesamiento vuelve a la etapa 704.

**[100]** La FIG. 8 ilustra el rendimiento del algoritmo de CCRA en comparación con una selección de tasa óptima o ideal. Obsérvese que en el algoritmo de CCRA se proporciona una solución que tiene un caudal próximo a la solución ideal, mientras se alcanza el nivel de PER deseado, que, en la realización ejemplar, es una PER del 1%.

**[101]** Los expertos en la técnica entenderán que la información y las señales pueden representarse usando cualquiera entre varias tecnologías y técnicas diferentes. Por ejemplo, los datos, las instrucciones, los comandos, la información, las señales, los bits, los símbolos y los elementos que puedan haber sido mencionados a lo largo de la descripción anterior pueden representarse mediante voltajes, corrientes, ondas electromagnéticas, campos o partículas magnéticas, campos o partículas ópticos, o cualquier combinación de los mismos.

**[102]** Los expertos en la técnica apreciarán además que los diversos bloques lógicos, módulos, circuitos y etapas de algoritmo ilustrativos, descritos en relación con los modos de realización divulgados en el presente documento, pueden implementarse como hardware electrónico, software informático o combinaciones de ambos. Para ilustrar claramente esta intercambiabilidad de hardware y software, anteriormente se han descrito diversos componentes, bloques, módulos, circuitos y etapas ilustrativos, en general, en lo que respecta a su funcionalidad. Si dicha funcionalidad se implementa como hardware o software depende de la aplicación particular y de las restricciones de diseño impuestas al sistema global. Los expertos en la materia pueden implementar la funcionalidad descrita de formas distintas para cada aplicación particular, pero no deberían interpretarse dichas decisiones de implementación como causantes de un alejamiento del alcance de la presente invención.

**[103]** Los diversos bloques lógicos, módulos y circuitos ilustrativos descritos en relación con los modos de realización divulgados en el presente documento pueden implementarse o realizarse con un procesador de propósito general, con un procesador de señales digitales (DSP), con un circuito integrado específico de la aplicación (ASIC), con una formación de compuertas programable en el terreno (FPGA) o con otro dispositivo de lógica programable, lógica de compuertas discretas o de transistores, componentes de hardware discretos, o con cualquier combinación de los mismos diseñada para realizar las funciones descritas en el presente documento. Un procesador de propósito general puede ser un microprocesador pero, como alternativa, el procesador puede ser cualquier procesador, controlador, micro-controlador o máquina de estados convencional. Un procesador también puede implementarse como una combinación de dispositivos informáticos, por ejemplo, una combinación de un Procesador de Señales Digitales (DSP) y un microprocesador, una pluralidad de microprocesadores, uno o más microprocesadores junto con un núcleo de DSP o cualquier otra configuración de este tipo.

**[104]** Las etapas de un procedimiento o algoritmo descrito en relación con los modos de realización divulgados en el presente documento se pueden realizar directamente en hardware, en un módulo de software ejecutado por un procesador o en una combinación de los dos. Un módulo de software puede residir en memoria de acceso aleatorio (RAM), memoria flash, memoria de solo lectura (ROM), ROM programable y borrable (EPROM), EPROM programable y eléctricamente borrable (EEPROM), registros, un disco rígido, un disco extraíble, un CD-ROM o en cualquier otra forma de medio de almacenamiento conocida en la técnica. Un medio de almacenamiento ejemplar está acoplado al procesador de modo que el procesador pueda leer información de, y escribir información en, el medio de almacenamiento. De forma alternativa, el medio de almacenamiento puede estar integrado en el procesador. El procesador y el medio de almacenamiento pueden residir en un circuito integrado específico de la aplicación (ASIC). El ASIC puede residir en un terminal de usuario. De forma

alternativa, el procesador y el medio de almacenamiento pueden residir como componentes discretos en un terminal de usuario.

5 **[105]** La anterior descripción de los modos de realización divulgados se proporciona para permitir que cualquier experto en la técnica realice o use la presente invención. Por lo tanto, la presente invención no pretende limitarse a las realizaciones mostradas en el presente documento, sino que se le ha de conceder el alcance más amplio compatible con las reivindicaciones adjuntas.

**REIVINDICACIONES**

- 5       1.    Un procedimiento para determinar una tasa de datos para una transmisión de datos por un canal de comunicación en un sistema de comunicación inalámbrica, que comprende:
- estimar una o más características del canal de comunicación;
- obtener una métrica para un canal equivalente en función de un conjunto de parámetros para la transmisión de datos y las una o más características de canal estimadas; en el que el canal equivalente corresponde a un canal que tiene una respuesta de frecuencia plana en todo el ancho de banda del sistema;
- 10       ajustar la métrica para formar una métrica ajustada, en donde el ajuste se realiza de acuerdo a un factor de retroceso diseñado para alcanzar un nivel deseado de la tasa de error de paquete, PER;
- 15       determinar una calidad de señal de umbral, requerida para que el canal equivalente preste soporte a una tasa de datos particular;
- comparar la métrica ajustada con la calidad de la señal de umbral; y
- 20       seleccionar una tasa de datos en respuesta a un resultado de la comparación de la métrica ajustada con la calidad de la señal de umbral.
- 25       2.    El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la métrica es la razón entre señal y ruido.
3.    El procedimiento de la reivindicación 1, en el que el ajuste de la métrica comprende:
- determinar si el factor de retroceso ha de aplicarse a la métrica;
- 30       aplicar el factor de retroceso de acuerdo a la determinación de si el factor de retroceso ha de aplicarse a la métrica.
4.    El procedimiento de la reivindicación 1, que comprende además:
- 35       identificar un conjunto de parámetros para la transmisión de datos;
- e
- indicar si la tasa de datos particular tiene o no soporte del canal de comunicación, basándose en la métrica y la calidad de la señal de umbral.
- 40       5.    El procedimiento de la reivindicación 3, que comprende además la etapa de:
- si el factor de retroceso no ha de aplicarse, retener la métrica.
- 45       6.    El procedimiento de la reivindicación 1, en el que obtener la métrica incluye determinar una tasa de datos equivalente para el canal equivalente basándose en una primera función, el conjunto de parámetros y las una o más características de canal estimadas, y en el que la métrica se obtiene basándose en una segunda función, la tasa de datos equivalente y el esquema de modulación particular.
- 50       7.    Un aparato para determinar una tasa de datos para una transmisión de datos por un canal de comunicación en un sistema de comunicación inalámbrica, que comprende:
- medios para estimar una o más características del canal de comunicación;
- 55       medios para obtener una métrica para un canal equivalente basándose en un conjunto de parámetros para la transmisión de datos y las una o más características de canal estimadas, en donde el canal equivalente corresponde a un canal que tiene una respuesta de frecuencia plana en todo el ancho de banda del sistema;
- 60       medios para ajustar la métrica para formar una métrica ajustada, en donde el ajuste se realiza de acuerdo a un factor de retroceso diseñado para alcanzar un nivel deseado de la tasa de errores de paquete, PER;
- 65       medios para determinar una calidad de señal de umbral, requerida para que el canal equivalente preste soporte a una tasa de datos particular;

medios para comparar la métrica ajustada con la calidad de la señal de umbral; y

medios para seleccionar una tasa de datos en respuesta a un resultado de la comparación de la métrica ajustada con la calidad de la señal de umbral.

5

**8.** El aparato de la reivindicación 7, que comprende además:

medios para identificar un conjunto de parámetros para la transmisión de datos;

10

y  
medios para indicar si la tasa de datos particular tiene o no soporte del canal de comunicación basándose en la métrica y la calidad de la señal de umbral.

**9.** El aparato de la reivindicación 7, que comprende además:

15

medios para determinar una tasa de datos equivalente para el canal equivalente basándose en una primera función, el conjunto de parámetros y las estimaciones del canal, y

20

en donde la métrica se obtiene en base a una segunda función, la tasa de datos equivalente y un esquema de modulación particular asociado a la tasa particular.

**10.** El aparato de la reivindicación 9, que comprende además:

25

medios para almacenar una o más tablas para la primera función.

**11.** El aparato de la reivindicación 8, en donde el aparato comprende una unidad receptora (150) y los medios para estimar comprenden un estimador de canal (516);

30

los medios para obtener, los medios para determinar y los medios para indicar comprenden un selector de tasa; y

los medios para ajustar comprenden un ajustador métrico.

**12.** El aparato de la reivindicación 11, que comprende además:

35

un decodificador (524) operativo para proporcionar un estado de cada transmisión recibida para un paquete particular de datos; y

40

un controlador (370) operativo para proporcionar información de retro-alimentación que comprende de la tasa particular y una indicación del estado del paquete.

**13.** Un programa de ordenador que comprende instrucciones de programa para hacer que un ordenador realice el procedimiento de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6.

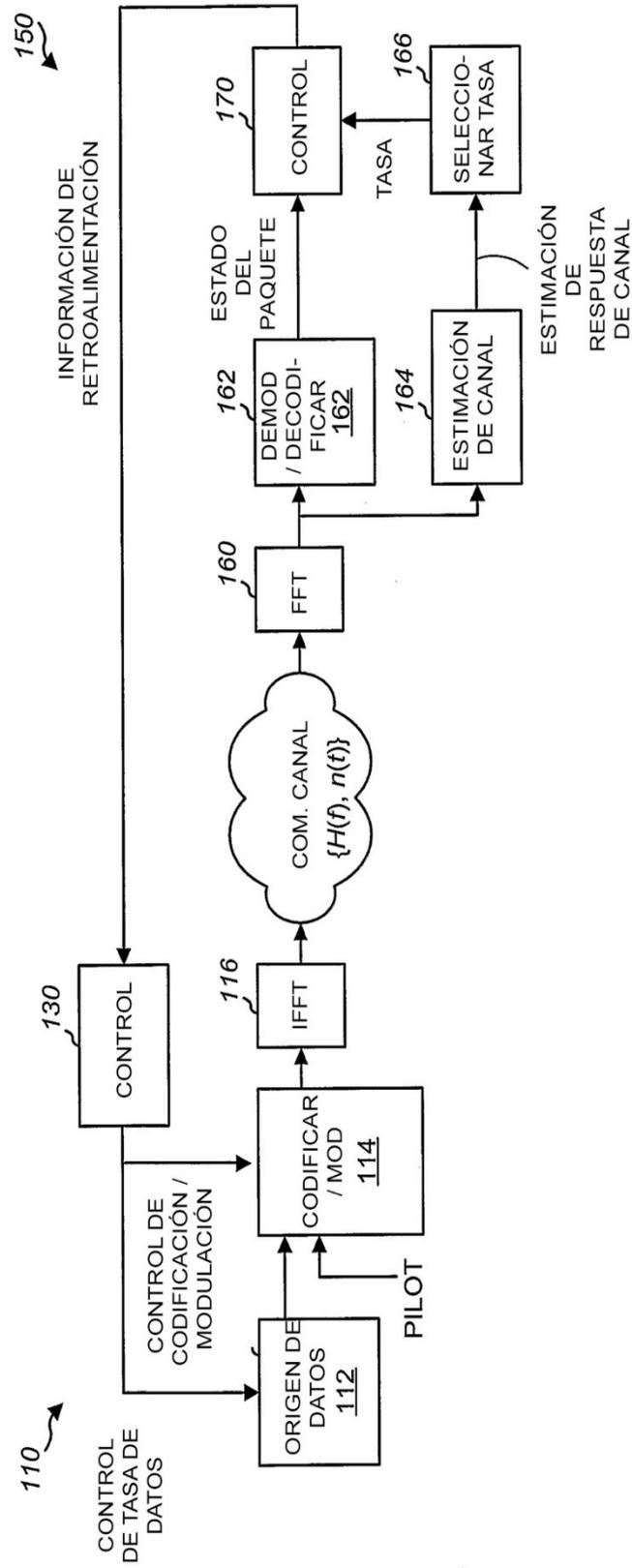
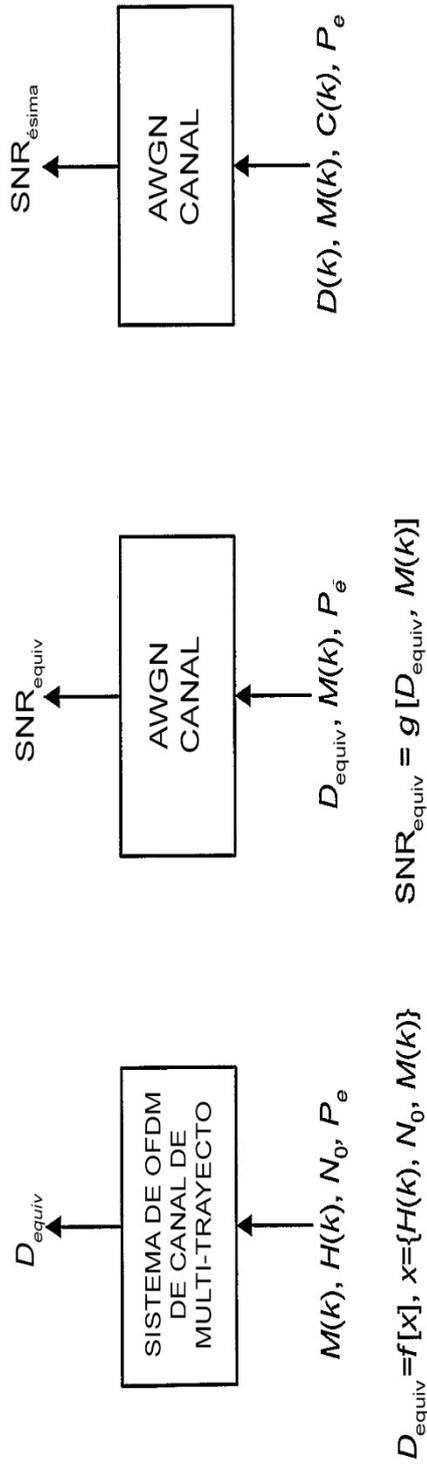


FIG. 1A



**FIG. 1B**

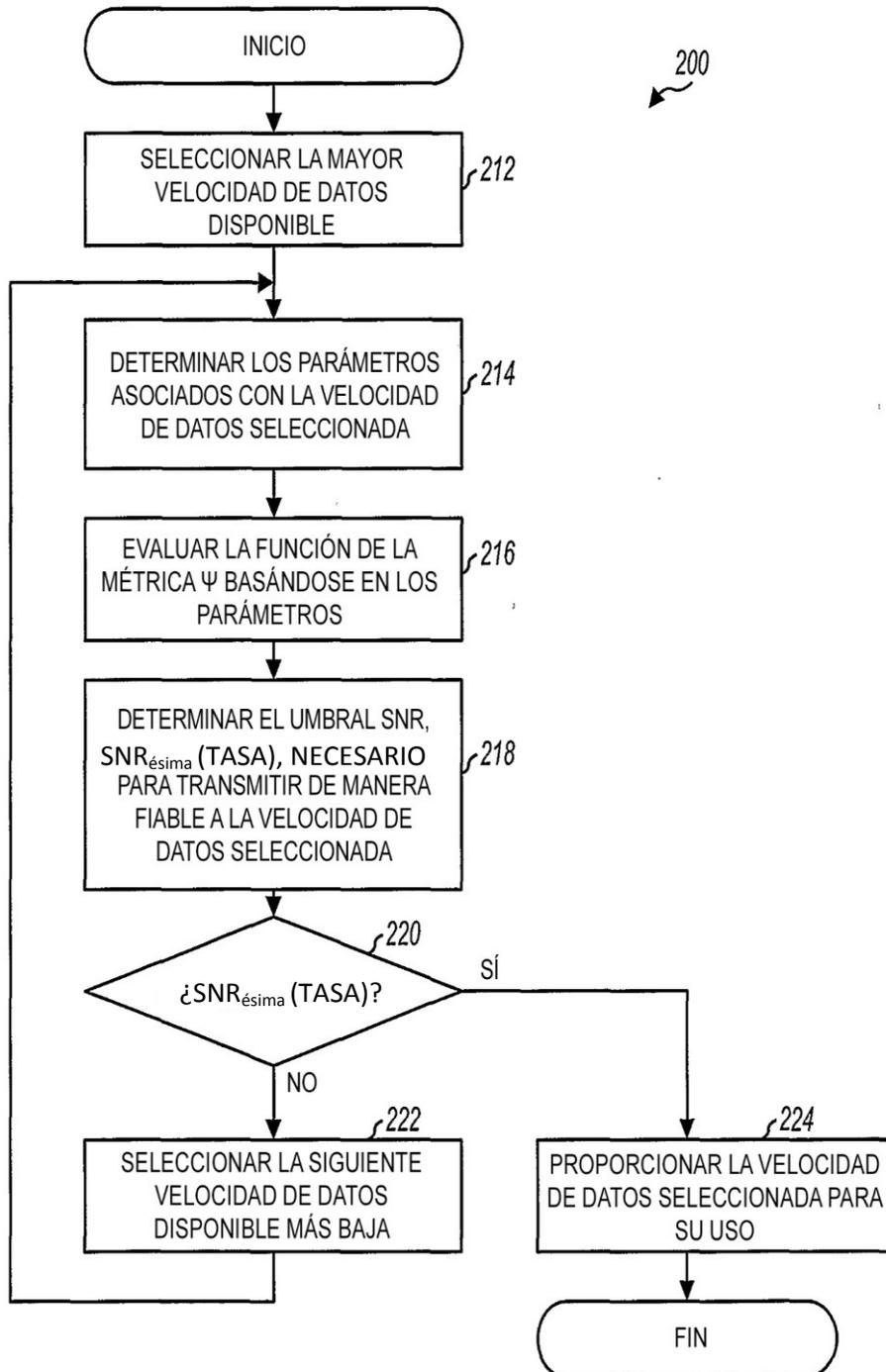


FIG. 2

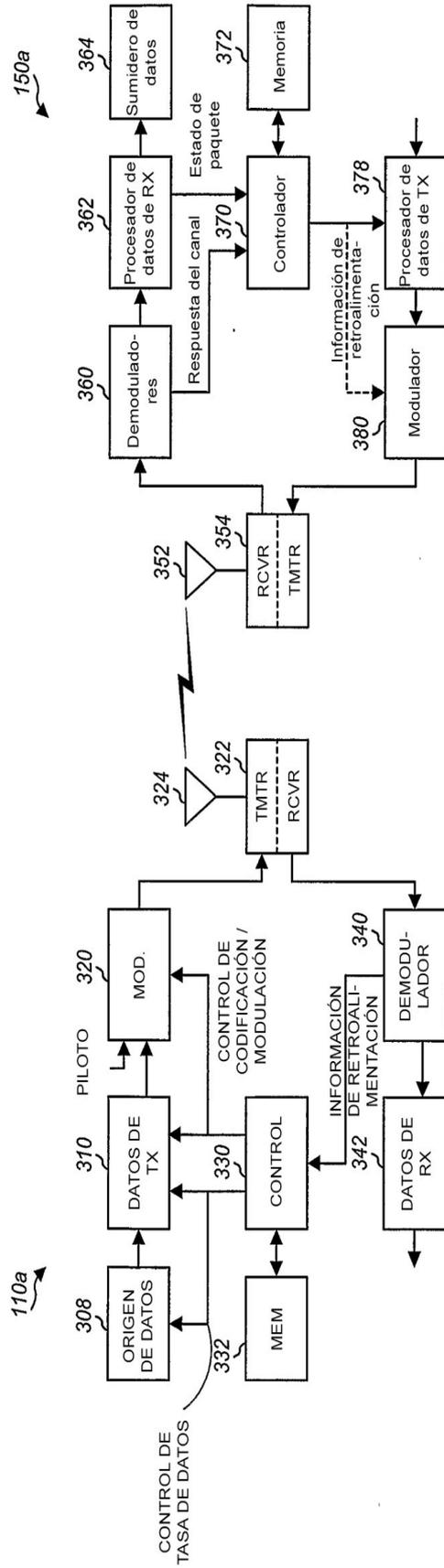


FIG. 3

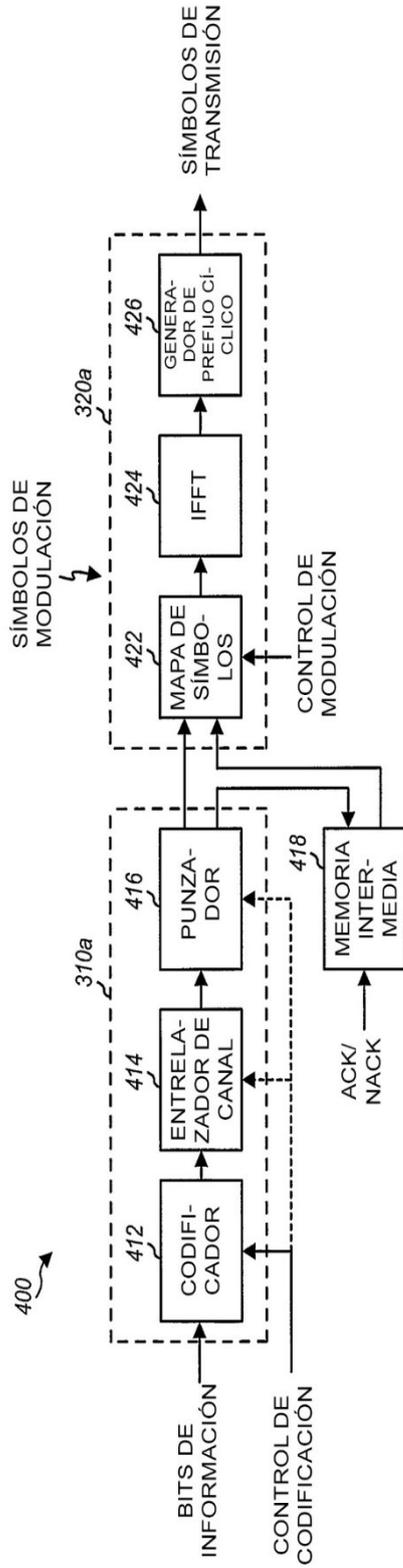


FIG. 4

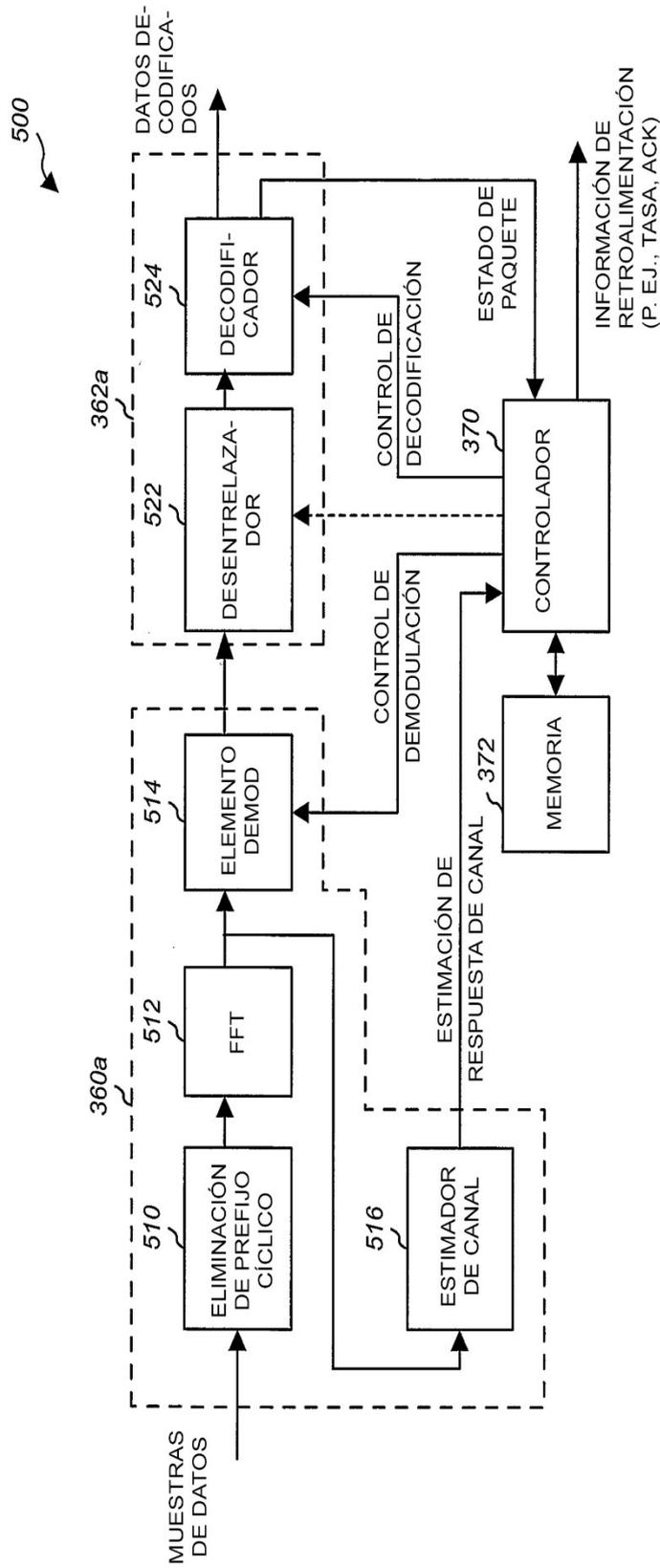


FIG. 5

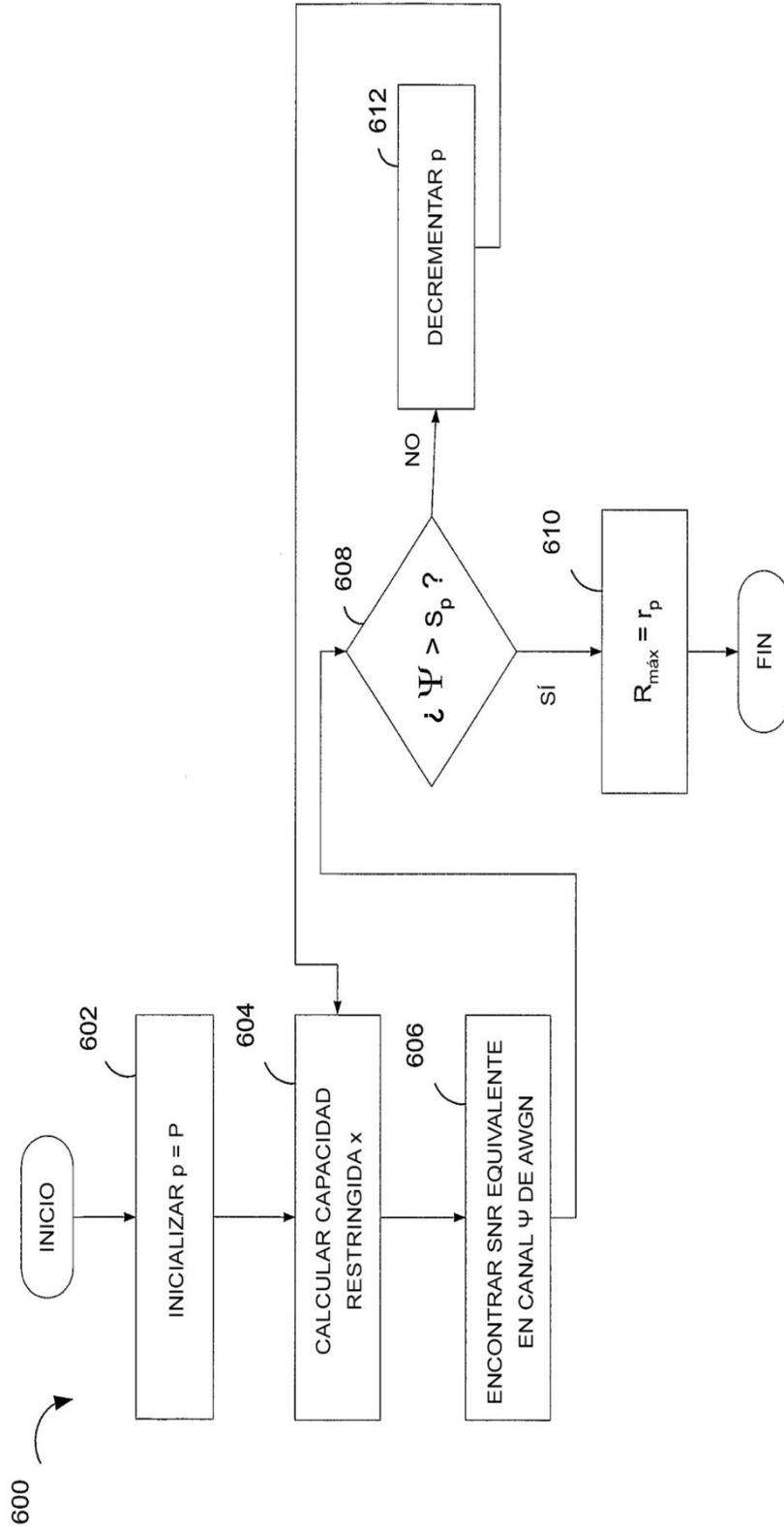


FIG. 6

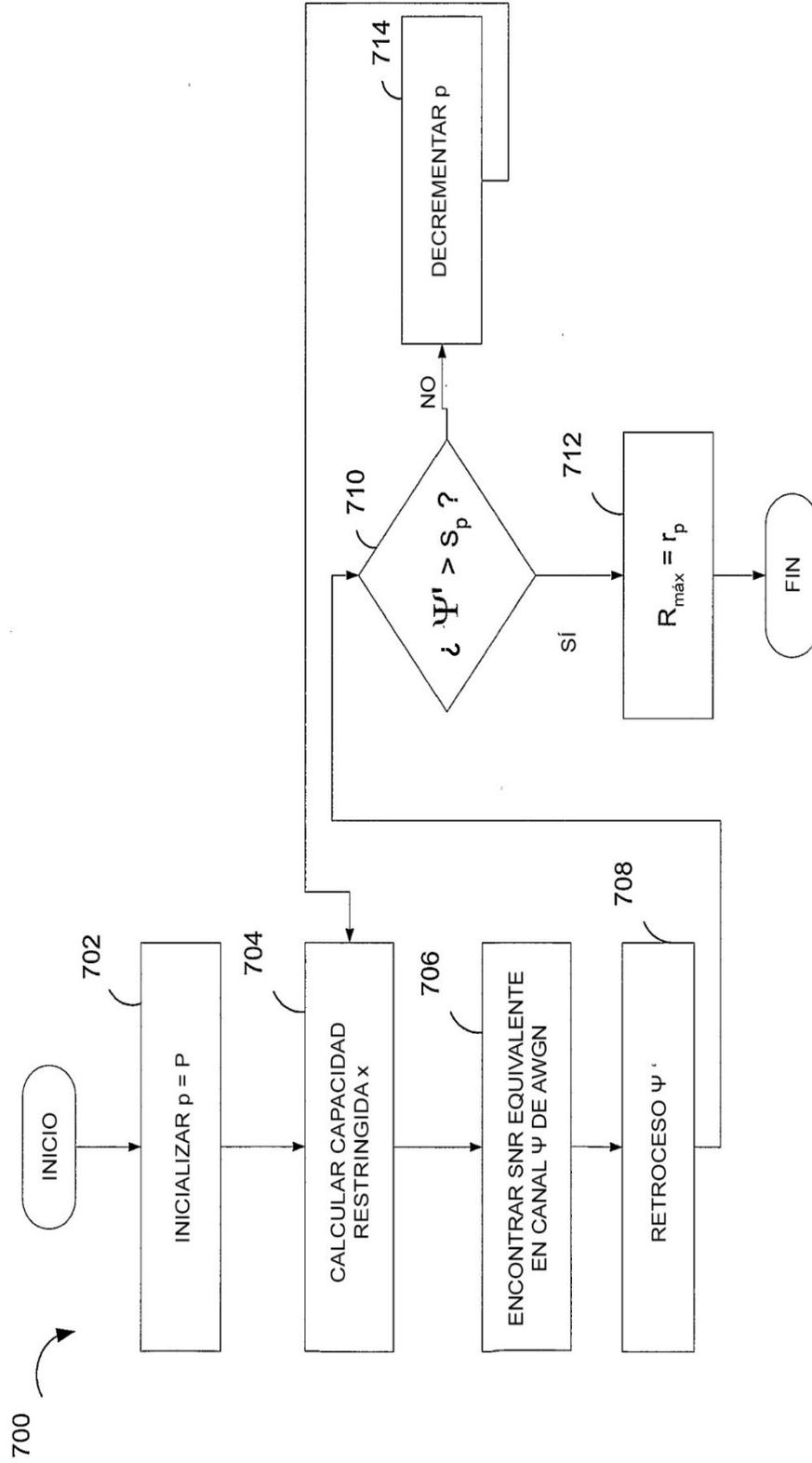


FIG. 7A

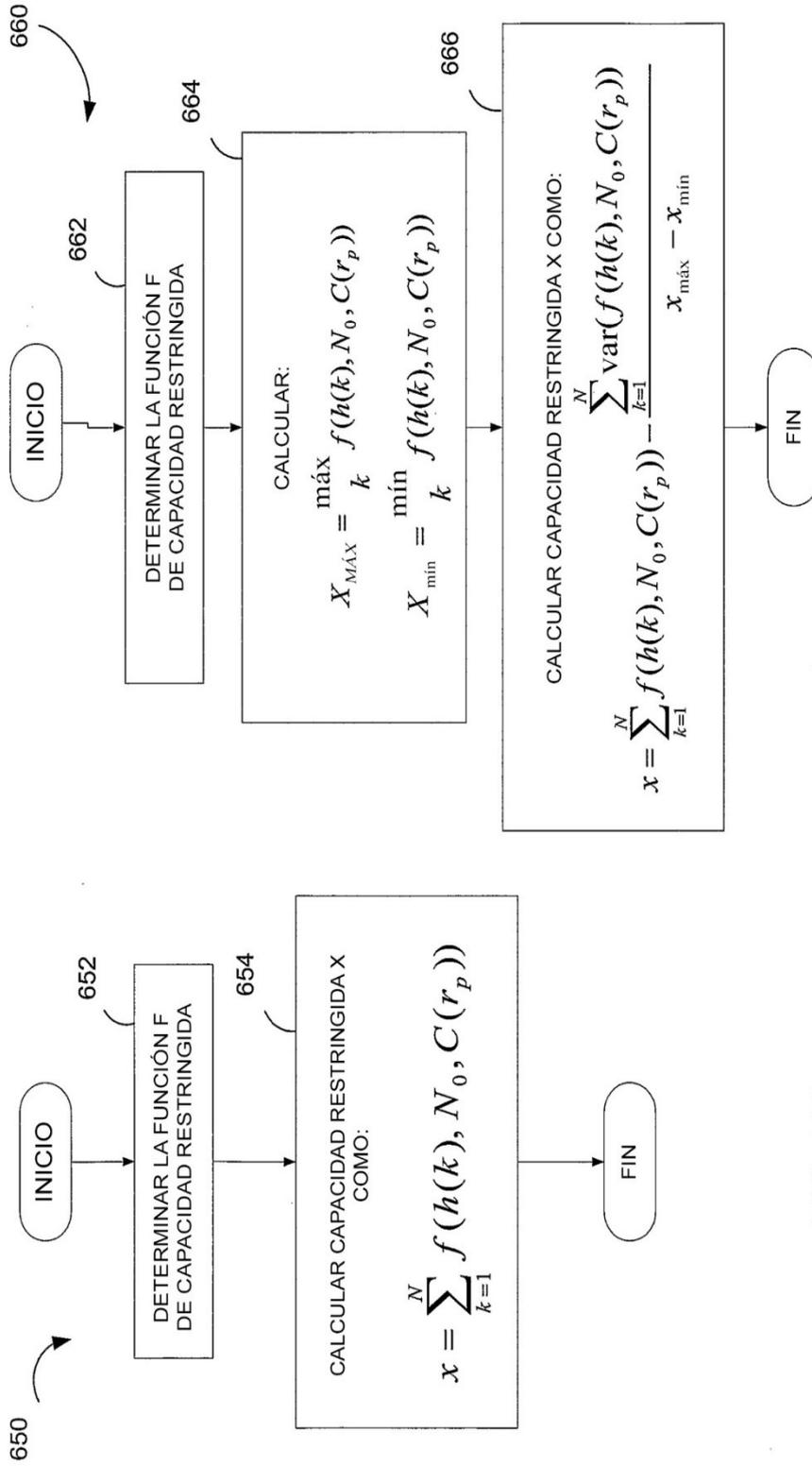


FIG. 7B

FIG. 7C

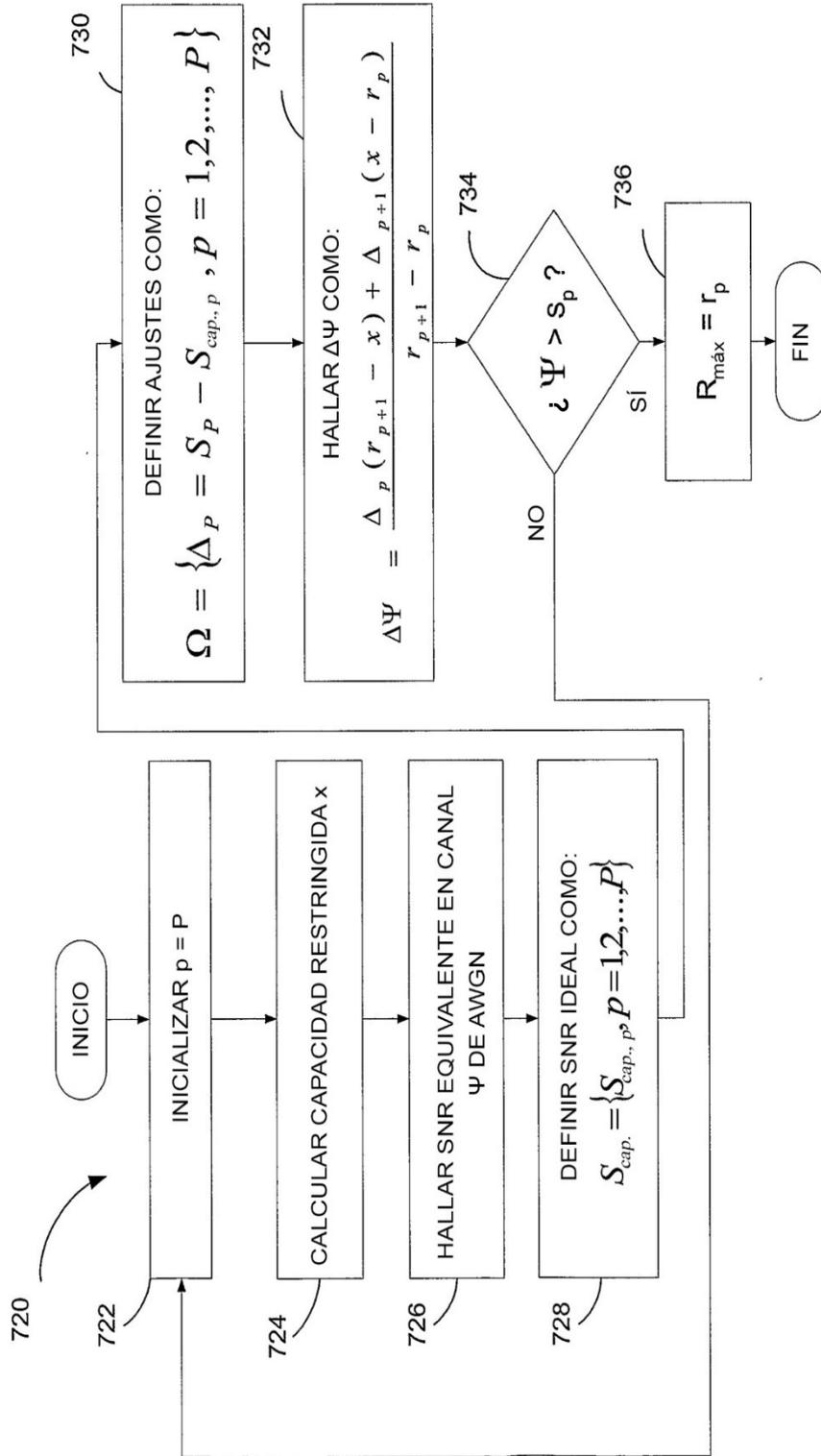


FIG. 7D

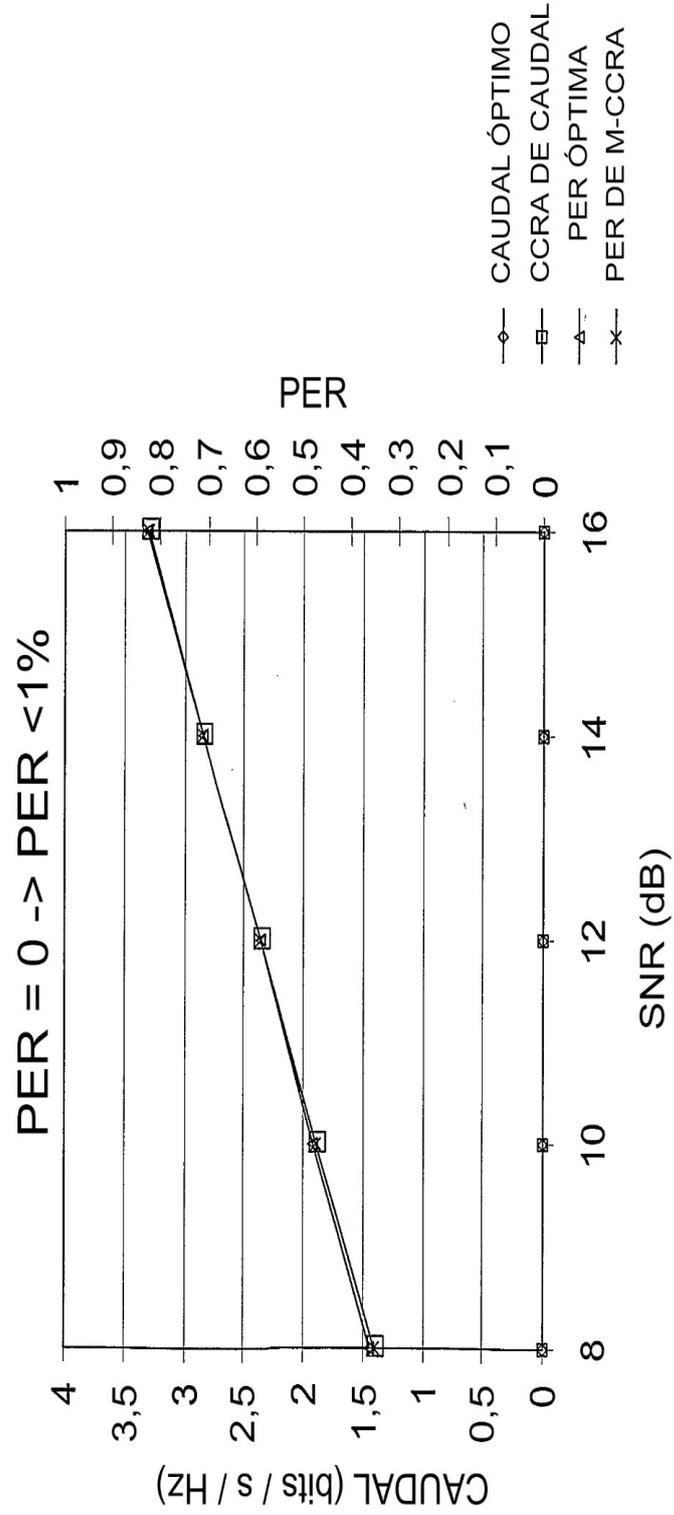


FIG. 8