

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 385 779**

51 Int. Cl.:
H04L 27/34 (2006.01)
H04B 1/707 (2011.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **09772886 .9**
96 Fecha de presentación: **30.06.2009**
97 Número de publicación de la solicitud: **2304913**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **06.04.2011**

54 Título: **Señal multidimensional de relación pico a rms reducida**

30 Prioridad:
02.07.2008 US 166910

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
31.07.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
31.07.2012

73 Titular/es:
Telefonaktiebolaget L M Ericsson (publ)
164 83 Stockholm, SE

72 Inventor/es:
DENT, Paul W.

74 Agente/Representante:
de Elzaburu Márquez, Alberto

ES 2 385 779 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

Señal multidimensional de relación pico a rms reducida.

5 CAMPO TÉCNICO

La presente invención se refiere en general al campo de las telecomunicaciones inalámbricas, y en particular a un transmisor y un método para generar una señal de radio con una relación reducida de amplitud del pico frente a amplitud cuadrática media, que contribuye a mejorar la eficiencia de transmisión del amplificador de potencia del transmisor. Además, la presente invención se refiere a un receptor que puede descodificar la señal de radio.

10

ANTECEDENTES

A continuación se definen las abreviaturas siguientes haciéndose referencia, por lo menos, a algunas de las mismas en la siguiente descripción de la técnica anterior y de la presente invención.

15	CDMA	Acceso múltiple por división de código (Code-Division Multiple Access)
	FIR	Respuesta finita al impulso (Finite Impulse Response)
	HSPA	Acceso de paquetes a alta velocidad (High-Speed Packet Access)
	PA	Amplificador de potencia (Power Amplifier)
	PCM	Modulación por impulsos codificados (Pulse Code Modulation)
20	PSK	Modulación por desplazamiento de fase (Phase Shift Keying)
	QAM	Modulación de amplitud en cuadratura (Quadrature Amplitude Modulation)
	UMTS	Servicio universal de telecomunicaciones móviles (Universal Mobile Telecommunications Service)
25	WCDMA	Acceso múltiple por división de código de banda ancha (Wideband Code-Division Multiple Access)

Es bien sabido en la técnica que se puede considerar que una señal de comunicaciones, tal como una señal de radio, tiene un valor complejo instantáneo en un plano complejo bidimensional, donde la coordenada en una dimensión es la amplitud con signo de un componente sinusoidal de la señal de radio y la coordenada en la segunda dimensión es la amplitud con signo de un componente cosenoidal de la señal de radio. Puesto que la función coseno y la función seno son funciones mutuamente ortogonales su correlación es cero, lo que significa que las dos dimensiones están en ángulos rectos entre ellas. Normalmente las dos dimensiones se denominan I y Q, para "en fase" y "en cuadratura". En este espacio de señales, que es un plano, no existen otras dimensiones ortogonales. Asimismo, es bien sabido que los símbolos que representan grupos de bits pueden ser ubicados en el plano I, Q de tal modo que cualesquiera dos símbolos estén lo suficientemente separados entre ellos como para evitar confusión, siempre que la relación señal/ruido sea lo suficientemente elevada. Por ejemplo, pueden situarse 16 símbolos en una cuadrícula 4 x 4 conocida como 16QAM, y se asignan cuatro bits binarios a cada punto. En 64QAM, 64 símbolos pueden ser situados en una cuadrícula 8 x 8 y se asignan 6 bits binarios a cada punto. Asimismo, pueden utilizarse constelaciones no rectangulares de puntos, por ejemplo 16-PSK (phase shift keying, modulación por desplazamiento de fase) en la que 16 puntos están a la misma separación angular en torno a un círculo, y se asignan 4 bits binarios a cada uno de los puntos.

En la técnica anterior, generalmente se considera deseable y se conoce el asignar grupos de bits a puntos de símbolos de acuerdo con un esquema de codificación de Grey, tal que los bits asignados a puntos adyacentes en el espacio de señales difieren en las mínimas posiciones de bits posibles, en el caso ideal solamente en una posición de bit. A continuación se presenta una breve discusión sobre algunos de estos esquemas bien conocidos y sus inconvenientes asociados con la técnica anterior.

La patente de EE. UU. número 4 084 137, presentada el 24 de agosto de 1976, describe un esquema de modulación en 4-dimensiones en el que se utilizan ambas polarizaciones de ondas de radio para proporcionar dos canales independientes, donde cada canal es capaz de transportar una señal bidimensional. En esta patente, hay una referencia a un documento del IEEE titulado "Digital Transmission with Four Dimensional modulation" (Trans IEEE on Information Theory, julio de 1974, páginas 497 a 502), en el que se describe un esquema de modulación de cuatro dimensiones que está construido para limitar la energía de pico. En este documento, se describió que la limitación de la energía de pico supone que la suma de las potencias en las dos polarizaciones no debe exceder cierto valor máximo. Por ejemplo, si (I1, Q1) son los componentes en fase y en cuadratura de fase en una polarización y (I2, Q2) son los componentes en fase y en cuadratura de fase en la otra polarización, entonces la potencia o energía total que está limitada viene dada por $I1^2+Q1^2+I2^2+Q2^2$. Esta es una limitación pertinente y adecuada cuando (I1,Q1) y (I2,Q2) son generados por separado y aplicados a canales independientes físicamente, tales como antenas polarizadas ortogonalmente. Sin embargo, si (I1,Q1) y (I2,Q2) no están generados por separado y no se aplican a canales separados físicamente, sino que por el contrario se aplican al mismo canal físico, entonces la señal transmitida sería (I1+I2, Q1+Q2) y su energía o potencia deberá ser proporcional a $(I1+I2)^2 + (Q1+Q2)^2$, lo cual no está limitado por la misma métrica. Por lo tanto, para limitar la energía de pico en este último caso es necesario un esquema diferente.

65

La patente de EE.UU. número 4 597 090, presentada el 14 de abril de 1983, da a conocer un esquema de modulación para un solo canal físico en el que se considera que las dos dimensiones en el espacio de señales (I, Q) en m muestras de señal secuenciales forman un espacio $2m$ -dimensional, y donde mN bits de datos son codificados en $2m$ dimensiones de tal modo que se obtiene una ganancia de codificación mediante el recurso de limitar la selección del valor I, Q de una muestra de señal, haciéndola depender de la selección de los valores I, Q para las otras muestras de señal. Ésta es una forma de codificación Trellis y está relacionada con la obtención de una ganancia de codificación, pero nada se dice sobre la obtención de una reducción en la relación de pico/rms de la señal de radio, lo cual es un objetivo relacionado con la presente discusión.

El sistema celular de tercera generación conocido como WCDMA o UMTS, tiene actualmente un método bajo especificación conocido como HSPA que permite la transmisión de mayores velocidades de transferencia de datos, desde un teléfono móvil a una red (o estación base). La transmisión HSPA utiliza un enfoque denominado "CDMA multicódigo". En este sistema CDMA multicódigo, cada símbolo de datos es ensanchado en tiempo y en espectro mediante combinarlo con un código de ensanchamiento. En el enlace descendente (estación base a teléfono móvil), los códigos utilizados para transmitir señales de la estación base son coordinados en la estación base de manera que son ortogonales entre ellos. En cambio, en el enlace ascendente (teléfono móvil a estación base), la coordinación necesaria entre los diferentes teléfonos móviles para conseguir ortogonalidad se considera demasiado difícil de implementar, de manera que cada teléfono móvil utiliza una secuencia diferente de códigos aleatorios.

Sin embargo, en cada teléfono móvil sigue siendo posible generar varias secuencias de código aleatorio que están coordinadas entre ellas para ser mutuamente ortogonales. Por lo tanto, cada uno de estos códigos ortogonales puede transportar un sub-flujo de símbolos de tal modo que se mejore la velocidad combinada del flujo de símbolos. Pero en esta situación, la potencia disponible del transmisor del teléfono móvil estará dividida entre diferentes códigos, lo que significa que se reducirá el rango sobre el cual cada sub-flujo puede recibirse satisfactoriamente y descodificarse sin errores. De hecho, la reducción de potencia por cada subflujo en una señal de modulación multicódigo transmitida desde un teléfono móvil es peor de lo que podría esperarse dividiendo simplemente la potencia del transmisor por el número total de subflujos. Esto se debe a que no es tanto la potencia promedio la que está limitada por la tensión de la batería, si no la amplitud de señal de pico, la que resulta estar limitada por la tensión de la batería.

Por lo tanto, en el sistema celular de tercera generación existe el deseo de un esquema de modulación que desarrolle la máxima potencia media por cada subflujo, dentro de una limitación de la amplitud de señal de pico compuesta de todos los subflujos. Por ejemplo, si el teléfono móvil ha utilizado un esquema multicódigo de tres códigos con tres códigos de longitud = 4, donde cada código ha transportado un subflujo de símbolos 16QAM a una amplitud similar, entonces la potencia media total que se transmite dentro de una limitación dada de la amplitud de pico está 7,32 dB por debajo del pico antes del filtrado para contener el espectro, y la potencia media por subflujo está 12,1 dB por debajo del pico. Generalmente, el filtrado incrementa más la relación pico/rms. El estándar HSPA describe una mejora sobre el esquema de tres códigos de ensanchamiento de longitud = 4, puesto que especifica un código de longitud = 2 del doble de potencia ($\sqrt{2}$ veces la amplitud) que transporta dos símbolos en el mismo periodo de tiempo en el que un código de longitud = 4 superpuesto y ortogonal transporta un tercer símbolo, lo cual consigue eficazmente la misma velocidad de símbolo que los tres códigos de longitud = 4. Esta configuración 4 + (2, 2) es capaz de desarrollar una potencia media total que está 5,44 dB por debajo del pico, y es 1,88 dB más eficaz que la configuración de 4 + 4 + 4 que está asociada con el esquema de codificación de tres códigos de ensanchamiento de longitud = 4.

Sin embargo, con la configuración 4 + (2, 2) existe una reducción del factor de ensanchamiento, que simplemente es un paso en la dirección de no ensanchamiento que consigue asimismo una relación pico/rms baja, pero la señal de radio resultante se hace muy difícil de descodificar cuando existe una cantidad significativa de distorsión de canal por trayectos múltiples. A la vista de lo anterior, puede verse que ha existido y sigue existiendo una necesidad de un transmisor y un método que puedan tratar las deficiencias mencionadas y otras asociadas con la técnica anterior. Estas necesidades y otras son tratadas mediante el transmisor y el método de la presente invención.

COMPENDIO

En un aspecto, la presente invención da a conocer un método para reducir la relación pico/rms en una señal de radio transmitida, limitando al mismo tiempo la amplitud de símbolo compuesta de pico cuando se utiliza modulación multidimensional. El método incluye las etapas de: (a) codificar información en un flujo de bits binarios; (b) formar una serie de grupos de bits a partir del flujo de bits binarios, en el que la serie de grupos de bits representa una serie de símbolos de datos; (c) representar cada símbolo de datos mediante un conjunto de coordenadas en un espacio multidimensional, en el que el número de dimensiones en el espacio multidimensional corresponde al número de, por lo menos, tres componentes ortogonales que finalmente comprenden la señal de radio transmitida; y (d) elegir coordenadas para cada símbolo de datos de tal modo que cada símbolo está situado a una distancia mínima respecto del símbolo de datos más próximo en el espacio multidimensional, y asimismo de tal modo que se minimiza la amplitud de símbolo compuesta de pico con respecto a la amplitud cuadrática media de la señal de radio transmitida. Este método de generación de la señal de radio con una relación reducida de la amplitud de pico frente a la amplitud cuadrática media contribuye a mejorar la eficiencia de transmisión del amplificador de potencia de un transmisor.

En otro aspecto, la presente invención da a conocer un método de comunicación de símbolos de datos que tiene como resultado una señal transmitida con una relación reducida de la amplitud de pico frente a la amplitud cuadrática media. El método incluye las etapas de: (a) utilizar simultáneamente múltiples códigos de espectro ensanchado combinados por adición que transportan, cada uno, un valor de señal real o en fase y un valor de señal imaginario o en cuadratura de fase, para proporcionar por lo menos tres dimensiones de modulación independientes, transportando cada dimensión un valor de coordenadas; y (b) definir un conjunto de puntos de constelación a asociar con los símbolos de datos, siendo distribuidos los puntos de constelación dentro de un espacio compuesto de dichas, por lo menos, tres dimensiones de tal modo que la distancia euclídea entre cualesquiera dos de los puntos de constelación no sea menor que un mínimo deseado y de tal modo que el valor de la amplitud de pico deseada no sea superado por ningún punto, determinándose el valor de pico mediante cualquiera de las siguientes cantidades: (i) una suma de los valores absolutos de las coordenadas de cualquier punto de constelación que corresponde a las dimensiones proporcionadas por los valores de señal reales transportados por los múltiples códigos de espectro ensanchado combinados por adición; (ii) una suma de los valores absolutos de las coordenadas de cualquier punto de constelación que corresponde a las dimensiones proporcionadas por los valores de señal imaginarios transportados por los múltiples códigos de ensanchamiento combinados por adición; y (iii) una suma de los cuadrados de (a) la suma de los valores absolutos de las coordenadas de cualquier punto de constelación que corresponde a las dimensiones proporcionadas por los valores de señal reales transportados por los múltiples códigos de espectro ensanchado combinados por adición; y (b) la suma de los valores absolutos de las coordenadas de constelación de cualquier punto que corresponde a las dimensiones proporcionadas por los valores de señal imaginarios transportados por los múltiples códigos de ensanchamiento combinados por adición. Este método de generación de la señal de radio con una relación reducida de la amplitud de pico frente a la amplitud cuadrática media contribuye a mejorar la eficiencia de transmisión del amplificador de potencia de un transmisor.

En otro aspecto, la presente invención da a conocer un transmisor que reduce la relación pico/rms en una señal de radio, limitando al mismo tiempo la amplitud de símbolo compuesta de pico cuando se utiliza modulación multidimensional. El transmisor incluye: (a) un codificador que divide grupos de bits de datos en un primer subgrupo y un segundo subgrupo; (b) el codificador utiliza el primer subgrupo de bits para seleccionar uno de una serie de puntos de constelación que están distribuidos dentro de un primer espacio multidimensional, donde se ha determinado una posición de los puntos de constelación de tal modo que la suma de sus coordenadas es menor que un valor máximo deseado, donde las coordenadas del punto de constelación seleccionadas se utilizan para establecer valores de partes reales de números complejos correspondientes; (c) el codificador utiliza el segundo subgrupo de bits para seleccionar otro de una serie de puntos de constelación que están distribuidos dentro de un segundo espacio multidimensional, donde se ha determinado una posición de los puntos de constelación de tal modo que la suma de sus coordenadas es menor que un valor máximo deseado, donde las coordenadas del punto de constelación seleccionada se utilizan a continuación para establecer valores de partes imaginarias de números complejos correspondientes; (d) el codificador empareja una parte real y una imaginaria para formar un número complejo y las partes real e imaginaria restantes son asimismo emparejadas para obtener un conjunto de números complejos; (e) el codificador asigna los números complejos a multiplicar por un código asociado de una serie de códigos ortogonales, donde los productos de cada número complejo con su código son a continuación sumados chip a chip para obtener un símbolo multicódigo; (f) un filtro que recibe un flujo de símbolos multicódigo y los filtra para limitar un espectro transmitido; (g) un modulador que modula la señal filtrada con una portadora de radiofrecuencia; y (h) una antena que transmite la señal de radio modulada. Por lo tanto, mediante la generación de una señal de radio con una relación reducida de la amplitud de pico frente a la amplitud cuadrática media, se mejora la eficiencia de transmisión del amplificador de potencia del transmisor.

En otro aspecto, la presente invención proporciona un receptor que descodifica una señal de radio que tiene una relación de pico/rms reducida y una amplitud de símbolo compuesta de pico limitada. En una realización, el receptor incluye un descodificador con un procesador que implementa instrucciones ejecutables por procesador procedentes de la memoria para descodificar la señal de radio mediante: (a) determinar una cara de una constelación en forma de diamante sobre la cual, o en cuyo interior, está situado un símbolo de datos de la señal de radio; (b) determinar un subconjunto de puntos sobre la cara en cuyo interior está situado el símbolo de datos de la señal de radio; (c) determinar un punto dentro del subconjunto de puntos que está más próximo a los valores coordenados del símbolo de datos; y (d) determinar el símbolo de datos a partir de la combinación de la cara, del subconjunto de puntos y del punto más próximo.

En otro aspecto, la presente invención proporciona un receptor que descodifica una señal de radio que tiene una relación de pico/rms reducida y una amplitud de símbolo compuesta de pico limitada. En una realización, el receptor incluye un descodificador con un procesador que implementa instrucciones ejecutables por ordenador a partir de una memoria, para descodificar la señal de radio mediante: (a) adoptar como hipótesis un primer punto de múltiples puntos de constelación en una primera constelación en forma de diamante en donde el primer punto de constelación está asociado con un símbolo de datos de la señal de radio; (b) determinar, dado el primer punto de constelación adoptado como hipótesis, un segundo punto de constelación en una segunda constelación en forma de diamante, donde el segundo punto de constelación está asociado con un símbolo de datos de la señal de radio; (c) determinar una métrica que describe con qué precisión el primer punto de constelación adoptado como hipótesis y el segundo punto de constelación determinado asociado predicen la señal de radio recibida; y (d) comparar la métrica para

todas las posibles hipótesis del primer punto de constelación, y seleccionar la hipótesis con la mejor métrica como la hipótesis correcta, descodificando de ese modo la señal de radio.

5 Se definirán aspectos adicionales de la invención, en parte, en la descripción detallada, en las figuras y en cualquiera de las siguientes reivindicaciones, y en parte se derivarán de la descripción detallada, o pueden aprenderse mediante la puesta en práctica de la invención. Debe entenderse que tanto la descripción general precedente como la siguiente descripción detallada son solamente ejemplares y explicativas, y no son limitativas de la invención que se da a conocer.

10 BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

Puede obtenerse una comprensión más completa de la presente invención haciendo referencia a la siguiente descripción detallada, tomada junto con los dibujos anexos:

15 la figura 1 es un diagrama de un sistema celular multicódigo HSPA 4 + (2, 2) tradicional que se utiliza para ayudar a explicar la presente invención;
 la figura 2 es un diagrama que muestra los 16 puntos de una constelación 16QAM que se utiliza para ayudar a explicar la presente invención;
 la figura 3 muestra diagramas asociados con un sistema celular multicódigo 4 + 4 + 4 tradicional que se utiliza para explicar la presente invención;
 20 la figura 4 es un diagrama que representa visualmente la rotación de fase de 45 grados de símbolos 16QAM modulados en un código de longitud = 4 con respecto a símbolos 16QAM modulados en un código de longitud = 2 del doble de potencia ($\sqrt{2}$ veces la amplitud), que se utiliza para ayudar a explicar la presente invención;
 la figura 5 es un gráfico que representa un plano +++ para I1, I2, I3 cuando $I1 + I2 + I3 = 1$, que se utiliza para ayudar a explicar la presente invención.
 25 la figura 6 es un diagrama que representa una constelación en forma de diamante, que se utiliza para ayudar a explicar la presente invención;
 la figura 7 son diagramas que muestran diferentes formas de las que pueden agruparse seis dimensiones I1, Q1, I2, Q2, I3 y Q3 para formar símbolos multidimensionales que se utilizan para ayudar a explicar la presente invención;
 30 la figura 8 es un diagrama que representa una constelación en forma de diamante que tiene vértices empotrados, que se utiliza para ayudar a explicar la presente invención;
 la figura 9 es un diagrama de bloques de un teléfono móvil con un transmisor que está configurado de acuerdo con una realización de la presente invención;
 la figura 10 es un diagrama que muestra una asignación de códigos de Grey de grupos de 6 bits para la constelación de diamante mostrada en la figura 8, que se utiliza para ayudar a explicar la presente invención;
 35 la figura 11 es un gráfico que muestra una tasa de errores frente a una relación de la potencia total de señal transmitida frente al ruido, que se utiliza para ayudar a explicar la presente invención;
 la figura 12 es un diagrama que representa una constelación en forma de diamante corrugado, que se utiliza para ayudar a explicar la presente invención;
 40 la figura 13 es un diagrama de bloques de una estación base con un receptor que está configurado de acuerdo con una realización de la presente invención;
 las figuras 14 a 16 son diagramas que se utilizan para explicar cómo el receptor mostrado en la figura 13 descodifica una señal de radio de acuerdo con una realización de la presente invención; y
 45 la figura 17 es un diagrama de bloques de una estación base con un receptor que está configurado de acuerdo con otra realización de la presente invención.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

La presente invención incluye un transmisor (por ejemplo, incorporado dentro de un teléfono móvil) y un método que reducen la relación pico/rms en una señal de radio, limitando al mismo tiempo la amplitud de símbolo compuesta de pico cuando se utiliza modulación multidimensional. En particular, el transmisor codifica información en un flujo de bits y se combinan grupos de bits a representar mediante símbolos de datos. A continuación, cada símbolo de datos es representado por un conjunto de coordenadas en un espacio multidimensional, donde el número de dimensiones del espacio multidimensional corresponde a, por lo menos, tres componentes ortogonales que comprenderán la señal de radio transmitida. Las coordenadas de cada símbolo de datos se eligen de tal modo que cada símbolo de datos está separado en una distancia mínima respecto del otro símbolo de datos más próximo en el espacio multidimensional, y asimismo de tal modo que se minimiza la amplitud de pico frente a la amplitud cuadrática media de la señal de radio transmitida. Se proporciona una discusión detallada acerca de diferentes formas en las que puede implementarse la presente invención, después de describir en mayor detalle el mencionado esquema multicódigo de tres códigos tradicional que tiene la configuración de 4 + 4 + 4 y el mencionado esquema multicódigo de tres códigos HSPA tradicional que tiene la configuración 4 + (2, 2) .

Haciendo referencia a la figura 1, se muestra un diagrama de bloques de un sistema celular multicódigo 100 de tres códigos HSPA tradicional, en el que un teléfono móvil 102 tiene un transmisor 108 que transmite a una estación base 104 una señal de radio con tres símbolos 16QAM S1, S2 y S3 por cada periodo de modulación de 4 chip. Tal como se muestra, un código de longitud = 2 se repite dos veces y se utiliza para transportar dos símbolos 16QAM S2 y S3 sucesivamente, mientras que un código de longitud = 4, ortogonal al código de longitud = 2, se superpone

por adición y se utiliza para transportar un tercer símbolo 16QAM S1 durante el mismo periodo de 4 chip. Una constelación de símbolos 16QAM tiene la forma general mostrada en la figura 2. Cada símbolo 16QAM S1, S2 y S3 transporta 4 bits de manera que con tres símbolos S1, S2 y S3 son transportados 12 bits en el intervalo de tiempo de 4 chip, que representan $2^{12} = 4096$ posibilidades. De este modo, la descodificación en la estación base 104 puede incluir la comprobación de todas las 4096 posibilidades ("método de fuerza bruta") o puede utilizar el método de complejidad reducida dado a conocer en la solicitud de patente de EE. UU. asignada conjuntamente con número de serie 12/035 970, presentada el 22 de febrero de 2008 y titulada "Efficient Multicode Detection", cuyo contenido se incorpora como referencia a la presente memoria.

Comunicar utilizando símbolos 16QAM comprende transmitir 2 bits en cada una de las componentes I y Q de una señal, siendo los bits equidistantes en torno a cero en cada una de las dos dimensiones del plano complejo de señales. Por lo tanto, el componente I puede adoptar los valores +1,5, +0,5, -0,5 y -1,5 mientras que el componente Q hace lo propio de forma independiente. La figura 2 muestra los 16 posibles puntos de señal que están situados en el plano I, Q y las intersecciones de una cuadrícula regular, rectangular. La relación pico/rms de un solo símbolo 16QAM puede calcularse determinando la amplitud de pico y el valor cuadrático medio. La amplitud de pico se produce cuando I y Q adoptan ambos su amplitud máxima de +/-1,5 al mismo tiempo, proporcionando una norma vectorial neta de $1,5\sqrt{2}$, mientras que el valor cuadrático medio se calcula promediando el cuadrado de la amplitud sobre la totalidad de los 16 puntos, en los que hay 4 puntos de esquina, cada uno con un valor de amplitud cuadrática de $(1,5\sqrt{2})^2 = 4,5$; 8 puntos en los lados, cada uno de amplitud cuadrática $(1,5^2 + 0,5^2) = 2,5$, y 4 puntos en el centro, de amplitud cuadrática $(0,5\sqrt{2})^2 = 0,5$. El promedio de estos puntos es $(4 \times 4,5 + 8 \times 2,5 + 4 \times 0,5) / 16 = 2,5$. Por lo tanto, el valor rms es de $\sqrt{2,5}$ ó 1,58. Por lo tanto, la relación de amplitud pico/rms es de $1,5\sqrt{2} / \sqrt{2,5}$, lo cual en decibelios es 2,55dB.

Sin embargo, para la modulación de la figura 1 puede verse que van a solapar dos valores I y dos valores Q en cada periodo de chip. El valor I del código de longitud = 4 puede ser uno de los 4 valores 1,5, 0,5, -0,5, -1,5, pero los valores I del código de longitud = 2 son $\sqrt{2}$ veces mayores. Los valores Q están escalados del mismo modo. De este modo, aplicar el mismo procedimiento que anteriormente para calcular la relación pico/rms proporciona el resultado de 5,44dB para este tipo de modulación multicódigo, tal como se ha mencionado en la sección de antecedentes. Por otra parte, si se han utilizado los tres códigos de longitud = 4 de la configuración tradicional 4+4+4 mostrada en la figura 3, entonces los valores I para cada uno serían cualquiera de los valores 1,5, 0,5, -0,5 ó 1,5, proporcionando un valor I de pico de 4,5 y un valor Q de pico análogo, o una amplitud de pico de I y Q combinada de $4,5\sqrt{2}$. Sin embargo, el valor rms es exactamente $\sqrt{3}$ veces el valor rms de una sola transmisión 16QAM, que se ha calculado anteriormente vale $\sqrt{2,5}$. Por lo tanto, la relación pico/rms de los tres códigos de longitud = 4 superpuestos es de $4,5\sqrt{2} / (\sqrt{3} \times \sqrt{2,5}) = 2,32$ ó 7,32dB, tal como se ha mencionado asimismo en la sección de antecedentes. Por lo tanto, cuando la amplitud de pico está limitada, la configuración 4 + (2, 2) de la figura 1 es preferible a la configuración de códigos 4 + 4 + 4 de la figura 3.

El transmisor 108 del teléfono móvil tiene asimismo un amplificador 106 de potencia que genera una salida de potencia media sin distorsión, que depende de la relación pico/rms de la señal así como de otros factores. Para un amplificador 106 de potencia de clase B, la eficiencia máxima sin distorsión se produce cuando se tiene la generación de potencia máxima, donde la eficiencia máxima se define como sigue:

$$\eta_{\max} = \frac{\text{Salida de potencia de pico}}{\text{Consumo de potencia DC máximo}} \quad (1a)$$

y cuando se normaliza a una resistencia de carga unitaria, la eficiencia máxima puede definirse como sigue:

$$\eta_{\max} = \frac{(\text{Amplitud de pico})^2}{\text{Consumo de potencia DC máximo}} \quad (1b)$$

Por otra parte, la eficiencia media con una señal de amplitud variable se define como sigue:

$$\eta = \frac{\text{Salida de potencia de pico}}{\text{Consumo de potencia DC medio}} \quad (2a)$$

$$= \frac{(\text{amplitud r.m.s.})^2}{\text{Consumo de potencia DC medio}} \quad (2b)$$

$$= \frac{\left(\frac{\text{Amplitud de pico}}{\text{Relación pico/rms}} \right)^2}{\text{Consumo de potencia DC medio}} \quad (2c)$$

Asimismo, el consumo de potencia de un amplificador 106 de potencia de clase B con distorsión de polarización cero resulta ser proporcional a la amplitud de la señal de salida. Por lo tanto, el consumo de potencia DC promedio es igual al consumo de potencia de pico multiplicado por la relación de la amplitud media frente al amplitud de pico lo cual, normalizado a la resistencia de carga unitaria, da como resultado:

$$\text{Consumo de potencia de DC medio} = \frac{\text{amplitud media} \times (\text{amplitud de pico})^2}{\text{amplitud de pico}} \quad (3a)$$

$$= \text{amplitud de pico} \times \text{amplitud media} \quad (3b)$$

Combinando las ecuaciones 1b, 2c y 3b se obtiene el siguiente resultado:

$$\eta = \eta_{\max} / (\text{relación pico/rms} \times \text{relación media/rms}) \quad (4)$$

Mientras que η_{\max} es una cantidad dependiente de la implementación del amplificador de potencia, el valor relación de amplitud pico/rms x relación de amplitud media/rms, es una característica de la modulación. Por lo tanto, para una eficiencia máxima del amplificador de potencia se desearía minimizar la segunda cantidad. Otra medida del rendimiento de la modulación es la facilidad o dificultad con la que la estación base 104 puede confundir dos símbolos diferentes. Esta medida del rendimiento de la modulación se determina mediante la distancia mínima d_{\min} , que es la distancia euclídea en el espacio de señales entre dos símbolos que están en máxima proximidad. Generalmente, si en el espacio de señales un solo par de símbolos están situados más próximos entre ellos que cualquier otro par, entonces serían separados intentando obtener una separación más homogénea con una d_{\min} mayor. Para comparar diferentes modulaciones a este respecto, d_{\min} deberá normalizarse al mismo valor de señal rms, es decir a la misma potencia media transmitida. Por lo tanto, la cantidad $d_{\min}/(\text{amplitud rms})$ es una medida de la eficiencia de las comunicaciones, mientras que η es una medición de la eficiencia del amplificador 106 de potencia del transmisor. Cuando se maximiza la segunda, es deseable que la primera se mantenga preferentemente, y no se degrade significativamente. Esto se consigue mediante la presente invención.

De nuevo haciendo referencia a la modulación 16QAM triple de HSPA mostrada en la figura 1, una manera de obtener una ligera reducción (0,5 dB) en la relación de amplitud pico/rms sin afectar a la eficiencia de las comunicaciones es rotar 45 grados la constelación 16QAM en el código de longitud = 4 con respecto a la del código de longitud = 2, tal como se muestra en la figura 4. Este esquema de rotación concreto se dio a conocer en la solicitud de patente de EE. UU. número 12/166 883, titulada "Reduced Peak-to-RMS Ratio Multicode Signal" (número de expediente P25701). En la mencionada solicitud de patente de EE. UU. número 12/166 883 (número de expediente P25701), se muestra asimismo cómo las mejoras en la relación pico/rms de diferentes esquemas/métodos de modulación, determinadas antes del filtrado con limitación espectral, tendían a proporcionar la misma mejora después del filtrado, si bien la limitación espectral mejoró la relación pico/rms para todas las modulaciones verificadas. A la vista de esto, la presente invención está dirigida a un método para conseguir reducciones en la relación pico/rms que se determinan antes del filtrado con limitación espectral, con la expectativa de que esto se traduzca en reducciones similares en la relación pico/media cuando se comparen formas de onda sometidas a filtrado con limitación espectral. Este nuevo método está dirigido a evitar la reducción del factor de eficiencia de las comunicaciones d_{\min}/rms , y a evitar asimismo la reducción del factor de ensanchamiento, para mantener una buena tolerancia de distorsión por trayectos múltiples utilizando al mismo tiempo ecualizadores de transmisor de una complejidad razonable. A continuación se proporciona una discusión detallada acerca de cómo este nuevo método puede ser implementado, de acuerdo con las diferentes realizaciones de la presente invención.

De nuevo haciendo referencia al esquema multicódigo de tres códigos mostrado en la figura 3, se puede ver que los tres símbolos 16QAM S1, S2 y S3 pueden considerarse como seis símbolos 4-AM, donde cada símbolo 4-AM transporta dos bits de información con sus cuatro posibles puntos de señal, y ocupa una de las seis dimensiones Q1, I2, Q2, I3 y Q3. Tal como se muestra, los pares de dimensiones (I, Q) son ortogonales en virtud de estar desplazados en 90 grados, mientras que la utilización de los códigos ortogonales permite que sean transportados tres de dichos pares de valores I, Q utilizando la totalidad de las seis dimensiones I1, Q1, I2, Q2, I3 y Q3, que son ortogonales entre ellas cuando los códigos son mutuamente ortogonales. En ausencia de distorsión de señal en la transmisión, las seis dimensiones I1, Q1, I2, Q2, I3 y Q3 son realmente independientes en la medida en que no interfieren entre ellas, y asimismo el ruido del receptor tiene un valor rms nominalmente igual, que nominalmente no está correlacionado entre ningún par de las dimensiones I1, Q1, I2, Q2, I3 ó Q3. Sin embargo, las seis dimensiones I1, Q1, I2, Q2, I3 y Q3 no son independientes en lo que respecta al transmisor 108 del teléfono móvil, puesto que los valores I1, I2, I3 y análogamente los valores Q1, Q2, Q3 se suman de manera lineal y no cuadrática. Por lo tanto, la amplitud de la señal transmitida viene dada por (ver código 1, código 2 y código 3 en la figura 3):

	Chip 1	Chip 2	Chip 3	Chip 4
$I_{\text{transmisión}} =$	$Q1+Q2+Q3$	$Q1+Q2-Q3$	$Q1-Q2+Q3$	$Q1-Q2-Q3$
$Q_{\text{transmisión}} =$	$Q1+Q2+Q3$	$Q1+Q2-Q3$	$Q1-Q2+Q3$	$Q1-Q2-Q3$

y la amplitud de transmisión = $(I_{\text{transmisión}}^2 + Q_{\text{transmisión}}^2)^{0,5}$.

5 Lo anterior muestra que, puesto que se verifican todas las combinaciones de signos de I1, I2 y I3 a través de los cuatro chips, independientemente de cuáles sean sus signos éstas serán aditivas en algún chip produciendo el valor de pico en dicho chip. Salvo que exista otra limitación, el peor caso es cuando se tiene que el pico de I y el pico de Q se producen en el mismo chip.

10 Si las señales I y Q son de la misma forma, se sigue que la relación pico/rms de la amplitud de transmisión es la misma que la relación pico/rms de I o Q en solitario, donde la combinación de I y Q solamente incrementa el pico y el rms en $\sqrt{2}$, de manera semejante comparada con la relación para I o Q en solitario. Por lo tanto, buscar un esquema de modulación con una relación baja pico/rms sobre I y Q en solitario puede producir un pico/rms bajo para la señal de transmisión combinada. Es decir, es deseable que ninguno de $I1+I2+I3$, $I1+I2-I3$, $I1-I2+I3$ y $I1-I2-I3$ exceda algún valor de pico deseado, que puede elegirse arbitrariamente como 1,0. Estas cuatro limitaciones pueden expresarse mediante $|I1| + |I2| + |I3| \leq 1$, fijándose el límite a 1.

20 Este límite comprende 8 planos, correspondientes a cada uno de los dos posibles signos + ó - que podrían tener cada uno de los tres valores I1, I2 e I3. Por ejemplo, el plano +++ para I1, I2, I3 cuando todos son positivos está dado por $+I1 + I2 + I3 = 1$ y se muestra en la figura 5. En la figura 5 se ha introducido la transición entre la notación I1, I2, I3 y las coordenadas 3-D convencionales X, Y, Z.

25 Cuando se dibujan los 8 planos correspondientes a todas las 8 combinaciones de signos, el resultado es una forma 600 de diamante que se muestra en la figura 6. Para representar los tres pares de bits transportados por las tres señales I1, I2 y I3 que pertenecen a los tres símbolos 16QAM originales, es necesario ubicar 64 posibles puntos sobre, o en el interior de la forma 600 de diamante. En la forma 600 de diamante se ha mostrado un ejemplo de un espaciado regular que proporciona un total de 66 puntos, en el que por lo tanto pueden omitirse dos puntos. Los 66 puntos incluyen:

- 30 ○ 6 vértices en los que una coordenada es +/-1 y las otras dos coordenadas son cero (un total de 6 puntos).
- 12 bordes en los que una coordenada es cero y las otras dos son + ó -. Los puntos centrales de los bordes tienen coordenadas distintas de cero +/- 0,5 mientras que los otros dos puntos en cada borde tienen coordenadas distintas de cero (+/- 0,25, +/- 0,75) o viceversa, proporcionando un total de 36 puntos.
- 35 ○ 8 caras correspondientes a los planos $|X| + |Y| + |Z| = 1$, teniendo cada cara triangular un triángulo de tres puntos en su centro. Las coordenadas de estos puntos tienen coordenadas 0,5, 0,25, 0,25 (la suma de las cuales es la unidad) permutadas de todas las formas posibles entre X, Y y Z y con todos los posibles signos +/- para un total de 24 puntos.

40 La distancia mínima d_{min} de constelación es $0,25\sqrt{2} = 0,3535$.

45 El valor rms para esta constelación concreta puede calcularse del mismo modo que se ha realizado anteriormente con la constelación 16QAM (ver figura 3). Sin embargo, para poder comparar esta característica con la característica 16QAM, en primer lugar es necesario agrupar las seis dimensiones de la figura 6 para formar dos símbolos tridimensionales comparables a los dos símbolos tridimensionales 702 y 704 que se muestran en la figura 7.

50 La figura 7 sugiere que las seis dimensiones I1, Q1, I2, Q2, I3 y Q3 pueden agruparse conceptualmente de cualquier forma deseada, por ejemplo, como seis símbolos 4-AM (figura 3), como tres símbolos 16QAM 706, 708 y 710, o como los mencionados dos símbolos 3-D 702 y 704 para los cuales se utiliza la nomenclatura V3AM, que significa modulación en amplitud a lo largo de cada eje de un espacio tridimensional (un V3). En principio, las seis dimensiones I1, Q1, I2, Q2, I3 y Q3 podrían agruparse alternativamente como un símbolo V4AM y un símbolo QAM. De este modo, cuando el número de puntos a lo largo de cada uno de los tres ejes es 4, entonces el número total de puntos en un símbolo 3-D es de $4^3 = 64$, de manera que puede utilizarse la notación 64-V3AM. Análogamente, cuatro puntos a lo largo de cada dimensión de un V4 producirían un 256-V4AM, cinco puntos a lo largo de cada dimensión de un V5 producirían un 1024-V5AM, y seis puntos a lo largo de cada dimensión de un V6 producirían un 4096-V6AM.

60 La siguiente tabla #1 compara las propiedades de la constelación 64-V3AM (I1, I2, I3) con la constelación de diamante 600 de la figura 6, en la que se han omitido dos puntos.

Tabla #1

	64-V3AM	Const. de diamante
Relación pico/rms	7,32dB	2,75dB
Relación d_{\min} /rms	-8,75dB	-9,29dB
Pérdida de eficiencia del PA	-3,21dB	-1,12dB

5

Puede verse que la constelación 600 de diamante consigue la reducción deseable de 4,57 dB en la relación pico/rms y una mejora de 2 dB en la eficiencia del amplificador de potencia (PA) al precio de una pequeña reducción de 0,44 dB en la distancia mínima. No obstante, esto último puede mitigarse empotrando los vértices del diamante desde una coordenada distinta de cero de 1,0 a una coordenada distinta de cero de +/-0,25 (por ejemplo), con los resultados siguientes:

Tabla #2

	64-V3AM	Const. de diamante
Relación pico/rms	7,32dB	3,53dB
Relación d_{\min} /rms	-8,75dB	-8,51dB
Pérdida de eficiencia del PA	-3,21dB	-1,43dB

15

Mediante el recurso de empotrar los vértices se reduce el valor rms, lo que mejora la d_{\min} , si bien el pico permanece igual, de manera que la relación pico/rms es solamente algo superior. Éste es un resultado más deseable, puesto que para la misma tasa de errores de símbolo el consumo medio de potencia del transmisor será menor. En la figura 8 se muestra la forma de una constelación tridimensional 800 con vértices empotrados. A continuación se describen otras modificaciones a la constelación 600 de diamante así como otras constelaciones de diamante que están dentro de la misma familia, después de describir una realización del transmisor de teléfono móvil acorde con la presente invención.

Haciendo referencia a la figura 9, se muestra un teléfono móvil 900 con un transmisor 902 que reduce la relación pico/rms en una señal de radio limitando al mismo tiempo la amplitud de símbolo compuesta de pico cuando se utiliza modulación multidimensional de acuerdo con una realización de la presente invención (nota: en el presente documento se han descrito solamente las funciones-componentes del transmisor que son relevantes para la presente memoria). Básicamente, el transmisor 902 (por ejemplo, transmisor 902 multicódigo) puede conseguir la relación de amplitud pico/rms reducida con una amplitud de símbolo compuesta de pico limitada, utilizando:

(i) Un codificador 904 que divide los grupos de bits de datos, por ejemplo 12 bits, en un primer subgrupo (por ejemplo, 6 bits) y un segundo subgrupo (por ejemplo, 6 bits).

(ii) El codificador 904 toma un primer subgrupo de bits y selecciona uno de una serie de puntos de constelación que están distribuidos dentro de un primer espacio multidimensional (por ejemplo, el espacio tridimensional X, Y, Z), donde la posición de los puntos de constelación se ha determinado de tal modo que la suma de sus coordenadas es menor que un valor máximo deseado. A continuación, las coordenadas del punto de constelación seleccionado se utilizan para establecer los valores de las partes reales de los números complejos correspondientes, correspondiendo por lo tanto la parte real de cada número complejo al valor de una coordenada asociada.

(iii) El codificador 904 toma el primer subgrupo de bits y selecciona uno de una serie de puntos de constelación que están distribuidos dentro de un segundo espacio multidimensional (por ejemplo, el espacio tridimensional X, Y, Z), donde la posición de los puntos de constelación se ha determinado de tal modo que la suma de sus coordenadas es menor que un valor máximo deseado. A continuación, las coordenadas del punto de constelación seleccionado se utilizan para establecer los valores de las partes imaginarias de los números complejos correspondientes, correspondiendo por lo tanto la parte imaginaria de cada número complejo al valor de una coordenada asociada.

(iv) El codificador 904 empareja una parte real y una imaginaria para formar un número complejo y las partes restantes real e imaginaria son emparejadas análogamente para obtener un conjunto de números complejos. Si un espacio multidimensional tiene más dimensiones que el otro, entonces pueden no emparejarse una o varias partes reales o imaginarias, lo que tiene como resultado uno o varios números no complejos que son reales puros o imaginarios puros.

55

(v) El codificador 904 asigna los números obtenidos anteriormente para ser multiplicados por un código asociado de una serie de códigos ortogonales multichip. A continuación, los productos de cada número real con su código son añadidos chip a chip para obtener un símbolo multicódigo que comprende una secuencia de chips de valor complejo en general.

(vi) Un filtro 906 (por ejemplo, un filtro 906 de raíz Nyquist) recibe un flujo de símbolos multicódigo y los filtra para limitar el espectro transmitido.

(vii) Un modulador 908 que modula la señal filtrada con una portadora de radiofrecuencia.

(viii) Una antena 910 que transmite la señal de radio modulada.

Se considera deseable asociar grupos de bits con puntos de constelación en las etapas (ii) e (iii), de tal modo que los puntos de constelación vecinos difieran en las mínimas posiciones de bit posibles, preferentemente solamente en una. Esta denominada codificación Grey funciona bien para 4-AM, 16QAM, 64V3-AM, etc., puesto que en cada dimensión los pares están distribuidos en el orden 00, 01, 11, 10, de tal modo que desplazándose a lo largo de una dimensión los patrones de bits encontrados sucesivamente difieren solamente un bit. Existen otras situaciones en las que puede desearse lo contrario, por ejemplo, cuando se lleva a cabo codificación Trellis a lo largo de símbolos, de manera que la codificación Grey no siempre es la opción deseada. Por ejemplo, si fuese asignada la constelación 600 ó 800 de diamante de 66 puntos para transmitir las letras, números y otros caracteres de un lenguaje, como en el código ASCII, entonces la asignación óptima no tendría nada que hacer con patrones de bits pero sí con el rigor de una sustitución sistemática de caracteres, sobre la legibilidad de un mensaje en texto plano. Entonces, una asignación óptima puede ser tal que un error tienda a sustituir una vocal con una vocal similar (por ejemplo, e, i, y), una consonante con una consonante similar (por ejemplo, t, d ó p, b), un signo de puntuación con un signo de puntuación similar (por ejemplo, espacio, -, /) y así sucesivamente. Otro esquema que puede elegirse, diferente al esquema de codificación de Grey, involucra la utilización del símbolo de 6 bits para transportar una palabra de voz PCM de 6 bits. En este caso, los códigos de bits serían asignados descendiendo en espiral por la constelación desde la parte superior hacia la parte inferior, en el orden del valor numérico de la palabra PCM de 6 bits, de manera que las palabras de valores alejados están asimismo alejadas en la constelación. No obstante, la codificación Grey es deseable cuando el propósito de la modulación es transportar con una mínima tasa de errores de bits flujos de bits binarios arbitrarios, tales como datos o voz cifrados.

No siempre es posible una codificación Grey perfecta, pero en la figura 10 se muestra un ejemplo de un intento de asignación de códigos Grey de grupos de 6 bits a la constelación 800 de diamante. La figura 10 se obtiene mirando hacia abajo sobre la constelación 800 de diamante, siendo visibles un vértice ($X = 1$), al que se ha signado el código 000000 en el centro, y la proyección de las cuatro caras triangulares que contienen el punto central (código 000000) como vértice común. Las cuatro caras en el lado posterior alejado del observador han sido desplegadas y sus proyecciones forman un cuadrado exterior, la totalidad de cuyas esquinas constituyen el mismo punto, al que se asigna el código 110110, y es el vértice opuesto al vértice 000000 del centro del diagrama. Debido al despliegue de las caras del lado posterior, algunos bordes (por ejemplo, la línea que comprende los códigos 000110, 001110, 011110, 010110, 110110) están repetidos dos veces, reflejados especularmente a lo largo de los lados del cuadrado exterior.

En este ejemplo, los grupos de seis bits se consideran como grupos de 3 + 3 bits, y cada subgrupo de 3 bits puede incrementarse en el orden de los códigos de Grey a lo largo de un conjunto de líneas y el otro grupo de 3 bits incrementarse en el orden de los códigos de Grey a lo largo del conjunto de líneas que están en ángulos rectos con respecto al primer conjunto. Esto conseguiría la codificación de Grey perfecta si la constelación 800 diamante fuera una cuadrícula rectangular de 8 x 8, pero debido a la imagen especular de los lados de las caras no plegadas, tal como se ha descrito anteriormente, en los bordes se producen ciertas clases no Grey.

Por ejemplo, aunque el código de borde 011110 difiere solamente en un bit con respecto al código adyacente 011101 en el punto 53, difiere en tres bits respecto del código 101111 en el punto 54. Esto se debe a que, cuando las caras del lado posterior son plegadas a sus posiciones adecuadas, el código 011110 es adyacente a ambos puntos 53 y 54, y no puede diferir en solamente 1 bit respecto de los códigos asignados a ambos. Sin embargo, siempre que estos sean una fracción pequeña del número total de pares de puntos vecinos, el efecto sobre la distancia de Hamming es pequeño.

El intento de asignación de bits por códigos de Grey que se ha llevado a cabo tal como se ha descrito anteriormente, se muestra en la figura 10. Esta asignación concreta de códigos de bits a símbolos se ha utilizado para calcular la tasa de errores de bits a partir de la tasa de errores de símbolo, cuando se transmiten y reciben datos en ruido (ver figura 11). Tal como se muestra en la figura 11, las curvas de la tasa de errores de símbolo y la tasa de errores de bit para la constelación 800 de diamante corrugado de la figura 8 y la asignación de códigos de bits de la figura 10 se comparan con las de 64-V3AM, que tuvieron el mismo comportamiento que 16QAM triple utilizando cualquiera de las configuraciones mencionadas 4+4+4 ó 4+(2, 2) con la misma potencia transmitida total. En la figura 11 está graficada la tasa de errores frente a relación de potencia de señal transmitida frente al ruido. Este gráfico muestra que la constelación 800 de diamante corrugado produce una tasa de errores de símbolo ligeramente menor que

16QAM triple, lo que refleja su relación de d_{\min}/r_{rms} ligeramente mejor, teniendo al mismo tiempo una tasa de errores de bits ligeramente mayor debido a que el número promedio de errores de bits por error de símbolo es aproximadamente 1,5 veces mayor para cada evento de error del vecino más próximo. Sin embargo, esta pérdida de aproximadamente 0,4 dB está más que compensada por la capacidad de hacer funcionar el amplificador de potencia del transmisor con una eficiencia 0,9 dB mayor que con la 16QAM triple de la constelación 4 + (2, 2). En la siguiente tabla 3 se proporcionan las coordenadas de la constelación y el valor numérico de sus asignaciones de código de bit pseudo-Grey.

5

Tabla #3

10

Punto	Código	X	Y	Z
1	0	0,25	0,00	0,00
2	6	0,00	0,25	0,00
3	51	0,00	0,00	0,25
4	54	-0,25	0,00	0,00
5	46	0,00	-0,25	0,00
6	48	0,00	0,00	-0,25
7	16	0,25	0,00	0,75
8	49	-0,25	0,00	0,75
9	20	0,00	0,25	0,75
10	17	0,00	-0,25	0,75
11	52	-0,25	0,00	-0,75
12	56	0,25	0,00	-0,75
13	57	0,00	-0,25	-0,75
14	60	0,00	0,25	-0,75
15	4	0,75	0,25	0,00
16	1	0,75	-0,25	0,00
17	8	0,75	0,00	0,25
18	32	0,75	0,00	-0,25
19	62	-0,75	-0,25	0,00
20	22	-0,75	0,25	0,00
21	50	-0,75	0,00	-0,25
22	55	-0,75	0,00	0,25
23	7	0,25	0,75	0,00
24	14	-0,25	0,75	0,00
25	15	0,00	0,75	0,25
26	39	0,00	0,75	-0,25
27	38	-0,25	-0,75	0,00
28	2	0,25	-0,75	0,00
29	34	0,00	-0,75	-0,25
30	10	0,00	-0,75	0,25
31	5	0,50	0,50	0,00
32	3	0,50	-0,50	0,00
33	24	0,50	0,00	0,50
34	40	0,50	0,00	-0,50
35	41	0,25	-0,25	-0,50
36	30	-0,50	0,50	0,00
37	44	0,25	0,25	-0,50
38	53	-0,50	0,00	0,50
39	29	0,00	0,50	0,50
40	45	0,00	0,50	-0,50
41	27	0,00	-0,50	0,50
42	43	0,00	-0,50	-0,50
43	12	0,50	0,25	0,25
44	36	0,50	0,25	-0,25
45	9	0,50	-0,25	0,25
46	33	0,50	-0,25	-0,25
47	58	-0,50	-0,25	-0,25
48	18	-0,50	-0,25	0,25
49	63	-0,50	0,25	-0,25
50	23	-0,50	0,25	0,25
51	13	0,25	0,50	0,25
52	37	0,25	0,50	-0,25

Punto	Código	X	Y	Z
53	31	-0,25	0,50	0,25
54	47	-0,25	0,50	-0,25
55	42	-0,25	-0,50	-0,25
56	26	-0,25	-0,50	0,25
57	35	0,25	-0,50	-0,25
58	11	0,25	-0,50	0,25
59	28	0,25	0,25	0,50
60	25	0,25	-0,25	0,50
61	21	-0,25	0,25	0,50
62	19	-0,25	-0,25	0,50
63	59	-0,25	-0,25	-0,50
64	61	-0,25	0,25	-0,50

Si se desea, la constelación 600 diamante puede corrugarse de manera diferente empotrando no sólo los seis vértices, sino asimismo los 12 centros de los bordes. Los puntos empotrados forman una constelación de diamante interna de orden 2, tal como se describe en mayor detalle a continuación, mientras que 48 puntos permanecen sobre la superficie de la constelación mayor 1200 de diamante corrugado, que se muestra en la figura 12 (nota: un + marca los centros del borde que han sido empotrados). Para transmitir 6 bits por símbolo pueden omitirse cualesquiera dos puntos, por ejemplo dos de los 48 puntos, en aras de minimizar la potencia transmitida promedio para la misma d_{\min} . A continuación se proporciona una descripción más detallada sobre las constelaciones de diamante, después de una descripción detallada acerca de cómo un receptor descodifica la señal de radio de acuerdo con diversas realizaciones diferentes de la presente invención.

Haciendo referencia a la figura 13, se muestra una estación base 1300 con un receptor 1302 que descodifica la señal de radio de acuerdo con una realización de la presente invención (nota: en el presente documento se han descrito solamente los componentes-funciones del receptor que son relevantes para la presente memoria). Si se desea, el receptor 1302 puede utilizar un descodificador 1304 (con un procesador en 1306 que implementa instrucciones ejecutadas por procesador procedentes de una memoria 1308) que es similar al descodificador descrito en la mencionada solicitud de patente de EE. UU. número de serie 12/035.970, excepto por cuanto que el descodificador 1304 está adaptado para descodificar una constelación de diamante, tal como se describe en mayor detalle a continuación con respecto a las figuras 14 a 16.

En una realización, el receptor 1302 recibe la señal de radio y mitiga los efectos de la propagación por trayectorias múltiples entre él mismo y el transmisor 902 mediante el recurso de restar la influencia de los símbolos descodificados previamente, utilizando una técnica de decisión con retroalimentación junto con una técnica predictiva de ecualizador para mitigar la interferencia entre símbolos provocada por símbolos todavía no codificados en la señal de radio (etapas 1320 a 1322). Como resultado, la señal de radio restante depende de los dos símbolos de constelación de diamante que están codificados en las partes real e imaginaria, con ruido y otros deterioros potenciales. A continuación, la señal ecualizada es descodificada adoptando como hipótesis en primer lugar uno de los dos símbolos de diamante, buscando sus coordenadas X, Y, Z y restando su influencia de las muestras de señal (etapas 1324). Las muestras de señal modificadas, después de de restar los símbolos tomados como hipótesis, comprenden entonces una serie de valores complejos que dependen linealmente de las coordenadas X, Y, Z del segundo símbolo. Separar las partes real e imaginaria en ecuaciones diferentes produce considerablemente más ecuaciones que las tres incógnitas X, Y y Z, y por lo tanto las ecuaciones pueden ser solucionadas por mínimos cuadrados para obtener los valores X, Y y Z que mejor explican la totalidad de los valores de señal modificados (etapa 1326). Las soluciones resultantes para las coordenadas X, Y y Z son cuantificadas al símbolo más próximo en la constelación, lo cual puede llevarse a cabo rápidamente de acuerdo con la técnica siguiente:

1. Formar el módulo de X, Y y Z, que es $|X|$, $|Y|$, $|Z|$, y guardar los signos S_x , S_y , S_z . El signo determina sobre cuál de las 8 caras está situado el símbolo, mientras que $|X|$, $|Y|$, $|Z|$ identifica el punto sobre la cara, como si ésta fuera la cara +++ (etapa 1328).

2. La figura 14 muestra que el plano $|X| - |Y| = 0$ divide la cara desde un vértice a través del centro del lado opuesto mientras que los planos $|Y| - |Z| = 0$ y $|Z| - |X| = 0$ dividen la cara análogamente a través de los vértices correspondientes. Por lo tanto, los signos de $|X| - |Y|$, $|Y| - |Z|$ y $|Z| - |X|$ limitan la descodificación a uno de seis triángulos de tres puntos sobre la cara, tal como se muestra en la figura 15 (etapa 1330).

3. Dependiendo del triángulo determinado en la etapa 2, se aplica un desplazamiento dX , dY , dZ a $|X|$, $|Y|$, $|Z|$ para centrar el triángulo en torno al centro de la cara y obtener valores desplazados X' , Y' , Z' . Los valores de desplazamiento dX , dY , dZ son seleccionados a partir de una pequeña tabla de consulta designada mediante un identificador de triángulo de 3 bits proporcionado por los tres signos determinados en la etapa 2 (etapa 1332).

4. A continuación, discriminar entre los tres puntos del triángulo ahora centrado se consigue fijándose en los signos de $X'-Y'$, $Y'-Z'$ y $Z'-X'$, tal como se muestra en la figura 16.

5 De este modo, los signos de $X'-Y'$, $Y'-Z'$ y $Z'-X'$ identifican el punto como uno de los tres puntos etiquetados como $(x+)$, $(+x)$ y $(-+x)$ en la figura 16, donde sobre x significa "da igual" (etapa 1334).

10 Las etapas 1 a 4 no implican ninguna multiplicación y solamente unas pocas restas. Por lo tanto, cuantificar un valor X , Y , Z al punto más próximo de los 64 puntos de constelación no es significativamente más difícil que para el caso mencionado anteriormente de 16QAM triple.

15 Una vez que se ha determinado el segundo símbolo tal como se ha descrito anteriormente, éste forma junto con el símbolo tomado como hipótesis una descodificación candidata. De este modo, cada hipótesis del primer símbolo produce una descodificación candidata, y la selección entre descodificaciones candidatas se produce comparando métricas. Las métricas se obtienen utilizando ambos símbolos de un candidato para calcular los valores de señal esperados, y calculando la métrica como el error cuadrático de las sumas entre los valores de señal esperado y real. Cuando el ruido sobre los diferentes valores de señal está correlacionado, la anterior solución de mínimos cuadrados y el cálculo de la métrica lo tienen en cuenta, por ejemplo, ponderando las ecuaciones con la raíz cuadrada de la matriz de correlación inversa (ver asimismo la mencionada solicitud de patente de EE. UU. de número de serie 12/035 970).

20 El número de muestras de señal utilizadas para descodificar la señal de transmisión depende del perfil de retardo del canal por trayectos múltiples y de los resultados de la pre-ecualización. Generalmente, deberán utilizarse por lo menos tantas muestras de señal como la longitud del código. Alternativamente, se apreciará que existen incluso más muestras de señal y por lo tanto más ecuaciones que puede solucionarse cuando la señal de radio es recibida por más de una antena de diversidad en el receptor. Esto puede ser deseable puesto que cuanto mayor es el sobredimensionamiento de las ecuaciones a solucionar, probablemente mayor será la inmunidad resultante al ruido.

25 La técnica de descodificación más simple es mediante el recurso de correlacionar cuatro muestras de señal con cada uno de los tres códigos de longitud 4 para obtener tres correlaciones complejas. Esto tiene como resultado seis ecuaciones reales que representan un sobredimensionamiento de 2:1 en cuanto a la solución para las coordenadas X , Y , Z de un símbolo de diamante. Sin embargo, cuando existe propagación por trayectos múltiples, utilizar correlaciones con solamente los tres códigos puede tener como resultado la pérdida de información, puesto que el desplazamiento en el tiempo de la señal debido a un rayo de trayecto múltiple retardado tiene como resultado la presencia de energía en el cuarto código. Sin embargo, correlacionar con la totalidad de los 4 códigos tiene poca utilidad en comparación con procesar solamente la totalidad de las cuatro muestras de señal y resolver ocho ecuaciones reales para X , Y y Z . De hecho, es probable que la propagación por trayectos múltiples tenga como resultado que haya información presente en más de cuatro chips, de manera que el número de muestras de señal procesadas puede ser mayor que cuatro. Además, cuando el ruido no es blanco, o está correlacionado de otro modo entre una muestra de señal y la siguiente, puede ser útil procesar muestras de señal que no dependen de los valores X , Y , Z buscados. Todo esto se explica a continuación.

Las muestras de señal recibidas

$$R1 = I1 + jQ1$$

45 $R2 = I2 + jQ2$

$$R3 = I3 + jQ3$$

50 $R4 = I4 + jQ4$

(como mínimo, y probablemente otras muestras) están relacionadas linealmente con las coordenadas X , Y , Z del símbolo 1 de diamante y el símbolo 2 de diamante mediante ecuaciones tales como (a continuación denominadas colectivamente como ecuación número 5):

$$\begin{aligned}
 A_{11} \cdot X_1 + A_{12} \cdot Y_1 + A_{13} \cdot Z_1 + A_{14} \cdot X_2 + A_{15} \cdot Y_2 + A_{16} \cdot Z_2 &= I_1 \\
 A_{21} \cdot X_1 + A_{22} \cdot Y_1 + A_{23} \cdot Z_1 + A_{24} \cdot X_2 + A_{25} \cdot Y_2 + A_{26} \cdot Z_2 &= Q_1 \\
 A_{31} \cdot X_1 + A_{32} \cdot Y_1 + A_{33} \cdot Z_1 + A_{34} \cdot X_2 + A_{15} \cdot Y_2 + A_{16} \cdot Z_2 &= I_2 \\
 A_{41} \cdot X_1 + A_{42} \cdot Y_1 + A_{43} \cdot Z_1 + A_{44} \cdot X_2 + A_{45} \cdot Y_2 + A_{46} \cdot Z_2 &= Q_2 \\
 A_{51} \cdot X_1 + A_{52} \cdot Y_1 + A_{53} \cdot Z_1 + A_{54} \cdot X_2 + A_{55} \cdot Y_2 + A_{56} \cdot Z_2 &= I_3 \\
 A_{61} \cdot X_1 + A_{62} \cdot Y_1 + A_{63} \cdot Z_1 + A_{64} \cdot X_2 + A_{65} \cdot Y_2 + A_{66} \cdot Z_2 &= Q_3 \\
 A_{71} \cdot X_1 + A_{72} \cdot Y_1 + A_{73} \cdot Z_1 + A_{74} \cdot X_2 + A_{75} \cdot Y_2 + A_{76} \cdot Z_2 &= I_4 \\
 A_{81} \cdot X_1 + A_{82} \cdot Y_1 + A_{83} \cdot Z_1 + A_{84} \cdot X_2 + A_{85} \cdot Y_2 + A_{86} \cdot Z_2 &= Q_4
 \end{aligned}$$

5 Puede haber otras ecuaciones similares a estas si hay más chips que dependen de cualquier valor X, Y ó Z. Además, habría conjuntos adicionales de estas ecuaciones para cada antena de diversidad que se utilice para la recepción. En notación matricial, las ecuaciones anteriores pueden reducirse a la forma siguiente (ecuación número 6):

$$[A] \begin{pmatrix} X_1 \\ Y_1 \\ Z_1 \\ X_2 \\ Y_2 \\ Z_2 \end{pmatrix} = (R)$$

10 En definitiva, para tener un proceso muy eficiente, se desea encontrar un par de símbolos (X1, Y1, Z1), (X2, Y2, Z2) que satisfagan estas ecuaciones con un error cuadrático medio mínimo, con la limitación de que las coordenadas de símbolo deben ser iguales a las de uno de los puntos permitidos de la constelación de diamante. Esto puede denominarse el resultado de máxima probabilidad. El resultado de máxima probabilidad puede hallarse utilizando un
 15 método de fuerza bruta, probando la totalidad de las 64 x 64 combinaciones; sin embargo, puede utilizarse una técnica de complejidad reducida que incluye realizar hipótesis sobre un símbolo, solucionar para valores sin limitación del otro símbolo, y a continuación cuantificar estos al símbolo más próximo (ver asimismo la solicitud de patente de EE. UU. mencionada anteriormente número de serie 12/035 970). De este modo, se desarrollan solamente 64 pares de símbolos candidatos para comprobar qué candidato satisface mejor las ecuaciones
 20 anteriores en el sentido de mínimos cuadrados. Sin embargo, la solución de mínimos cuadrados es la de máxima probabilidad solamente cuando el ruido sobre cada uno de los valores recibidos, Q1, I2, Q2, I3, Q3, I4, Q4... no está correlacionado y tiene la misma varianza. De lo contrario, puede ser necesaria una solución ponderada de mínimos cuadrados que pondere de manera diferente el error cuadrático de cada ecuación, o que combine linealmente el error procedente de dos ecuaciones antes de elevar al cuadrado. Por ejemplo, puede conseguirse la ponderación
 25 correcta multiplicando ambos lados de la ecuación matricial mencionada previamente por la raíz cuadrada de la inversa de una matriz de correlación de ruido.

La matriz de correlación de ruido tiene elementos ij que son valores esperados o promedios de ruido(i) x ruido(j), y es una matriz cuadrada de tamaño 8 x 8 si hay ocho ecuaciones. La raíz cuadrada de la matriz de correlación de
 30 ruido puede encontrarse expresándola en la forma: [E] [λ] [E][#], donde [E] es una matriz de sus autovectores y [λ] es una matriz diagonal de los autovalores correspondientes. A continuación, la raíz cuadrada inversa se encuentra sustituyendo cada elemento de [λ] mediante el inverso de su raíz cuadrada. Cuando esta matriz 8 x 8 particular se multiplica a ambos lados de la ecuación matricial anterior, las ecuaciones seguirán entonces siendo 8 para 6
 35 incógnitas, si bien su solución es ahora una solución de mínimos cuadrados correctamente ponderada que tiene en cuenta la correlación entre los términos de ruido.

A continuación se considera la utilización de más muestras de señal que no dependen de ninguna coordenada X, Y ó Z a hallar, pero que están corrompidas mediante ruido correlacionado con el ruido sobre las otras muestras recibidas. Esto puede representarse mediante las ecuaciones siguientes (a continuación denominadas
 40 colectivamente como ecuación número 7), como:

$$\begin{aligned}
 A_{11}.X_1 + A_{12}.Y_1 + A_{13}.Z_1 + A_{14}.X_2 + A_{15}.Y_2 + A_{16}.Z_2 &= I_1 \\
 A_{21}.X_1 + A_{22}.Y_1 + A_{23}.Z_1 + A_{24}.X_2 + A_{25}.Y_2 + A_{26}.Z_2 &= Q_1 \\
 A_{31}.X_1 + A_{32}.Y_1 + A_{33}.Z_1 + A_{34}.X_2 + A_{35}.Y_2 + A_{36}.Z_2 &= I_2 \\
 A_{41}.X_1 + A_{42}.Y_1 + A_{43}.Z_1 + A_{44}.X_2 + A_{45}.Y_2 + A_{46}.Z_2 &= Q_2 \\
 A_{51}.X_1 + A_{52}.Y_1 + A_{53}.Z_1 + A_{54}.X_2 + A_{55}.Y_2 + A_{56}.Z_2 &= I_3 \\
 A_{61}.X_1 + A_{62}.Y_1 + A_{63}.Z_1 + A_{64}.X_2 + A_{65}.Y_2 + A_{66}.Z_2 &= Q_3 \\
 A_{71}.X_1 + A_{72}.Y_1 + A_{73}.Z_1 + A_{74}.X_2 + A_{75}.Y_2 + A_{76}.Z_2 &= I_4 \\
 A_{81}.X_1 + A_{82}.Y_1 + A_{83}.Z_1 + A_{84}.X_2 + A_{85}.Y_2 + A_{86}.Z_2 &= Q_4
 \end{aligned}$$

5 Tal como puede verse en la ecuación 7, el resultado es añadir una o varias filas de ceros a la matriz A, extendiéndola desde 8 x 6 hasta 9 x 6, por ejemplo. A continuación, la matriz de correlación de ruido se extendería a 9 x 9, y los elementos extra son distintos de cero. Cuando la matriz A extendida se multiplica por la raíz cuadrada inversa de la matriz de correlación de ruido, entonces la fila de ceros se convierte en una fila distinta de cero, con el resultado de que en este caso el número de ecuaciones a solucionar en el sentido de mínimos cuadrados es mayor. Una solución deseable es utilizar todas las muestras de señal que dependan de alguna manera de las coordenadas X, Y, Z de los dos símbolos a descodificar, mas las muestras de señal que no dependen de las coordenadas X, Y, Z de cualquier otra incógnita a encontrar, pero que pueden llevar ruido o deterioro correlacionado con el ruido o deterioro sobre las muestras que dependen de los símbolos a encontrar. Utilizar este conjunto completo de ecuaciones emplea eficazmente la totalidad de la información disponible en la señal recibida.

15 Cabe señalar que las operaciones matriciales descritas anteriormente no tienen que llevarse a cabo para cada una de las hipótesis sobre los 64 símbolos, sino que por el contrario pueden llevarse a cabo solamente una vez para obtener (ecuación número 8):

$$\begin{array}{rcc}
 X_1 & X_0 & X_2 \\
 Y_1 = & Y_0 - [B] \cdot x & Y_2 \\
 Z_1 & Z_0 & Z_2
 \end{array}$$

20 Donde (X2, Y2, Z2) es el símbolo tomado como hipótesis a restar, (X0, Y0, Z0) está calculado previamente a partir de las primeras tres columnas de la matriz A expandida, designado A_{dim}, y el vector R de la señal recibida está designado mediante (ecuación número 9):

$$\begin{aligned}
 X_0 \\
 Y_0 &= [A_{dim} \cdot A_{dim}]^{-1} A_{dim} \cdot R \\
 Z_0
 \end{aligned}$$

25 y la matriz 3 x 3 B está dada por (ecuación número 10):

$$[B] = [A_{dim} \cdot A_{dim}]^{-1} A_{dim} \cdot A'_{dim}$$

30 donde A'_{dim} son las últimas tres columnas de la matriz A expandida.

35 Por lo tanto, se calcularía solamente la ecuación número 8 para cada hipótesis de símbolo (X2, Y2, Z2). Además, ni siquiera es necesario calcular las operaciones matriciales en cada periodo de código, si los elementos de la matriz A y la matriz de correlación de ruido cambian más lentamente que una vez por símbolo. En el caso de que la matriz A sea la misma para muchos símbolos, entonces lo mismo sería cierto para la matriz B, y por lo tanto el producto de B con las hipótesis de 64 símbolos puede realizarse una vez y los resultados almacenados utilizarse para varios periodos de código.

40 Haciendo referencia a la figura 17, se muestra una estación base 1700 con un receptor 1702 que descodifica una señal de radio de acuerdo con otra realización de la presente invención (nota: en el presente documento se han descrito solamente los componentes-funciones del receptor que son relevantes para la presente memoria). En esta

realización, se asume que el transmisor 902 del teléfono móvil generó señal de radio utilizando la técnica en la que la mayor parte de los puntos de constelación están sobre la superficie de la constelación en forma de diamante que está definida en un espacio tridimensional con ejes de coordenadas X, Y y Z separados por la ecuación de contorno $|x| + |y| + |z| = 1$. El receptor 1702 tiene un descodificador 1703 con un procesador 1704 que implementa instrucciones ejecutables por procesador procedentes de una memoria 1706 para descodificar la señal de radio recibida mediante: (a) determinar una cara de la constelación en forma de diamante sobre la cual, o en cuyo interior, está situado el símbolo de datos transmitido (ver etapa 1720); (b) determinar un subconjunto de puntos sobre la cara en cuyo interior está situado el símbolo (etapa 1722); (c) determinar el punto dentro del subconjunto situado más próximo a los valores de coordenadas recibidos del símbolo transmitido (etapa 1724); y (c) determinar el símbolo transmitido a partir de la combinación de la cara, del subconjunto y del punto más próximo (etapa 1726). En un caso, el símbolo transmitido puede determinarse utilizando una tabla 1708 de consulta que es designada utilizando el número de cara, el número de subconjunto y el número del punto más próximo.

Comparando este receptor 1702 con el receptor 1302 mencionado anteriormente, el receptor 1302 discutido anteriormente se utilizaría típicamente cuando el transmisor 902 del teléfono móvil ha generado la señal de radio utilizando cualquiera de las técnicas de codificación siguientes:

(1) La señal de radio transmitida tiene símbolos de datos que están asociados a un par de puntos de constelación, seleccionándose el primer punto de constelación a partir de un primer conjunto de puntos de constelación de los que la mayor parte están situados sobre la superficie de una primera constelación en forma de diamante que está definida en un espacio tridimensional con ejes de coordenadas I1, I2 y I3 mediante la ecuación de contorno $|I1| + |I2| + |I3| = 1$, y seleccionándose el segundo punto de constelación a partir de un segundo conjunto de puntos de constelación de los que la mayor parte están situados sobre la superficie de una segunda constelación en forma de diamante definida en un segundo espacio tridimensional con ejes de coordenadas Q1, Q2 y Q3 mediante las ecuaciones $|Q1| + |Q2| + |Q3| = 1$.

(2) La señal de radio transmitida tiene símbolos de datos que están asociados con un par de puntos de constelación, seleccionándose el primer punto de constelación a partir de un primer conjunto de puntos de constelación de los que la mayor parte están situados sobre la superficie de la primera constelación en forma de diamante definida en un espacio tridimensional con ejes de coordenadas I1, I2 y I3 mediante la ecuación de contorno $|I1| + |I2| + |I3| = A$, y seleccionándose el segundo punto de constelación a partir del segundo conjunto de puntos de constelación de los que la mayor parte están situados sobre la superficie de una segunda constelación en forma de diamante definida en un segundo espacio tridimensional con ejes de coordenadas Q1, Q2 y Q3 mediante las ecuaciones $|Q1| + |Q2| + |Q3| = B$, en donde la suma de los cuadrados de A y B es menor o igual que un valor máximo deseado.

A continuación, el receptor 1302 es capaz de descodificar la señal de radio recibida utilizando un procesador 1306 que implementa instrucciones ejecutables por procesador procedentes de la memoria 1308 para llevar a cabo las etapas siguientes: (a) tomar como hipótesis el primero de los puntos de constelación y determinar el segundo de puntos de constelación dado el punto de constelación tomado como hipótesis; (b) determinar una métrica que describe cómo de precisamente el punto de constelación tomado como hipótesis y el segundo punto de constelación determinado asociado predicen la señal recibida; y (c) comparar la métrica para todas las hipótesis posibles del primer punto de constelación y seleccionar la hipótesis que tiene la mejor métrica como la hipótesis correcta, descodificando de ese modo la señal de radio. Anteriormente se ha proporcionado una discusión más detallada acerca de esta técnica de descodificación concreta, en relación con las figuras 13 a 16.

A continuación se describirán otras variaciones en la constelación de diamante que pueden considerarse para reducir la tasa de errores de bits, para reducir más la relación pico/rms o para incrementar el número de bits transmitidos. Puede construirse un patrón de diamante apilando capas cuadradas sucesivas de esferas unas sobre otras, siendo el radio de la esfera la mitad de la distancia mínima deseada. El número de esferas en cada capa aumenta como el cuadrado de un número entero, es decir 1, 4, 9, 16, 25... Por lo tanto, empezando con una matriz rectangular de $5 \times 5 = 25$ esferas, una capa de $4 \times 4 = 16$ está apilada por encima y por debajo de ésta, seguida de una capa de $3 \times 3 = 9$ esferas, a continuación 2×2 y finalmente 1. Por lo tanto, el número total de esferas en este patrón de diamante es de $1 + 4 + 9 + 16 + 25 + 16 + 9 + 4 + 1 = 66$, tal como se muestra en la figura 6. No obstante, puede construirse constelaciones de diamante de otros tamaños tal como las enumeradas a continuación, con una hipótesis de un radio de la esfera de $0,25 / \sqrt{2}$.

Orden	Constelación	ptss totales	pts. superficie	Máx ($ x + y + z $)
0	1	1	1	0
1	1+4+1	6	6	0,25
2	1+4+9+4+1	19	18	0,5
3	1+4+9+16+9+4+1	44	38	0,75
4	1+4+9+16+25+16+9+4+1	85	66	1,0
5	1+4+9+16+25+36+25+16+9+4+1	146	102	1,25

Tal como puede verse, la constelación de orden N contiene la constelación de orden N - 2 dentro de la misma, y existen puntos diferentes con coordenadas diferentes que en la constelación de orden N - 1.

La primera constelación 600 de diamante que se describió anteriormente tenía un patrón de 85/66 puntos de orden 4, donde se utilizaron solamente los 66 puntos superficiales con cualesquiera dos eliminados. A continuación se discutió cuándo resulta ventajoso eliminar seis puntos superficiales, por ejemplo los seis vértices, y sustituirlos con los seis puntos de la constelación de orden 1, que están contenidos perfectamente en el interior de los puntos exteriores y no violan requisitos de distancia mínima. De este modo, se produjo la constelación 800 de diamante con vértices empotrados, tal como se muestra en la figura 8. En la figura 12 se mostró otra constelación 1200 de diamante corrugado, en la que los vértices y los puntos del centro de los bordes fueron empotrados, produciendo ese modo una constelación de orden 2 que incluía 18 puntos internos.

Pueden considerarse y probarse muchas otras modificaciones de la constelación de diamante para determinar las relaciones de las características pico/rms y d_{\min}/rms . Sin embargo, pueden hallarse algunas combinaciones útiles observando que una medición más general de la amplitud de pico del transmisor a limitar es la amplitud cuadrática $(I_1+I_2+I_3)^2 + (Q_1+Q_2+Q_3)^2$. De este modo, utilizando la constelación de diamante de orden = 4 para ambos símbolos, en la que tanto la suma de los valores I como la suma de los valores Q están limitadas a ser menores o iguales que la unidad, el cuadrado de la amplitud está limitado a ser menor o igual que 2. Por otra parte, si uno de los símbolos ha sido seleccionado a partir de la constelación de diamante de orden = 3 y uno a partir de la constelación de diamante de orden = 5, entonces la amplitud cuadrada sería menor o igual que $1,25^2 + 0,75^2 = 2,125$, lo cual es un valor de pico sólo aproximadamente 0,25 dB mayor que las dos constelaciones de diamante de orden = 4. Entonces el número de puntos diferentes disponible es de $44 \times 146 + 102 \times 44 = 10192$, que son 2720 más que los 8192 requeridos para codificar 13 bits. De este modo, para un primer conjunto de patrones de 13 bits, un primer punto se seleccionaría a partir de la constelación de diamante de orden = 3 junto con un segundo punto de la constelación de diamante de orden = 5, con el inverso para los restantes patrones de 13 bits, evitando al mismo tiempo contar dos veces el caso en el que ambos puntos son seleccionados a partir de los 44 interiores de la constelación de diamante de orden = 5. De hecho, existen puntos suficientes para codificar 13 bits si se selecciona un punto desde la constelación de diamante de orden = 3 (los 44 interiores de la constelación de diamante de orden = 5) y se selecciona el otro punto solamente entre los 102 puntos superficiales de la constelación de diamante de orden = 5.

En otra variación, pueden codificarse 12 bits seleccionando un punto entre 32 de la constelación de diamante de orden = 3 y el otro punto entre 64 de la constelación de diamante de orden = 4, o viceversa, proporcionando de ese modo $32 \times 64 + 64 \times 32$ combinaciones diferentes. Para este caso, la amplitud cuadrada de pico sería de $1 + 0,75^2 = 1,5625$, que es 1,07 dB menor que seleccionando los dos puntos desde la constelación de diamante de orden = 4. Pueden producirse y simularse muchas variaciones diferentes, después de asignar codificación de Grey de la mejor manera posible dada la constelación, o de asignar símbolos a datos de alguna otra manera en función de la aplicación (por ejemplo, PCM, voz, texto ASCII, etc.). Todas las variaciones de este tipo pueden diseñarse para limitar la relación pico/rms manteniendo al mismo tiempo la eficiencia de las comunicaciones, de acuerdo con la presente invención.

De lo anterior, se apreciará que la presente invención se refiere a un transmisor y un método para generar una señal de radio con una relación reducida de la amplitud de pico frente a la amplitud cuadrática media, que ayuda a mejorar la eficiencia de transmisión del amplificador de potencia del transmisor. En una realización, el método de comunicar símbolos de datos que tiene como resultado una señal transmitida con una relación reducida de la amplitud de pico frente a la amplitud cuadrática media incluye las etapas de: (a) utilizar simultáneamente múltiples códigos de espectro ensanchado combinados por adición que transportan cada uno un valor de señal real o en fase y un valor de señal imaginario o en cuadratura de fase para proporcionar, por lo menos, tres dimensiones de modulación independientes, transportando cada dimensión un valor de coordenada; y (b) definir un conjunto de puntos de constelación a asociar con los símbolos de datos, siendo distribuidos los puntos de constelación dentro de un espacio compuesto de dichas, por lo menos, tres dimensiones, de tal modo que la distancia euclídea entre cualesquiera dos de los puntos de constelación no es menor que un mínimo deseado y de tal modo que un valor de amplitud de pico deseado no es superado por ningún punto, siendo determinado el valor de pico mediante cualquiera de las cantidades siguientes: (i) una suma de valores absolutos de las coordenadas de cualquier punto de constelación que corresponde a las dimensiones proporcionadas por los valores de señal real transportados por los múltiples códigos de espectro ensanchado combinados por adición; (ii) una suma de los valores absolutos de las coordenadas de cualquier punto de constelación que corresponde a las dimensiones proporcionadas por los valores de señal imaginarios transportados por los múltiples códigos de espectro ensanchado combinados por adición; y (iii) una suma de los cuadrados de (a) la suma de los valores absolutos de las coordenadas de cualquier punto de constelación que corresponde a las dimensiones proporcionadas por los valores de señal reales transportados por los múltiples códigos de espectro ensanchado combinados por adición; y (b) la suma de los valores absolutos de las coordenadas de constelación de cualquier punto que corresponde a las dimensiones proporcionadas por los valores de señal imaginarios transportados por los múltiples códigos de espectro ensanchado combinados por adición. Tal como se ha descrito en la presente memoria, el transmisor transmite una señal que comprende la suma lineal de, por lo menos, tres componentes ortogonales. En una implementación, los tres componentes ortogonales comprenden tres patrones de bit ortogonales; en otra implementación, los tres componentes ortogonales

comprenden un primer y un segundo códigos ortogonales mutuamente, siendo transmitido el segundo código sobre una portadora en fase y una portadora en cuadratura de fase.

5 Si bien han sido mostradas en los dibujos adjuntos y descritas en la anterior descripción detallada diversas realizaciones de la presente invención, debe entenderse que la invención no se limita a las realizaciones dadas a conocer, sino que está definida por las reivindicaciones siguientes.

REIVINDICACIONES

1. Método para comunicar símbolos de datos que tiene como resultado una señal de radio transmitida con una relación reducida de amplitud de pico frente a amplitud cuadrática media; comprendiendo dicho método las etapas de:

utilizar simultáneamente múltiples códigos de espectro ensanchado combinados por adición que transportan cada uno un valor de señal real o en fase y un valor de señal imaginario o en cuadratura de fase para proporcionar, por lo menos, tres dimensiones de modulación independientes, transportando cada dimensión un valor de coordenada;

definir un conjunto de puntos de constelación a asociar con los símbolos de datos, siendo distribuidos los puntos de constelación dentro de un espacio compuesto de dichas, por lo menos, tres dimensiones, de tal modo que la distancia euclídea entre cualesquiera dos de los puntos de constelación no es menor que un mínimo deseado y de tal modo que un valor de amplitud de pico deseado no es superado por ningún punto, siendo determinado el valor de pico mediante cualquiera de las cantidades siguientes:

una suma de los valores absolutos de las coordenadas de cualquier punto de constelación que corresponde a las dimensiones proporcionadas por los valores de señal reales transportados por los múltiples códigos de espectro ensanchado combinados por adición;

una suma de los valores absolutos de las coordenadas de cualquier punto de constelación que corresponde a las dimensiones proporcionadas por los valores de señal imaginarios transportados por los múltiples códigos de espectro ensanchado combinados por adición;

una suma de los cuadrados de a) la suma de los valores absolutos de las coordenadas de cualquier punto de constelación que corresponde a las dimensiones proporcionadas por los valores de señal reales transportados por los múltiples códigos de espectro ensanchado combinados por adición; y b) la suma de los valores absolutos de las coordenadas de constelación de cualquier punto que corresponde a las dimensiones proporcionadas por los valores de señal imaginarios transportados por los múltiples códigos de espectro ensanchado combinados por adición.

2. El método acorde con la reivindicación 1, en el que la mayor parte de los puntos de constelación están sobre la superficie exterior de una constelación en forma de diamante definida en un espacio tridimensional con ejes de coordenadas X, Y y Z, estando definida la superficie exterior de la constelación en forma de diamante mediante la ecuación de contorno $|x| + |y| + |z| = 1$.

3. El método acorde con la reivindicación 2, que comprende además las etapas de recibir y descodificar dicha señal de radio, que incluyen las etapas de:

determinar una cara de la constelación en forma de diamante sobre la cual, o en cuyo interior está situado un símbolo de datos transmitido;

determinar un conjunto de puntos de la cara en cuyo interior está situado el símbolo de datos transmitido; determinar un punto en el interior del subconjunto de puntos que es el más próximo a los valores de coordenada recibidos del símbolo de datos transmitido; y

determinar el símbolo de datos transmitido a partir de la combinación de la cara, del subconjunto de puntos y del punto más próximo.

4. El método acorde con la reivindicación 3, en el que dicha etapa de determinar el símbolo de datos transmitido incluye además utilizar una tabla de consulta designada mediante un número de cara, un número del subconjunto de puntos y un número del punto más próximo.

5. El método acorde con la reivindicación 1, en el que dichos símbolos de datos son asociados con un par de puntos de constelación, siendo seleccionado el primer punto de constelación a partir de un primer conjunto de puntos de constelación de los que la mayor parte están situados sobre la superficie de una primera constelación en forma de diamante definida en un espacio tridimensional con ejes de coordenadas I1, I2 y I3 mediante una ecuación de contorno $|I1| + |I2| + |I3| = 1$, y siendo seleccionado el segundo punto de constelación a partir de un segundo conjunto de puntos de constelación de los que la mayor parte están situados sobre la superficie de una segunda constelación en forma de diamante definida en un segundo espacio tridimensional con ejes de coordenadas Q1, Q2 y Q3 mediante una ecuación de contorno $|Q1| + |Q2| + |Q3| = 1$.

6. El método acorde con la reivindicación 5, que comprende además las etapas de recibir y descodificar dicha señal de radio, que incluyen las etapas de:

adoptar como hipótesis el primero de dichos puntos de constelación y determinar el segundo punto de constelación, dado el punto de constelación adoptado como hipótesis;

determinar una métrica que describe cómo de precisamente el punto de constelación adoptado como hipótesis y el segundo punto de constelación determinado asociado predicen la señal de radio recibida;

comparar la métrica para todas las hipótesis posibles del primer punto de constelación y seleccionar la hipótesis que tiene la mejor métrica como la hipótesis correcta, descodificando de ese modo dicha señal de radio.

5 7. El método acorde con la reivindicación 1, en el que dichos símbolos de datos son asociados a un par de puntos de constelación, siendo seleccionado el primer punto de constelación a partir de un primer conjunto de puntos de constelación de los que la mayor parte están situados sobre la superficie de una primera constelación en forma de diamante definida en un espacio tridimensional con ejes de coordenadas I1, I2 y I3 mediante una ecuación de contorno $|I1| + |I2| + |I3| = A$, y siendo seleccionado el segundo punto de constelación a partir del segundo conjunto de puntos de constelación de los que la mayor parte están situados sobre la superficie de una segunda constelación en forma de diamante definida en un segundo espacio tridimensional con ejes de coordenadas Q1, Q2 y Q3 mediante una ecuación de contorno $|Q1| + |Q2| + |Q3| = B$, en el que la suma de los cuadrados de A y B es menor o igual que un valor máximo deseado.

15 8. El método acorde con la reivindicación 7, que comprende además las etapas de recibir y descodificar dicha señal de radio, que incluyen las etapas de:

adoptar como hipótesis el primero de dichos puntos de constelación y determinar el segundo punto de constelación, dado el punto de constelación adoptado como hipótesis;
20 determinar una métrica que describe cómo de precisamente el punto de constelación adoptado como hipótesis y el segundo punto de constelación determinado asociado predicen la señal de radio recibida;
comparar la métrica para todas las hipótesis posibles del primer punto de constelación y seleccionar la hipótesis que tiene la mejor métrica como la hipótesis correcta, descodificando de ese modo dicha señal de radio.

25

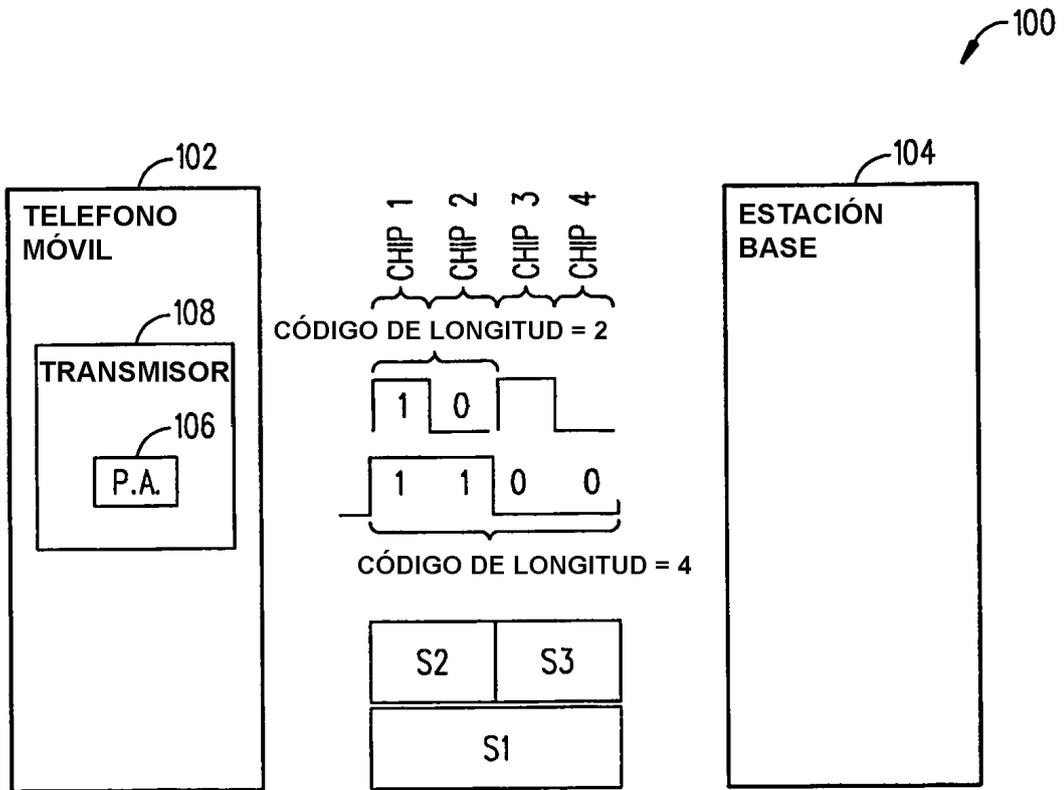


FIG. 1

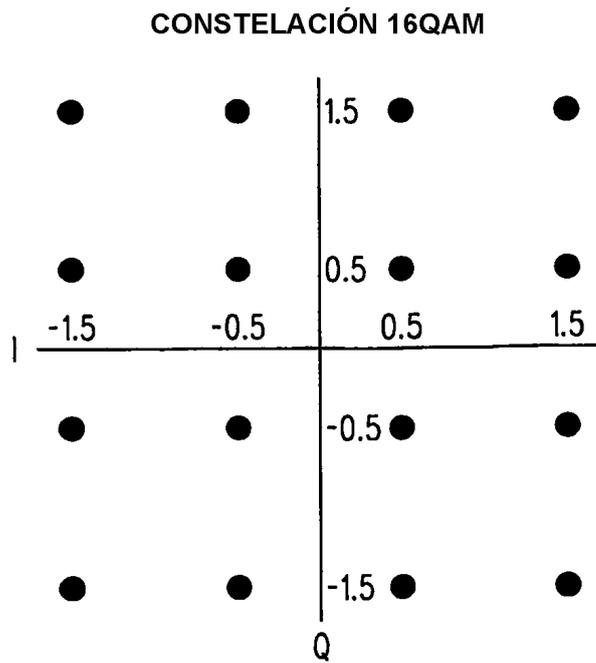


FIG. 2

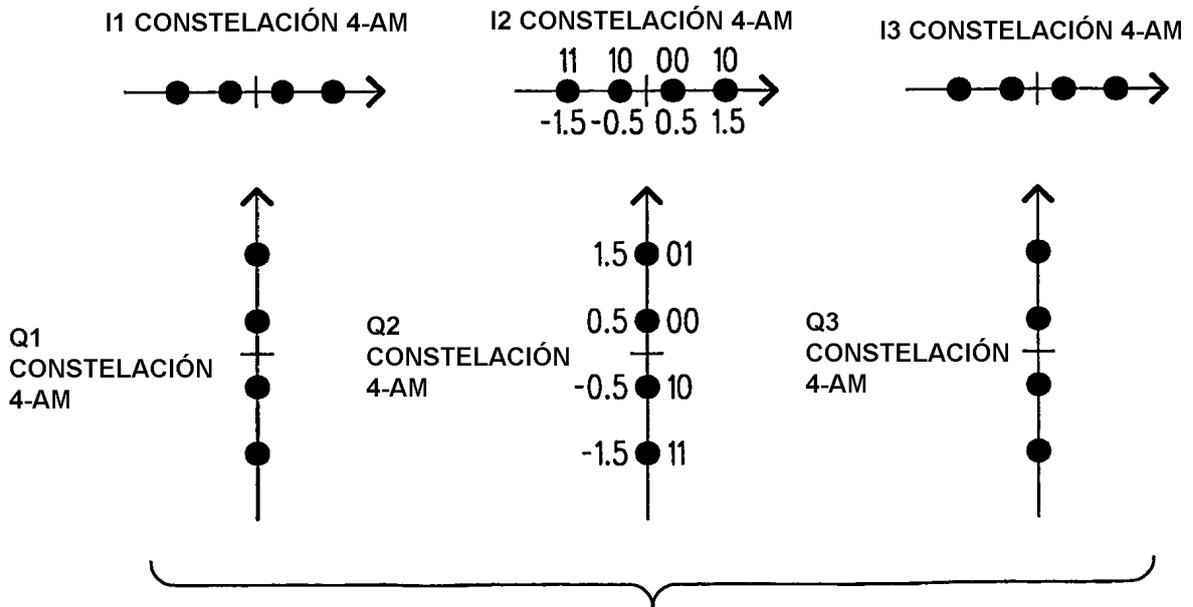
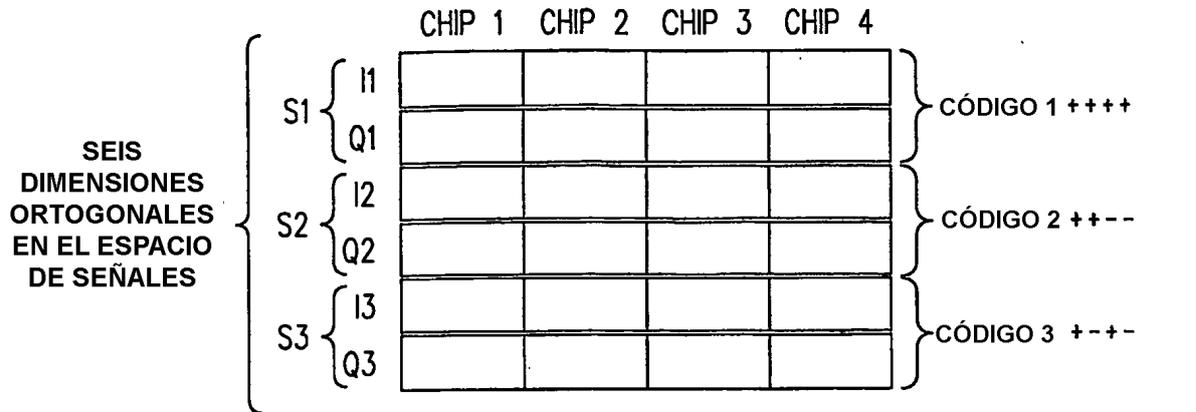


FIG. 3

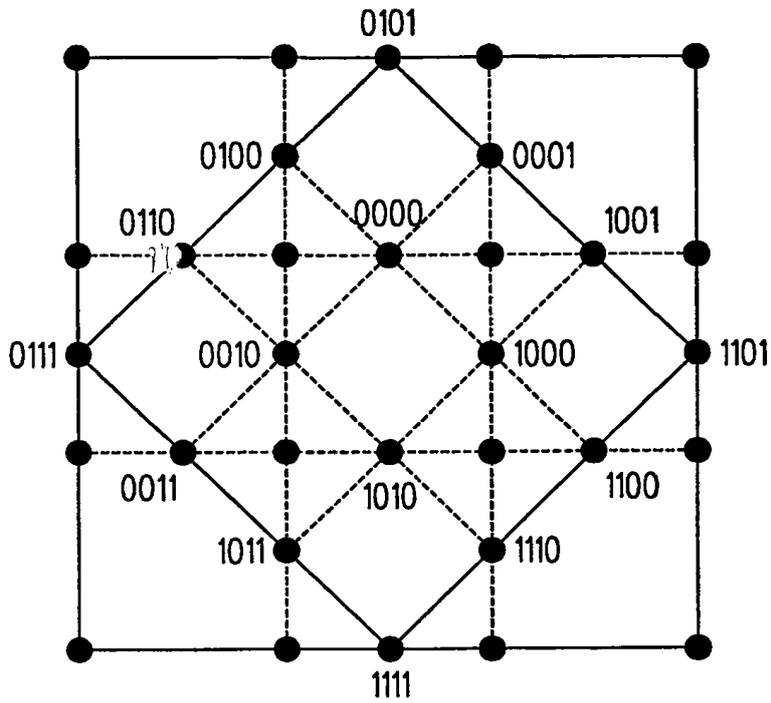


FIG. 4

PLANO + + +

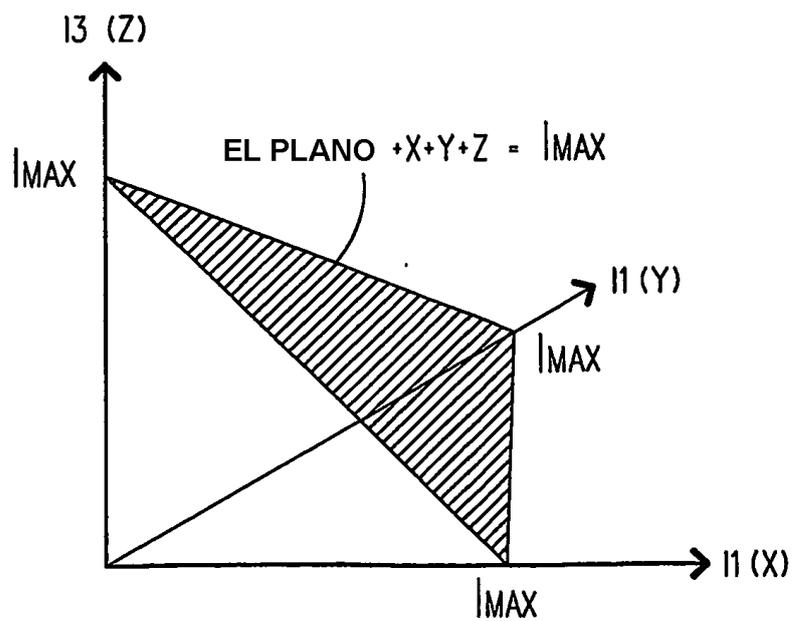


FIG. 5

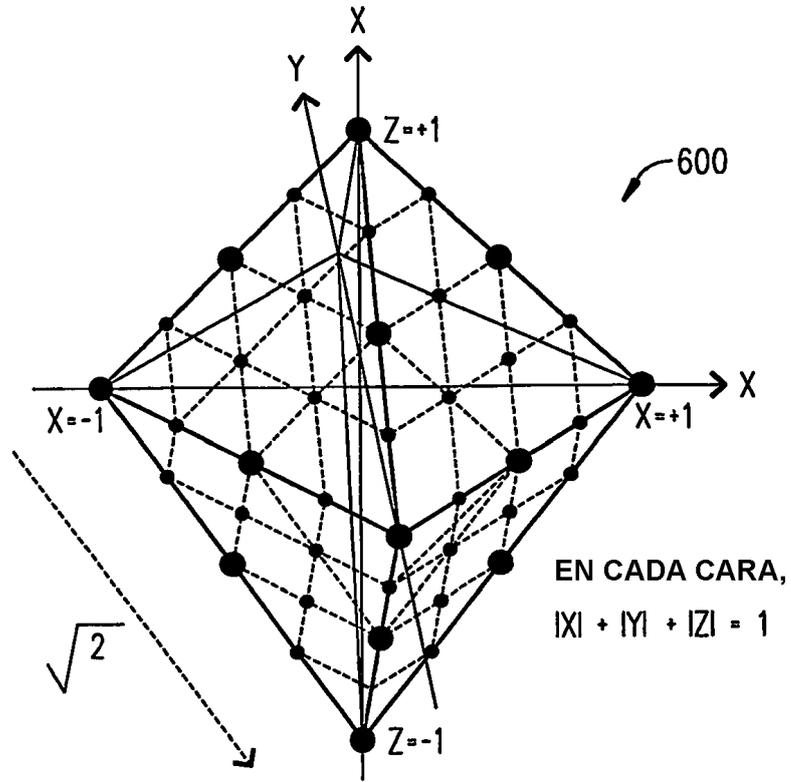


FIG. 6

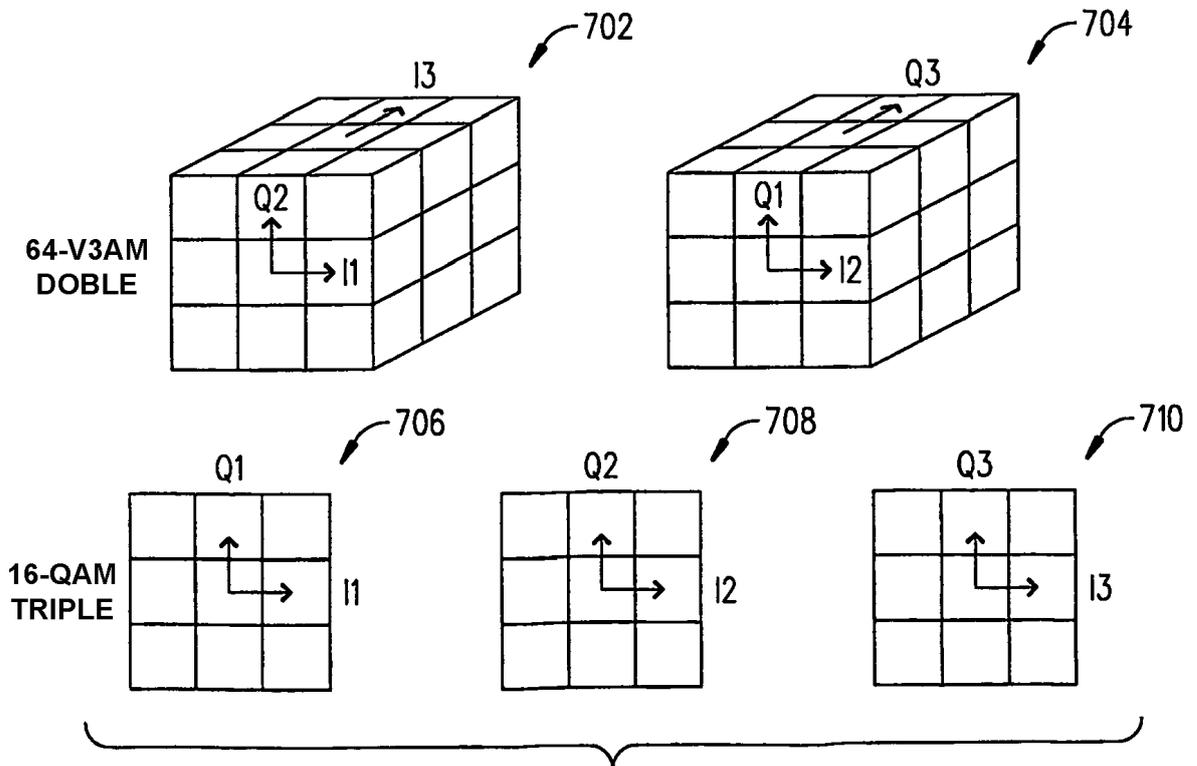


FIG. 7

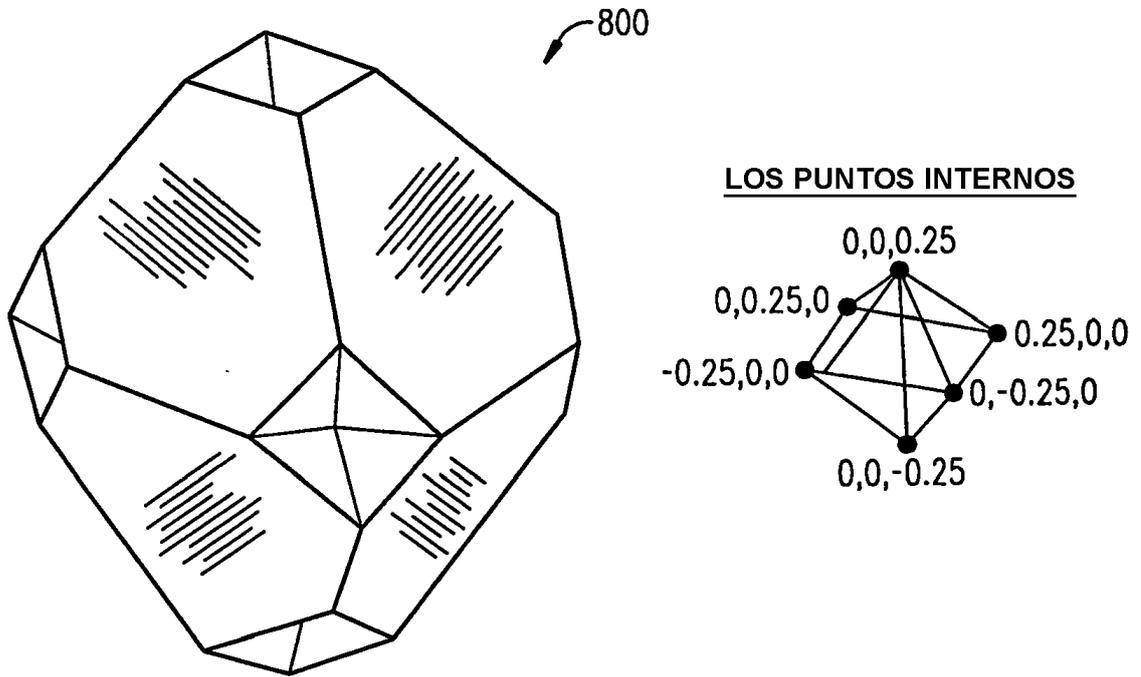


FIG. 8

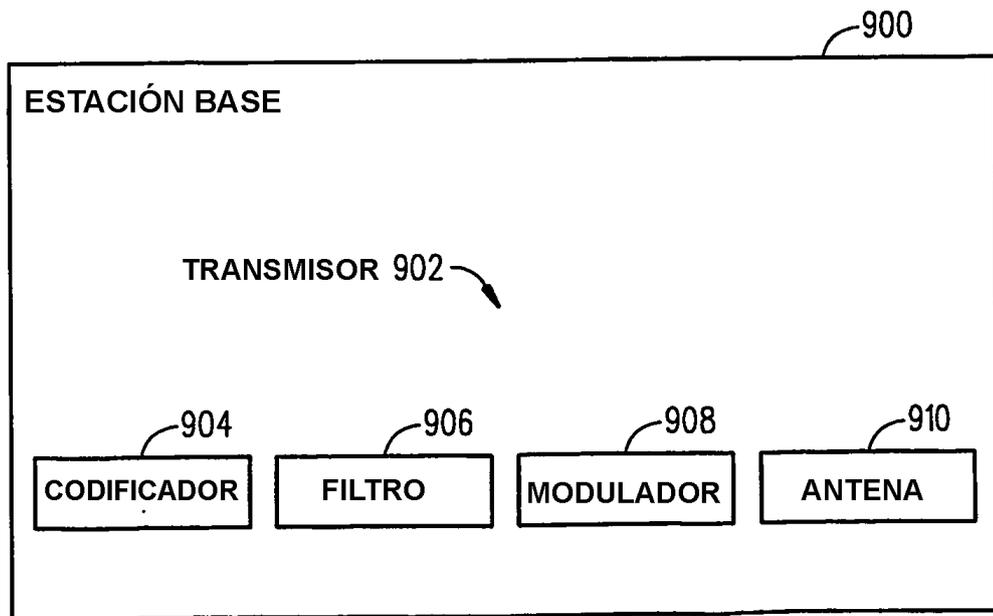


FIG. 9

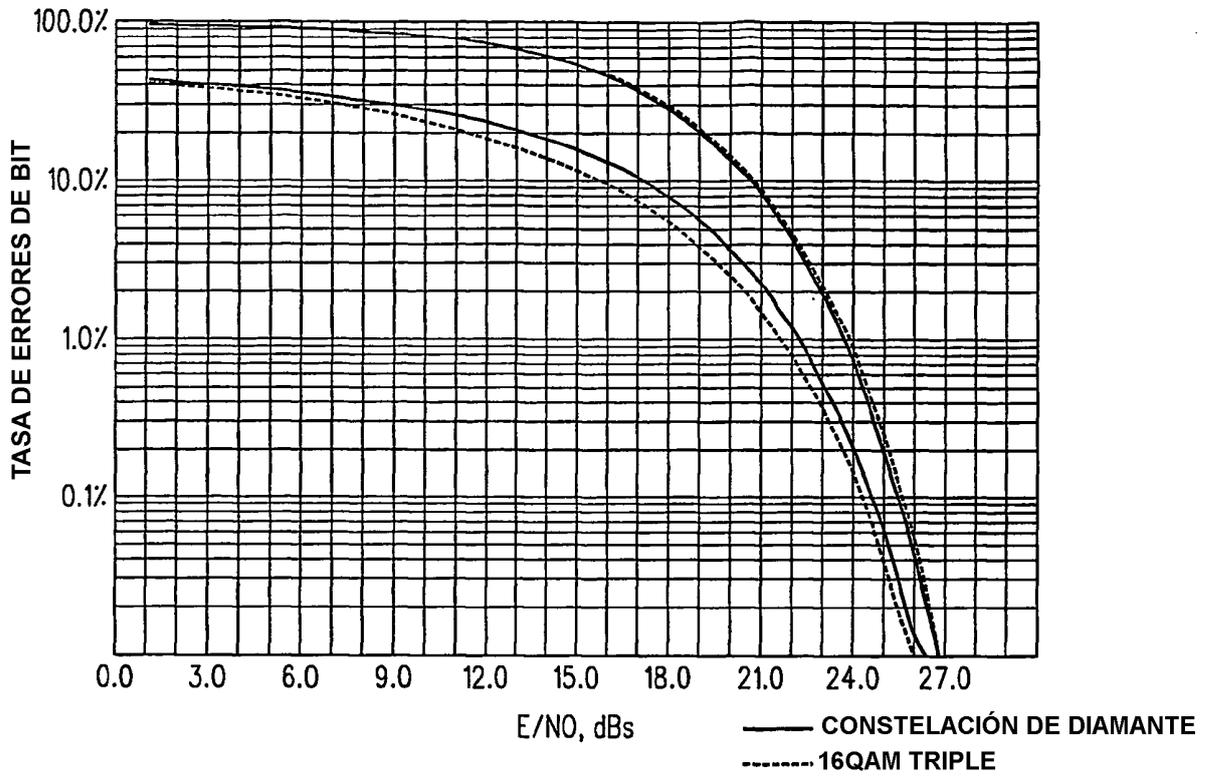


FIG. 11

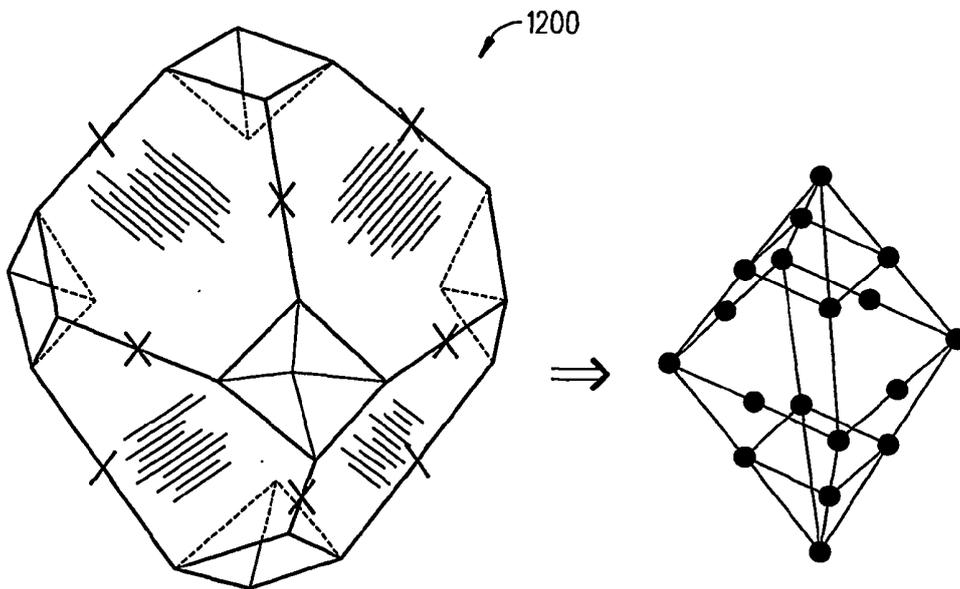


FIG. 12

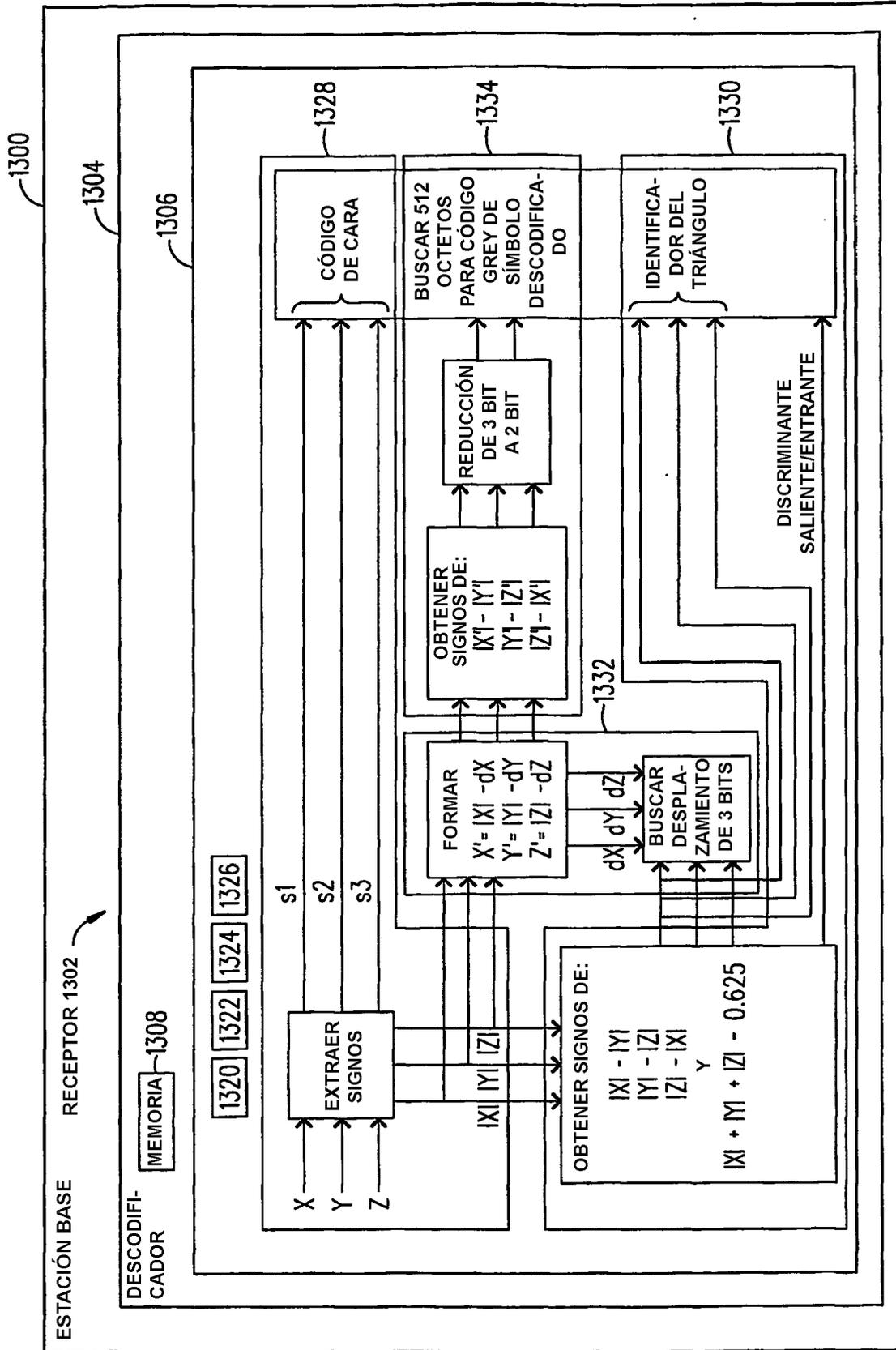


FIG. 13

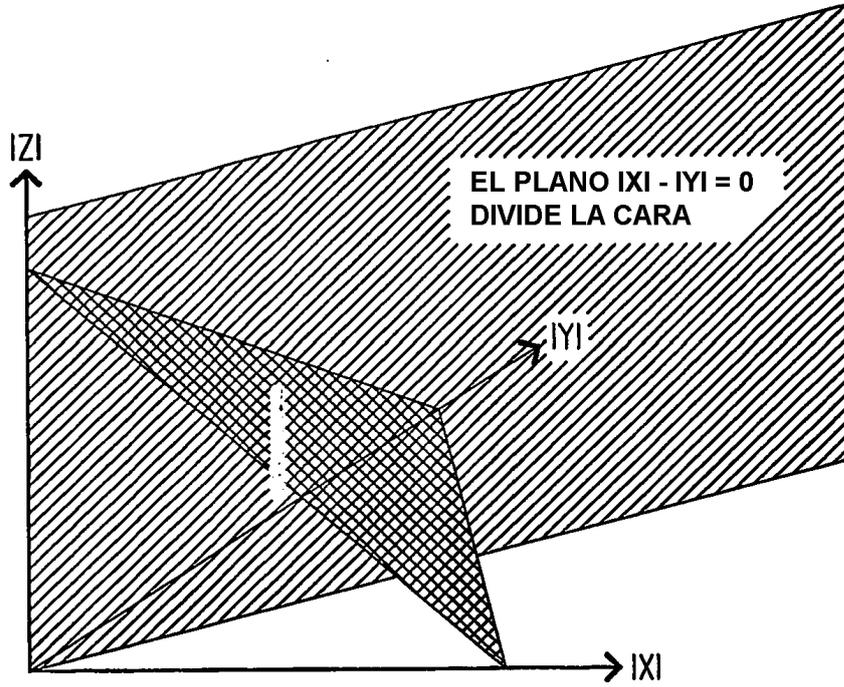


FIG. 14

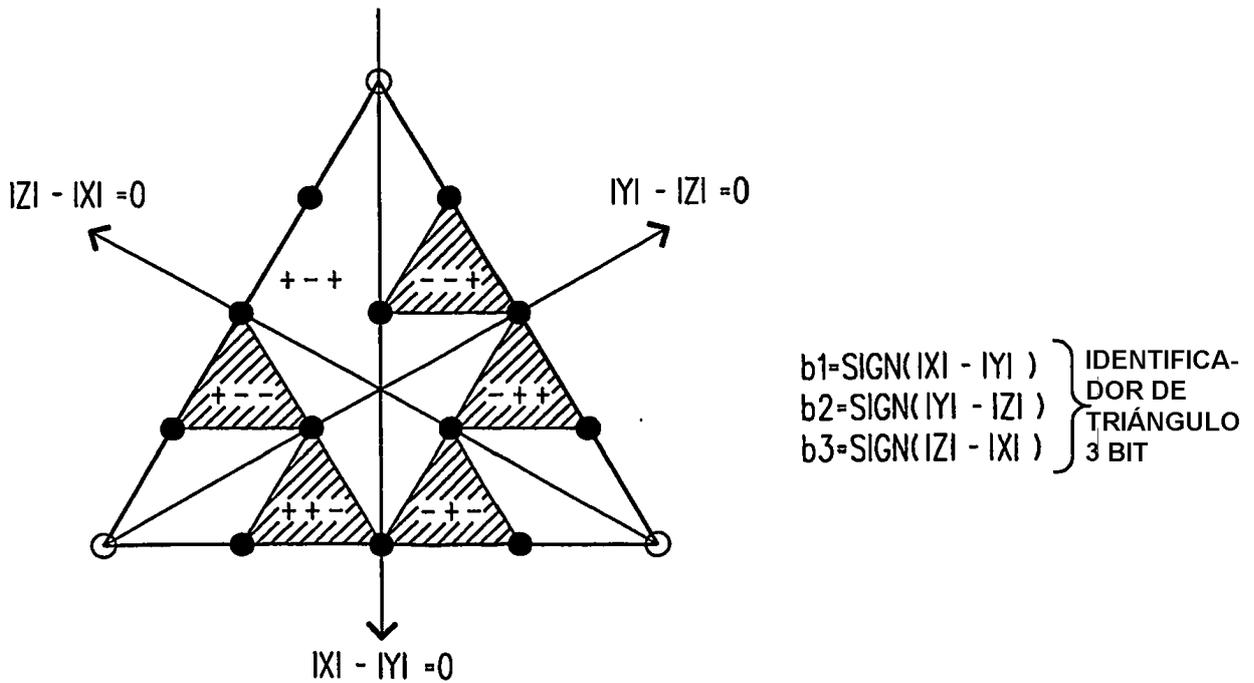


FIG. 15

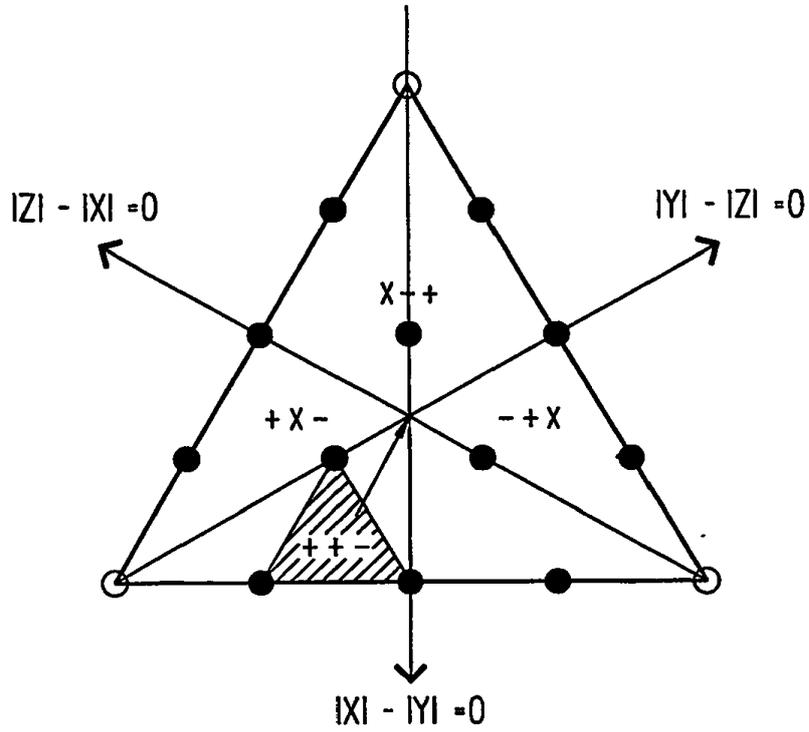


FIG. 16

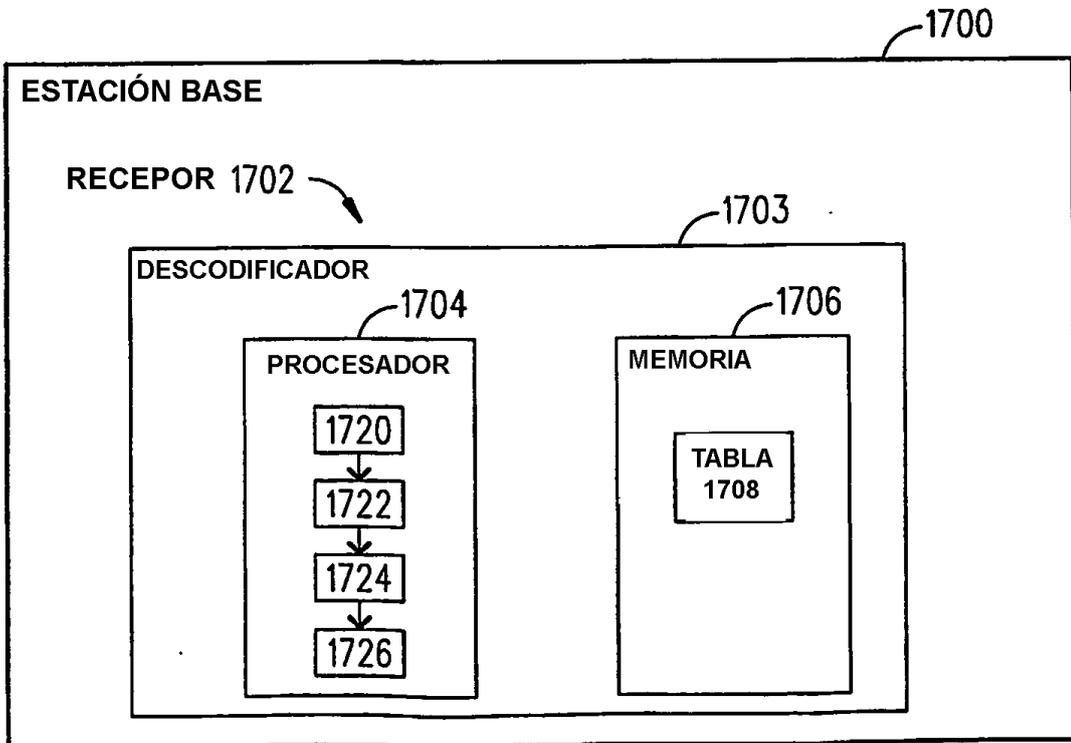


FIG. 17