



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 266 107**

51 Int. Cl.:  
**H04L 27/34** (2006.01)  
**H03M 13/00** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Número de solicitud europea: **01273152 .7**  
86 Fecha de presentación : **14.12.2001**  
87 Número de publicación de la solicitud: **1356652**  
87 Fecha de publicación de la solicitud: **29.10.2003**

54 Título: **Mapeo por modulación codificada de entrelazado de bits (BICM).**

30 Prioridad: **16.01.2001 EP 01200152**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**01.03.2007**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**01.03.2007**

73 Titular/es: **Koninklijke Philips Electronics N.V.**  
**Groenewoudseweg 1**  
**5621 BA Eindhoven, NL**

72 Inventor/es: **Gorokhov, Alexei;**  
**Van Dijk, Marten, E. y**  
**Koppelaar, Arie, G., C.**

74 Agente: **Zuazo Araluze, Alexander**

ES 2 266 107 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

Mapeo por modulación codificada de entrelazado de bits (BICM).

5 La invención se refiere a un sistema de transmisión para transmitir una señal multinivel desde un transmisor a un receptor.

La invención se refiere además a un transmisor para transmitir una señal multinivel, un receptor para recibir una señal multinivel, un mapeador para mapear una señal codificada entrelazada según una constelación de señales en una  
10 señal multinivel, un demapeador para demapear una señal multinivel según una constelación de señales, un método para transmitir una señal multinivel desde un transmisor a un receptor y a una constelación de señales.

En sistemas de transmisión que emplean los denominados esquemas de modulación codificada por entrelazado de bits (BICM, bit interleaved coded modulation) una secuencia de bits codificados se entrelaza antes de codificarse  
15 en símbolos de canal. Por tanto, estos símbolos de canal se transmiten. Un diagrama esquemático de un transmisor 10 que puede usarse en un sistema de transmisión de este tipo se muestra en la figura 1. En este transmisor 10 una señal que comprende una secuencia de bits de información  $\{b_k\}$  se codifica en un codificador 12 de control de errores previo (FEC, forward error control). A continuación la señal  $\{c_k\}$  codificada (es decir, la salida del codificador 12) se suministra a un dispositivo 14 de entrelazado que entrelaza la señal codificada permutando el orden de los bits  
20  $\{c_k\}$  entrantes. La señal  $\{i_k\}$  de salida del dispositivo 14 de entrelazado (es, decir, la señal codificada entrelazada) se remite luego a un mapeador 16 que agrupa los bits entrantes en bloques de  $m$  bits y los mapea para dar un conjunto de símbolos que consisten en puntos de constelación de señales  $2^m$  con etiquetas correspondientes. La secuencia resultante de símbolos  $\{x_k\}$  es una señal multinivel que se transmite por el transmisor 10 por un canal de desvanecimiento sin memoria a un receptor 20 tal como se muestra en la figura 2. En la figura 1 el canal de desvanecimiento sin memoria se modela por la concatenación de un multiplicador 17 y un sumador 19. El canal de desvanecimiento sin memoria se caracteriza por una secuencia de ganancias  $\{\gamma_k\}$  que se aplican a la señal multinivel transmitida mediante el multiplicador 17. Además, las muestras de la señal multinivel transmitida se corrompen por una secuencia  $\{n_k\}$  de componentes de ruido gaussiano auditivo blanco (AWGN) que se añaden a la señal multinivel mediante el sumador 19. Este modelo de canal genérico adapta, en particular la transmisión multiportadora por un canal selectivo de frecuencia  
25 en el que el conjunto de instancias  $k = 1, \dots, N$  corresponde a  $N$  portadoras secundarias. Por tanto, está dentro del alcance de los estándares existentes para sistemas inalámbricos de banda ancha (tales como ETSI BRAN HIPERLAN/2, IEEE 802.11 a y sus versiones avanzadas actualmente en proceso de estandarización). La principal característica distintiva de los esquemas BICM es el dispositivo 14 de entrelazado que distribuye los bits  $c_k$  codificados adyacentes por símbolos  $x_k$  diferentes proporcionando de este modo la diversidad de ganancias  $\gamma_k$  de desvanecimiento dentro de un intervalo limitado de la secuencia  $\{c_k\}$  de bits codificados. Esto proporciona una mejora sustancial en el rendimiento de FEC en los entornos de desvanecimiento. Pueden utilizarse dispositivos de entrelazado (seudo) aleatorios para que  $N$  de tamaño de bloque grande garanticen una distribución uniforme y por tanto una diversidad uniforme por toda la secuencia codificada. Alternativamente pueden utilizarse dispositivos de entrelazado de fila y columna.

Ahora se supone que el receptor 20 tiene un conocimiento perfecto de las ganancias  $\{\gamma_k\}$  de desvanecimiento. Esta suposición es válida porque en la práctica estas ganancias pueden determinarse de manera muy precisa (por ejemplo, por medio de señales piloto y/o secuencias de entrenamiento). La decodificación estándar de una señal codificada BICM tiene una estructura de espejo con respecto a la estructura del transmisor 10 tal como se muestra en la figura 1. Para cada  $k$ , las muestras  $y_k$  recibidas y las ganancias  $\gamma_k$  de desvanecimiento se usan para calcular las denominadas probabilidades *a posteriori* (APP) de todos los puntos de constelación de señales  $2^m$  para  $x_k$ . Entonces se demapean estos valores APP, es decir se transforman a valores de fiabilidad de bits individuales del bloque de orden  $k$ . El valor de fiabilidad de un bit puede calcularse como una log ratio (razón de verosimilitud) de la APP de este bit que es 0 por la APP de este bit que es 1, dado el conjunto de valores APP de puntos de constelación  $2^m$  para el bloque de orden  $k$ . Algunas veces, la APP de un bit que es 0 ó 1 se sustituye por la métrica de probabilidad máxima binaria (ML), es decir la APP mayor por los puntos de constelación que corresponden a este valor de bit. De esta manera la barrera numérica puede reducirse. Estos valores de fiabilidad se desentrelazan y reenvían a un decodificador FEC que estima la secuencia de bits de información, es decir, mediante la decodificación de Viterbi estándar.

El principal inconveniente de este procedimiento de decodificación estándar, comparado con la decodificación óptima (teóricamente posible pero poco práctica) proviene del hecho de que no hay un uso simultáneo de la estructura de palabra clave (impuesta por el FEC) y la estructura de mapeo. Aunque la decodificación estrictamente óptima no es factible, la observación anterior da origen a un mejor procedimiento de decodificación que se ilustra en el receptor 20 tal como se muestra en la figura 2. La idea básica de este procedimiento es intercambiar de manera iterativa la información de fiabilidad entre el demapeador 22 y el decodificador 32 FEC. El procedimiento iterativo comienza con el demapeo estándar tal como se describió anteriormente. Los valores  $\{L_k^{(u)}\}$  de fiabilidad de los bits demapeados tras el desentrelazado mediante un dispositivo 26 de desentrelazado funcionan como las entradas a un decodificador 32 de entrada-temporal salida-temporal (soft-input, soft output, SISO) que produce las fiabilidades  $\{L_k^{(o)}\}$  (de salida) de los bits  $\{c_k\}$  codificados que tienen en cuenta las fiabilidades (de entrada) de los bits demapeados y de la estructura FEC. Los decodificadores SISO estándar son decodificadores de máxima probabilidad *a posteriori* (MAP), cuya versión simplificada es conocida como decodificador max-log-MAP (MLM). La diferencia entre las entradas y las salidas del decodificador 32 SISO (a menudo denominadas información extrínseca) se determina por un sustractor 30 y refleja el incremento de fiabilidad que es el resultado de la estructura de código. Esta fiabilidad diferencial se entrelaza por un dispositivo 28 de entrelazado y se usa como una fiabilidad *a priori* durante la siguiente iteración de demapeo.

De manera similar, la fiabilidad diferencial se calcula en la siguiente salida del demapeado (mediante un sustractor 24). Esta fiabilidad representa un refinamiento debido a la reutilización del mapeo y la estructura de constelación de señales; se usa como una fiabilidad *a priori* para la iteración de decodificación SISO subsiguiente. Después de la última iteración, las fiabilidades  $\{L_k^{(b)}\}$  de salida SISO de los bits de información se alimentan a un rebanador 34 para producir decisiones  $\{b^{\wedge}_k\}$  finales en los bits de información.

Una característica importante del esquema BICM es el mapeo de bits según una constelación de señales que comprende un número de puntos de señales con etiquetas correspondientes. Las constelaciones de señales usadas más comúnmente son PSK (BPSK, QPSK, hasta 8-PSK) y 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM y algunas veces 256-QAM. Además, el rendimiento del sistema depende sustancialmente del diseño de mapeo, es decir, la asociación entre los puntos de señales de la constelación de señales y sus etiquetas de  $m$  bits. El mapeo de Gray estándar es óptimo cuando se usa el procedimiento de decodificación estándar (no iterativa). El mapeo de Gray implica que las etiquetas correspondientes a los puntos de constelación vecinos difieren en el menor número posible de  $m$  posiciones, de modo ideal solamente en una. Un ejemplo de una constelación de señales 16-QAM con el mapeo de Gray ( $m = 4$ ) se muestra en la figura 3A. Puede verse fácilmente que las etiquetas de todos los puntos de señales vecinos difieren exactamente en una posición.

Sin embargo, el uso de diseños de mapeo alternativo o mapeos puede mejorar espectacularmente en el rendimiento de esquemas BICM siempre que se explore cualquier versión de la decodificación iterativa en el receptor. En la solicitud de patente europea número 0 948 140 se emplea un esquema de decodificación iterativa tal como se muestra en la figura 2 con lo que se denomina como mapeo de codificación anti-Gray. Sin embargo no está claro lo que quiere decirse con este mapeo de codificación anti-Gray. En un documento titulado "Trellis-coded modulation with bit interleaving and iterative decoding" por X. Li y J. Ritcey, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, volumen 17, páginas 715 a 724, abril de 1999 se consigue una mejora notable en el rendimiento mediante un diseño de mapeo utilizado ampliamente conocido como el mapeo de división de conjuntos (SP: Set Partitioning). Un ejemplo de una constelación de señales 16-QAM con el mapeo SP se muestra en la figura 3B.

En la solicitud de patente europea número 0 998 045 y en la solicitud de patente europea número 0 998 087 se describe un enfoque teórico de información para la optimización del mapeo. La idea central de este enfoque es usar un mapeo que alcance el valor óptimo de la información mutua entre los bits de etiquetas y la señal recibida promediado por los bits de etiquetas. La información mutua óptima depende de la razón de señal/ruido (SNR), el número de iteraciones del procedimiento de decodificación así como del modelo de canal. El valor óptimo de la información mutua es el valor que minimiza la tasa de error resultante. Según este enfoque, la selección de los mapeos óptimos se basa en las simulaciones de rendimiento de tasa de error frente a la información mutua anteriormente mencionada para una SNR determinada, el número de iteraciones y modelo de canal, con el subsiguiente cálculo de información mutua para todos los mapeos candidatos. Un procedimiento de diseño de este tipo es numéricamente intensivo. Es más, no garantiza un rendimiento óptimo de la tasa de error del sistema. Además del mapeo estándar de Gray en estas solicitudes de patente europeas se proponen dos nuevos mapeos para constelaciones de señales 16-QAM (se hará referencia a estos mapeos como mapeos de información mutua óptima (OIM)). Las constelaciones de señales 16-QAM con estos mapeos OMI se muestran en las figuras 3C y 3D.

Es un objeto de la invención proporcionar un sistema de transmisión mejorado para transmitir una señal multinivel desde un transmisor a un receptor. Este objeto se consigue en el sistema de transmisión según la invención, estando dispuesto dicho sistema de transmisión para transmitir una señal multinivel desde un transmisor a un receptor, en el que el transmisor comprende un mapeador para mapear una señal de entrada según una constelación de señales en la señal multinivel, y en el que el receptor comprende un demapeador para demapear la señal multinivel recibida según la constelación de señales, en el que la constelación de señales comprende un número de puntos de señales con etiquetas correspondientes, y en el que  $D_a > D_f$ , siendo  $D_a$  el mínimo de las distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales cuyas etiquetas correspondientes difieren en una única posición, y siendo  $D_f$  el mínimo de las distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales. La distancia euclidiana entre dos puntos de señales es la distancia real ("física") en el espacio de señales entre estos dos puntos de señales. Utilizando una constelación de señales con una  $D_a$  que sea mayor que  $D_f$  puede conseguirse una tasa de error sustancialmente más baja que al utilizar cualquiera de las constelaciones de señales de la técnica anterior. De manera ideal  $D_a$  es lo más grande posible (es decir  $D_a$  tiene un valor sustancialmente máximo), en cuyo caso la tasa de error es lo más baja posible. Se hace referencia a  $D_a$  como la distancia libre efectiva de la constelación de señales y se hace referencia a  $D_f$  como la distancia libre exacta de la constelación de señales.

Se observa que los procedimientos de decodificación iterativa se aproximan al comportamiento de un decodificador óptimo cuando la SNR supera un determinado umbral. Esto significa que con una SNR relativamente alta (que asegura un buen rendimiento de la decodificación iterativa) puede asumirse que un decodificador óptimo está realizando la decodificación.

Considérese un decodificador óptimo. En la práctica los códigos de Trellis se usan como FEC para canales de desvanecimiento con ruido tales como códigos convolucionales (concatenados). Un modelo de error típico se caracteriza por un pequeño número de bits  $\{c_k\}$  codificados erróneos con tasas de error de interés potencial. El número de bits codificados erróneos es normalmente un múltiplo pequeño de la distancia libre del código; este número es solamente una fracción pequeña del número total de bits codificados. La distancia libre de un código es el número mínimo de bits (posiciones de bits) en el que pueden diferir dos palabras clave diferentes del código. Debido al entrelazado, es

## ES 2 266 107 T3

probable que estos bits codificados erróneamente se asignen a etiquetas diferentes y por tanto a símbolos diferentes. Más específicamente la probabilidad de tener solamente un bit codificado erróneo por símbolo se acerca a uno junto con el aumento del tamaño del bloque de datos.

5 Por tanto, la tasa de error global (para tasas de error de interés potencial) se mejora cuando la probabilidad de error disminuye para tales errores de modo que como máximo se corrompe un bit por símbolo. Esta situación puede alcanzarse maximizando el mínimo  $D_a$  de las distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales cuyas etiquetas correspondientes difieren en una única posición de bit.

10 En una realización del sistema de transmisión según la invención  $\bar{H}_1$  tiene un valor sustancialmente mínimo, siendo  $\bar{H}_1$  la distancia de Hamming promedia entre todos los pares de símbolos correspondientes a puntos de señales vecinas. La distancia de Hamming entre dos etiquetas es igual al número de bits (posiciones de bits) en los que difieren las etiquetas. Con esta medida, se alcanza una decodificación precisa de la señal multinivel en el receptor con una SNR  
15 relativamente pequeña. Una característica típica de la decodificación iterativa es un rendimiento relativamente bajo hasta algún umbral de SNR. Tras este umbral, la tasa de error de la decodificación iterativa se aproxima al rendimiento de un decodificador óptimo bastante pronto, junto con el incremento de la SNR. Por tanto es deseable disminuir este valor de umbral de SNR. Este valor de umbral depende del punto inicial del procedimiento iterativo, por ejemplo, de la distribución de los valores  $L_k^{(i)}$  de fiabilidad proporcionados por el demapeador en la primera iteración. Los peores  
20 valores de fiabilidad son debidos a los puntos de señales vecinas, por tanto, el número "promedio" de bits codificados que sufren de estas fiabilidades bajas es proporcional al número "promedio" de posiciones en las que las etiquetas que corresponden a los puntos de señales vecinas son diferentes. En otras palabras, el umbral de SNR se degrada (es decir, aumenta) junto con el aumento de la distancia de Hamming promedia entre las etiquetas que se asignan a los puntos de señales vecinas. Lo ideal es que  $\bar{H}_1$  sea lo más pequeño posible, es decir,  $\bar{H}_1$  tiene un valor mínimo, para cuyo valor  
25 de  $\bar{H}_1$  el umbral de SNR será también mínimo.

El objeto y las características anteriores de la presente invención resultarán más evidentes a partir de la siguiente descripción de las realizaciones preferidas con referencia a los dibujos en los que:

30 la figura 1 muestra un diagrama de bloques de un transmisor según la invención,

la figura 2 muestra un diagrama de bloques de un receptor según la invención,

las figuras 3A a 3D muestran constelaciones de señales 16-QAM de la técnica anterior,

35 la figura 4 muestra gráficos que ilustran la tasa de error de paquetes frente a  $E_b/N_o$  (es decir, la SNR por bit de información) para varios mapeos 16-QAM,

la figura 5 muestra gráficos que ilustran la tasa de error de bits frente a  $E_b/N_o$  para varios mapeos 16-QAM,

40 la figura 6 muestra gráficos que ilustran la tasa de error de paquetes frente a  $E_b/N_o$  para una constelación de señales 8-PSK estándar y para una constelación de señales 8-PSK modificada,

45 la figura 7 muestra gráficos que ilustran la tasa de error de bits frente a  $E_b/N_o$  para una constelación de señales 8-PSK estándar y para una constelación de señales 8-PSK modificada,

las figuras 8A a 8G muestran constelaciones de señales 16-QAM mejoradas,

las figuras 9A a 9C y la figura 10 muestran constelaciones de señales 64-QAM mejoradas,

50 las figuras 11A y 11B muestran constelaciones de señales 256-QAM mejoradas,

las figuras 12A a 12C muestran constelaciones de señales 8-PSK mejoradas,

55 la figura 13 muestra una constelación de señales 8-PSK modificada.

En las figuras las partes idénticas están dotadas de los mismos números de referencia.

60 En las figuras 8A a 8G, 9A a 9C, 10, 11A y 11B no se muestra ningún eje I horizontal ni ningún eje Q vertical. Sin embargo, en estas figuras debe considerarse la presencia de un eje I horizontal y un eje Q vertical, cruzándose entre sí el eje I y el eje Q en el centro de cada figura (similar a la situación mostrada en las figuras 3A a 3D).

65 El sistema de transmisión según la invención comprende un transmisor 10 tal como se muestra en la figura 1 y un receptor 20 tal como se muestra en la figura 2. El sistema de transmisión puede comprender transmisores 10 y receptores 20 adicionales. El transmisor 10 comprende un mapeador 16 para mapear una señal  $i_k$  de entrada según una determinada constelación de señales en una señal  $x_k$  multinivel. Una señal multinivel comprende un número de grupos de  $m$  bits que se mapean en un espacio de señales complejo o real (por ejemplo, el eje real o el plano complejo) según una constelación de señales. El transmisor 10 transmite la señal  $x_k$  multinivel al receptor 20 por un canal de

desvanecimiento sin memoria. El receptor 20 comprende un demapeador 22 para demapear la señal ( $y_k$ ) multinivel recibida según la constelación de señales. La constelación de señales comprende un número de puntos de señales con etiquetas correspondientes. El (de)mapeador se dispone para (de)mapear las etiquetas a los puntos de constelación de señales de tal manera que  $D_a > D_f$ , siendo  $D_a$  el mínimo de las distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales cuyas etiquetas correspondientes difieren en una sola posición (estas etiquetas puede denominarse vecinos Hamming) y siendo  $D_f$  el mínimo de las distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales. Un mapeo de este tipo se denomina mapeo de vecino lejano (FAN).

Ahora el rendimiento de la tasa de error de un esquema BICM decodificado iterativamente que usa las constelaciones de señales de la técnica anterior tal como se muestra en las figuras 3A a 3D se comparará con el rendimiento de la tasa de error de un esquema BICM decodificado iterativamente que utiliza la constelación de señales 16-QAM FAN tal como se muestra en la figura 8E. El codificador 12 FEC hace uso del código convolucional sistemático recursivo de la tasa (1/2) de estado 8 estándar con la alimentación de avance y polinomios de realimentación  $15_8$  y  $13_8$  respectivamente. Una secuencia de 1000 bits de información produce, después de la codificación, un entrelazado y mapeo aleatorio, un conjunto de  $N = 501$  símbolos de 16-QAM que se transmiten por un canal de Rayleigh con ganancias  $\{\gamma_k\}$  independientes unas de otras. Ha de observarse que este escenario encaja en un esquema BICM de multiportadora de banda ancha con un canal de trayecto múltiple muy selectivo. En el receptor 20 se aplica un procedimiento de decodificación iterativa según el esquema tal como se muestra en la figura 2. En este ejemplo se usan métricas de fiabilidad (ML) simplificadas para demapear, junto con un decodificador SISO MLM estándar. Se ha utilizado un dispositivo de entrelazado uniforme pseudo-aleatorio. Los resultados de simulación se muestran en las figuras 4 y 5. La figura 4 muestra la tasa (PER) de error de paquetes frente a  $E_b/N_o$  y la figura 5 muestra la tasa de error de bits frente a  $E_b/N_o$ . Tal como se espera la constelación de señales de la figura 3A con el mapeo de Gray da los peores resultados con tasas de error desahablemente bajas (véase los gráficos 48 y 58). La constelación de señales del estado de la técnica con el mapeo SP tal como se muestra en la figura 3B mejora sustancialmente este resultado (véase los gráficos 44 y 54). La constelación de señales con el mapeo OMI según la figura 3C (véase los gráficos 46 y 56) presenta una tasa de error de paquetes baja comparada con la constelación de señales con el mapeo SP. Sin embargo la constelación de señales con el mapeo OMI de la figura 3D (véase los gráficos 42 y 52) mejora sustancialmente el mapeo SP. La constelación de señales con el mapeo FAN tal como se muestra en la figura 8E (véase los gráficos 40 y 50) proporciona una ganancia 2 dB con tasas de error bajas (específicamente en  $PER \leq 10^{-3}$ ) por encima de la mejor de las constelaciones de señales de la técnica anterior.

La distancia  $D_a$  libre efectiva es el mínimo de las distancias euclidianas tomadas por todos los pares de puntos de señales cuyas etiquetas difieren solamente en una posición. Ha de observarse que  $D_a$  está menos acotada por la distancia  $D_f$  libre exacta que es la distancia euclidiana mínima por todos los pares de puntos de señales.  $H_1$  se define como la distancia de Hamming promedia entre los pares de etiquetas asignadas a los puntos de señales vecinas (es decir los puntos de señales que están separadas entre sí por la distancia  $D_f$  euclidiana mínima). Ahora  $H_I$  se define como la distancia de Hamming promedia entre todos los pares de etiquetas asignadas a la distancia euclidiana más pequeña de orden I. Por la distancia euclidiana más pequeña de orden I se da a entender el elemento de orden I de una secuencia de incremento, esta secuencia consiste en todas las distancias euclidianas entre los puntos de señales de una constelación dada. Ha de observarse que una definición de  $H_I$  de este tipo es consistente con la definición de  $H_1$ . En algunos casos, la optimización de unión del primer criterio (es decir, presentar una  $D_a$  que sea lo más grande posible pero al menos mayor que  $D_f$ ) y el segundo criterio (es decir, presentar una  $H_1$  sustancialmente mínima) arroja un conjunto de soluciones y algunas de ellas presentan diferentes  $H_I$  para algunos  $I > 1$ . En tales casos, puede reducirse el conjunto de soluciones de la siguiente manera. Para cada I que aumenta de 1 a m solamente se conservan las soluciones que proporcionan el mínimo de  $H_I$ . Este planteamiento reduce el umbral de SNR del proceso de decodificación iterativo.

Todas las constelaciones de señales posibles pueden agruparse en clases de constelaciones de señales equivalentes. Las constelaciones de señales de la misma clase de equivalencia se caracterizan por los mismos conjuntos de distancias euclidianas y de Hamming. Por tanto todas las constelaciones de señales de una clase de equivalencia dada son igualmente buenas para el propósito de la invención.

Existen algunas maneras obvias para producir una constelación de señales equivalentes para cualquier constelación de señales dada. Además, el número total de constelaciones de señales equivalentes que puede interferirse tan fácilmente desde cualquier constelación de señales dada es muy grande. La clase de equivalencia de una constelación de señales dada se define como un conjunto de constelaciones de señales que se obtiene por medio de una combinación arbitraria de las siguientes operaciones:

- (a) elegir una m-upla binaria arbitraria y añadirla (módulo 2) a todas las etiquetas de la constelación de señales dada;
- (b) elegir una permutación arbitraria de las posiciones de m bits y aplicar esta permutación a todas las etiquetas;
- (c) para cualquier constelación QAM, rotar todos los puntos de señales junto con sus etiquetas mediante

$$l \frac{\pi}{2}, \quad 1 \leq l \leq 3;$$

## ES 2 266 107 T3

(d) para cualquier constelación QAM, cambiar dando la vuelta a todos los puntos de señales junto con sus etiquetas, o de izquierda a derecha o alrededor de las diagonales;

(e) para PSK, rotar todos los puntos de señales junto con sus etiquetas mediante un ángulo arbitrario.

Se ha designado un algoritmo inteligente para conseguir la clasificación exhaustiva de todas las posibles constelaciones de señales para 16-QAM para las cuales  $D_a$  tiene un valor máximo. Esta búsqueda exhaustiva dio como resultado siete constelaciones de señales que se muestran en las figuras 8A a 8G. Es fácil mostrar que todas estas constelaciones de señales consiguen la distancia  $D_a$  libre efectiva posible máxima que es igual a  $\sqrt{5}D_f$ . Ha de observarse que todas las constelaciones de señales de la técnica anterior solamente consiguen  $D_a = D_f$ .

Con respecto al segundo criterio (es decir presentando una  $\bar{H}_1$  sustancialmente mínima) las constelaciones de señales de las figuras 8A a 8G tienen los valores de  $\bar{H}_1$  respectivos  $\left\{2\frac{1}{6}, 2\frac{1}{3}, 2\frac{1}{3}, 2\frac{1}{3}, 2\frac{1}{6}, 3, 2\frac{1}{3}\right\}$ . Ha de apreciarse que las constelaciones de señales de las figuras 8A y 8E arrojan el mínimo de  $\bar{H}_1$ . Además puede mostrarse que para 16-QAM,  $\bar{H}_1 = 2\frac{1}{6}$  es la  $\bar{H}_1$  mínima posible que puede conseguirse siempre que  $D_a > D_f$ . Por tanto, las constelaciones de señales de las figuras 8A y 8E (y las constelaciones de señales que pertenecen a las clases equivalentes de las mismas) optimizan conjuntamente ambos criterios con la condición  $D_a > D_f$ .

Dado que el número total de constelaciones de señales crece muy rápido junto con el incremento de  $m$  (por ejemplo, el número total de constelaciones de señales es  $2,1 \cdot 10^{13}$ ,  $2,6 \cdot 10^{35}$  y  $1,3 \cdot 10^{89}$  respectivamente, para  $m = 4, 5$  y  $6$ , respectivamente), la búsqueda exhaustiva para la mejor constelación de señales no es factible para  $m > 4$ . En tales casos debería encontrarse una construcción analítica que permita simplificar la búsqueda exhaustiva o restringirse a un conjunto limitado de constelaciones de señales que contengan algunas "bastante buenas".

De hecho, la  $2^m$ -QAM es casi la única señalización que se usa prácticamente para  $m \geq 4$ . Para esta señalización, con incluso  $m$ , se especifica una familia de constelaciones de señales lineales como sigue:

supóngase que  $m = 2r$ , entonces la señalización  $2^m$ -QAM representa una cuadrícula bidimensional regular con puntos  $2^r$  en las dimensiones vertical y horizontal. Se define un conjunto de etiquetas  $\{L_{i,j}\}_{1 \leq i,j \leq 2^r}$  en el que  $L_{i,j}$  es una  $m$ -upla binaria que está para la etiqueta del punto de señales con la coordenada  $i$  vertical y la coordenada  $j$  horizontal. Una constelación de señales se denominará lineal si y solo si

$$L_{i,1} = O_m, \quad L_{i,j} = L_{i,1} \oplus L_{1,j}, \quad 1 \leq i, j \leq 2^r \quad (1)$$

donde  $O_m$  es la  $m$ -upla de todo ceros y  $\oplus$  indica la adición del módulo 2.

Esta familia de constelaciones de señales es de interés debido a la observación de que todas las constelaciones de señales en las figura 8A-8G, salvo las constelaciones de señales en las figuras 8B y 8C parecen ser lineales. Estas constelaciones de señales lineales así como la siguiente sub-familia de constelaciones de señales lineales puede construirse también sin aplicar los criterios de diseño (primero y segundo) anteriormente mencionados.

Una sub-familia de constelaciones de señales lineales puede obtenerse mediante la siguiente ecuación:

$$L_{i,1} = X_i A, \quad L_{j,1} = Y_j A, \quad 1 \leq i, j \leq 2^r \quad (2)$$

en la que  $\{X_i\}_{1 \leq i \leq 2^r}$  y  $\{Y_j\}_{1 \leq j \leq 2^r}$  son dos conjuntos arbitrarios de  $m$ -uplas binarias y  $A$  es una matriz  $m \times m$  arbitraria con entradas binarias que es un mapeo lineal invertible en el espacio lineal dimensional  $m$  definido por el campo binario con la adición del módulo 2.

El uso de (2) permite limitar la búsqueda exhaustiva por todas las constelaciones de señales lineales posibles a una búsqueda por los conjuntos  $\{X_i\}$ ,  $\{Y_j\}$ . Para un par de conjuntos  $\{X_i\}$ ,  $\{Y_j\}$  dado y la deseada  $D_a$  puede determinarse fácilmente una  $A$  adecuada.

Una búsqueda exhaustiva dentro de la sub-familia (2) para 64-QAM llevó a los siguientes resultados: se encontraron 12 clases de equivalencia con  $D_a = \sqrt{20}D_f$ , que es el límite superior en  $D_a$  para 64-QAM. La minimización adicional de  $\bar{H}_1$  redujo este conjunto a 3 clases de equivalencia. Todas estas clases alcanzan  $\bar{H}_1 = 2\frac{3}{14}$ . Las constelaciones de señales correspondientes se muestran en las figuras 9A a 9C.

Dentro de la sub-familia (2) se encontraron constelaciones de señales que minimizan  $\bar{H}_1$  bajo la condición  $D_a > D_f$ . Para 64-QAM el mínimo teórico de  $\bar{H}_1$  se define por el límite inferior  $\bar{H}_1 \geq 2\frac{1}{4}$ . No se encontraron constelaciones de

## ES 2 266 107 T3

señales con  $\bar{H}_1 < 2\frac{3}{14}$  para  $D_a > \sqrt{17}D_f$ . Para  $D_a > \sqrt{17}D_f$  existen 57 clases de equivalencia con  $\bar{H}_1 \geq 2\frac{1}{14}$ . Entre éstas se encontró una única clase de equivalencia que minimiza  $\bar{H}_2$ . Esta clase consigue  $\bar{H}_2 = 2\frac{13}{49}$ ; se muestra en la figura 10.

El siguiente material en las constelaciones de señales lineales se refiere a varias constelaciones de señales para  $r > 3$ . Para esos casos no fue posible clasificar todas las constelaciones de señales posibles ni establecer el límite superior en  $D_a$ . Para 256-QAM una búsqueda limitada dentro de la sub-familia (2) de constelaciones de señales lineales llevó a un conjunto de 16 clases de equivalencia que alcanzan  $D_a = \sqrt{80}D_f$  y  $\bar{H}_1 = 2\frac{1}{10}$ . Entre estas 16 clases se conservaron solamente dos clases que minimizan  $\bar{H}_2$ , alcanzando de este modo  $\bar{H}_2 = 2\frac{59}{75}$ . En las figuras 11A y 11B se dan sus respectivas constelaciones de señales.

Para el caso general de  $2^{2r}$ -QAM, se diseñó un sub-conjunto de (2) con lo que puede alcanzarse la distancia libre efectiva

$$D_a \geq \sqrt{5}2^{r-2}D_f \quad (3)$$

Ahora se describe esta construcción particular. En primer lugar se limita a los conjuntos de  $\{X_i\}_{1 \leq i < 2^r}$  y  $\{Y_j\}_{1 \leq j < 2^r}$  de modo que:

- (a) los primeros  $r$  bits de  $X_i$  representan  $(i-1)$  en una notación binaria mientras que los siguientes  $r$  bits son ceros.
- (b) los primeros  $r$  bits de  $Y_i$  son ceros mientras que los siguientes  $r$  bits representan  $(j-1)$  en una notación binaria.

Con fines de simplicidad, esta selección de  $\{X_i\}$  y  $\{Y_j\}$  se denominará léxico-gráfica. Para 64-QAM ( $m = 6, r = 3$ ) los conjuntos léxico-gráficos son como sigue:  $\{X_1, X_2, \dots, X_8\} = \{000000, 001000, 010000, 011000, 100000, 101000, 110000, 111000\}$   $\{Y_1, Y_2, \dots, Y_8\} = \{000000, 000001, 000010, 000011, 000100, 000101, 000110, 000111\}$ .

La ventaja de la selección léxico-gráfica es doble. En primer lugar garantiza que  $(X_i + Y_i) \neq 0_m$ , para todos  $1 \leq i, j \leq 2^r$  excepto  $i=j=1$ , garantizando que todos los  $L_{i,j}$  son diferentes. En segundo lugar permite encontrar fácilmente a  $A$  que cumple (3). Para realizar tiene que garantizarse que para cada par  $(L_{i,j}, L_{i',j'})$  tal como  $(L_{i,j} \oplus L_{i',j'})$  tiene solamente un bit no cero, los puntos de señales correspondientes están alejados al menos  $D_a$ . Ha de observarse que el número total de  $m$ -uplas binarias que presentan solamente un bit no cero es  $m$ . Estas etiquetas se representan por las filas de la matriz  $I_m$  de identidad  $m \times m$  de tal manera que  $(I_m)_{ii} = 1$  para todas las  $i$  y los otros elementos de  $I_m$  son ceros. Debido a las condiciones (1) y (2) de linealidad, se da  $(L_{i,j} \oplus L_{i',j'}) = ((X_i \oplus X_{i'}) \oplus (Y_j \oplus Y_{j'}))A$  para todos  $1 \leq i, j \leq 2^r$ . Una vez más debido a la linealidad la matriz  $A$  puede definirse solamente por la ecuación

$$Z_m = Z A, \text{ en la que } Z = \{Z_1^T \dots Z_m^T\}^T \quad (4)$$

es una matriz  $m \times m$  con entradas binarias que es un mapeo lineal invertible en el espacio lineal dimensional  $m$  definido por el campo binario con la adición de módulo 2 (aquí  $(^T)$  denota una transpuesta de matriz). Necesitamos seleccionar  $m$ -uplas (vectores de fila)  $Z_i$   $m$  linealmente independientes de modo que se cumple (3).

Son de interés todas las constelaciones de señales posibles que cumplen (1), (2) y (4) con  $\{Z_i\}_{1 \leq i < m}$  elegidas para cumplir (3). Según (4),  $A$  será dada por el inverso de  $Z$  que, junto con la selección léxico-gráfica de  $\{X_i, Y_j\}$ , (1) y (2), especifica una constelación de señales para la clase de equivalencia deseada.

Si se especifica una selección particular de  $\{Z_i\}_{1 \leq i < m}$  y se muestra que se cumple (3): seleccionar el conjunto de  $\{Z_i\}$  como un ordenamiento arbitrario de todas las  $m$ -uplas posibles que presentan 2 ó 3 entradas no cero, de las cuales 2 entradas no-cero (obligatorias) están siempre en la primera y en la posición  $(r+1)$ . Ha de comprobarse que son exactamente  $m$ -uplas y que son todas independientes linealmente de manera que  $Z$  es invertible. Mostramos ahora que se cumple (3). Hay que suponer que  $L_{i,j}, L_{i',j'}$  son dos etiquetas arbitrarias que difieren en una sola posición. Por consiguiente,

$$L_{i,j} \oplus L_{i',j'} = (I_m)_I \quad (5)$$

es decir, la fila de orden  $I$  de  $I_m$ , para alguna  $I$  a partir de  $\{1, 2, \dots, m\}$ . Según (1) y (2) puede escribirse

$$L_{i,j} \oplus L_{i',j'} = ((X_i \oplus X_{i'}) \oplus (Y_j \oplus Y_{j'}))A \quad (6)$$

## ES 2 266 107 T3

Considérese (4), (5), (6) y el hecho de que A es invertible, se encuentra

$$(X_i \oplus X_r) \oplus (Y_j \oplus Y_r) = Z_i \quad (7)$$

5 Ha de recordarse que según el ordenamiento léxico-gráfico todos los  $X_i(Y_j)$  tienen ceros dentro de las primeras (últimas)  $r$  posiciones. Inspecciónese los espacios entre los pares  $(i, j)$  ( $i', j'$ ) de puntos de señales que cumplen (7) con la selección anteriormente mencionada para  $\{Z_i\}$ . En primer lugar ha de considerarse la única  $m$ -upla posible con solamente dos entradas de no cero obligatorias. Compruébese que (7) arroja

$$(X_i \oplus X_r) = \overbrace{100\dots0}^{(r-1)\text{times}} \overbrace{00\dots0}^{(r)\text{times}}, \quad (Y_j \oplus Y_r) = \overbrace{00\dots01}^{(r)\text{times}} \overbrace{00\dots0}^{(r-1)\text{times}}$$

$$(X_i \oplus X_r)$$

20 Obsérvese que los primeros  $r$  bits de  $(X_i \oplus X_r)$  y los últimos bits  $r$  de  $(Y_j \oplus Y_r)$  leen  $2^{r-1}$  en notación binaria. Según la selección léxico-gráfica de  $\{X_i\}$  y  $\{Y_j\}$ , los puntos de señales correspondientes  $(i, j)$  ( $i', j'$ ) presentan desfases verticales y horizontales de  $2^{r-1}$  posiciones. La distancia resultante euclidiana entre estos puntos se compone de distancias verticales y horizontales de  $2^{r-1} D_f$ .

25 Ahora se consideran todas las  $m$ -uplas con 3 entradas no cero de manera que la tercera entrada (no obligatoria) es una de las primeras  $r$  entradas, se obtiene

$$(X_i \oplus X_r) = 1 \overbrace{??\dots?}^{(r-1)\text{times}} \overbrace{00\dots0}^{(r)\text{times}}, \quad (Y_j \oplus Y_r) = \overbrace{00\dots01}^{(r)\text{times}} \overbrace{00\dots0}^{(r-1)\text{times}},$$

35 en los que  $1??\dots?$  presenta solamente una entrada no cero dentro de las últimas  $(r-1)$  entradas. Empleando otra vez las propiedades de la selección léxico-gráfica puede mostrarse que esto arroja un desfase vertical de al menos  $\frac{1}{2}2^{r-1} = 2^{r-2}$  entre los puntos de señales  $(i, j)$  ( $i', j'$ ), mientras que el desfase horizontal permanece  $2^{r-1}$ . Claramente el papel de los desfases verticales/horizontales cambia cuando se considera tal  $Z_i$  que la tercera entrada (no obligatoria) es una de las últimas entradas  $r$ .

40 Se observa que en todas las situaciones, la distancia euclidiana entre los puntos de señales, cuyas etiquetas difieren solamente en una posición se compone de distancias verticales y horizontales de manera que una de ellas es igual a  $2^{r-1} D_f$  y la otra no es menor que  $2^{r-2} D_f$ . Por consiguiente el mínimo de la distancia total euclidiana entre tales puntos cumple

$$D_a \geq \sqrt{(2^{r-1}D_f)^2 + (2^{r-2}D_f)^2} = 2^{r-2}D_f \sqrt{2^2 + 1} = \sqrt{5}2^{r-2}D_f \quad (8)$$

50 La familia no lineal de las clases de constelaciones de señales descrita más adelante puede observarse como una extensión de la familia lineal (1). Esta familia procede de las clases de equivalencias (b) y (c) de todas las clases óptimas posibles para 16-QAM (véase las figuras 8A a 8G) que no entran dentro de la familia lineal. Se observó que las clases de equivalencia (b) y (c) pueden considerarse como parte de la familia definida a continuación.

55 S es un conjunto de  $m$ -uplas binarias que se cierra bajo la adición de (módulo 2). Se define una extensión de la familia de la figura 8 como una colección de todas las clases de equivalencia de las constelaciones de señales que tienen un conjunto de etiquetas  $\{L_{i,j}\}_{1 \leq i,j \leq 2^r}$  que cumple

$$L_{i,j} = 0_m, \quad L_{i,j} = L_{i,1} \oplus L_{1,j} \oplus f(L_{i,1} \oplus L_{1,j}), \quad 1 \leq i, j \leq 2^r \quad (9)$$

60 en el que  $f$  es un mapeo a partir del conjunto de  $m$ -uplas en sí mismo de manera que en primer lugar para cualquier  $m$ -upla  $x$  desde S,  $f(x)$  también está en S y en segundo lugar,  $f(x) = f(y)$  para cualquier  $m$ -upla  $x, y$  de manera que  $(x \oplus y)$  está en S.

65 Para 8-PSK se utilizó una búsqueda exhaustiva para encontrar el conjunto de constelaciones de señales apropiadas. Aparentemente existen solamente tres clases de equivalencia que cumplen  $D_a > D_f$ . Estas clases consiguen  $D_a \approx 1,84776D_f$ , y una de aquéllas tiene  $\bar{H}_1 = 2\frac{1}{2}$  mientras que las dos restantes alcanzan  $\bar{H}_1 = 2\frac{1}{4}$ . Las constelaciones de señales correspondientes se muestran en las figuras 12A a 12C.

## ES 2 266 107 T3

El éxito de esta nueva estrategia está basado en el hecho que de los bits codificados están entrelazados de tal manera que los bits erróneos que provienen de eventos de errores (típicos) acaban en diferentes etiquetas con una alta probabilidad. Esta propiedad se garantiza estadísticamente cuando se usa un dispositivo de entrelazado aleatorio con un tamaño N de bloque muy grande. Sin embargo, la probabilidad de tener más de un bit erróneo por etiqueta/símbolo es diferente de cero cuando N es finito.

Esta observación lleva al siguiente efecto no deseable: el suelo de error (es decir, la región que allana la tasa de error) estará limitada por una fracción no desdeñable de eventos de errores que se caracterizan por más de un bit erróneo por etiqueta. En tales casos, la ganancia potencial debida a una alta  $D_a$  no se realizará.

Existe una manera sencilla de superar el impacto de tales eventos de errores no deseables: el dispositivo de entrelazado debería garantizar que, para cada etiqueta, el número menor de las secciones de Trellis (del subyacente FEC) entre todos los pares de los bits de canal que contribuyen a esta etiqueta no es menor que un determinado  $\delta > 0$ .

Un criterio de diseño de este tipo garantiza que un único evento de error puede dar como resultado múltiples bits erróneos por etiqueta si y solo si este evento de error abarca al menos  $\delta$  secciones de Trellis. Para un  $\delta$  grande, el número correspondiente de bits erróneos de este evento de error es aproximadamente igual ( $\delta/2R$ ), en el que R es la tasa FEC. Al elegir un  $\delta$  lo suficientemente grande se incrementa la distancia de Hamming de tales eventos de errores no deseables haciéndolos de este modo casi improbables. Por tanto, al elegir un  $\delta$  grande se permite controlar el suelo de errores independientemente del tamaño N de bloque. En las simulaciones, se empleó un dispositivo de entrelazado aleatorio uniforme que satisface este criterio de diseño con  $\delta \geq 25$ .

El siguiente resultado se basa en nuestra observación anterior de que la distancia  $D_a$  libre efectiva de un esquema BICM puede ser sustancialmente mayor que la distancia  $D_f$  libre exacta siempre y cuando se use FEC con el entrelazado y una constelación de señales apropiada (es decir, que tenga una  $D_a$  que sea mayor que  $D_f$ ). Por tanto es útil diseñar constelaciones de señales que se propongan incrementar  $D_a$  más que  $D_f$ .

Esto se sostiene por el siguiente ejemplo. Una nueva constelación de señales se deriva de la constelación de señales estándar 8-PSK. Considérese un ejemplo de la nueva estrategia representada por la constelación de señales mostrada en la figura 12C. Una constelación de señales 8-PSK estándar se caracteriza por  $D_a^{8-PSK} = (1 - \cos(\pi/4))^{-1/2} D_f^{8-PSK} \approx 1,84776 D_f^{8-PSK}$ . Puede observarse fácilmente que esta distancia mínima se define por las distancias entre los puntos de señales dentro de los pares etiquetados (000, 001), (110, 111), (100, 101) y (010, 011). De hecho éstos son los únicos pares de manera que los puntos de señales se separan por la (mínima) rotación de ( $\pi/2$ ) y sus etiquetas difieren en una posición. Ha de observarse que  $D_a$  puede incrementarse, por ejemplo, simplemente rotando (obsérvese que la rotación protege una propiedad elevada de envolvente constante deseada de PSK) los puntos de señales etiquetadas {001, 111, 101, 011} (es decir, la segunda etiqueta dentro de cada par) a la izquierda con un ángulo de rotación  $\theta$ . Una constelación de señales mejorada con  $\theta = (3\pi/32)$  se muestra en la figura 13, en la que los puntos vacíos indican los lugares originales de los puntos girados. Esta constelación de señales alcanza

$$D_a = \sqrt{((1 + \sin(3\pi/32))/(1 - \cos(\pi/4)))} D_f^{8-PSK} = \sqrt{(1 + \sin(3\pi/32))} D_a^{8-PSK} \approx 1,1359207 D_a^{8-PSK}$$

En las figuras 6 y 7 el rendimiento de la constelación de señales 8-PSK modificada de la figura 13 (véanse los gráficos 60 y 70) se compara con la constelación de señales 8-PSK estándar de la figura 12C (véanse los gráficos 62 y 72). Obsérvese que la constelación de señales 8-PSK modificada lleva a una ligera degradación de al menos 0,2dB con una SNR baja. Esta degradación se compensa por una ganancia de alrededor de 1dB a una SNR mayor. La constelación de señales 8-PSK modificada muestra un mejor rendimiento en tasas de errores de paquetes inferiores a  $10^{-2}$ .

El alcance de la invención no está limitado a las realizaciones descritas explícitamente. La invención se plasma en cada nueva característica y cada combinación de características. Cualquier signo de referencia no limita el alcance de las reivindicaciones. La palabra "comprende" no excluye la presencia de otros elementos o etapas diferentes a las citadas en una reivindicación. El uso de la palabra "un" o "una" precediendo a un elemento no excluye la presencia de una pluralidad de tales elementos.

## REIVINDICACIONES

5 1. Sistema de transmisión para transmitir una señal ( $x_k$ ) multinivel desde un transmisor (10) a un receptor (20), comprendiendo el transmisor (10) un mapeador (16) para mapear una señal  $\{i_k\}$  de entrada según una constelación de señales en la señal ( $x_k$ ) multinivel, comprendiendo el receptor (20) un demapeador (22) para demapear la señal ( $y_k$ ) multinivel recibida según dicha constelación de señales, **caracterizado** porque dicha constelación de señales comprende un número de puntos de señales con etiquetas correspondientes para las que  $D_a > D_f$ , siendo  $D_a$  el mínimo de distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales cuyas etiquetas correspondientes difieren en una única posición, y siendo  $D_f$  el mínimo de distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales.

15 2. Transmisor (10) para transmitir una señal ( $x_k$ ) multinivel, comprendiendo el transmisor (10) un mapeador (16) para mapear una señal ( $i_k$ ) de entrada según una constelación de señales en la señal ( $x_k$ ) multinivel, **caracterizado** porque dicha constelación de señales comprende un número de puntos de señales con etiquetas correspondientes para las que  $D_a > D_f$ , siendo  $D_a$  el mínimo de distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales cuyas etiquetas correspondientes difieren en una única posición, y siendo  $D_f$  el mínimo de distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales.

20 3. Receptor (20) para recibir una señal ( $y_k$ ) multinivel, comprendiendo el receptor (20) un demapeador (22) para demapear la señal ( $y_k$ ) multinivel según una constelación de señales, **caracterizado** porque dicha constelación de señales comprende un número de puntos de señales con etiquetas correspondientes para las que  $D_a > D_f$ , siendo  $D_a$  el mínimo de distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales cuyas etiquetas correspondientes difieren en una única posición, y siendo  $D_f$  el mínimo de distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales.

25 4. Mapeador (16) para mapear una señal ( $i_k$ ) de entrada según una constelación de señales en la señal ( $x_k$ ) multinivel, **caracterizado** porque dicha constelación de señales comprende un número de puntos de señales con etiquetas correspondientes para las que  $D_a > D_f$ , siendo  $D_a$  el mínimo de distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales cuyas etiquetas correspondientes difieren en una única posición, y siendo  $D_f$  el mínimo de distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales.

30 5. Demapeador (22) para demapear una señal ( $y_k$ ) multinivel según una constelación de señales, **caracterizado** porque dicha constelación de señales comprende un número de puntos de señales con etiquetas correspondientes para las que  $D_a > D_f$ , siendo  $D_a$  el mínimo de distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales cuyas etiquetas correspondientes difieren en una única posición, y siendo  $D_f$  el mínimo de distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales.

35 6. Método para transmitir una señal ( $x_k$ ) multinivel desde un transmisor (10) a un receptor (20) comprendiendo el método las etapas de:

- mapear una señal ( $i_k$ ) de entrada según una constelación de señales en la señal ( $x_k$ ) multinivel,
- transmitir la señal ( $x_k$ ) multinivel,
- 45 - recibir la señal ( $y_k$ ) multinivel y
- demapear la señal ( $y_k$ ) multinivel según dicha constelación de señales,

50 **caracterizado** porque dicha constelación de señales comprende un número de puntos de señales con etiquetas correspondientes para las que  $D_a > D_f$ , siendo  $D_a$  el mínimo de distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales cuyas etiquetas correspondientes difieren en una única posición, y siendo  $D_f$  el mínimo de distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales.

55 7. Método según la reivindicación 6, en el que  $D_a$  tiene un valor sustancialmente máximo.

8. Método según la reivindicación 6 ó 7, en el que  $\bar{H}_1$  tiene un valor fundamentalmente mínimo, siendo  $\bar{H}_1$  la distancia de Hamming promedia entre todos los pares de etiquetas correspondientes a puntos de señales vecinos.

60 9. Constelación de señales para mapear una señal ( $i_k$ ) de entrada en una señal ( $x_k$ ) multinivel o para demapear una señal ( $y_k$ ) multinivel recibida, **caracterizada** porque dicha constelación de señales comprende un número de puntos de señales con etiquetas correspondientes para las que  $D_a > D_f$ , siendo  $D_a$  el mínimo de distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales cuyas etiquetas correspondientes difieren en una única posición, y siendo  $D_f$  el mínimo de distancias euclidianas entre todos los pares de puntos de señales.

65 10. Constelación de señales según la reivindicación 9, en la que  $D_a$  presenta un valor sustancialmente máximo.

## ES 2 266 107 T3

11. Constelación de señales según la reivindicación 9 ó 10, en la que  $\bar{H}_1$  tiene un valor sustancialmente mínimo, siendo  $\bar{H}_1$  la distancia de Hamming promedia entre todos los pares de etiquetas correspondientes a puntos de señales vecinos.

5 12. Constelación de señales según la reivindicación 9 ó 10, en la que la constelación de señales es una constelación de señales 16-QAM mostrada en cualquiera de las figuras 8A a 8G o una constelación de señales equivalente que se obtiene a partir de una dada de dichas constelaciones de señales mostradas mediante una combinación arbitraria de las siguientes operaciones:

- 10
- elegir una 4-upla binaria arbitraria y añadirla (módulo 2) a todas las etiquetas de dicha constelación de señales dada;
  - elegir una permutación arbitraria de las posiciones de 4 bits y aplicar esta permutación a todas las etiquetas de dicha combinación de señales dada;
- 15
- para dicha constelación de señales dada rotar todos los puntos de señales junto con sus etiquetas mediante  $l\frac{\pi}{2}$ ,  $1 \leq l \leq 3$ ;
- 20
- para dicha constelación de señales dada, dar la vuelta a todos los puntos de señales junto con sus etiquetas o cambiarlos de izquierda a derecha, o alrededor de las diagonales.

25 13. Constelación de señales según la reivindicación 9 ó 10, en la que la constelación de señales es una constelación de señales 64-QAM mostrada en cualquiera de las figuras 9A a 9C y 10 o una constelación de señales equivalente que se obtiene a partir de una dada de dichas constelaciones de señales mostradas mediante una combinación arbitraria de las siguientes operaciones:

- elegir una 6-upla binaria arbitraria y añadirla (módulo 2) a todas las etiquetas de dicha constelación de señales dada;
- 30
- elegir una permutación arbitraria de las posiciones de 6 bits y aplicar esta permutación a todas las etiquetas de dicha combinación de señales dada;
- 35
- para dicha constelación de señales dada rotar todos los puntos de señales junto con sus etiquetas mediante  $l\frac{\pi}{2}$ ,  $1 \leq l \leq 3$ ;
- 40
- para dicha constelación de señales dada, dar la vuelta a todos los puntos de señales junto con sus etiquetas o cambiarlos de izquierda a derecha, o alrededor de las diagonales.

45 14. Constelación de señales según la reivindicación 9 ó 10, en la que la constelación de señales es una constelación de señales 256-QAM mostrada en cualquiera de las figuras 11A y 11B o una constelación de señales equivalente que se obtiene a partir de una dada de dichas constelaciones de señales mostradas mediante una combinación arbitraria de las siguientes operaciones:

- elegir una 8-upla binaria arbitraria y añadirla (módulo 2) a todas las etiquetas de dicha constelación de señales dada;
- 50
- elegir una permutación arbitraria de las posiciones de 8 bits y aplicar esta permutación a todas las etiquetas de dicha combinación de señales dada;
- 55
- para dicha constelación de señales dada rotar todos los puntos de señales junto con sus etiquetas mediante  $l\frac{\pi}{2}$ ,  $1 \leq l \leq 3$ ;
- para dicha constelación de señales dada, dar la vuelta a todos los puntos de señales junto con sus etiquetas o cambiarlos de izquierda a derecha, o alrededor de las diagonales.

60 15. Constelación de señales según la reivindicación 9 ó 10, en la que la constelación de señales es una constelación de señales 8-PSK mostrada en cualquiera de las figuras 12A a 12C o una constelación de señales equivalente que se obtiene a partir de una dada de dichas constelaciones de señales mostradas mediante una combinación arbitraria de las siguientes operaciones:

- 65
- elegir una 3-upla binaria arbitraria y añadirla (módulo 2) a todas las etiquetas de dicha constelación de señales dada;
  - elegir una permutación arbitraria de las posiciones de 3 bits y aplicar esta permutación a todas las etiquetas de dicha combinación de señales dada;

## ES 2 266 107 T3

- para dicha constelación de señales dada rotar todos los puntos de señales junto con sus etiquetas mediante un ángulo arbitrario.

5 16. Constelación de señales según cualquiera de las reivindicaciones 9 a 15, para utilizar dentro del sistema de transmisión según la reivindicación 1, el transmisor de la reivindicación 2, el receptor de la reivindicación 3, el mapeador de la reivindicación 4 o el demapeador de la reivindicación 5.

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

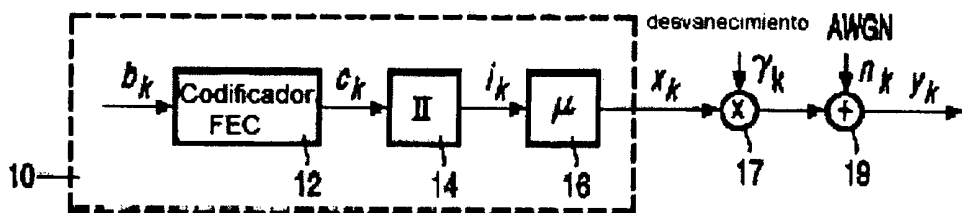


FIG. 1

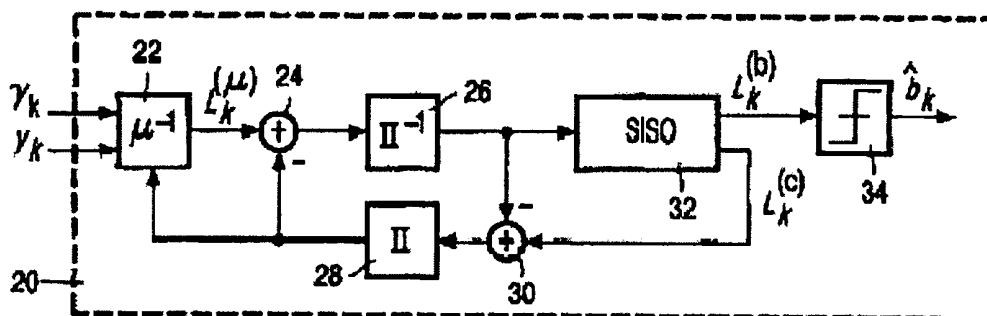


FIG. 2

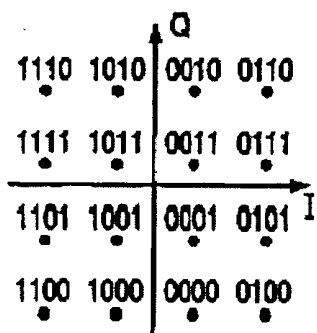


FIG. 3A

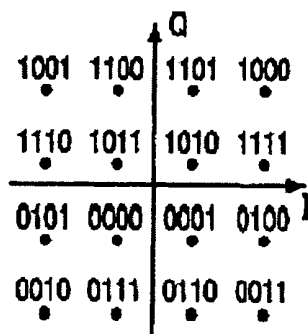


FIG. 3B

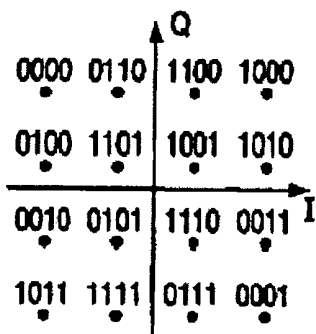


FIG. 3C

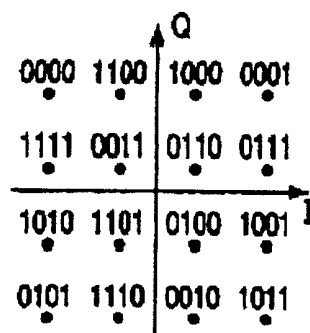


FIG. 3D

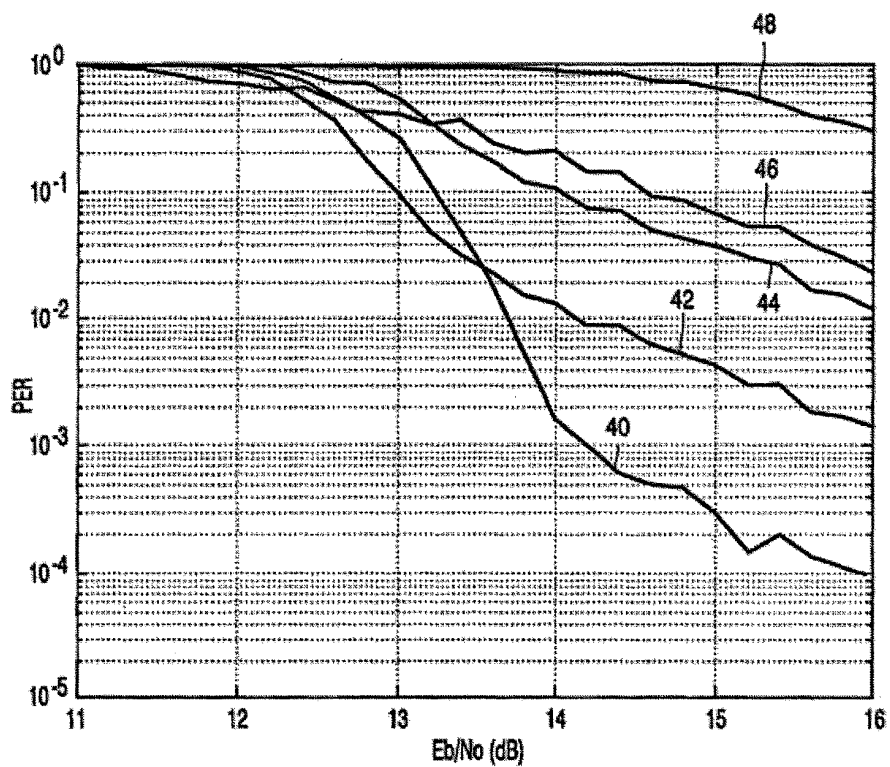


FIG. 4

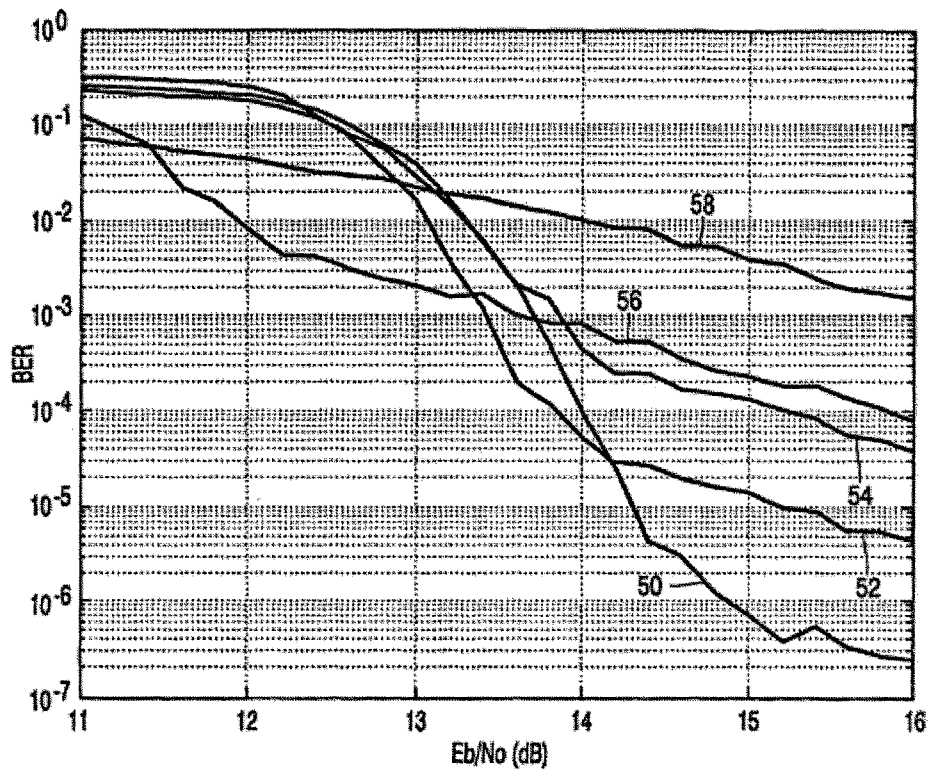


FIG. 5

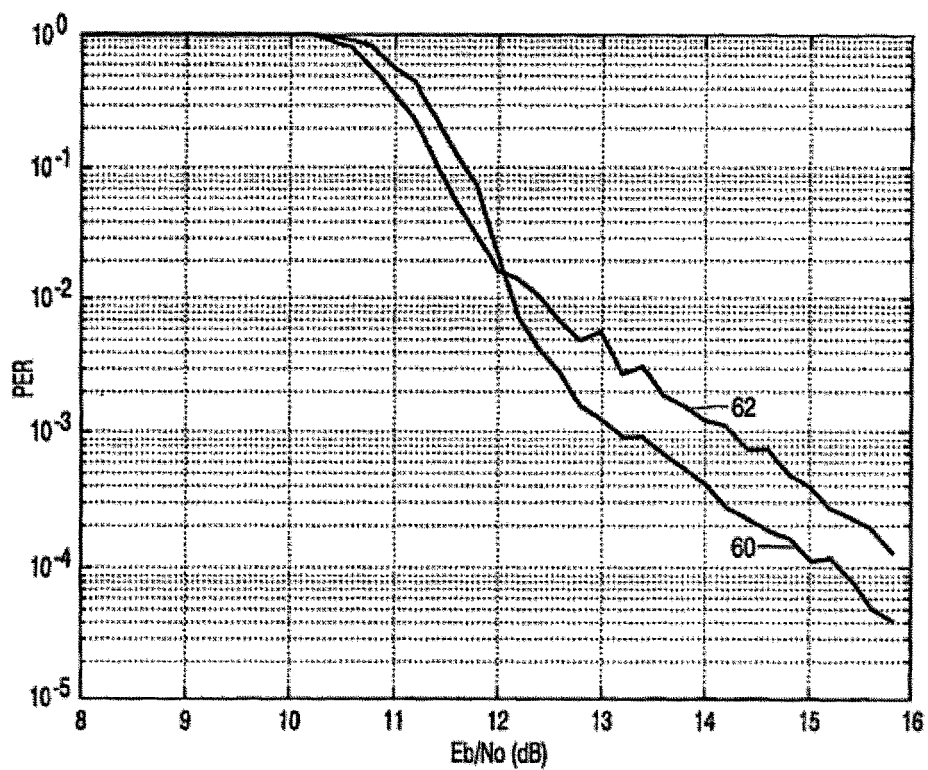


FIG. 6

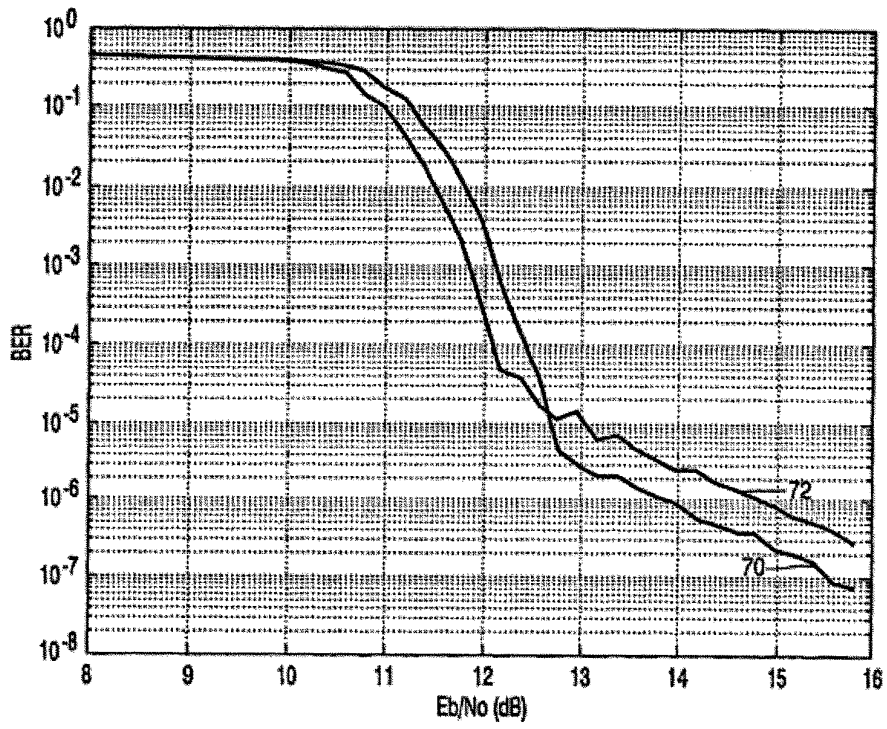


FIG. 7

0000	0101	1110	1011	0000	1011	1110	0101	0000	1001	1110	0111	0000	1010	0101	1001
1100	1001	0010	0111	1100	0111	0010	1001	1100	0101	0010	1011	1100	0110	1111	0011
1010	1111	0100	0001	1010	0001	0100	1111	0011	1111	1000	0100	1011	0001	1000	0100
0110	0011	1000	1101	0110	1101	1000	0011	1010	0110	0001	1101	0111	1101	0010	1110

FIG. 8A

FIG. 8B

FIG. 8C

FIG. 8D

0000	1010	0011	1001	0000	1101	0110	1011	0000	1001	1100	0101
1100	0110	1111	0101	1110	0011	1000	0101	1110	0111	0010	1011
1011	0001	1000	0010	1001	0100	1111	0010	1101	0100	0001	1000
0111	1101	0100	1110	0111	1010	0001	1100	0011	1010	1111	0110

FIG. 8E

FIG. 8F

FIG. 8G

000000	011000	010100	001100	100100	111100	110000	101000
010010	001010	000110	011110	110110	101110	100010	111010
010001	001001	000101	011101	110101	101101	100001	111001
000011	011011	010111	001111	100111	111111	110011	101011
110100	101100	100000	111000	010000	001000	000100	011100
100110	111110	110010	101010	000010	011010	010110	001110
100101	111101	110001	101001	000001	011001	010101	001101
110111	101111	100011	111011	010011	001011	000111	011111

FIG. 9A

000000	011000	010100	001100	110001	101001	100101	111101
010010	001010	000110	011110	100011	111011	110111	101111
010001	001001	000101	011101	100000	111000	110100	101100
000011	011011	010111	001111	110010	101010	100110	111110
100001	111001	110101	101101	010000	001000	000100	011100
110011	101011	100111	111111	000010	011010	010110	001110
110000	101000	100100	111100	000001	011001	010101	001101
100010	111010	110110	101110	010011	001011	000111	011111

FIG. 9B

000000 •	011000 •	010100 •	001100 •	110010 •	101010 •	100110 •	111110 •
000011 •	011011 •	010111 •	001111 •	110001 •	101001 •	100101 •	111101 •
010010 •	001010 •	000110 •	011110 •	100000 •	111000 •	110100 •	101100 •
110011 •	101011 •	100111 •	111111 •	000001 •	011001 •	010101 •	001101 •
100010 •	111010 •	110110 •	101110 •	010000 •	001000 •	000100 •	011100 •
100001 •	111001 •	110101 •	101101 •	010011 •	001011 •	000111 •	011111 •
110000 •	101000 •	100100 •	111100 •	000010 •	011010 •	010110 •	001110 •
010001 •	001001 •	000101 •	011101 •	100011 •	111011 •	110111 •	101111 •

FIG. 9C

000000	011000	001100	010100	110010	101010	111110	100110
010010	001010	011110	000110	100000	111000	101100	110100
000011	011011	001111	010111	110001	101001	111101	100101
110011	101011	111111	100111	000001	011001	001101	010101
100010	111010	101110	110110	010000	001000	011100	000100
110000	101000	111100	100100	000010	011010	001110	010110
100001	111001	101101	110101	010011	001011	011111	000111
010001	001001	011101	000101	100011	111011	101111	110111

FIG. 10



00000000 01100000 01010000 01001000 01010000 01110000 10010000 10100000 11010000 10000000 11110000 10010000  
01000100 00100100 01110100 00010100 00011000 01011100 01011100 10011100 10011100 10000100 11100100 10100100  
00000110 01100110 01010110 01001110 00011110 00011110 10011110 10111110 10001110 10001110 11110110 10010110  
01000010 00100010 00010010 00010100 01010100 00110100 10010100 11110100 10010100 10000010 11100010 10100010  
01000001 00100001 00010001 00010001 01010001 00110001 10010001 11110001 10010001 10000001 11100001 10100001  
00000101 01100101 01010101 01001101 00101101 01110101 10001101 11101101 10010101 10000101 11100101 10010101  
01000111 00100111 00010111 00011111 01011111 01011111 10001111 11110111 10010111 10000111 11100111 11010111  
00000011 01100011 01010011 01001011 00101011 01110101 10001011 11101011 10110101 10000011 10010011 10010011  
11001000 10101000 11110000 10011000 10000000 11100000 10100000 01000000 01110000 00010000 00001000 01101000 01011000  
10001100 11101100 10111100 11011100 10001100 10010100 00000100 01100100 00101000 01001100 00101100 01111100 00011100  
11001110 10101110 11111110 10001110 11100110 10100110 01000110 00100110 01110110 00010110 00001110 01101110 01011110  
10001010 11101010 10110110 10000110 10100010 11110010 10010010 00000010 01100010 00110010 01001010 01110010 00011010  
10001001 11101001 11011001 10000001 10100001 11110001 10010001 00000001 01100001 00100001 01001001 01111001 00011001  
11001101 10101101 10011101 10000101 11100101 10100101 10010101 00000101 01100101 00010101 00001101 01101101 01011101  
10001111 11011111 10101111 10000111 10100111 11110111 10010111 00000111 01100111 01001111 01001111 01111111 00011111  
11001011 10101011 11111011 10011011 10000011 11100011 10100011 01100011 01000011 01100011 00010011 01101011 01011011

FIG. 11B

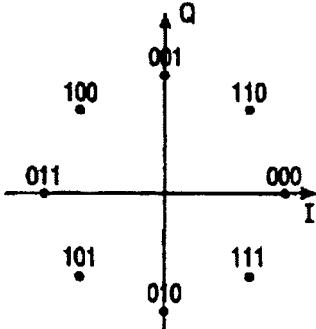


FIG. 12A

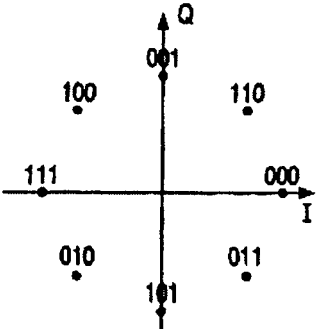


FIG. 12B

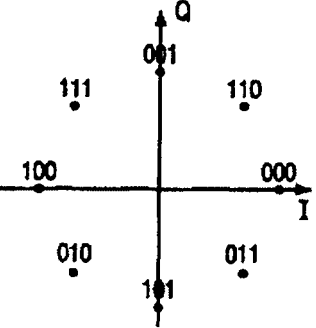


FIG. 12C

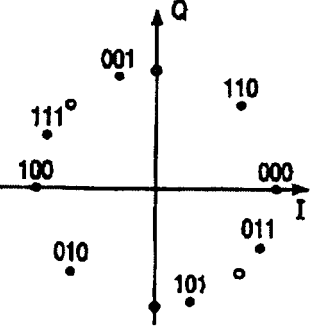


FIG. 13