

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 372 651**

51 Int. Cl.:
H04L 27/26 (2006.01)
H04L 27/34 (2006.01)
H04L 1/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **08762253 .6**
96 Fecha de presentación: **04.06.2008**
97 Número de publicación de la solicitud: **2165494**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **24.03.2010**

54 Título: **APARATO Y PROCEDIMIENTO PARA LA MULTIPLEXACIÓN POR DIVISIÓN DE FRECUENCIAS ORTOGONALES CODIFICADAS.**

30 Prioridad:
04.06.2007 GB 0710664

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
25.01.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
25.01.2012

73 Titular/es:
**BRITISH BROADCASTING CORPORATION
BROADCASTING HOUSE
LONDON W1A 1AA, GB**

72 Inventor/es:
STOTT, Jonathan, Highton

74 Agente: **Curell Aguilá, Mireya**

ES 2 372 651 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

Aparato y procedimiento para la multiplexación por división de frecuencias ortogonales codificadas.

5 La presente invención se refiere a un procedimiento y a un aparato para la multiplexación por división de frecuencias ortogonales codificadas.

10 La división de frecuencias ortogonales codificadas (COFDM) se utiliza como base para diversos estándares de radiodifusión. Aunque en radiodifusión habitualmente se transmite una versión común de la señal, los efectos del entorno sobre la trayectoria de transmisión determinan que cada receptor reciba una señal que en esencia ha pasado a través de un canal diferente. Por consiguiente, es importante que los sistemas de radiodifusión puedan ser compatibles con una gran variedad de canales posibles, siendo cada receptor individualmente capaz de compensar los efectos del canal particular percibido. Una ventaja fundamental para la radiodifusión es la manera en que la COFDM puede hacer frente a los canales selectivos en frecuencia o tiempo, es decir, los canales que manifiestan características dependientes del tiempo o la frecuencia que afectan a la calidad de transmisión.

15 Un aspecto de la COFDM es la utilización de una unidad de corrección de errores sin canal de retorno (FEC) para aumentar la resistencia de los datos transmitidos al ruido y otros efectos perjudiciales. La FEC agrega bits de datos redundantes a la secuencia de radiodifusión para que sea más resistente durante la transmisión. Sin embargo, la tasa de código de la FEC, es decir la relación entre los bits de datos no codificados y los bits codificados transmitidos no puede ser demasiado elevada si se desea que el sistema funcione de manera segura. Por ejemplo, se supondrá ahora que la tasa de código de la FEC es 3/4, es decir, que se generan cuatro bits codificados por cada tres bits de datos no codificados, y que se experimenta una situación en la cual uno de cada cuatro bits se anula debido a problemas en la trayectoria de transmisión. Entonces, en el receptor solo habrá tres bits de datos disponibles para el corrector de errores del receptor por cada tres bits no codificados originales suministrados en la entrada del transmisor. Teniendo en cuenta las supresiones, la tasa general es por lo tanto 1 y se puede disponer, aunque marginalmente, de una correcta recepción a una alta relación señal-ruido (SNR). No es posible utilizar ninguna tasa de código superior a 3/4 con este canal.

20 No obstante, las tasas de código altas son deseables puesto que potencialmente pueden facilitar un caudal de datos más elevado. Se establece, por supuesto, un conflicto directo entre la capacidad y el rendimiento, expresado en este caso como un incremento de la SNR necesaria para la decodificación, ya que la tasa de código aumenta. Con la FEC conocida, la exclusión de las tasas de código altas a causa de los problemas con los canales selectivos indicados anteriormente no ha sido muy rigurosa. No obstante, en la actualidad es posible poner en práctica sistemas FEC más eficaces, tales como los códigos de comprobación de paridad de baja densidad (LDPC), utilizados en la reciente norma DVB-S2, o diversos tipos de código turbo. Es deseable aprovechar dichos sistemas FEC para ofrecer una capacidad más elevada con la misma SNR, operando a una tasa de código más elevada. En muchos casos, esto proporcionará la característica de error deseada en un canal gaussiano plano. No obstante, los presentes inventores han observado que a causa de la alta tasa de código, la proporción de supresiones aceptables causadas por la selectividad del canal será inferior a la de las FEC utilizadas comúnmente hasta la fecha (que, a causa de su relativa debilidad, precisaban de un funcionamiento a tasas de código inferiores incluso para los canales gaussianos planos). En la patente de número de publicación US nº 7.173.979, se describe una técnica de diversidad en transmisión, en la que se envían dos versiones de un símbolo QPSK o DQPSK en tiempos y frecuencias diferentes.

45 Por consiguiente, los presentes inventores han considerado que sería deseable proveer un esquema de transmisión que sea más resistente a los canales selectivos, pero que conserve la capacidad de datos.

Sumario de la invención

50 La presente invención se define en las reivindicaciones independientes a las cuales se hará referencia a continuación. Las características ventajosas se exponen en las reivindicaciones dependientes.

55 En un aspecto general, la presente invención ofrece un esquema de transmisión con una mayor resistencia al ruido y los efectos perjudiciales en la trayectoria de transmisión. Cuando se transmiten dos copias de los datos en símbolos o portadoras diferentes, en caso de que se pierda una versión de los datos el receptor podrá acometer la demodulación de la versión que queda. Además, si se utiliza un mapeo diferente para codificar cada copia de datos, la relación señal-ruido y las velocidades de transmisión de datos son equivalentes a las de los esquemas de modulación de amplitud en cuadratura convencionales, pero con una mejora de la SNR cuando las condiciones de transmisión son de mala calidad.

Breve descripción de los dibujos

65 A continuación, se describirá una forma de realización preferida de la presente invención a título de ejemplo, haciendo referencia a los dibujos adjuntos, en los cuales:

la figura 1 ilustra esquemáticamente un aparato transmisor según una forma de realización preferida;

la figura 2 ilustra un ejemplo de constelación de modulación de amplitud en cuadratura (QAM) utilizada para el mapeo de los datos en los sistemas COFDM;

5 las figuras 3a y 3b ilustran un mapeo sencillo mediante una modulación por amplitud de impulso según la presente invención;

10 las figuras 4, 5 y 6 ilustran mapeos de orden más elevado;

la figura 7 es una tabla que indica ejemplos de esquemas para mapear los datos con los valores u_1 y u_2 en una constelación de 16 puntos;

15 la figura 8 es una ilustración que representa el resultado del mapeo de la figura 7 para los primeros términos;

la figura 9 es una ilustración gráfica del mapeo de bits representada en la figura 7 para todos los términos;

20 la figura 10 es una tabla que facilita ejemplos de esquemas para mapear los datos con los valores u_1 y u_2 en una constelación de 64 puntos;

la figura 11 es una ilustración gráfica del mapeo de bits representada en la figura 10;

la figura 12 es una ilustración gráfica de un mapeo de bits de orden más alto que la representada en la figura 10; y

25 la figura 13 ilustra esquemáticamente un aparato receptor según una forma de realización preferida.

Descripción detallada de las formas de realización preferidas

30 A continuación, se describe a título de ejemplo una forma de realización preferida de la presente invención. La figura 1 es una ilustración de un transmisor COFDM 2 según la presente invención. En primer lugar, el multiplexor 4 recibe corrientes de datos desde una pluralidad de fuentes de datos diferentes y las combina en una única corriente para la transmisión. La corriente de datos generada por el multiplexor pasa entonces a un aleatorizador 6 que transforma la corriente de datos de entrada en una forma pseudoaleatorizada, utilizando un generador de números pseudoaleatorios o una función de transferencia, por ejemplo. Esto sirve para obtener una dispersión de energía más uniforme a través del espectro de energía, puesto que el espectro de la señal deja de depender únicamente de los datos, y las series largas de ceros o unos que aparecen en los datos se pueden fragmentar.

40 A continuación, los datos pasan a la unidad de corrección de errores sin canal de retorno (FEC) 8, en la que se añaden bits de datos redundantes, para que de ese modo la forma transmitida de los datos sea más resistente a los errores y nulos. El entrelazador de bits 10 recibe subsiguientemente la corriente de datos de la FEC 8 y reordena los bits de la corriente de datos, con lo cual los efectos de cualquier error dependiente del tiempo en la trayectoria de transmisión se dispersan entre los datos transmitidos.

45 Se observará que el funcionamiento de los elementos 4 a 10 es idéntico al de los elementos de los sistemas COFDM conocidos. No obstante, el funcionamiento de la subsiguiente sección de mapeo /entrelazado 12 que mapea los bits recibidos desde el entrelazador de bits con las señales portadoras es diferente y se describe en detalle a continuación.

50 En la forma de realización preferida de la presente invención, se utiliza modulación por amplitud de impulso (PAM) repetida para representar los bits de datos de entrada en la señal portadora. Esta modulación es repetida en el sentido de que los datos se transmiten dos veces por medio del esquema PAM, cada vez en una señal portadora y símbolo diferentes, y utilizando un mapeo diferente. Se ha comprobado que de esta forma se obtienen velocidades de transmisión de datos que son iguales a las de los correspondientes esquemas basados en modulación de amplitud en cuadratura (QAM), pero con una mejora concomitante de la relación señal-ruido (SNR).

55 En COFDM, cada señal portadora de una frecuencia particular f está constituida realmente por dos ondas portadoras sinusoidales, con un desfase mutuo de $\pi/2$. La amplitud de cada onda se modula para transmitir los datos. Por lo tanto, la señal COFDM transmitida adoptará la forma siguiente:

60
$$S = I \cos 2\pi ft + Q \sin 2\pi ft$$

65 en la que I y Q representan la amplitud variable en el tiempo de las ondas portadoras individuales y los datos. En el receptor, se actúa sobre la señal recibida utilizando funciones matemáticas adecuadas para extraer por separado los valores $I(t)$ o $Q(t)$. Muchas aplicaciones de COFDM utilizan QAM para determinar qué valores $I(t)$ y $Q(t)$ deberían adoptar las ondas portadoras. Esto es semejante a multiplicar una división de tiempo de la señal portadora,

denominada «símbolo», por un número complejo $z = x + jy$. Tanto x como y solo pueden adoptar uno de 2^m valores diferentes dependiendo del número de bits de datos m que deben transmitirse en el símbolo. Por lo tanto, si tanto $I(t)$ como $Q(t)$ deben representar 3 bits de datos cada uno, se necesitan ocho valores de amplitud diferentes para cada portadora, y existirán 64 estados diferentes para el símbolo. Esto es lo que se conoce como modulación 64-QAM. Si se representan gráficamente estos estados en un esquema de Argand, como el ilustrado en la figura 2, se obtiene una constelación que presenta el mismo número de puntos. Se dice que los dos ejes y los componentes I y Q están en fase y en cuadratura, respectivamente, para reflejar el hecho de que se transmiten en ondas portadoras que presentan un desfase mutuo de $\pi/2$.

Una vez determinados cuántos estados hay disponibles en cada símbolo, la siguiente cuestión es cómo debe utilizarse la constelación para representar los datos. Esta cuestión tiene que ver con la manera en que se mapean los bits de datos de entrada con los puntos de la constelación. Por ejemplo, si se reciben los bits de datos 000 000, deberá saberse si estos deben mapearse con el punto de la esquina inferior izquierda o con alguna otra posición. Los bits pueden mapearse con las posiciones de muchas maneras, pero a menudo se prefiere el denominado mapeo de Gray. El mapeo de Gray tiene la propiedad de que cuando se cambia de un punto de la constelación a un punto que es adyacente, basta con cambiar un bit para convertir la representación binaria del primer punto en la del segundo. Por ejemplo, en el mapeo de Gray, los estados 011 y 100 que representan los números 3 y 4 en notación binaria convencional no están adyacentes, puesto que cambiando un bit cada vez se requieren tres pasos para pasar de la primera notación binaria a la segunda (011, 010, 110, 100).

En la figura 2, se representa la notación de mapeo de Gray a lo largo del eje. En el mapeo de Gray representado, por ejemplo, los valores I y Q que corresponden a la secuencia de bits (001, 011) son (5, 3), por ejemplo. El mapeo de Gray es el preferido en COFDM, puesto que aporta cierta resistencia a los errores que se pueden producir durante la transmisión.

En la forma de realización preferida, el mapeo de datos con la señal portadora y la utilización de las ondas portadoras están modificados con respecto a las de un sistema COFDM común como el descrito anteriormente.

Como se ha indicado, cada símbolo de una radiodifusión COFDM transmite un número complejo $z = x + jy$ que se compone de los dos números reales x e y , que representan los componentes en fase y en cuadratura $I(t)$ y $Q(t)$. Durante la transmisión, sin embargo, es posible que el símbolo se suprima o casi se suprima por los efectos de un canal selectivo y, por lo tanto, no se reciba en el receptor en una forma que pueda decodificarse. Si sucede esto, se perderá toda la información representada por el número complejo. Los sistemas conocidos tratan de evitar dichas eventualidades transmitiendo el mismo número complejo dos veces, ya sea en una señal portadora de una frecuencia no adyacente diferente, o bien en un símbolo no adyacente diferente de la misma señal portadora o una diferente. Por lo tanto, la transmisión de los datos se repite.

En la presente invención, la transmisión de los datos también se repite, pero la repetición se produce durante la etapa de mapeo del proceso de codificación, en lugar de únicamente durante la fase de transmisión. En suma, los datos que se van a transmitir se mapean primero con uno de los componentes en fase o en cuadratura de un símbolo, y el otro componente se utiliza para representar otros datos no relacionados. A continuación, los datos se vuelven a mapear mediante un esquema de mapeo diferente con el componente en fase o en cuadratura de un símbolo diferente.

Se ilustra un ejemplo sencillo en el diagrama de pseudoconstelación de la figura 3. En este ejemplo, los ejes representan dos mapeos potencialmente diferentes de los mismos datos. Por esta razón, los ejes se designan por u_1 y u_2 , en lugar de por x e y , para hacer énfasis en el hecho de que no son dos componentes de un número complejo, sino que son versiones esencialmente diferentes de la misma cosa. Se supone ahora que 2 bits de datos se mapean con la cantidad de eje u_1 que, como se sabe en el ámbito de la técnica, adopta entonces uno de los cuatro valores diferentes [-3, -1, 1 ó 3]. Esta numeración es convencional para asegurar cuatro valores o niveles enteros equidistantes centrados en el origen.

Esto constituye un ejemplo de modulación 4-PAM, puesto que se dispone de 4 estados para codificar. Para los fines de esta descripción, todavía no es necesario considerar cómo se mapean los dos bits con los cuatro estados, así que se puede imaginar, por ejemplo, un esquema sencillo en el que se asigna 00 a un valor de 3, 10 a 1, 01 a -1 y 11 a -3. La cantidad u_1 se asigna entonces al componente en fase o al componente en cuadratura de un símbolo para la transmisión.

Separadamente, se considerará la cantidad u_2 , que se transmitirá en el componente en fase o el componente en cuadratura de una portadora diferente del mismo símbolo o preferentemente de uno diferente.

Suponiendo que el mapeo de datos con la segunda cantidad u_2 sea idéntico al mapeo de u_1 , entonces el diagrama de pseudoconstelación de u_1 - u_2 es el representado en la figura 3a), o sea con cuatro puntos extendidos a lo largo de una línea diagonal. Esto equivale a una versión girada y extendida de la modulación 4-PAM, puesto que la separación entre los puntos dispuestos en la diagonal se incrementa ahora en un factor de $\sqrt{2}$ en relación con la separación entre los puntos en ambos ejes. Aunque, a este diagrama se le denomina «diagrama de constelación»,

es importante recordar que no es un diagrama de constelación en el sentido convencional. Por lo tanto, si en el esquema de mapeo simplificado resumido anteriormente los bits de datos de entrada son 00, el diagrama ilustrará el hecho de que estos datos se van a mapear con un valor de 3 en las portadoras u_1 y u_2 y se van a enviar en símbolos diferentes.

No obstante, se estudiará ahora lo que sucede si la copia u_2 se genera con un mapeo diferente, de tal forma que los números [-3, -1, 1 y 3] de u_1 se corresponden con los números obtenidos en las correspondientes posiciones de la lista [-1, 3, -3, 1]. En otras palabras, el esquema de mapeo sencillo para u_2 requiere ahora que el valor de 00 se mapee con 1, el valor 10 con -3, el valor 01 con 3 y el valor 11 con -1.

Este mapeo puede expresarse de la forma siguiente:

Relación de u_1 y u_2		Mapeo de bits	
u_1	u_2	Bit 0	Bit 1
-3	-1	1	1
-1	3	0	1
1	3	1	0
3	1	0	0

La figura 3b) que representa u_2 respecto a u_1 se abre para mostrar los puntos que presentan una separación incrementada en un factor de $\sqrt{5}$, que es pues todavía mayor que una separación incrementada en un factor de $\sqrt{2}$. En vez de parecerse a una constelación 4-PAM girada, el diagrama parece una constelación 4-QAM o de modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK) giradas.

Como se ha indicado anteriormente, las figuras 3a y 3b no son vistas de constelación convencionales, que representarían los componentes x e y de un único número complejo transmitido en un símbolo. En su lugar, se presenta una vista de dos cantidades reales que se transmitirán en símbolos diferentes y que estarán pues sujetas a errores dependientes de la frecuencia o el tiempo completamente separados, y que generalmente llegarán al receptor con relaciones señal-ruido diferentes. Además, aunque el ruido de un esquema QAM puede verse como una zona de incertidumbre en forma de bola alrededor de un punto, la apertura y la extensión de la representación de datos de la figura 4, significa que la bola también se extiende horizontalmente o verticalmente en función de la relación entre las dos SNR de u_1 y u_2 .

Si se considera que las SNR son iguales y, de ahí, que el diagrama presenta ruido isotrópico, será evidente que la mayor separación entre puntos en el caso de repetición de remapeo tendrá un rendimiento mejor que el del caso de repetición sencilla de la modulación 4-PAM, dado el mismo mapeo.

En general, siempre que tanto u_1 como u_2 se reciban con SNR similares, la relación señal-ruido del esquema de transmisión 4-PAM repetida mediante mapeos diferentes será la del esquema 4-QAM y estará considerablemente mejorada con respecto a la del esquema 4-PAM por sí solo. Además, el sistema ofrece una mejora con respecto al esquema 4-QAM, en la medida en que si uno u otro se suprime por completo, sigue siendo posible la demodulación del que queda en un único esquema 4-PAM.

Además, es importante observar que la mejora en la resistencia al ruido no se obtiene a costa de la capacidad de datos. Por ejemplo, en el esquema sencillo descrito anteriormente, la capacidad de datos de un símbolo en el esquema 4-QAM es de dos bits, estando representado cada bit en un eje y correspondiendo al componente en fase o en cuadratura del símbolo. En el esquema propuesto, tanto la onda portadora en fase como la onda portadora en cuadratura transmiten dos bits (de fuentes de datos diferentes), pero los datos se replican en otro símbolo. Por lo tanto, cada símbolo transmite 4 bits de datos, pero como hay duplicación, la capacidad de datos es de dos bits por símbolo de 4-QAM.

La descripción se ha centrado hasta ahora en los mapeos de dos bits, a fin de facilitar la comprensión del concepto básico. No obstante, se ha previsto que el principio se utilice con una modulación de orden más alto. En cada caso, se utiliza modulación 2^m -PAM para transmitir dos copias de codificaciones de m bits, con mapeos relacionados pero diferenciados, de tal forma que cuando se observan conjuntamente en dos dimensiones son equivalentes a una constelación 2^m QAM. La figura 4 ilustra a los tres miembros siguientes de la familia.

Suponiendo que se seleccione el ejemplo designado por 16-PAM/16-QAM de la figura 4. Este ejemplo muestra que, dado un mapeo adecuado, se genera un diagrama de u_1 frente a u_2 que presenta el aspecto de una constelación 16-QAM girada. U_1 y u_2 se transmiten no obstante por separado en celdas COFDM diferentes como números 16-PAM. Además, esas celdas siguen transmitiendo números complejos, de tal forma que cada celda transmite realmente dos números 16-PAM independientes no relacionados. De ahí se deduce que, si los números complejos que se han transmitido realmente en las celdas COFDM se vieran en un diagrama de Argand, estos tendrían el aspecto de una constelación de 16 por 16 = 256. No obstante, en el sistema preferido, la demodulación siempre se efectúa teniendo en cuenta la combinación u_1 , u_2 . Como resultará obvio, en este caso, a pesar de la transmisión

aparente de una constelación 256, el rendimiento en un canal gaussiano plano (en el que u_1 y u_2 tendrán la misma SNR) será idéntico al de un sistema 16-QAM COFDM convencional (sin repetición). La capacidad también será la misma, es decir, de cuatro bits codificados por cada celda COFDM que contenga datos.

5 Se puede decir lo mismo del mapeo 64-PAM representado en la figura 5, que tiene el aspecto de una constelación 2056, y del mapeo 256-PAM representado en la figura 6, que tiene el aspecto de una constelación 65536.

Las figuras 4, 5 y 6 representan el remapeo de las constelaciones. Puede observarse que el ángulo de rotación α se calcula mediante la siguiente expresión:

10

$$\alpha = \text{ArcTan } 1 / 2^m$$

Esto se pone de manifiesto en la figura 8 por ejemplo, a la cual se hará referencia brevemente, en la que se muestra el efecto del remapeo en el caso 16-QAM/16-PAM. En este caso, si se cambia de un punto de constelación remapeado al siguiente (los puntos remapeados están situados en la parte superior de las flechas), el desplazamiento por el eje u_1 es de 2 puntos y por el eje u_2 de 8 puntos. En este caso la rotación a la derecha viene dada por

15

$$\alpha = \text{ArcTan } 1 / 4$$

$$= \text{ArcTan } 1 / 2^2$$

20

Por consiguiente, la rotación se reduce a medida que el orden de la QAM se incrementa. Para la 64-QAM, el ángulo es $\alpha = \text{ArcTan } 1/8$ y, para la 256-QAM, el ángulo es $\alpha = \text{ArcTan } 1/16$. Aunque α es el ángulo necesario para asegurar que las proyecciones u_1 y u_2 formen una PAM uniforme, es posible utilizar otros ángulos de rotación que no generan proyecciones PAM uniformes y que pueden ser ventajosos cuando se experimenta desvanecimiento selectivo sin supresiones, obteniéndose mejores resultados. El ángulo puede ser por supuesto en sentido horario o antihorario, siempre que el transmisor y el receptor funcionen de acuerdo uno con el otro.

25

El escalado de la constelación puede determinarse a partir de la esquina inferior derecha de la constelación 16-QAM. Haciendo referencia a la figura 2, puede observarse que para una constelación 16-QAM el punto inferior derecho está situado en la posición $\{+3, -3\}$, y con referencia a la figura 4, está situado en la posición $\{+9, -15\}$ tras la rotación. Sus dimensiones lineales se han escalado, por lo tanto, por un factor de $\sqrt{17}$. En general, se puede demostrar que ese factor de escalado es de $\sqrt{(1+4^m)}$.

30

El mapeo de bits de datos con las constelaciones u_1 - u_2 es fundamental. En la descripción de la 4-PAM, se indicaba que los bits se mapeaban de alguna forma conveniente para obtener el valor u_1 , deduciéndose entonces u_2 a partir de u_1 , de tal forma que si se observan conjuntamente u_1 frente a u_2 estos adoptan la forma de una constelación 4-QAM girada. Los mapeos para las versiones 16, 64 y 256-PAM no son tan sencillos. Además, en la práctica, hay varias maneras de mapear los bits.

35

Suponiendo que se desee potenciar al máximo el rendimiento del sistema para el canal gaussiano plano, los mejores resultados se obtendrán eligiendo el mapeo de tal forma que la constelación tipo 2m-QAM girada siga el mapeo de Gray. Se elige, pues, el mapeo de bits con u_1 y u_2 para alcanzar ese objetivo. Esto significa que el mapeo de bits con u_1 y u_2 por sí misma generalmente no puede seguir las reglas de Gray, de tal forma que, para los pares de celdas sujetas a fuerte desvanecimiento (en las que se produce la supresión de u_1 o u_2), el valor u que queda en general no estará mapeado de una manera que permita sacar el mayor provecho de este aisladamente. La figura 5 representa los mapeos binarios propuestos entre los datos y u_1 y u_2 , que se eligen para asegurar mapeos de tipo Gray con la constelación bidimensional de u_1 y u_2 .

40

45

Como se ha indicado anteriormente, la asignación de valores a u_2 se deduce a partir de u_1 . En la figura 7 puede observarse, por ejemplo, que el mapeo de u_1 y u_2 se realiza tomando los valores u_1 en orden desde -15 a 15, y para cada paso a lo largo de la línea de números de u_1 , avanzando cuatro valores a lo largo de la misma línea de números para u_2 . En este caso, la línea de números sigue el orden -15, -13, -11 hasta 15, en incrementos de dos. Si se alcanza el fin de la línea de números en u_2 , se vuelve al principio de esta. Por lo tanto, un valor u_1 de -15 se empareja con el cuarto valor de la línea de números o -9, el siguiente valor u_1 de -13 se empareja con el octavo de -1 y el tercer valor de -11 se empareja con el duodécimo valor de 7. Como se ilustra en la figura 8, esto tiene el efecto de desplazar los mapeos u_1 , u_2 , que en caso contrario se hallarían en una línea recta y separadas entre sí, y asimismo de conferir a estas la apariencia de una constelación QAM girada.

50

55

La figura 8 ilustra gráficamente cómo se deduce u_2 a partir de u_1 . Desde la parte inferior izquierda del diagrama a lo largo de cada valor de u_1 , la notación x representa la línea diagonal en la que se situarían los puntos u_1/u_2 en el espacio u_1 - u_2 si los mapeos de u_1 y u_2 fueran idénticos. Las flechas indican la transformación de las coordenadas de u_2 , en la medida en que los puntos u_1 y u_2 se disponen de una manera semejante a una constelación QAM girada. En el ejemplo representado, se puede observar que los puntos de la diagonal en esencia se mapean primero a lo largo del borde izquierdo de la línea vertical girada que define parte de una cuadrícula. Una vez que la línea

60

vertical se ha llenado de puntos, la siguiente secuencia de puntos se mapea a lo largo de la siguiente línea vertical girada de la cuadrícula. La pseudoconstelación completa se representa en la figura 9. Los triángulos representan un valor de 1 y los rombos un valor de 0. Los valores se han elegido para adaptarse mejor al rendimiento gaussiano.

5 La tabla de la figura 10 representa el mapeo para un sistema 64-PAM, y la figura 11 las correspondientes pseudoconstelaciones para los bits. La figura 12 representa la pseudoconstelación para un sistema 256-PAM.

10 La figura 10 ilustra esquemáticamente el mapeo por medio de una tabla de consulta. No obstante, el mapeo puede implementarse utilizando matrices, puesto que esto significa que los datos pueden mapearse con la QAM sometida a mapeo de Gray como x , y , y a continuación convertirse en las coordenadas de u_1 y u_2 giradas y escaladas mediante una simple multiplicación de matrices.

15 La QAM original no girada presenta cada uno de los puntos (x, y) en el rango de $-(2^m-1)$ a (2^m-1) . El punto de la esquina inferior derecha es por consiguiente $\{(2^m-1), -(2^m-1)\}$. Tras la rotación y el escalado, el punto presenta las coordenadas de (u_1, u_2) $\{(2^{2m}-1) - 2(2^m-1), -(2^{2m}-1)\}$. Generalmente, una operación combinada de rotación y escalado debe adoptar la forma siguiente:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b \\ -b & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}$$

20 Sustituyendo las dos versiones de las coordenadas para el punto de la esquina inferior derecha, se pueden despejar los valores a y b , llegando al siguiente resultado general:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2^m & 1 \\ -1 & 2^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}$$

25 Como se representa en la figura 1, el bloque mapeador de u_1 14 y bloque mapeador de u_2 16 reciben cada uno una copia de la señal del entrelazador de bits 10. Cada mapeador determina qué estado PAM de u_1 o u_2 se requiere para representar la secuencia de bits recibida desde el entrelazador 10 conforme a los mapeos descritos anteriormente. La salida de cada uno de los mapeadores estará constituida, pues, por las respectivas secuencias de los mapeos de u_1 o de u_2 , dada la señal recibida desde el entrelazador de bits.

30 El entrelazador de u_1 18 y el entrelazador de u_2 20 aseguran que las dos versiones de la señal se dispersen entonces entre las diferentes señales portadoras disponibles. Esto se lleva a cabo de tal manera que las dos versiones de la señal tengan pocas probabilidades de estar sujetas a las mismas perturbaciones selectivas en frecuencia o en tiempo durante la transmisión.

35 En el ejemplo sencillo representado, las frecuencias portadoras disponibles se dividen en dos conjuntos: un conjunto utilizado para transmitir los mapeos de u_1 y otro conjunto utilizado para transmitir los mapeos de u_2 . Por lo tanto, el entrelazador 18 es operativo para obtener dos mapeos de u_1 consecutivos y asignarlos a la portadora de una primera frecuencia, dos mapeos de u_1 adicionales y asignarlos a una segunda frecuencia portadora, y así sucesivamente. Se realiza el mismo procedimiento para los números u_2 en el entrelazador 20. Se necesitan dos números u_1 o u_2 para cada portadora, puesto que finalmente cada número será transmitido por los componentes en fase o en cuadratura de la señal de esa portadora.

45 En este sentido, debe tenerse en cuenta que los entrelazadores 18 y 20 son entrelazadores en el dominio de la frecuencia. También pueden utilizarse entrelazadores en el dominio del tiempo si se proveen bloques de memoria y de retardo adecuados. Además, no es necesario que los números u_1 estén limitados a unas portadoras particulares y que los números u_2 estén limitados a otras, siendo posible disponer los números u_1 y u_2 libremente en el tiempo y la frecuencia y enviarlos como uno de los miembros de un par de componentes en fase y en cuadratura con otro número u_1 o u_2 . Cualquier combinación es posible siempre y cuando los números u_1 y u_2 que representan la misma información no se envíen en la misma división o celda de tiempo y frecuencia de señal.

55 Para adaptarse a esta complejidad, el transmisor comprende un bloque de mezcla de corrientes 22 que obtiene las señales portadoras de u_1 y u_2 entrelazadas y las combina para generar de esta forma unos bits de datos que se asignan a una pluralidad de ondas portadoras en fase y en cuadratura, en las que cada celda presenta dos números u_1 o u_2 o una combinación de ambos que representan datos diferentes. Además, se representan entrelazadores de u_1 y u_2 (y desentrelazadores en el receptor) separados para acentuar la necesidad de asegurar la independencia del desvanecimiento. No obstante, en la práctica esto se puede lograr mediante un único entrelazador adecuadamente diseñado.

60 Puede considerarse que los mapeadores y entrelazadores de u_1 y u_2 14, 16, 18 y 20 y el bloque de mezcla de

corrientes 22 forman una unidad de mapeo 12, que desempeña una función semejante a la del mapeador de constelaciones de un sistema QAM.

La señal generada por el bloque de mezcla de corrientes 22 se pasa al bloque 24, que lleva a cabo la incorporación de señales piloto y la estructuración en tramas. La salida se pasa al bloque de FFT inversa 26, que obtiene la pluralidad de valores complejos de amplitud de portadora paralelos y genera la correspondiente pluralidad de portadoras como una única señal del dominio del tiempo. El bloque 28 añade entonces intervalos de seguridad y la señal pasa a la interfaz de salida 30, donde se somete a conversión digital-analógica y transmisión a través de una antena.

La figura 13 ilustra un ejemplo de receptor según la presente invención. La señal se recibe primero en el extremo frontal 34, donde se amplifica y filtra. Subsiguientemente, la señal se mezcla hasta la frecuencia de banda base, y se separan los componentes en fase y en cuadratura de la señal. El extremo frontal también comprende un convertidor analógico-digital (no representado) para convertir la señal en una señal digital.

La señal digital generada por el extremo frontal se pasa entonces a la unidad de sincronización 36, donde se extrae la información de sincronización de tiempo y frecuencia a partir de la señal recibida. En general, el procedimiento de sincronización requiere examinar la señal tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia, para lo cual existen varios algoritmos adecuados conocidos dentro del alcance de la técnica. La información de sincronización del tiempo se extrae utilizando dichos algoritmos y se pasa al bloque de supresión de intervalos de seguridad 38 para la eliminación de los intervalos de seguridad, y al bloque de FFT 40. El bloque de supresión de intervalos de seguridad 38 selecciona partes de la señal del dominio del tiempo conforme a los tiempos de sincronización que son iguales en duración a la parte activa del símbolo, eliminándose por lo tanto adecuadamente el intervalo de seguridad. La duración del símbolo activo útil es igual a la cantidad recíproca de separación entre portadoras.

La señal sin los intervalos de seguridad pasa del bloque de supresión de intervalos de seguridad 38 al bloque de FFT, donde se convierte en una señal del dominio de la frecuencia. La señal del dominio de la frecuencia pasa a un bloque ecualizador de 1 toma 42, un estimador del canal 44 y asimismo a la unidad de sincronización 36.

Después de la FFT, la señal del dominio de la frecuencia comprende tanto información de referencia como los datos de carga útil. A partir de la información de referencia, el estimador del canal infiere la respuesta en frecuencia del canal (y la respuesta impulsiva del canal si se desea) y la pasa al bloque ecualizador de 1 toma 42 que, mediante una simple división, es capaz de reproducir las celdas recibidas que transmiten los datos con la amplitud y la fase correctas, a pesar de la selectividad de frecuencia que pueda haberse experimentado en el canal de transmisión.

Se observará que un receptor COFDM convencional generaría entonces la métrica de toma de decisiones a partir de las celdas de datos ecualizados, la ponderaría conforme a la correspondiente información de estado del canal generada por el bloque estimador del canal y desentrelazaría la información de métrica antes de pasarla a un decodificador FEC.

No obstante, el receptor representado en la figura 13 funciona de una manera diferente para asegurar que los componentes u_1 y u_2 se procesen adecuadamente. En la disposición representada en la figura, el orden de los bloques de entrelazado y métrica está invertido, puesto que no es posible deducir adecuadamente la métrica hasta que no se agrupan los correspondientes valores u_1 y u_2 .

El separador 46 distribuye la información ecualizada del bloque ecualizador 42, junto con la correspondiente información de estado del canal (CSI), en dos conjuntos. Un conjunto contiene la información que se ha mapeado como u_1 , y el otro contiene la que se ha mapeado como u_2 . Unos respectivos desentrelazadores 48 y 50 desentrelazan por separado estos conjuntos, de tal forma que finalmente se obtiene la correspondiente información de u_1 y u_2 en la respectiva salida de desentrelazador.

Las pseudoconstelaciones conceptuales representadas en las figuras 9, 11 y 12 citadas anteriormente podrán observarse en principio en este momento. Utilizando la información de u_1 y u_2 , junto con la CSI de ambas, el bloque de formación de métrica 52 puede generar una métrica de toma de decisiones por cada bit transmitido, para pasarlas al decodificador de FEC.

La generación de la métrica de toma de decisiones sigue el mismo razonamiento que se aplica a los sistemas QAM convencionales, excepto porque en este caso debe generalizarse a fin de que la métrica sea una función de cuatro cosas: los valores recibidos de u_1 y u_2 más sus respectivas relaciones señal-ruido calculadas. La relación necesaria es fácil de deducir matemáticamente, pero es difícil de presentar explícitamente ya que comprende un gran número de términos. Dicha relación consta del registro cronológico del cociente entre dos probabilidades, una para el caso en que se transmite un 0, y la otra para el caso en que se transmite un 1. La probabilidad (por ejemplo, para el caso en que se transmite un 0) adopta la forma de la función de distribución de probabilidad (PDF) en 2D, que describe la señal recibida para el caso en que se transmite un 0 y que tiene en cuenta las relaciones señal-ruido conocidas para u_1 y u_2 . Esta distribución de probabilidad es a su vez la media de todas las PDF 2D que se aplican a cada uno de los posibles estados de constelación individuales que se pudieran haber transmitido, puesto que este bit particular es

un 0, es decir todos los puntos en forma de rombo de las figuras 9, 11 y 12.

Es muy probable que un receptor práctico aplique varias aproximaciones de simplificación a esta relación, como sucede ya en realidad en los receptores convencionales.

5 No obstante, en la presente memoria se describe un ejemplo de procedimiento para el cálculo de la métrica. Para simplificar, se supone que las constelaciones se restauran al tamaño (y ángulo) estándar antes de calcular la métrica. No obstante, se considera que este procedimiento da los mismos resultados que los procedimientos alternativos en los que no se realiza la ecualización de manera explícita antes del cálculo de la métrica.

10 Suponiendo que la PAM transmite m bits/símbolo, es decir que es una 2^m-PAM, cuya constelación comprende 2^m puntos dispuestos a lo largo de una línea (un único eje, u1). Según el esquema de mapeo elegido, por cada uno de los m bits se mapean 2^{m-1} puntos como valor «1» para dicho bit, y los 2^{m-1} bits restantes se mapean como valor «0». Los puntos se marcan con un índice i, de tal forma que los puntos mapeados como «1» para un bit M tendrán los valores de índice C_{M,1} y los mapeados como «0» tendrán valores de índice C_{M,0}. Como es evidente, C_{M,1} U C_{M,0} comprende todos los puntos 2^m.

15 u_{1,i} denota la posición del eje u1 en la cual está situado el iésimo punto transmitido, y U₁ es la posición del eje en la cual aparece un punto de constelación recibido (tras la ecualización). La métrica de toma de decisión programada para el bit M es pues

$$\text{métrica para el bit M} = \log \left(\frac{\sum_{i \in C_{M,1}} \left(e^{-\frac{(U_1 - u_{1,i})^2}{2\sigma^2}} \right)}{\sum_{i \in C_{M,0}} \left(e^{-\frac{(U_1 - u_{1,i})^2}{2\sigma^2}} \right)} \right)$$

25 siendo $\sigma^2 = \frac{1}{\gamma 2^m} \sum_i u_{1,i}^2$ y γ la relación lineal entre la potencia de señal y la potencia del ruido.

30 Por lo tanto, se dispone como punto de partida de un símbolo QAM girado que sigue el mapeo de Gray. Con m bits/eje, el símbolo transmite 2 m bits/constelación, y la constelación presenta 2^{2m} estados. La QAM es por consiguiente una 2^{2m}-QAM. El símbolo también se proyecta sobre los dos ejes u1 y u2 como un símbolo 2^{2m}-PAM (PAM uniforme en el caso de una repetición de remapeo, o PAM no uniforme para casos de rotación más generales). Los correspondientes valores de u1, u2 están separados en la transmisión, pero después de la ecualización y el desentrelazado se vuelven a reunir en el receptor con el propósito de calcular la métrica. La métrica depende ahora de los valores recibidos de U1 y U2 y de sus respectivas relaciones señal-ruido, γ_1 y γ_2 . Estas relaciones señal-ruido son diferentes en general, porque corresponden a celdas OFDM diferentes y han estado sometidas a desvanecimientos diferentes de valor conocido, ya que el canal se ha medido, por ejemplo, mediante señales piloto dispersas.

35 La métrica para el bit M se calcula ahora del modo siguiente:

$$\text{métrica para el bit M} = \log \left(\frac{\sum_{i \in C_{M,1}} \left(e^{-\frac{(U_1 - u_{1,i})^2}{2\sigma_1^2} - \frac{(U_2 - u_{2,i})^2}{2\sigma_2^2}} \right)}{\sum_{i \in C_{M,0}} \left(e^{-\frac{(U_1 - u_{1,i})^2}{2\sigma_1^2} - \frac{(U_2 - u_{2,i})^2}{2\sigma_2^2}} \right)} \right)$$

40

$$\text{siendo } \sigma_1^2 = \frac{1}{2\gamma_1} \frac{1}{2^m} \sum_i (u_{1,i}^2 + u_{2,i}^2) \text{ y } \sigma_2^2 = \frac{1}{2\gamma_2} \frac{1}{2^m} \sum_i (u_{1,i}^2 + u_{2,i}^2).$$

De esta manera, se obtiene la métrica para el cálculo en el caso ideal.

- 5 Una vez que se ha generado la métrica de toma de decisión, el resto del receptor puede implementarse de una manera convencional. El decodificador FEC 54 aprovecha la redundancia del código FEC y la información de la métrica para generar datos corregidos que deberían ser iguales a los bits de los datos transmitidos con una probabilidad suficientemente alta. Si se ha aplicado cifrado por dispersión de energía en el transmisor, el desensanchador 56 lo elimina y, si se han multiplexado conjuntamente varios servicios, el demultiplexor 58 los demultiplexa, lo cual permite extraer los datos correspondientes al servicio o los servicios deseados.

- 10 A pesar del uso de la repetición, el sistema no reduce su capacidad, en el sentido de que el canal gaussiano plano ofrece exactamente la misma capacidad que un sistema convencional que no utiliza la repetición y que tiene la misma relación SNR. La compensación se consigue condensando más puntos de datos en el mapeo que se utiliza.
- 15 Aunque tener puntos de datos de constelación que están más cerca unos de otros generalmente significa que la sensibilidad al ruido se incrementa, esto se evita utilizando mapeos diferentes en símbolos diferentes y distribuyendo la copia de los datos a lo largo del tiempo y/o la frecuencia.

- 20 El aparato y el procedimiento propuestos para la codificación repetida de los datos puede aplicarse a cualquier norma de radiodifusión basada en COFDM, tal como la norma de radiodifusión de audio digital (DAB), radiodifusión de vídeo digital (DVB), incluidas la radiodifusión de vídeo digital terrestre (DVB-T) y la radiodifusión de vídeo digital S2, y Digital Radio Mondiale (DRM), por ejemplo.

- 25 Debe tenerse en cuenta que el sistema descrito puede ponerse en práctica en software o hardware o en una combinación de ambos.

REIVINDICACIONES

1. Transmisor para transmitir una señal multiportadora, comprendiendo el transmisor:
- 5 una pluralidad de trayectorias de señal portadora separadas para señales portadoras del dominio de la frecuencia que presentan componentes en fase y en cuadratura subdivididos en símbolos en el dominio del tiempo, presentando cada portadora una respectiva frecuencia diferente;
- 10 un convertidor del dominio de frecuencia al dominio de tiempo para convertir la pluralidad de señales portadoras del dominio de la frecuencia en una única señal multiportadora del dominio del tiempo;
- una unidad de mapeo dispuesta para recibir una corriente de bits de datos que representa los datos de origen, y para codificar los mismos en una o más portadoras, comprendiendo la unidad de mapeo;
- 15 un primer mapeador dispuesto para obtener un número predeterminado de bits de datos y determinar qué modulación de señal portadora es necesaria para representar los bits según un primer esquema de modulación por amplitud de impulso (PAM);
- 20 un segundo mapeador dispuesto para recibir los mismos bits de datos que el primero y determinar qué modulación de señal portadora es necesaria para representar dichos bits según un segundo esquema de modulación por amplitud de impulso (PAM);
- 25 un entrelazador dispuesto para codificar los datos una vez según el primer esquema PAM y otra vez según el segundo esquema PAM, conforme a lo determinado por el primer y segundo mapeadores, en componentes en fase y/o cuadratura separados de los símbolos en la pluralidad de señales portadoras, de tal forma que la primera y segunda codificaciones de datos no aparezcan en la misma portadora y símbolo.
2. Transmisor según la reivindicación 1, en el que el entrelazador está dispuesto de tal manera que la primera y segunda codificaciones de datos aparezcan en señales portadoras diferentes entre sí.
- 30 3. Transmisor según la reivindicación 1, en el que el entrelazador comprende un primer y segundo entrelazadores dispuestos para codificar respectivamente los datos según el primer esquema PAM y según el segundo esquema PAM, en el que el primer entrelazador codifica los datos según el primer mapeo en un primer conjunto de señales portadoras, y el segundo entrelazador codifica los datos según el segundo mapeo en un segundo conjunto de señales portadoras, y en el que el primer y el segundo conjuntos son mutuamente exclusivos.
- 35 4. Transmisor según la reivindicación 1, en el que el entrelazador está dispuesto de manera que la primera y segunda codificaciones de datos aparezcan en símbolos diferentes entre sí.
- 40 5. Transmisor según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el segundo esquema de modulación por amplitud de impulso (PAM) es una versión modificada del primero.
- 45 6. Transmisor según la reivindicación 5, en el que segundo esquema de modulación por amplitud de impulso es una versión modificada del primero, de tal forma que, si los mapeos de datos para cada esquema PAM se representan gráficamente en dos dimensiones, el resultado es una cuadrícula parecida a una constelación QAM girada.
7. Transmisor según la reivindicación 6, en el que el mapeo se selecciona de tal forma que la constelación de tipo QAM girada sigue un mapeo de Gray.
- 50 8. Receptor para decodificar una señal multiportadora transmitida por un transmisor según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende:
- un extremo frontal para recibir los datos transmitidos;
- 55 unos circuitos de sincronización y estimación para detectar y sacar símbolos en la señal de dominio del tiempo;
- un extractor para extraer de los símbolos datos codificados mediante el primer esquema PAM y datos codificados mediante el segundo esquema PAM, y pasarlos a unos respectivos primer y segundo entrelazadores;
- 60 un primer desentrelazador para decodificar los datos codificados según el primer esquema PAM;
- un segundo desentrelazador para decodificar los datos codificados según el segundo esquema PAM; y
- 65 un bloque de formación de métrica, que recibe la salida del primer y segundo desentrelazadores y que forma información de métrica para decodificar.

9. Procedimiento para transmitir una señal multiportadora en un esquema de transmisión que presenta una pluralidad de señales portadoras del dominio de la frecuencia que presentan componentes en fase y en cuadratura subdivididos en símbolos en el dominio del tiempo, y presentando cada una de las portadoras una respectiva frecuencia diferente, comprendiendo el procedimiento:

5 recibir un número predeterminado de bits de datos;
determinar qué modulación de señal de portadora es necesaria para representar dichos bits según un primer esquema de modulación por amplitud de impulso (PAM);

10 determinar qué modulación de señal de portadora es necesaria para representar dichos bits según un segundo esquema de modulación por amplitud de impulso (PAM);

15 codificar los datos, una vez según el primer esquema PAM y otra vez según el segundo esquema PAM conforme a lo determinado por el primer y segundo mapeadores, en componentes en fase y/o cuadratura separados de los símbolos en la pluralidad de señales portadoras, de tal forma que la primera y segunda codificaciones de datos no aparezcan en la misma portadora y símbolo; y

20 generar una única señal multiportadora del dominio del tiempo a partir de la pluralidad de señales portadoras del dominio de la frecuencia, utilizando un convertidor del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo.

10. Procedimiento según la reivindicación 9, en el que, en la etapa de entrelazado, la primera y segunda codificaciones de datos son aplicadas a señales portadoras diferentes entre sí.

25 11. Procedimiento según la reivindicación 9, en el que la etapa de entrelazado comprende la codificación de datos según el primer mapeo en un primer conjunto de señales portadoras, y la codificación de datos según el segundo mapeo en un segundo conjunto de señales portadoras, y en el que el primer y segundo conjuntos son mutuamente exclusivos.

30 12. Procedimiento según la reivindicación 9, en el que, en la etapa de entrelazado, la primera y segunda codificaciones de datos están codificadas en símbolos diferentes entre sí.

35 13. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 9 a 12, en el que el segundo esquema de modulación por amplitud de impulso (PAM) es una versión modificada del primero.

40 14. Procedimiento según la reivindicación 13, en el que segundo esquema de modulación por amplitud de impulso es una versión modificada del primero, de tal forma que si los mapeos de datos de cada esquema PAM se representan gráficamente en dos dimensiones, el resultado es una cuadrícula parecida a una constelación QAM girada.

45 15. Procedimiento de decodificación de una señal multiportadora transmitida mediante el procedimiento de transmisión según cualquiera de las reivindicaciones 9 a 14, que comprende:

recibir los datos transmitidos;

45 sincronizar los datos transmitidos y aplicar la estimación del canal para detectar y sacar los símbolos de la señal del dominio del tiempo;

50 extraer, a partir de los símbolos, los datos codificados mediante el primer esquema PAM y los datos codificados mediante el segundo esquema PAM;

desentrelazar los datos codificados según el primer esquema PAM;

55 desentrelazar los datos codificados según el segundo esquema PAM; y

formar información de métrica basada en los datos desentrelazados del primer y segundo esquemas PAM.

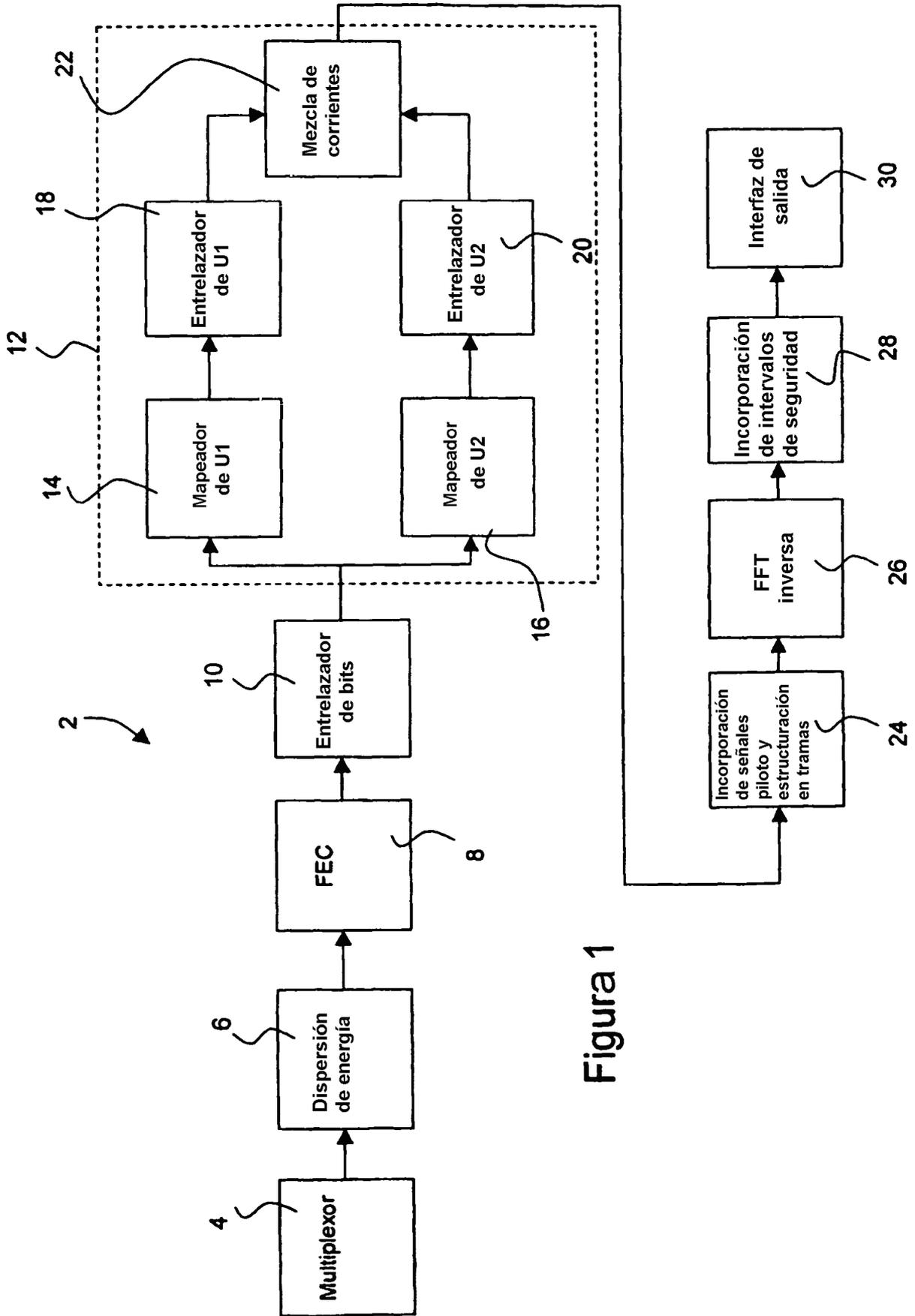


Figura 1

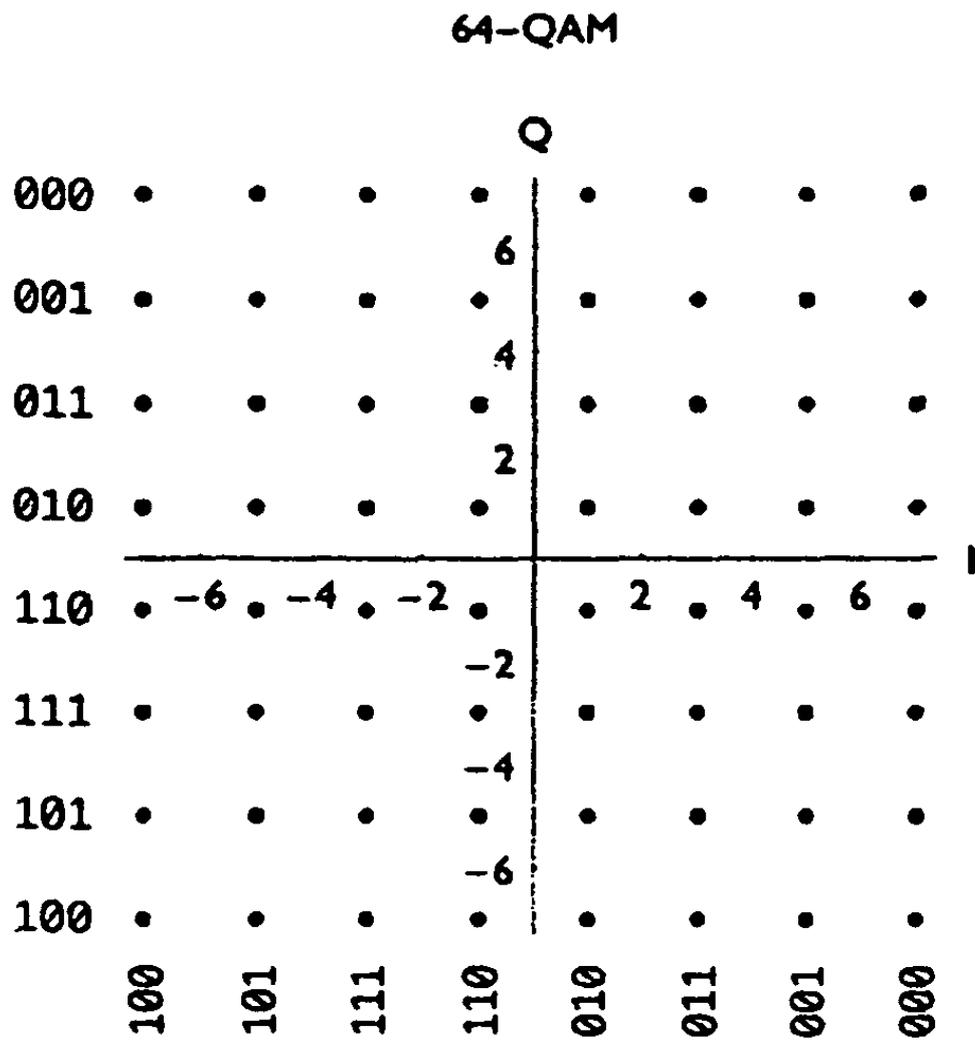


Figura 2

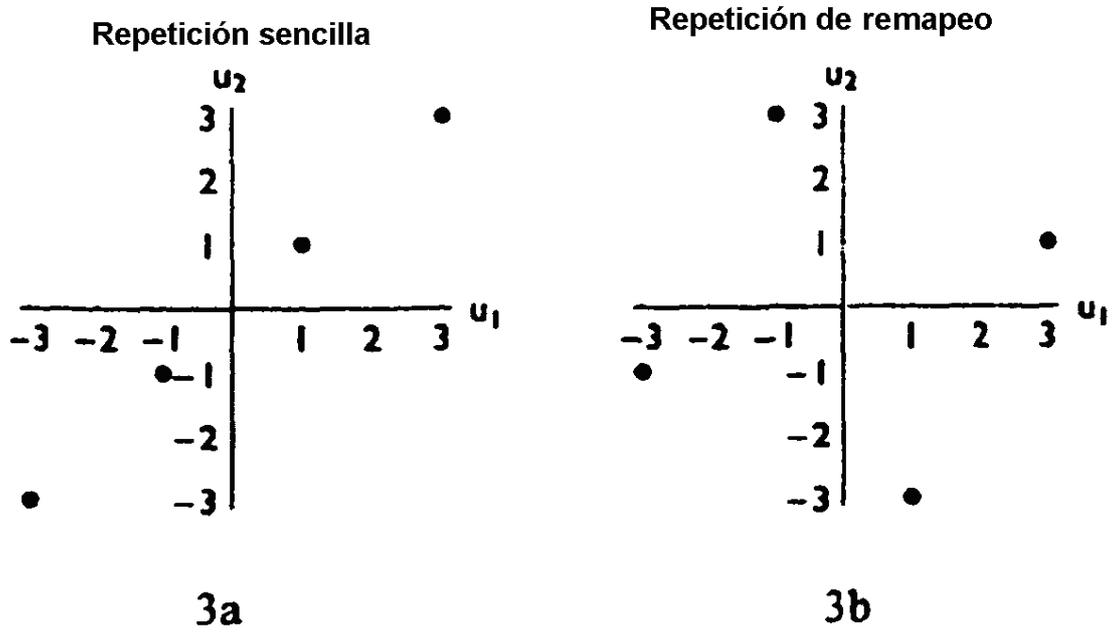


Figura 3

16-PAM/16-QAM

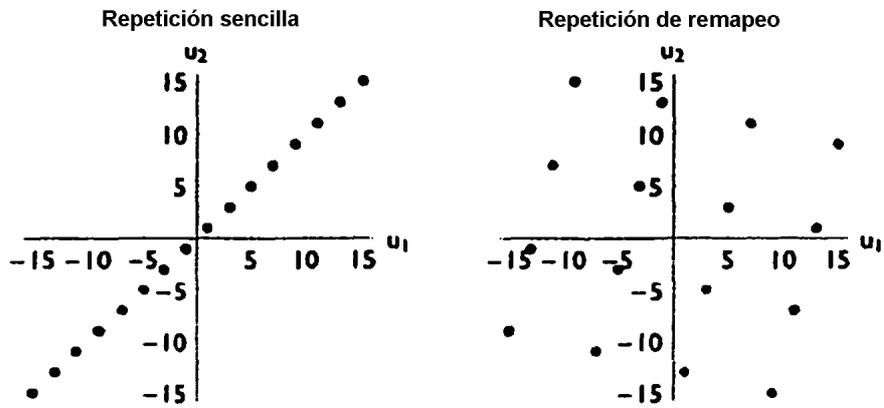


Figura 4

64-PAM/64-QAM

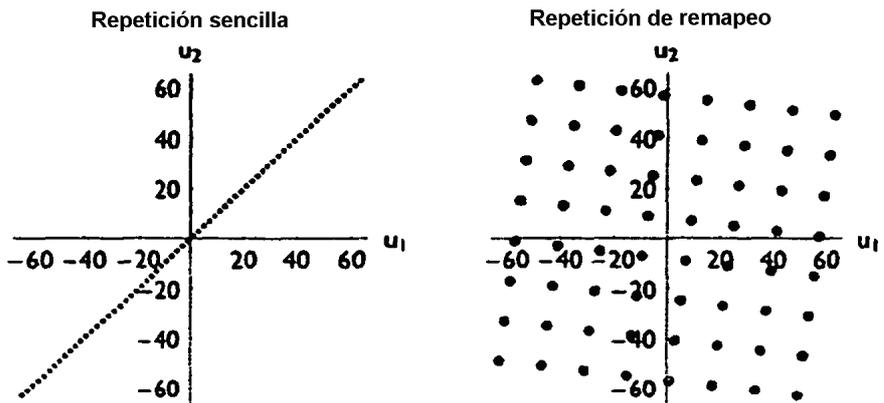


Figura 5

256-PAM/256-QAM

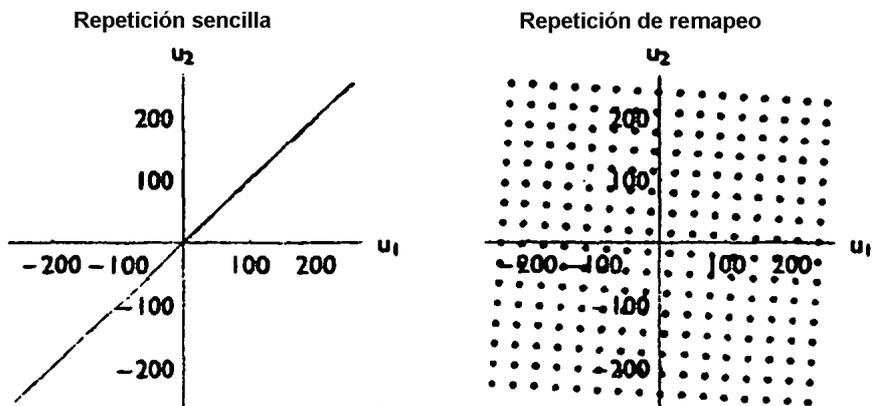


Figura 6

PAM de doble remapeo

Relación de u1 y u2		Mapeo de bits			
u1	u2	Bit 0	Bit 1	Bit 2	Bit 3
-15	-9	1	1	1	1
-13	-1	1	0	1	1
-11	7	1	0	0	1
-9	15	1	1	0	1
-7	-11	0	1	1	1
-5	-3	0	0	1	1
-3	5	0	0	0	1
-1	13	0	1	0	1
1	-13	0	1	1	0
3	-5	0	0	1	0
5	3	0	0	0	0
7	11	0	1	0	0
9	-15	1	1	1	0
11	-7	1	0	1	0
13	1	1	0	0	0
15	9	1	1	0	0

Figura 7

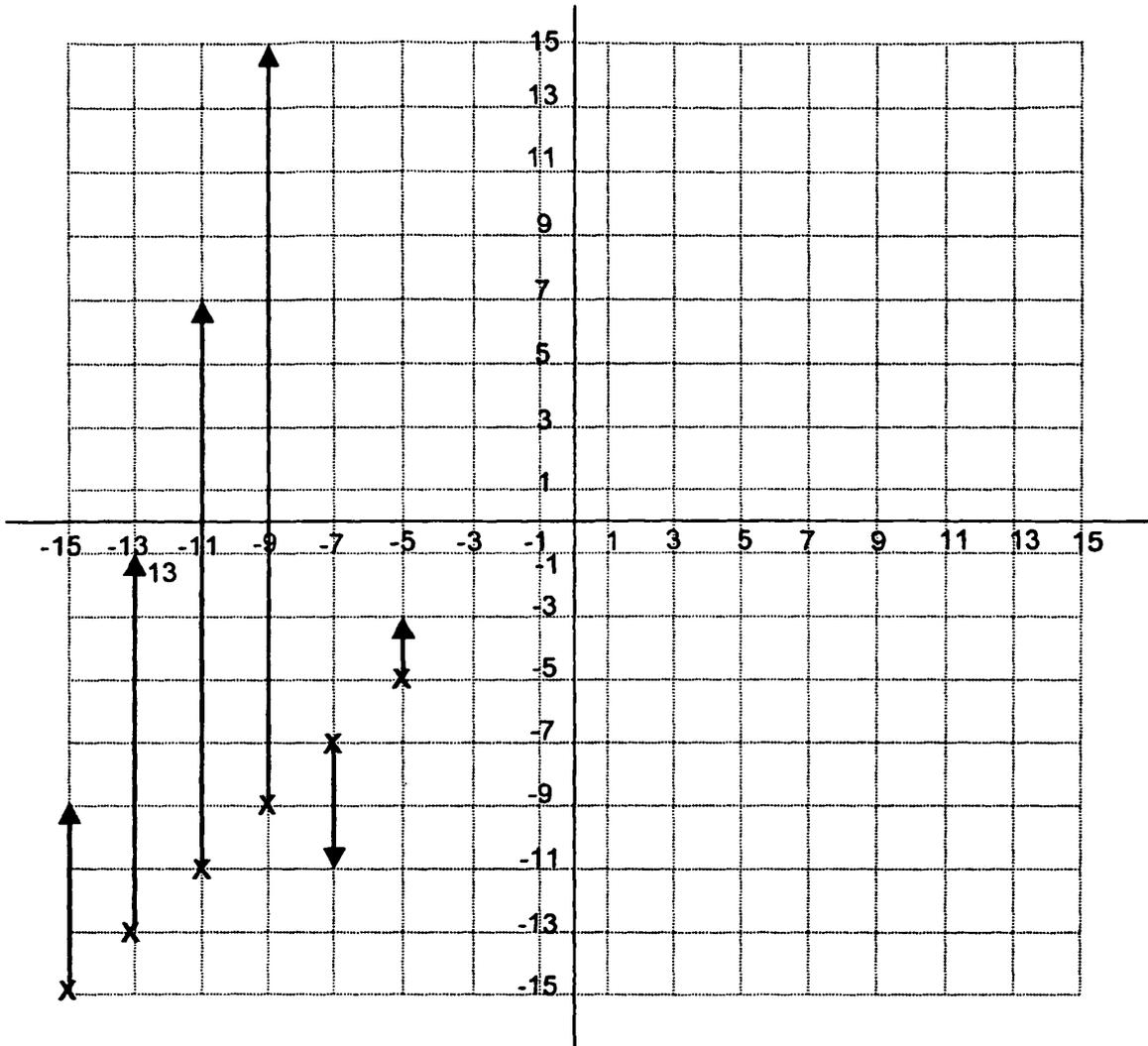


Figura 8

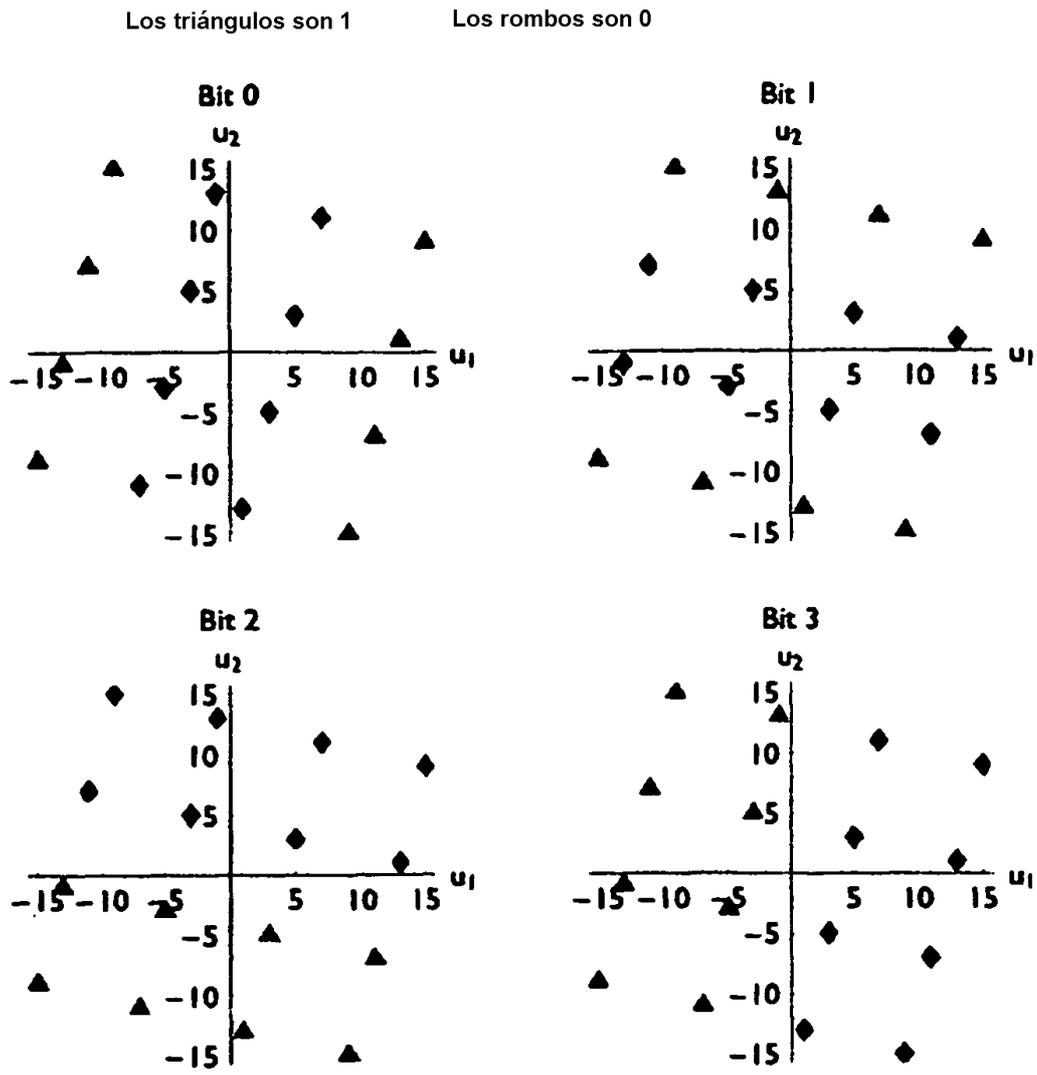


Figura 9

PAM de doble remapeo

Relación de u1 y u2		Mapeo de bits					
u1	u2	Bit 0	Bit 1	Bit 2	Bit 3	Bit 4	Bit 5
-63	-49	1	1	1	1	1	1
-61	-33	0	1	1	1	1	1
-59	-17	0	1	0	1	1	1
-57	-1	1	1	0	1	1	1
-55	15	1	1	0	1	0	1
-53	31	0	1	0	1	0	1
-51	47	0	1	1	1	0	1
-49	63	1	1	1	1	0	1
-47	-51	1	0	1	1	1	1
-45	-35	0	0	1	1	1	1
-43	-19	0	0	0	1	1	1
-41	-3	1	0	0	1	1	1
-39	13	1	0	0	1	0	1
-37	29	0	0	0	1	0	1
-35	45	0	0	1	1	0	1
-33	61	1	0	1	1	0	1
-31	-53	1	0	1	0	1	1
-29	-37	0	0	1	0	1	1
-27	-21	0	0	0	0	1	1
-25	-5	1	0	0	0	1	1
-23	11	1	0	0	0	0	1
-21	27	0	0	0	0	0	1
-19	43	0	0	1	0	0	1
-17	59	1	0	1	0	0	1
-15	-55	1	1	1	0	1	1
-13	-39	0	1	1	0	1	1
-11	-23	0	1	0	0	1	1
-9	-7	1	1	0	0	1	1
-7	9	1	1	0	0	0	1
-5	25	0	1	0	0	0	1
-3	41	0	1	1	0	0	1
-1	57	1	1	1	0	0	1

Figura 10
(parte 1/2)

Relación de u1 y u2		Mapeo de bits					
U1	u2	Bit 0	Bit 1	Bit 2	Bit 3	Bit 4	Bit 5
1	-57	1	1	1	0	1	0
3	-41	0	1	1	0	1	0
5	-25	0	1	0	0	1	0
7	-9	1	1	0	0	1	0
9	7	1	1	0	0	0	0
11	23	0	1	0	0	0	0
13	39	0	1	1	0	0	0
15	55	1	1	1	0	0	0
17	-59	1	0	1	0	1	0
19	-43	0	0	1	0	1	0
21	-27	0	0	0	0	1	0
23	-11	1	0	0	0	1	0
25	5	1	0	0	0	0	0
27	21	0	0	0	0	0	0
29	37	0	0	1	0	0	0
31	53	1	0	1	0	0	0
33	-61	1	0	1	1	1	0
35	-45	0	0	1	1	1	0
37	-29	0	0	0	1	1	0
39	-13	1	0	0	1	1	0
41	3	1	0	0	1	0	0
43	19	0	0	0	1	0	0
45	35	0	0	1	1	0	0
47	51	1	0	1	1	0	0
49	-63	1	1	1	1	1	0
51	-47	0	1	1	1	1	0
53	-31	0	1	0	1	1	0
55	-15	1	1	0	1	1	0
57	1	1	1	0	1	0	0
59	17	0	1	0	1	0	0
61	33	0	1	1	1	0	0
63	49	1	1	1	1	0	0

Figura 10
(parte 2/2)

Los triángulos son 1

Los rombos son 0

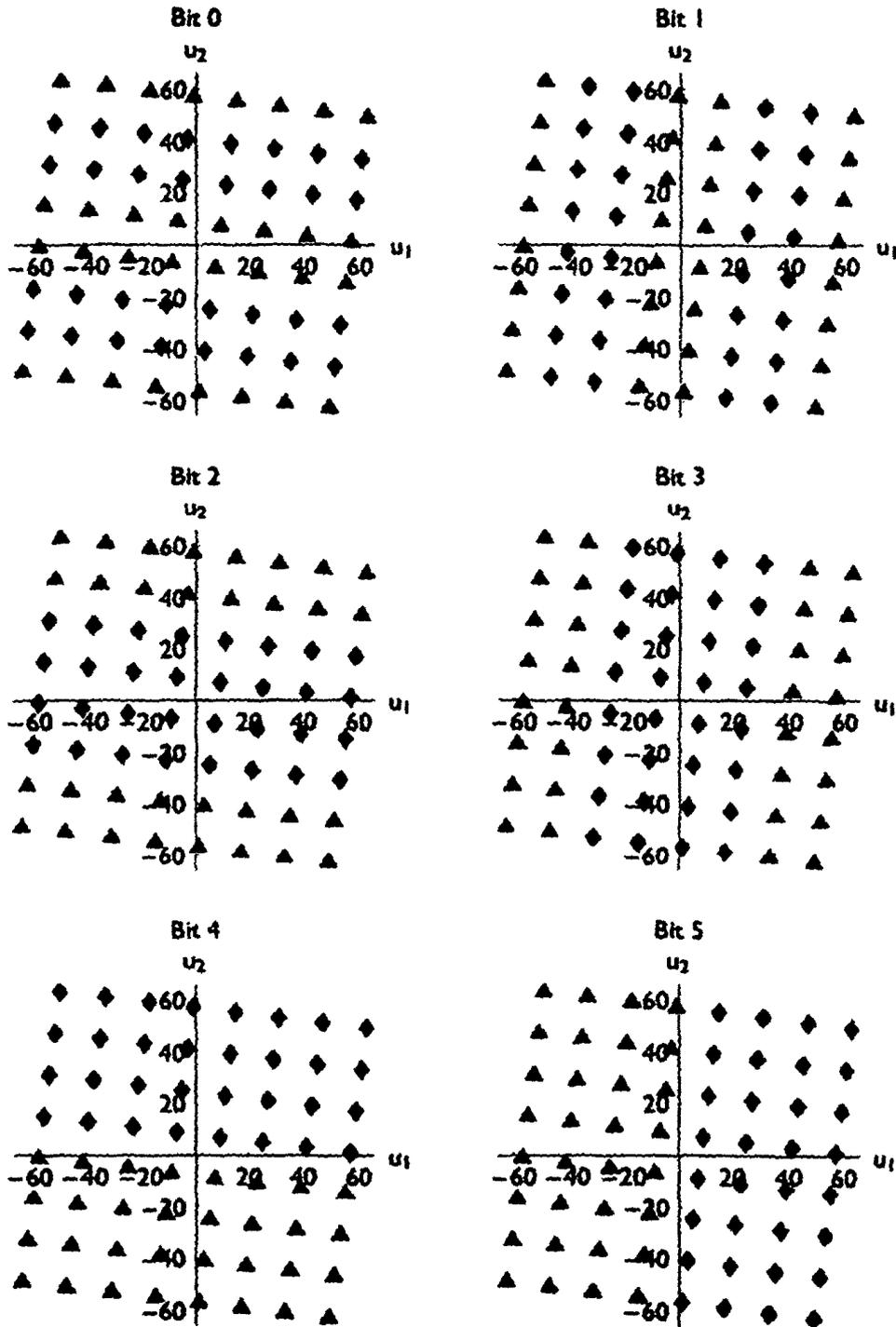


Figura 11

Los triángulos son 1

Los rombos son 0

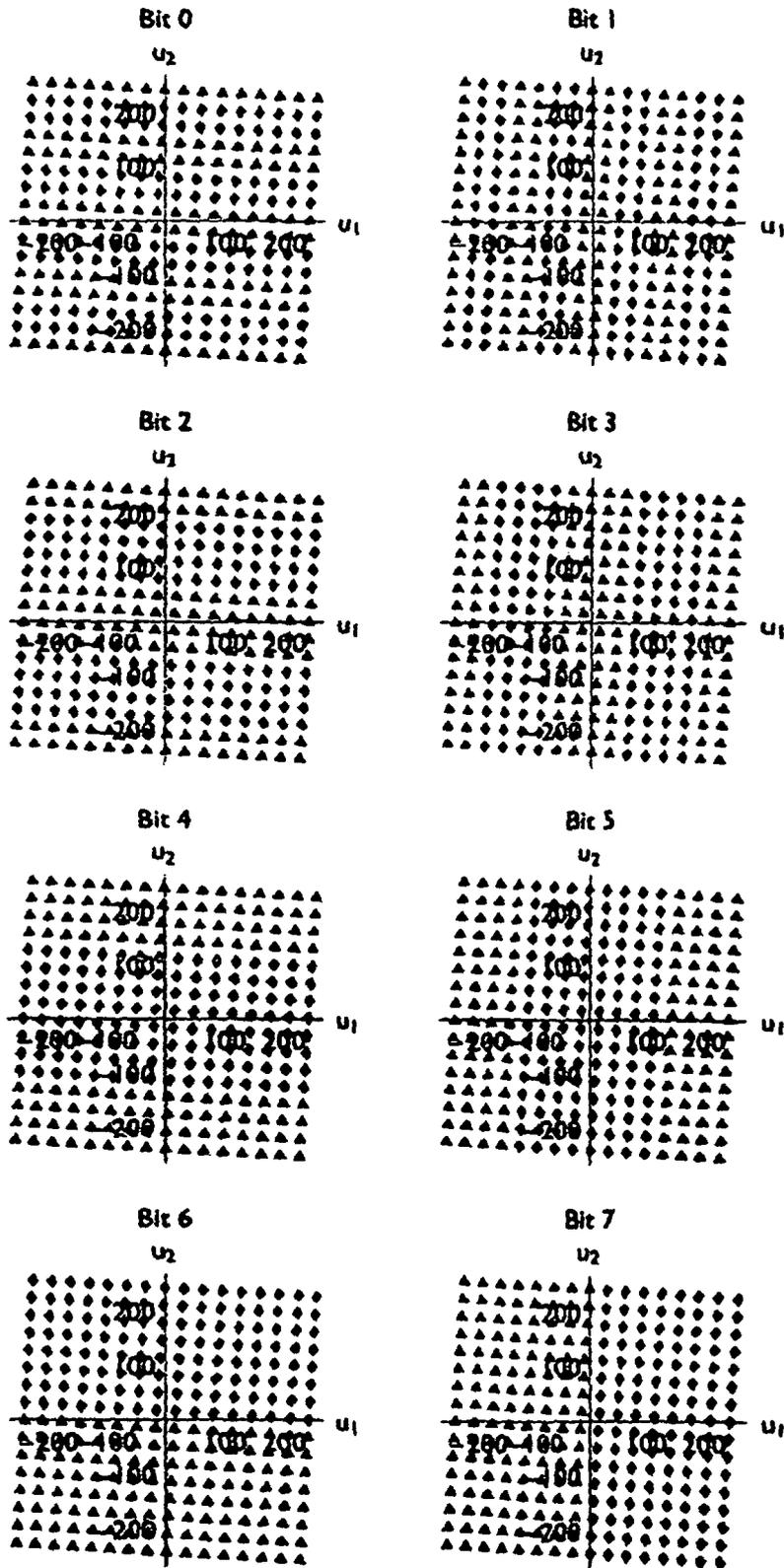


Figura 12

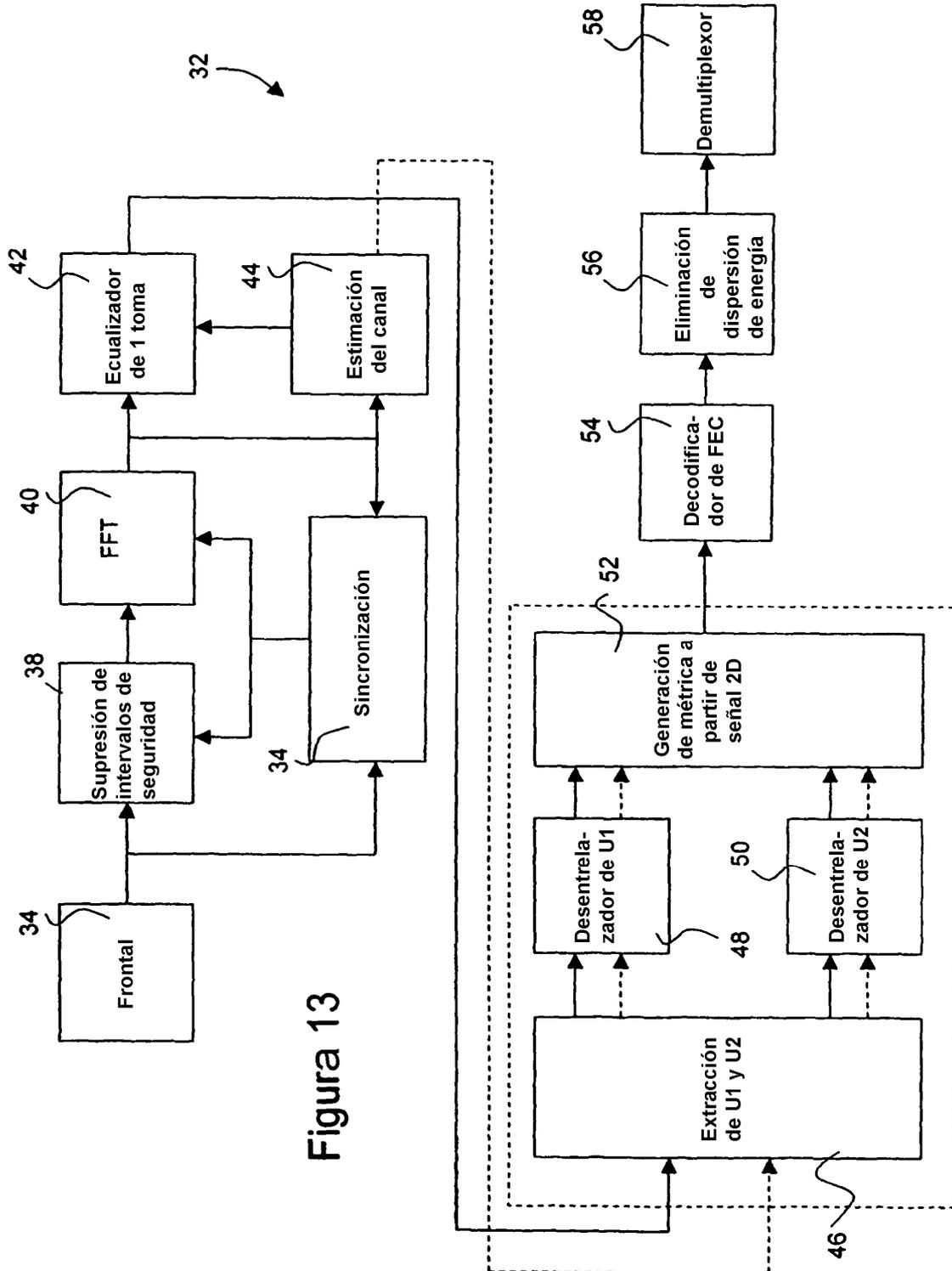


Figura 13