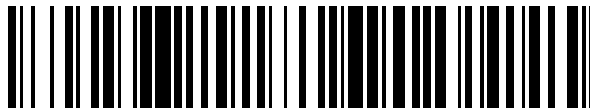


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 439 321**

51 Int. Cl.:

**H04L 27/18** (2006.01)

**H04L 27/20** (2006.01)

**H04L 27/22** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **18.11.2010 E 10779811 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **23.10.2013 EP 2504963**

54 Título: **Sistema y procedimiento de emisión y recepción de una señal digital por radio**

30 Prioridad:

**20.11.2009 FR 0905591**

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

**22.01.2014**

73 Titular/es:

**THALES (100.0%)  
45, rue de Villiers  
92200 Neuilly Sur Seine, FR**

72 Inventor/es:

**LAURENT, PIERRE-ANDRÉ**

74 Agente/Representante:

**CARPINTERO LÓPEZ, Mario**

**ES 2 439 321 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

Sistema y procedimiento de emisión y recepción de una señal digital por radio

5 La invención se refiere a un procedimiento de emisión-recepción de una señal digital por radio, comprendiendo dicha señal digital una información modulada con una modulación de amplitud constante o casi-constante y permitiendo el sistema su aplicación.

Esta se utiliza en particular en el campo de las telecomunicaciones digitales por radio, cuando se desea aumentar el rendimiento del emisor haciendo que funcione parcial o totalmente saturado.

10 Esta se aplica en particular para las modulaciones de fase continua o CPM (abreviatura anglosajona de *Continuous Phase Modulation*). Encuentra su uso en los sistemas de telefonía móvil GSM que utilizan una modulación GMSK, abreviatura anglosajona de « Gaussian Minimum Shift Keying ».

De manera más general, se puede utilizar para todas las modulaciones que presentan una amplitud constante o casi-constante.

En la siguiente descripción, el solicitante utilizará las siguientes definiciones:

- 15
- el término « estado » de un símbolo se utiliza para designar la representación en el plano complejo de dicho símbolo;
  - el término « constelación » de una secuencia compleja de símbolos se utiliza para designar la representación de dichos símbolos en el plano complejo.

El término  $h_e(a(n), t)$  es la respuesta a un impulso de un filtro cuya entrada es  $a(n) \delta(t - n T)$  y es el impulso de frecuencia asociado al símbolo  $a(n)$ .

20 En ciertos sistemas actuales de telecomunicaciones, se prefiere el uso de modulaciones de amplitud constante, por ejemplo modulaciones de fase o de frecuencia, ya que estas últimas permiten maximizar el alcance de dichos sistemas. En efecto, la potencia de emisión es constante y máxima en estos casos.

En el caso de una modulación de fase continua, se conocen dos ventajas:

- 25
- una ocupación espectral razonable, que conduce a una baja interferencia entre canales de transmisión adyacentes;
  - una amplitud constante que permite utilizar los amplificadores de salida de los emisores al máximo de su potencia, sin preocuparse demasiado por su linealidad de amplitud. Esto permite optimizar el balance del enlace, con una potencia media de emisión dada.

30 Entre estas modulaciones, una de las más utilizadas, en particular en la radiotelefonía móvil, es la modulación GMSK. Esta última se ha escogido a causa de su espectro de frecuencia que presenta un decrecimiento máximo en función de la desviación con respecto a la frecuencia portadora. Es una modulación binaria (por lo tanto, de dos estados), y de tipo diferencial en el sentido de que cuando dos bits sucesivos a transmitir son diferentes (0/1 o 1/0) la portadora experimenta una rotación de fase total de  $+\pi/2$  y de  $-\pi/2$  en el caso contrario.

35 Las modulaciones CPM en la práctica se definen completamente por un impulso de frecuencia y por el índice de modulación  $h$  de tal modo que la media del valor absoluto de la rotación de fase vale  $h \pi$ . La mayor parte del tiempo, y en aras de la simplicidad de implementación del receptor,  $h$  vale  $1/2$ .

40 Por el contrario, la duración del impulso de frecuencia asociado a un bit dado no se limita a la duración de un bit. De este modo, para la modulación GMSK mencionada con anterioridad, esta debería ser infinita ya que, por definición, la curva gaussiana tiene una longitud infinita. En la práctica, se limita una duración finita (2 o 3 bits) de tal modo que la degradación de los rendimientos con respecto al caso teórico sea insignificante.

Mientras nos limitemos al caso binario, el receptor sigue siendo relativamente simple.

45 Una teoría elaborada a mediados de la década de 1980 expuesta en la publicación "Exact and Approximate Construction of Digital Phase Modulations by Superposition of Amplitude Modulated Pulses (AMP)", Pierre, A. Laurent, IEEE Transactions on Communications, vol. COM-34, n.º. 2, febrero de 1986, págs. 150-160, ha mostrado que se podía llegar a este tipo de modulaciones mediante una modulación de amplitud y de fase clásica y, por lo tanto, demodularse mediante un receptor de baja complejidad. Esto solo es cierto en el caso binario (1 bit por símbolo).

50 En la actualidad, las necesidades en términos de flujo útil han aumentado de forma considerable, aunque se busca generalizar las modulaciones CPM con más de dos estados: cuatro estados permiten conducir no solo un bit por símbolo, sino dos, ocho estados 3 bits y 16 estados 4 bits.

Desgraciadamente, incluso en el caso de 4 estados, el receptor se vuelve mucho más complejo que en el caso de dos estados ya que la interferencia entre símbolos inherente a este tipo de modulación complica de forma considerable el problema: la señal recibida para un símbolo dado depende de su estado así como de los de sus vecinas y el número de configuraciones se vuelve tan importante que no se puede decidir de forma simple el valor de dicho símbolo.

Aun más, el aumento de flujo pasa también por el aumento de la velocidad de modulación y, por lo tanto, por la aparición de problemas debidos a la propagación: puede ocurrir que en un instante dado se reciba una señal directamente del emisor, pero también una o varias réplicas retardadas (reflexiones sobre edificios, etc.) con unos retardos significativos con respecto a la duración de un símbolo, e incluso manifiestamente superiores. Esto hace aun más complejo el receptor.

Según conocimiento del solicitante, en el caso de una modulación de amplitud constante o casi-constante, no existe ningún sistema de emisión-recepción, con un diseño sencillo, una vez que el número considerado de estados es superior a 2.

La enseñanza técnica de la patente US 2005/286653 se refiere a un modulador que puede soportar diferentes formas de modulación, de tipo GMSK, 8SPK. La enseñanza técnica de este documento se basa en el uso de un conjunto de filtros adaptados para cada forma de pulso dentro de un conjunto. Para generar la forma de onda para un esquema de modulación deseada, se activan uno o varios filtros mientras que los otros no están activos. Las salidas de los filtros se suman a continuación para generar la salida del modulador utilizado para la modulación.

La invención se refiere a un procedimiento de modulación de amplitud constante y fase continua de datos digitales y de demodulación de dicha señal modulada, presentándose dichos datos en forma de símbolos que pueden adoptar un número de M estados superior a 2, caracterizado porque comprende al menos las siguientes etapas combinadas:

- recuperar los símbolos  $a(n)$  de datos digitales a transmitir, que se presentan con un intervalo temporal T constante;
- asociar a cada símbolo  $a(n)$  un impulso de frecuencia designado  $h_e(a(n))$ , impulso de frecuencia con una longitud L T, siendo L un entero superior o igual a 1, y cuya forma depende de forma explícita del valor de  $a(n)$ ,

ponderar el impulso de frecuencia  $h_e(a(n), t)$  mediante la variación de fase total asociada a  $a(n)$ , teniendo esta variación de fase total la forma  $\pi(2a(n) - (M-1))/M$  siendo  $a(n) = 0, 1, \dots, M-1$ , y para un símbolo de valor m, siendo  $0 \leq m < M$ , teniendo dicha función  $h_e$  una forma correspondiente a una combinación de  $2K + 1$  impulsos elementales:

$$h_e(m, t) = \sum_{i=1}^K w_e(m, i) (g(+a_{e, m, i}, \sigma_{e, m, i}, t) + g(m, -a_{e, m, i}, \sigma_{e, m, i}, t)) + \left(1 - 2 \sum_{i=1}^K w_e(m, i)\right) g(0, \sigma_{e, m, 0}, t)$$

en la que la función g es una función continua, con una desviación estándar  $\sigma$  y con unos coeficientes de ponderación  $w(i)$  optimizados, que corresponden respectivamente a  $w_e(m, i)$  y  $\sigma_{e, m, i}$ ,  $a_{e, m, i}$  es el símbolo así como varias de sus derivadas sucesivas con el fin de limitar la anchura de espectro de la señal emitida y a una integral igual a 1, K el grado de libertad asociado al coeficiente de ponderación  $w(i)$ ;

- aplicar la suma de los impulsos ponderados sucesivos en la entrada de un oscilador controlado por tensión, con el fin de generar la señal a emitir;
- filtrar en la recepción la señal recibida mediante un filtro único de respuesta a impulsos  $C_0(t)$  sea cual sea el número de estados de la modulación;
- ajustar los parámetros de los impulsos de frecuencia  $h_e(a(n), t)$  y  $C_0(t)$  con el fin de minimizar la interferencia entre símbolos.

La función  $g(a, \sigma, t)$  es, por ejemplo, una distribución gaussiana normalizada de media a, punto alrededor del cual se centra la función de desviación estándar  $\sigma$ , y t un instante dado.

La función  $g(a, \sigma, t)$  es, por ejemplo, una distribución gaussiana normalizada de media a y con una desviación estándar  $\sigma$  o cualquier otra función de anchura y de posición ajustables con los suficientes grados de continuidad.

El filtro de recepción de respuesta a impulsos  $C_0(t)$  se puede construir de la siguiente manera:

seleccionar un impulso de recepción  $h_r(t)$  construido de acuerdo con el mismo método que los impulsos en la emisión  $h_e(m, t)$ , es decir:

$$h_r(t) = \sum_{i=1}^K w_r(i) (g(+a_{r,i} \sigma_{r,i} t) + g(-a_{r,i} \sigma_{r,i} t)) + \left(1 - 2 \sum_{i=1}^K w_r(i)\right) g(0, \sigma_{r,0}, t)$$

5 en la que la función g es una función continua, con una desviación estándar  $\sigma$  y con unos coeficientes de ponderación  $w_r(i)$  optimizados,  $a_{r,i}$  es el símbolo así como varias de sus derivadas sucesivas con el fin de limitar la anchura del espectro de la señal emitida y a una integral igual a 1, K el grado de libertad asociado al coeficiente de ponderación  $w(i)$ ,  $\sigma_{r,i}$  es la desviación estándar para la distribución gaussiana i en la recepción y t un instante dado, calcular la integral de  $h_r(t)$ , designada  $f_r(t)$ :

$$f_r(t) = \int_{-\infty}^t h_r(x) dx$$

y a continuación la función  $S_0(t)$ , dada por:

$$\begin{aligned} S_0(t) &= \text{sen} \left( \frac{\pi}{2} f_r(t) \right) & 0 \leq t \leq L T \\ S_0(t) &= \text{sen} \left( \frac{\pi}{2} (1 - f_r(t - L T)) \right) & L T \leq t \leq 2 L T \end{aligned}$$

10 y, por último, la componente del filtro adaptado  $C_0(t)$ :

$$C_0(t) = \prod_{i=0}^{L-1} S_0(t + i T)$$

15 La invención se refiere a un procedimiento de demodulación que aplica las etapas del procedimiento expuestas más arriba en el caso en el que la función  $g(a, \sigma, t)$  es una distribución gaussiana normalizada de media a y con una desviación estándar  $\sigma$  o cualquier otra función de anchura y de posición ajustables con los suficientes grados de continuidad.

20 De acuerdo con un modo de realización, el procedimiento puede comprender la inserción de filtros de paso de banda insertados en la emisión y/o en la recepción para limitar la anchura de banda de la señal emitida y/o evitar recibir interferencias desplazadas en frecuencia. La optimización de los coeficientes que definen los impulsos de frecuencia  $h_e(m, t)$  o  $h_e(a(n), t)$  y el filtro de recepción  $C_0(t)$  se hace para minimizar la interferencia entre símbolos teniendo en cuenta la influencia del o de los filtro(s) interpuesto(s).

La invención también se refiere a un sistema de acuerdo con la reivindicación 7.

La invención también se refiere a un sistema de acuerdo con la reivindicación 8.

25 Se mostrarán mejor otras características y ventajas del procedimiento y del sistema de acuerdo con la invención con la lectura de la descripción que viene a continuación de un ejemplo dado de realización, que se da a título ilustrativo y en modo alguno limitativo, al que se adjuntan unas figuras que representan:

- la figura 1, la producción de una señal para las modulaciones de fase continua;
- la figura 2, la representación del impulso generado por un bit único en la salida del filtro;
- la figura 3, un ejemplo de receptor de acuerdo con el estado de la técnica conocida;
- la figura 4a, un ejemplo de constelación (valores de  $D(n T)$  en la figura 3), para el caso con 4 estados y la figura 4b, un ejemplo de constelación obtenida para el caso con 8 estados;
- la figura 5 un ejemplo de arquitectura de emisor de acuerdo con la invención;
- la figura 6a, los impulsos de frecuencia  $h_e(0)$ ,  $h_e(1)$ ,  $h_e(2)$  y  $h_e(3)$  al nivel del emisor en el caso de una modulación de 4 estados, la figura 6b, la respuesta a un impulso del filtro adaptado en la recepción, la figura 6c,

el espectro de frecuencia para una modulación binaria, la figura 6d, el espectro de frecuencia para una modulación con 4 estados y más;

- las figuras 7a, 7b, 7c y 7d, las constelaciones finales obtenidas tras la demodulación de una señal modulada y demodulada ejecutando las etapas del procedimiento de acuerdo con la invención;
- 5 • la figura 8, un ejemplo de espectro de frecuencia limitado; y
- la figura 9, la constelación obtenida cuando el espectro de frecuencia está limitado.

Con el fin de que se entienda mejor el objeto de la presente invención, el solicitante va a describir un sistema de emisión-recepción para una señal digital modulada con una modulación de amplitud constante o casi-constante de tipo CPM. Para ello, en primer lugar se va a exponer un recordatorio sobre los principios de las modulaciones CPM.

10 **Recordatorio sobre las modulaciones de fase continua (CPM)**

La figura 1 representa un esquema de modulación de fase continua. Los datos a retransmitir se presentan en forma de una serie o sucesión de símbolos  $a(n)$ . Se asocian uno o varios bits a un símbolo a transmitir. Si el símbolo  $a(n)$  conduce un bit de información, su constelación comprenderá dos estados, si conduce dos bits, su constelación comprenderá cuatro estados y así sucesivamente, para símbolo que conduce  $n$  bits, su constelación comprenderá  $2^n$  estados. La duración de un símbolo es  $T$ ; la inversa de  $T$ , expresada en BAUDIOS, es la velocidad de modulación.

- 15

Para una serie de impulsos de Dirac distanciados entre sí por una duración igual a  $T$ , esto es  $a(n) \delta(t - nT)$ : los valores de los símbolos  $a(n)$  definen la información a transmitir a través de esta serie de impulsos.

Para una modulación binaria, los símbolos  $a(n)$  únicamente adoptan los valores 0 o 1. El valor 0 da lugar a una rotación de fase de  $h\pi$  y el valor 1 a una rotación de fase  $-h\pi$ .

- 20 La constante  $h$  se llama índice de modulación y la mayor parte de las veces vale  $1/2$ .

Por último, tenemos un impulso descrito por una función  $h(t)$  definida en una duración igual a  $LT$  ( $L$  es un entero) y nula en otro lugar y cuya integral de 0 a  $L$  vale 1.

La secuencia de los impulsos de Dirac, tras la transformación en rotaciones de fase, se convoluciona con (se filtra mediante)  $h(t)$ , 1, y el resultado afecta a un modulador 2 de frecuencia (también llamado VCO por "Voltage Controlled Oscillator") que genera una señal centrada en la frecuencia de emisión y desviada con respecto a esta en una cantidad proporcional a su entrada.

- 25

La señal de salida del modulador de frecuencia viene dada por la fórmula:

$$S(t) = \cos \left( 2 \pi F_0 t + \sum_{n=-\infty}^{\infty} a(n) \int_{-\infty}^t h(x - n T) dx \right) \quad (1)$$

- 30 En notación compleja, más condensada y más cómoda de manejar, la relación (1) se convierte en:

$$S(t) = \prod_{n=-\infty}^{\infty} e^{j a(n) f(t - n T)} \quad (2)$$

en la que la función  $f(t)$  es la integral de  $h(t)$ , que vale 0 para  $t$  negativo y 1 si  $t$  es superior a  $LT$ , el símbolo  $\prod$  corresponde a la multiplicación.

- 35 La figura 2 ilustra un ejemplo de impulso  $h(t)$  y  $f(t)$  con  $L = 3$ , que es una distribución gaussiana con una desviación estándar de  $0,35 T$ .

La demodulación coherente precisa conocer la "fase de referencia" de la portadora, con el fin de garantizar que una señal emitida con una fase dada la vea en efecto el receptor con la misma fase. Precisa, por lo tanto, un sistema de estimación de la fase que utiliza a menudo unos símbolos conocidos a priori insertados en la señal modulada.

En la figura 3 se ilustra un esquema de receptor de acuerdo con la técnica anterior.

- 40 La señal  $S(t)$  recibida por el demodulador al cual se añade el ruido vinculado a la transmisión se filtra mediante un filtro adaptado 10, es decir un filtro lineal óptimo que permite maximizar la relación entre señal y ruido. El resultado de esta operación  $X(t)$  se transmite a continuación a un módulo 11 que estima la rotación de fase que aportan el

canal de transmisión y el receptor, la salida de este módulo multiplica  $X(t)$  por medio de un módulo de multiplicación compleja 12 por el conjunto de la rotación de fase estimada. La señal  $X(t)$  también se pone en la entrada de un módulo 13 que estima el instante óptimo de muestreo (sincronización símbolo). La señal  $X(t)$ , tras la corrección de fase, se transmite a continuación a un módulo de toma de decisión 14 que recibe una señal de sincronización con la velocidad de símbolo 13, lo que permite determinar el valor del símbolo determinado  $D(nT)$  recibido en el instante  $nT$ .

Las constelaciones que se obtienen para las señales  $D(nT)$  se representan en las figuras 4a, 4b. Existen, de hecho, en este ejemplo, dos constelaciones diferentes, según la igualdad del símbolo actual. Es la razón por la que las figuras 4a, 4b muestran las dos constelaciones por separado, respectivamente en los casos con 4 estados y con 8 estados.

En teoría, en ausencia de interferencias entre símbolos, las constelaciones deberían comprender únicamente 2, 4, 8 o 16 puntos distribuidos de forma regular en un círculo con centro en el origen, siendo el número de puntos igual al número de estados.

El simple examen visual de estas figuras 4a y 4b (obtenidas en el caso de que la señal no esté perturbada) muestra hasta qué punto es difícil decidir el valor del símbolo actual entre 4 (8) posibilidades debido a la interferencia que puede existir entre los símbolos. Esta interferencia no se puede evitar cuando la duración  $L$   $T$  del impulso de frecuencia es superior a  $T$ , duración de un símbolo, y está amplificada por el efecto de arrastre del filtro adaptado 10 en la figura 3.

La figura 5 representa un ejemplo de arquitectura para un emisor de acuerdo con la invención.

La información a emitir se presenta, como ya se ha dicho, en forma de una sucesión de símbolos  $a(n)$ , siendo por convención aquí el valor del símbolo a emitir igual a 0, 1, ...  $M-1$ . Por ejemplo, la información se puede presentar en forma de una sucesión de impulsos de Dirac. La serie  $a(n) \delta(t - nT)$  se transmite, por una parte, a un módulo de rotación de fase 21 que produce en la salida el valor  $\theta(n) = \pi [2a(n) - (M-1)] / M$  y en paralelo a un demultiplexor 22. A partir de este valor  $\theta(n)$  y de la secuencia de símbolos, el demultiplexor 22 extrae las fases  $\theta(n)$  que constituyen una traducción de la información a emitir. Cada una de las fases extraídas se transmite a un filtro dado en un banco de  $M$  filtros 23 cuya función de transferencia  $h_e(m, t)$  posee una estructura que se detalla más adelante en la descripción. Este banco de filtros tiene en particular como función modular los símbolos antes de transmitirlos de forma individual a un sumador 24 que combina los símbolos  $a'(n)$  modulados antes de transmitirlos a un oscilador controlado por tensión o VCO 25 y a un módulo de emisión 26.

El receptor es idéntico al que se ha descrito en la figura 3 con una diferencia esencial, el hecho de que la interferencia entre símbolos presente en la señal  $D(nT)$  es extremadamente baja, lo que simplifica el receptor que ya no tiene necesidad de compensar dicha interferencia entre símbolos.

### Comprobación previa

En una versión anterior de la invención, la relación señal / ruido "intrínseco" (vinculado a la interferencia residual entre símbolos) es del orden de 20 dB. Lo que significa que este ruido estará presente sea el enlace bueno o sea malo.

Por ejemplo, es la causa de una degradación de los rendimientos que puede ser significativa: si el ruido exterior está 20 dB por debajo de la señal, el ruido intrínseco (de la misma intensidad) se añade a este aunque los rendimientos son los que serían con una relación señal/ruido de 17 dB sin ruido intrínseco. Conviene, por lo tanto, reducir sustancialmente este ruido que es el objeto mismo de la presente invención.

### En el emisor

La idea consiste en modificar en una primera etapa el modulador de acuerdo con la técnica anterior de la parte de emisor que utilizaba una función  $h_e(t)$  igual a una combinación de  $K + 1$  distribuciones gaussianas, dada por:

$$h_e(t) = \sum_{i=0}^K w(i) h(t - i T)$$

siendo

$$\sum_{i=0}^K w(i) = 1$$

Había, por lo tanto,  $K$  grados de libertad para seleccionar los "pesos"  $w(i)$  o coeficientes de ponderación de las distribuciones gaussianas combinadas.

La idea directriz de la presente invención consiste en aumentar el número de grados de libertad para conseguir la optimización.

5 Con el fin de ilustrar mejor el procedimiento y el sistema de acuerdo con la invención, la explicación se va a dar teniendo en cuenta como función de base una distribución gaussiana designada  $g(a, \sigma, t)$ , esto es la distribución gaussiana normalizada, centrada en  $a$  y con una desviación estándar  $\sigma$ . Sin salirse del marco de la invención, la función también puede ser cualquier función de anchura y de posición ajustables con un número dado de grados de continuidad.

10 La función  $h_e(t)$  se sustituirá por una combinación simétrica de  $2K+1$  gaussianas con unas medias, desviación estándar  $\sigma$  y ponderación  $w(i)$  optimizadas y esto, en función del valor  $m$  del símbolo a transmitir ( $0 \leq m < M$ ) con  $M = 2, 4, 8, 16$  según los casos:

$$h_e(m, t) = \sum_{i=1}^K w_e(m, i) (g(+a_{e, m, i}, \sigma_{e, m, i}, t) + g(-a_{e, m, i}, \sigma_{e, m, i}, t)) + \left(1 - 2 \sum_{i=1}^K w_e(m, i)\right) g(0, \sigma_{e, m, 0}, t)$$

El número de grados de libertad pasa entonces a  $3K + 1$ , para cada uno de los  $M/2$  impulsos de frecuencia, lo que permite una optimización mayor.  $M/2$  ya que los impulsos dados de frecuencia para una variación de fase son opuestos a aquellos para una variación de fase contraria.

15 Si en el índice  $m$  está asociado a una variación de fase de  $\theta(n)$ , por lo general dado por:

$$\theta(m) = \frac{\pi}{M} (2m - (M - 1))$$

$$\theta(m) = \frac{\pi}{M} (2m - (M - 1))$$

y el soporte de  $h_e(m, t)$  vale  $L T$  ( $T =$  duración del símbolo), la frecuencia instantánea en el instante  $\tau$  vendrá entonces dada por:

$$f(n T + \tau) = \sum_{i=0}^{L-1} \theta(m_{n-i}) h_e(m_{n-i}, \tau + i T) \text{ para } 0 \leq \tau \leq T$$

20 en la que  $m_n$  es el valor del símbolo actual a emitir en el instante  $n T$ .  
Los diferentes valores de forma de onda obtenidos de este modo, por ejemplo, memorizados en una memoria de solo lectura para generar de forma digital los impulsos de frecuencia a emitir.

25 La variación de fase asociada a cada símbolo  $a(n)$  que forma la información a transmitir se filtra a través del filtro  $h_e(a(n), t)$ , antes de transmitirse a un sumador, y luego al VCO.

**En el receptor**

30 En el artículo citado en la introducción, se demuestra que, en el caso binario, la señal CPM se puede descomponer en impulsos elementales reales modulados en fase y que el primero de estos, designado  $C_0(t)$  conduce la mayor parte de la energía de la señal. Según la teoría de la modulación, si este condujera toda la energía de la señal, coincidiría con el filtro adaptado a la señal, el que maximiza la relación señal/ ruido. En caso contrario, es por lo general una muy buena aproximación, al menos para los CPM de base gaussiana. Es esta aproximación la que se va a seleccionar para explicar las etapas del procedimiento que permite determinar los coeficientes de los filtros de modulación y de demodulación.

35 En el caso de una modulación de índice medio  $h$  igual a  $1/2$ , el procedimiento hace la siguiente aproximación: un filtro adaptado para una señal binaria, también lo será para unas modulaciones de 4, 8 y 16 estados con el mismo índice medio.

Como consecuencia, en la recepción, el filtro adaptado se calculará para una función  $h_r(t)$  dada mediante una ecuación similar a la que se ha utilizado para el filtro de emisión:

$$h_r(t) = \sum_{i=1}^K w_r(i) (g(+a_{r,i}, \sigma_{r,i}, t) + g(-a_{r,i}, \sigma_{r,i}, t)) + \left(1 - 2 \sum_{i=1}^K w_r(i)\right) g(0, \sigma_{r,0}, t)$$

5 siendo  $a_r$  el punto alrededor del cual se centra la distribución gaussiana  $g$ ,  $\sigma_{r,i}$  la desviación estándar de esta distribución gaussiana en la recepción y  $t$  un instante dado.

En este caso, el procedimiento determina en primer lugar la integral de  $h_r(t)$ , designada  $f_r(t)$ :

$$f_r(t) = \int_{-\infty}^t h_r(x) dx$$

y a continuación la función  $S_0(t)$ , dada por:

$$\begin{aligned} S_0(t) &= \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} f_r(t)\right) & 0 \leq t \leq L T \\ S_0(t) &= \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} (1 - f_r(t - L T))\right) & L T \leq t \leq 2 L T \end{aligned}$$

10 y, por último, la componente del filtro adaptado  $C_0(t)$ :

$$C_0(t) = \prod_{i=0}^{L-1} S_0(t + i T)$$

$$C_0(t) = \prod_{i=0}^{L-1} S_0(t + i T)$$

siendo  $\Pi$  el símbolo matemático que representa el producto de las funciones  $S_0$  en  $L$  en la que  $L T$  es la duración de un símbolo.

15 Procedimiento de optimización y resultados

El cálculo teórico de los parámetros de las diferentes distribuciones gaussianas que intervienen en la emisión y en la recepción es casi imposible.

Hay que señalar que solo se hace una vez, al diseñar el sistema.

20 Se utiliza más bien un algoritmo iterativo con restricciones cuyo principio es maximizar la relación señal/interferencias en la salida del filtro adaptado.

Se parte de valores extraídos al azar próximos a valores "razonables" y se modifican de forma progresiva los parámetros que conservan las modificaciones que mejoran el resultado.

Solo se optimizan simultáneamente los parámetros en la emisión Y en la recepción (coeficientes  $a$ ,  $\sigma$   $w_i$ ) para la



modulación que precisa la relación señal/ ruido más alta. En el ejemplo dado, se considera la modulación de 8 estados.

Para todas las demás modulaciones, se mantiene el filtro  $C_0(t)$  obtenido de este modo y solo se optimizan los parámetros de emisión.

- 5 Sabiendo que este tipo de modulación tiene un ancho de banda superior al de una GMSK clásica, la restricción consistirá en rechazar cualquier par de parámetros que lleve a un “ancho de banda”  $B$  superior a un valor máximo  $B_{\max}$ , que depende del número de estados de la modulación.

Si  $h(f)$  es el espectro de frecuencia de la modulación, el criterio será, por lo tanto, el siguiente:

$$B = \int_{-\infty}^{\infty} f^2 |h(f)|^2 df \leq B_{\max}(M)$$

- 10 De este modo se pueden definir varias formas de onda -de hecho poco diferentes- de acuerdo con las especificaciones del sistema.

Las etapas que se han explicado con anterioridad, se pueden ejecutar para cualquier función de base que presente el suficiente número de grados de continuidad, por ejemplo sustituyendo la distribución gaussiana por una función de Bessel modificada:

$$b(p, m, \sigma, t) = I_0 \left( p \sqrt{1 - \frac{(t - m)^2}{\sigma^2}} \right)$$

- 15 A continuación la descripción da varios ejemplos cifrados de implementación del procedimiento para determinar los valores de los parámetros para las funciones cuya combinación forma un filtro.

A continuación en el ejemplo de la descripción, se ha tomado un número  $K = 1$ , es decir que el impulso de frecuencia es la suma de una distribución gaussiana principal de la que se sustraen a ambos lados dos gaussianas idénticas.

- 20 Por ejemplo, para una energía máxima fuera de banda de -35 dB y una relación mínima S/B de 27 dB, se obtienen los siguientes resultados:

- las funciones de modulación  $h_e(m, t)$  (en este caso puestas en conjunto para  $M = 4$ ), que se muestran en la figura 6a;
- la respuesta a un impulso del filtro adaptado, en la recepción,  $C_0(t)$  que se muestra en la figura 6b.

- 25 El “filtro adaptado” tienen, tras su optimización, los siguientes parámetros:

<b><math>K = 1</math></b>
<b><math>\sigma_{r,0} = 0,310</math></b>
<b><math>w_r(1) = -1,760</math></b>
<b><math>a_{r,1} = 0,739</math></b>
<b><math>\sigma_{r,1} = 0,142</math></b>

- el espectro de frecuencia para una modulación binaria (la unidad de frecuencia es la velocidad de modulación, en baudios), figura 6c;
- el espectro de frecuencia para  $M = 4, 8, 16$  estados (es prácticamente el mismo en los tres casos), figura 6d;
- 30 y, por último, los (pares de) constelaciones obtenidas para  $M = 2, 4, 8$  y 16 estados, figuras 7a, 7b, 7c y 7d.

Para  $M = 2$ , parámetros tras la optimización para  $h_e(0, t)$ , teniendo en cuenta el hecho de que  $h_e(1, t) = h_e(0, t)$ :

<b>K = 1</b>
<b><math>\sigma_{e,0,0} = 0,370</math></b>
<b><math>w_{e,0}(1) = -6,240</math></b>
<b><math>a_{e,0,1} = 0,723</math></b>
<b><math>\sigma_{e,0,1} = 0,142</math></b>

Para M = 4, parámetros tras la optimización para  $h_e(0, t)$  y  $h_e(1, t)$ , teniendo en cuenta el hecho de que  $h_e(3, t) = h_e(0, t)$  y  $h_e(2, t) = h_e(1, t)$ :

<b>K = 1</b>	
<b><math>\sigma_{e,0,0} = 0,305</math></b>	<b><math>\sigma_{e,1,0} = 0,321</math></b>
<b><math>w_{e,0}(1) = -1,280</math></b>	<b><math>w_{e,1}(1) = -0,803</math></b>
<b><math>a_{e,0,1} = 0,796</math></b>	<b><math>a_{e,1,1} = 0,673</math></b>
<b><math>\sigma_{e,0,1} = 0,140</math></b>	<b><math>\sigma_{e,1,1} = 0,137</math></b>

5 Para M = 8, parámetros tras la optimización para  $h_e(0, t)$ ,  $h_e(1, t)$ ,  $h_e(2, t)$  y  $h_e(3, t)$ , teniendo en cuenta el hecho de que  $h_e(7, t) = h_e(0, t)$ ,  $h_e(6, t) = h_e(1, t)$ ,  $h_e(5, t) = h_e(2, t)$  y  $h_e(4, t) = h_e(3, t)$ :

<b>K = 1</b>			
<b><math>\sigma_{e,0,0} = 0,309</math></b>	<b><math>\sigma_{e,1,0} = 0,311</math></b>	<b><math>\sigma_{e,2,0} = 0,310</math></b>	<b><math>\sigma_{e,3,0} = 0,310</math></b>
<b><math>w_{e,0}(1) = -1,450</math></b>	<b><math>w_{e,1}(1) = -1,238</math></b>	<b><math>w_{e,2}(1) = -0,7010</math></b>	<b><math>w_{e,3}(1) = -0,409</math></b>
<b><math>a_{e,0,1} = 0,803</math></b>	<b><math>a_{e,1,1} = 0,757</math></b>	<b><math>a_{e,0,2} = 0,674</math></b>	<b><math>a_{e,1,3} = 0,720</math></b>
<b><math>\sigma_{e,0,1} = 0,142</math></b>	<b><math>\sigma_{e,1,1} = 0,142</math></b>	<b><math>\sigma_{e,0,2} = 0,142</math></b>	<b><math>\sigma_{e,1,3} = 0,142</math></b>

La relación S/B intrínseco obtenida presenta una mejoría de al menos 7 dB con respecto a la solución propuesta en una patente anterior.

- 10
- M = 2 estados: SNRi > 47 dB
  - M = 4 estados: SNRi > 33 dB
  - M = 8 estados: SNRi > 28 dB
  - M = 16 estados: SNRi > 27 dB

**Características espectrales**

- 15 Los espectros de frecuencia que se muestran en el párrafo anterior presentan un fuerte y continuo decrecimiento si se aleja de la portadora, lo que es característico de una modulación basada en unas funciones gaussianas de la cual todas las derivadas son continuas en cualquier orden. Sin embargo, el hecho de que los impulsos de frecuencia utilizados presenten unas variaciones temporales más rápidas que una gaussiana única tiene como consecuencia que el espectro de frecuencia es más ancho.
- 20 Se puede limitar el espectro de frecuencia en su parte central filtrando la señal justo antes del modulador. Esto se traduce por el hecho de que la amplitud de la señal emitida no es estrictamente constante y esto se traduce en un "factor de cresta" (relación entre la potencia máxima a emitir y la potencia media emitida) que evoluciona entre 1 y 1,5 dB si se elige bien el filtro, lo que es plenamente aceptable. El amplificador de potencia debe ser "un poco" lineal y siempre es posible pre-distorsionar la señal modulada para compensar casi por completo su no-linealidad. Al utilizar el mismo filtro en la recepción, los rendimientos apenas se degradan.

La figura 8 representa el espectro de frecuencia tras el filtrado (el factor de cresta es de 1,3 dB) en el caso de 8 estados. Se puede verificar que la contaminación de los canales adyacentes por un perturbador potente será mucho más baja que antes.

- 30 En la figura 9 se representa la constelación que se obtiene siempre con 8 estados: la degradación con respecto al caso sin filtrado es insignificante, mientras que los parámetros de emisión y de recepción no se han modificado.

Si el filtro utilizado en la emisión después del modulador y el filtro utilizado en la recepción antes del filtro adaptado están bien caracterizados, la optimización de los diferentes coeficientes se puede volver a realizar para tener en

cuenta su presencia.

El procedimiento de acuerdo con la invención presenta, en particular, las siguientes ventajas:

**En la Emisión**

- 5 Maximizar la eficacia de la emisión por medio de una modulación de envolvente constante.
- Maximizar el flujo transmitido por medio de una modulación con más de 2 estados.
- No necesitar un emisor que tenga una buena linealidad.

**En la Recepción**

- 10 Tener un receptor lo más simple posible incluso para una modulación con más de dos estados (4, 8 o 16).
- Obtener unos rendimientos muy próximos a los rendimientos teóricos.
- Poder utilizar los algoritmos que se emplean tradicionalmente para las modulaciones denominadas "lineales", por ejemplo un ecualizador de cualquier tipo para luchar contra los riesgos de propagación.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de modulación de amplitud constante y fase continua de datos digitales y de demodulación de dicha señal modulada, presentándose dichos datos en forma de símbolos que pueden adoptar un número M de estados superior a 2, **caracterizado porque** comprende al menos las siguientes etapas combinadas:

- 5       • recuperar los símbolos a(n) de datos digitales a transmitir, que se presentan con un intervalo temporal T constante;
- asociar a cada símbolo a(n) un impulso de frecuencia designado h<sub>e</sub>(a(n)), impulso de frecuencia con una longitud L T, siendo L un entero superior o igual a 1, y cuya forma depende de forma explícita del valor de a(n);
- 10     • ponderar el impulso de frecuencia h<sub>e</sub>(a(n), t) mediante la variación de fase total asociada a a(n), teniendo esta variación de fase total la forma π(2a(n) - (M-1))/M siendo a(n) = 0, 1, ..., M-1, y para un símbolo de valor m, siendo 0 ≤ m < M, teniendo dicha función h<sub>e</sub> una forma correspondiente a una combinación de 2 K + 1 impulsos elementales:

$$h_e(m, t) = \sum_{i=1}^K w_e(m, i) (g(+a_{e, m, i}, \sigma_{e, m, i}, t) + g(m, -a_{e, m, i}, \sigma_{e, m, i}, t)) + \left(1 - 2 \sum_{i=1}^K w_e(m, i)\right) g(0, \sigma_{e, m, 0}, t)$$

- 15     en la que la función g es una función continua, con una desviación estándar σ y con unos coeficientes de ponderación w(i) optimizados, que corresponden respectivamente a w<sub>e</sub>(m,i) y σ<sub>e,m,i</sub>, a<sub>e,m,i</sub> es el símbolo, así como varias de sus derivadas sucesivas con el fin de limitar la anchura del espectro de la señal emitida y a una integral igual a 1, K el grado de libertad asociado al coeficiente de ponderación w(i);
- aplicar la suma de los impulsos ponderados sucesivos en la entrada de un oscilador controlado por tensión (25), con el fin de generar la señal a emitir;
- 20     • filtrar (23) en la recepción la señal recibida mediante un filtro único de respuesta a impulsos C<sub>0</sub>(t) sea cual sea el número de estados de la modulación;
- ajustar los parámetros de los impulsos de frecuencia h<sub>e</sub>(a(n), t) y la respuesta a un impulso del filtro C<sub>0</sub>(t) con el fin de minimizar la interferencia entre símbolos.

25     2. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado porque** la función g(a, σ, t) es una distribución gaussiana normalizada de media a, punto alrededor del cual se centra la función, y con una desviación estándar σ, t un instante dado.

3. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado porque** la función g(a, σ, t) es una función de anchura y de posición ajustables con un número dado de grados de continuidad.

- 30     4. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, en el que el filtro de recepción de respuesta a un impulso C<sub>0</sub>(t) está construido de la siguiente manera:  
seleccionar un impulso de recepción h<sub>r</sub>(t) construido de acuerdo con el mismo método que los impulsos en la emisión h<sub>e</sub>(m, t), es decir:

$$h_r(t) = \sum_{i=1}^K w_r(i) (g(+a_{r, i}, \sigma_{r, i}, t) + g(-a_{r, i}, \sigma_{r, i}, t)) + \left(1 - 2 \sum_{i=1}^K w_r(i)\right) g(0, \sigma_{r, 0}, t)$$

- 35     en la que la función g es una función continua, con una desviación estándar σ y con unos coeficientes de ponderación w<sub>r</sub>(i) optimizados, a<sub>r,i</sub> es el símbolo así como varias de sus derivadas sucesivas con el fin de limitar la anchura del espectro de la señal emitida y a una integral igual a 1, K el grado de libertad asociado al coeficiente de ponderación w<sub>r</sub>(i), σ<sub>r,i</sub> es la desviación estándar de esta distribución gaussiana en la recepción y t un instante dado;  
calcular la integral de h<sub>r</sub>(t), designada f<sub>r</sub>(t):

$$f_r(t) = \int_{-\infty}^t h_r(x) dx$$

y a continuación la función  $S_0(t)$ , dada por:

$$\begin{aligned} S_0(t) &= \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} f_r(t)\right) & 0 \leq t \leq L T \\ S_0(t) &= \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} (1 - f_r(t - L T))\right) & L T \leq t \leq 2 L T \end{aligned}$$

y, por último, la componente del filtro adaptado  $C_0(t)$ :

$$C_0(t) = \prod_{i=0}^{L-1} S_0(t + i T)$$

5

5. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 4, en el que la función  $g(a, \sigma, t)$  es una distribución gaussiana normalizada de media  $a$  y con una desviación estándar  $\sigma$ .

6. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 4, **caracterizado porque** la función  $g(a, \sigma, t)$  es una función de anchura y de posición ajustables con unos grados de continuidad dados.

10 7. Sistema de modulación de amplitud constante y fase continua de datos digitales y de demodulación de dicha señal modulada, presentándose dichos datos en forma de símbolos que pueden adoptar un número  $M$  de estados superior a 2, **caracterizado porque** comprende al menos los siguientes elementos:

- un emisor que comprende un banco de filtros (23) con una función de transferencia determinada ejecutando al menos las siguientes etapas:
- 15 • recuperar los símbolos  $a(n)$  de datos digitales a transmitir, que se presentan con un intervalo temporal  $T$  constante;
- asociar a cada símbolo  $a(n)$  un impulso de frecuencia designado  $h_e(a(n))$ , impulso de frecuencia con una longitud  $L T$ , siendo  $L$  un entero superior o igual a 1, y cuya forma depende de forma explícita del valor de  $a(n)$ ;
- 20 • ponderar el impulso de frecuencia  $h_e(a(n), t)$  mediante la variación de fase total asociada a  $a(n)$ , teniendo esta variación de fase la forma  $\pi(2a(n) - (M-1))/M$  siendo  $a(n) = 0, 1, \dots, M-1$ , y para un símbolo de valor  $m$ , siendo  $0 \leq m < M$ , teniendo dicha función  $h_e$  una forma correspondiente a una combinación de  $2 K + 1$  impulsos elementales:

$$\begin{aligned} h_e(m, t) &= \sum_{i=1}^K w_e(m, i) (g(+a_{e, m, i}, \sigma_{e, m, i}, t) + g(m, -a_{e, m, i}, \sigma_{e, m, i}, t)) \\ &\quad + \left(1 - 2 \sum_{i=1}^K w_e(m, i)\right) g(0, \sigma_{e, m, 0}, t) \end{aligned}$$

25 en la que la función  $g$  es una función continua, con una desviación estándar  $\sigma$  y con unos coeficientes de ponderación  $w(i)$  optimizados, que corresponden respectivamente a  $w_e(m, i)$  y  $\sigma_{e, m, i}$ ,  $a_{e, m, i}$  es el símbolo, así como varias de sus derivadas sucesivas con el fin de limitar la anchura del espectro de la señal emitida y a una integral igual a 1,  $K$  el grado de libertad asociado al coeficiente de ponderación  $w(i)$ ;

- un sumador (24) adaptado para ejecutar dicha combinación y para producir una suma de los impulsos ponderados sucesivos;
- 30 • un oscilador controlado por tensión (25), adaptado para tomar en la entrada dicha suma, con el fin de generar la señal a emitir;
- un módulo de emisión (26) de dicha señal a emitir;
- un filtro único (10) adaptado para filtrar en la recepción la señal recibida por dicho filtro, siendo dicho filtro un filtro de respuesta a un impulso  $C_0(t)$  sea cual sea el número de estados de las modulaciones, ajustándose los
- 35 parámetros de los impulsos de frecuencia  $h_e(a(n), t)$  y  $C_0(t)$  de tal modo que se minimice la interferencia entre

símbolos.

8. Sistema de acuerdo con la reivindicación 7, **caracterizado porque** comprende un filtro de recepción de respuesta a un impulso  $C_0(t)$  construido de la siguiente manera:

5 seleccionar un impulso de recepción  $h_r(t)$  construido de acuerdo con el mismo método que los impulsos en la emisión  $h_e(m, t)$ , es decir:

$$h_r(t) = \sum_{i=1}^K w_r(i) (g(+a_{r,i}, \sigma_{r,i}, t) + g(-a_{r,i}, \sigma_{r,i}, t)) + \left(1 - 2 \sum_{i=1}^K w_r(i)\right) g(0, \sigma_{r,0}, t)$$

10 en la que la función  $g$  es una función continua, con una desviación estándar  $\sigma$  y con unos coeficientes de ponderación  $w_r(i)$  optimizados,  $a_{r,i}$  es el símbolo así como varias de sus derivadas sucesivas con el fin de limitar la anchura del espectro de la señal emitida y a una integral igual a 1,  $K$  el grado de libertad asociado al coeficiente de ponderación  $w(i)$ ,  $\sigma_{r,i}$  es la desviación estándar de esta distribución gaussiana en la recepción y  $t$  un instante dado; calcular la integral de  $h_r(t)$ , designada  $f_r(t)$ :

$$f_r(t) = \int_{-\infty}^t h_r(x) dx$$

y a continuación la función  $S_0(t)$ , dada por:

$$\begin{aligned} S_0(t) &= \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} f_r(t)\right) & 0 \leq t \leq L T \\ S_0(t) &= \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} (1 - f_r(t - L T))\right) & L T \leq t \leq 2 L T \end{aligned}$$

15 y, por último, la componente del filtro adaptado  $C_0(t)$ :

$$C_0(t) = \prod_{i=0}^{L-1} S_0(t + i T)$$

9. Sistema de acuerdo con una de las reivindicaciones 7 u 8, **caracterizado porque** comprende al menos un filtro de paso de banda insertado en la emisión y/o en la recepción, estando dicho al menos un filtro adaptado para limitar la anchura de banda de la señal emitida y/o evitar recibir interferencias desplazadas en frecuencia.

20

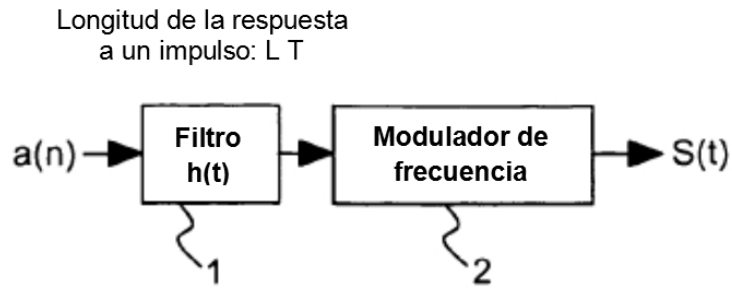


FIG.1

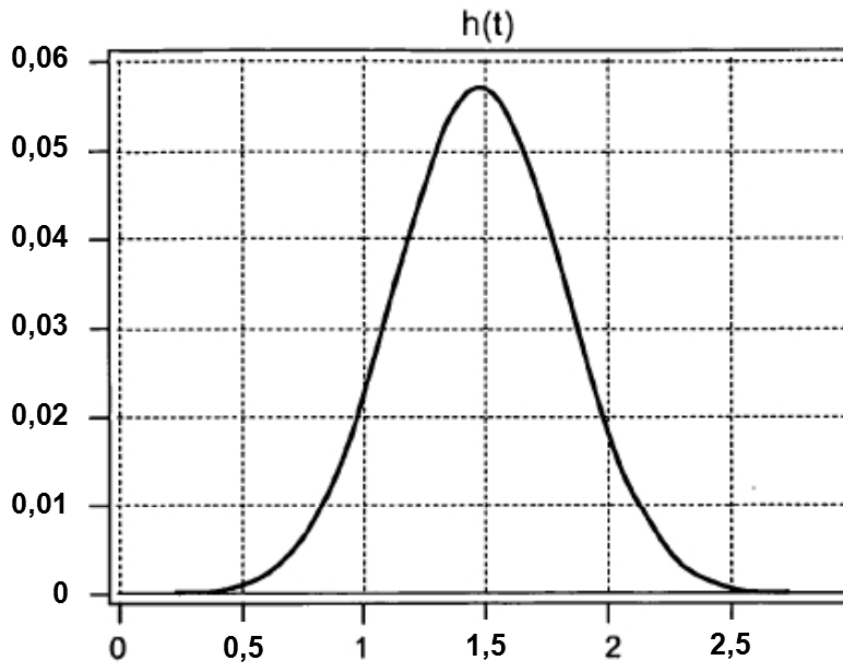


FIG.2

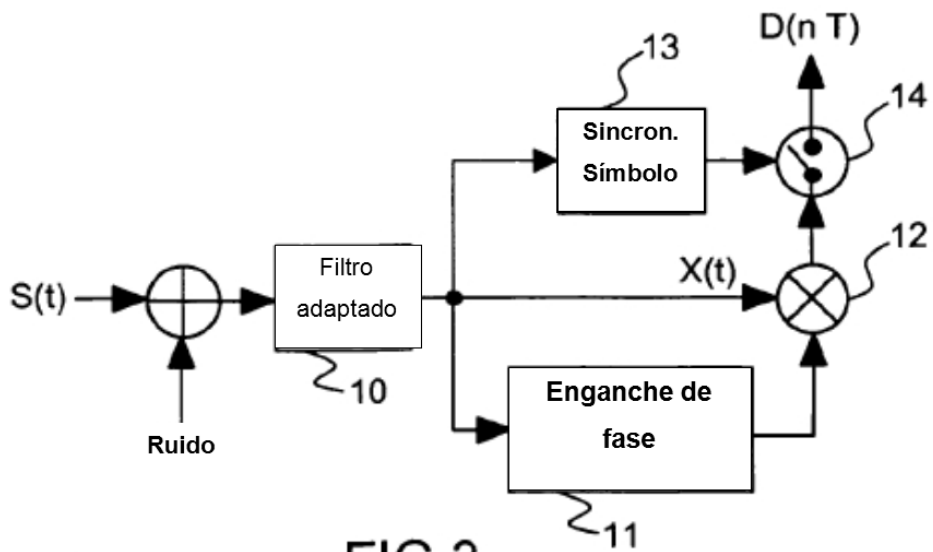


FIG.3

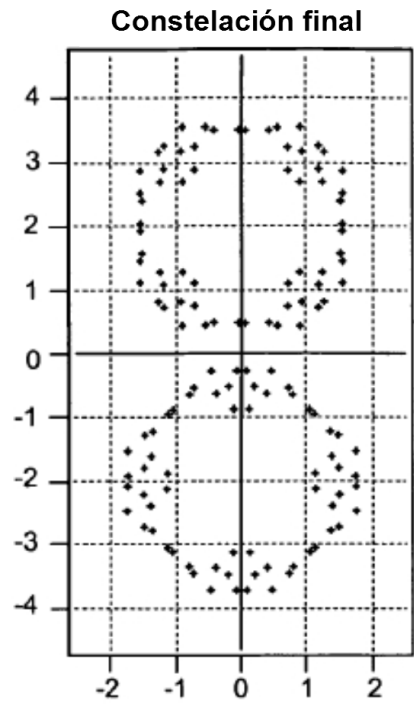


FIG.4a

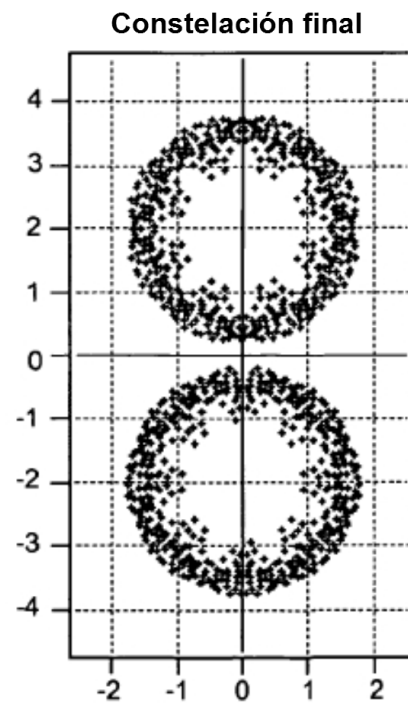


FIG.4b



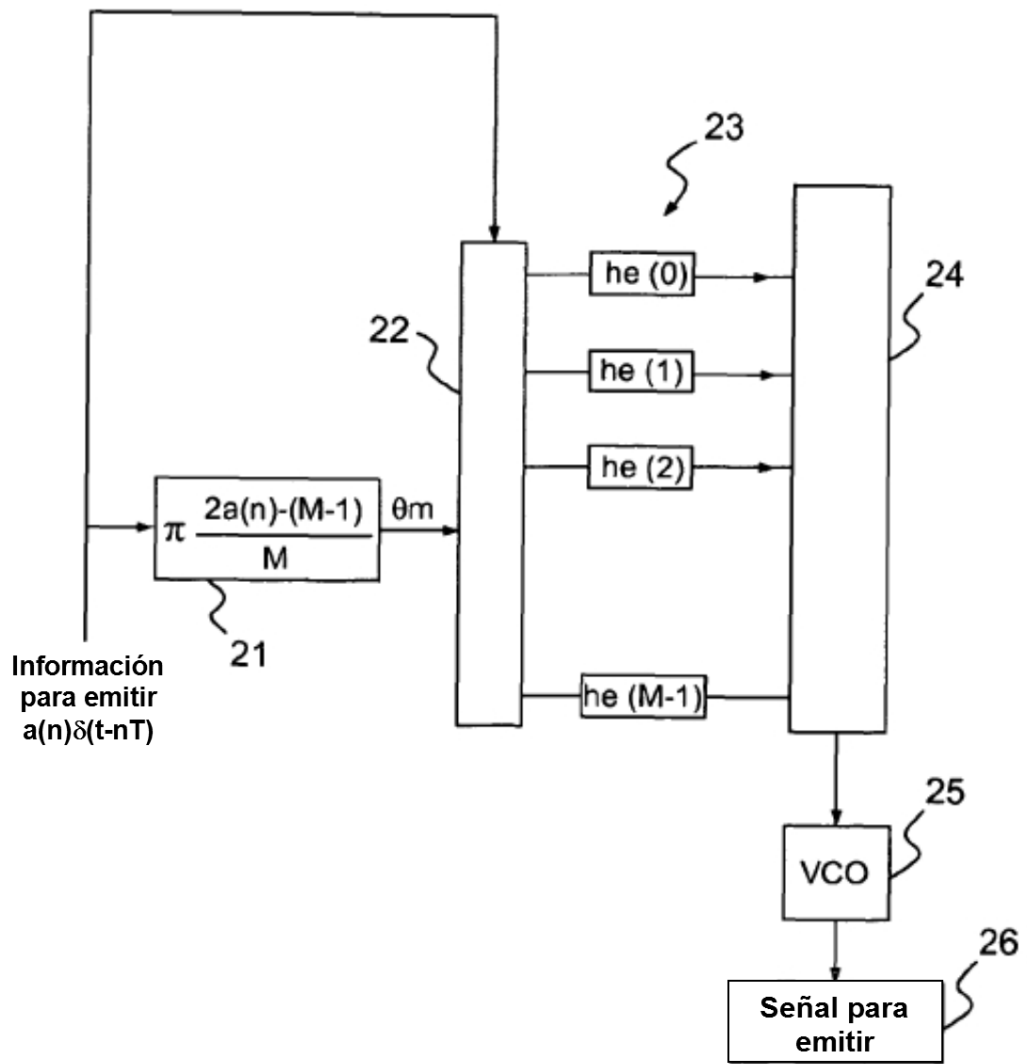
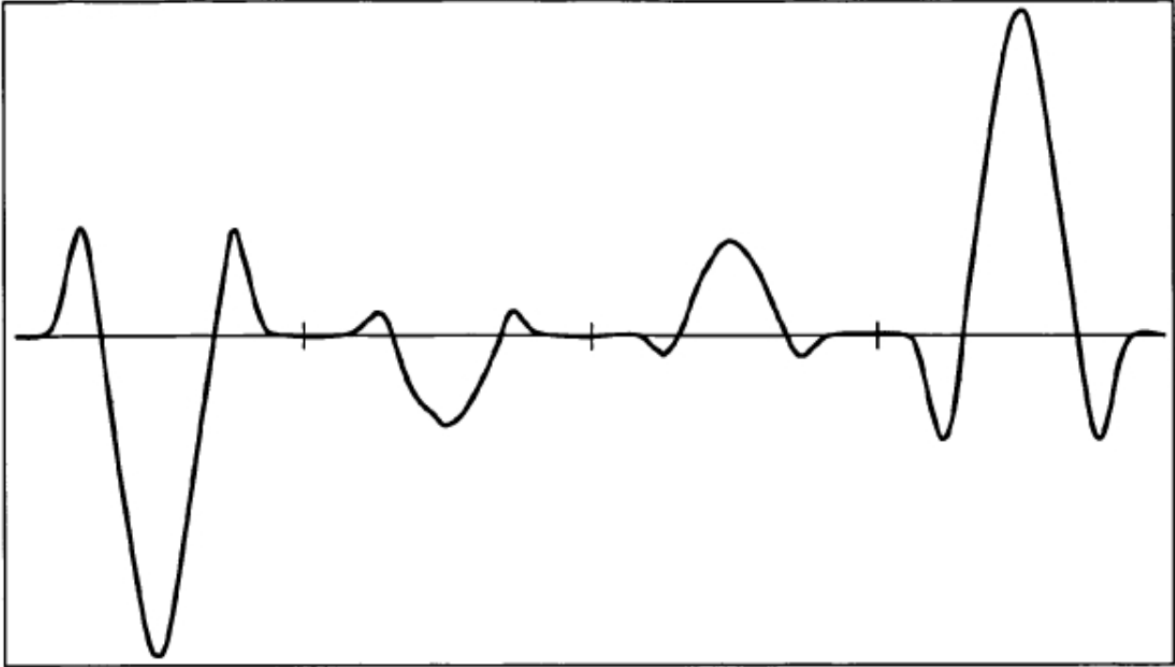


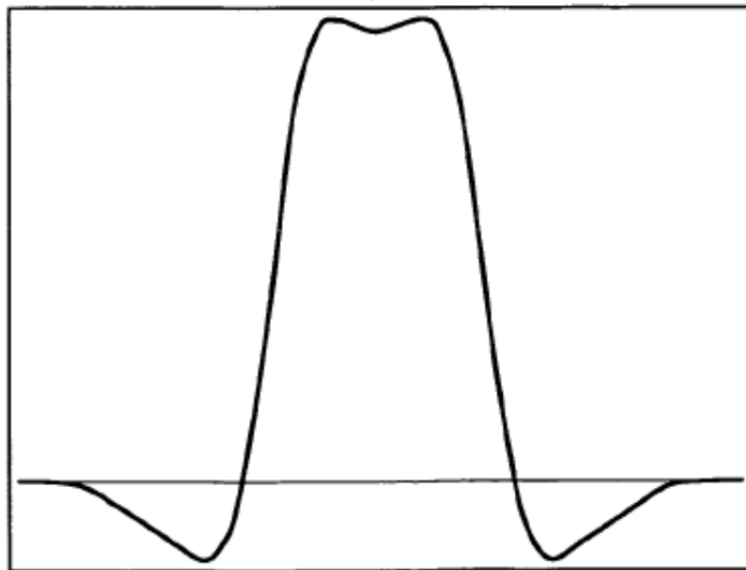
FIG.5

**Impulsos de frecuencia**

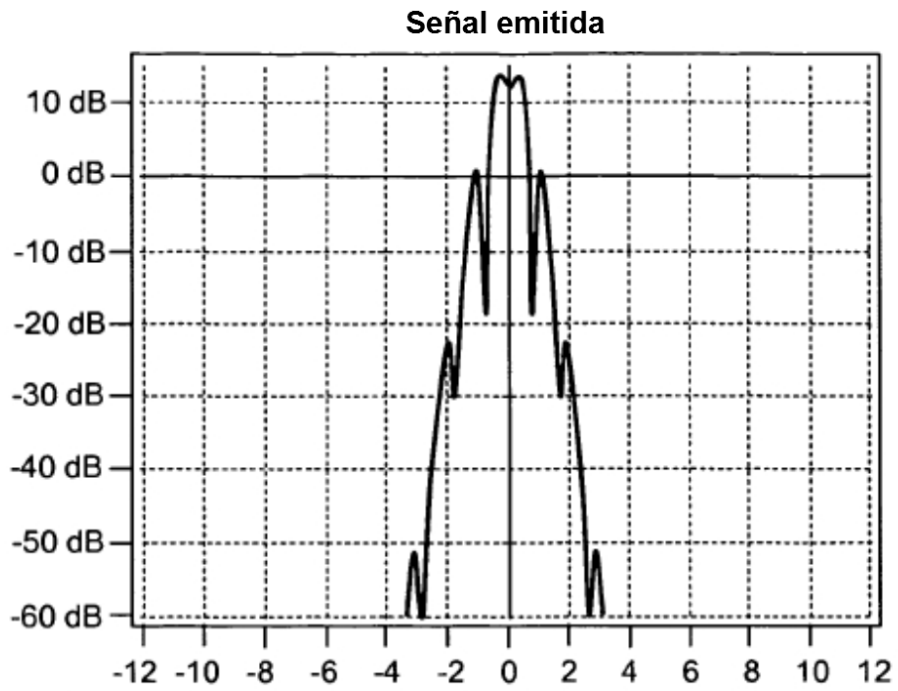


**FIG.6a**

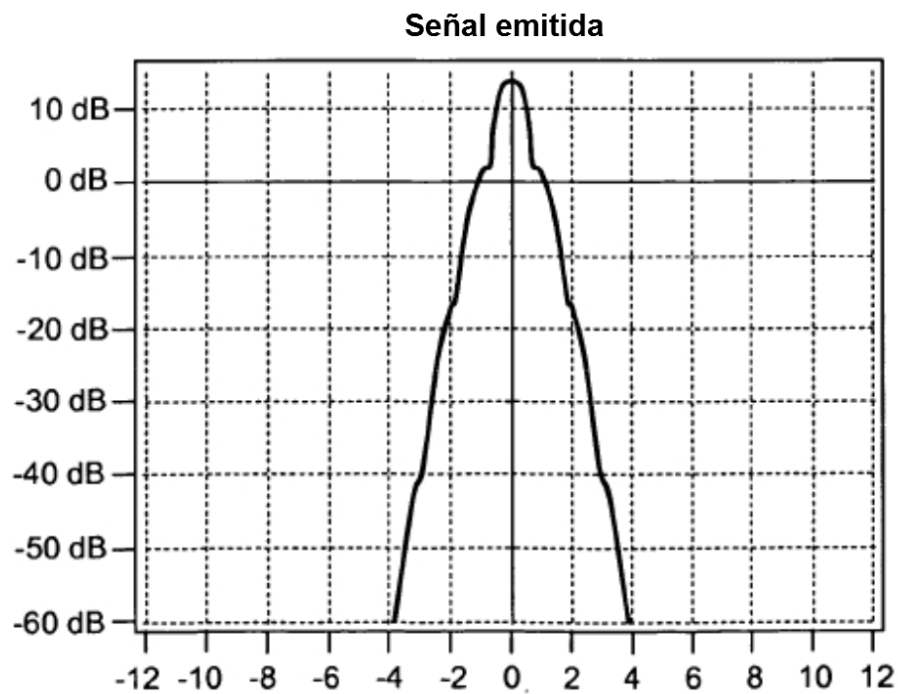
**Filtro AdaptadoGMSK3**



**FIG.6b**



**FIG.6c**



**FIG.6d**

Salida filtro adaptado

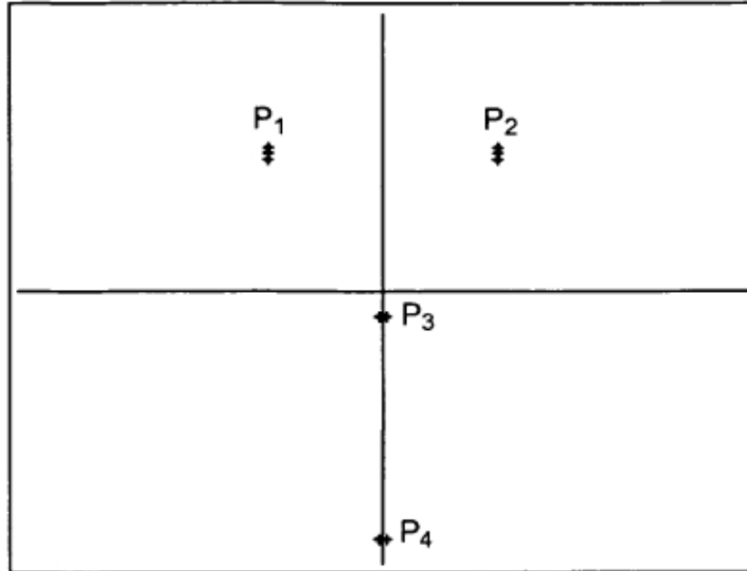


FIG.7a

Salida filtro adaptado

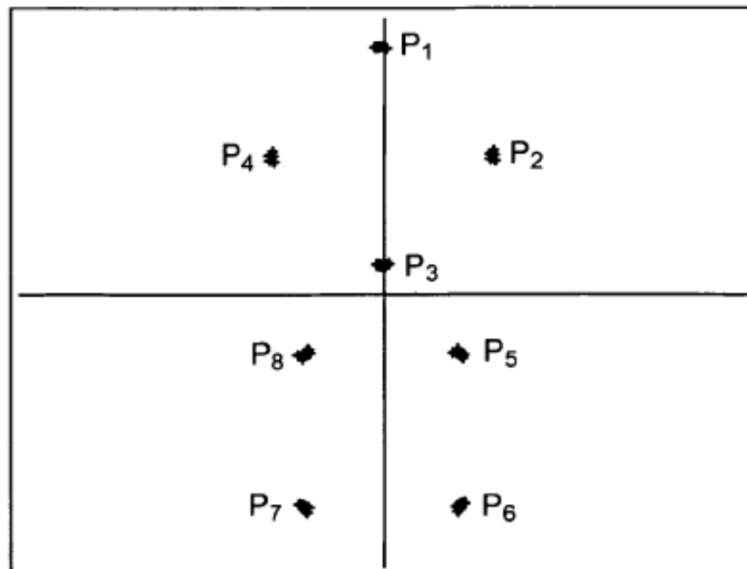


FIG.7b

Salida filtro adaptado

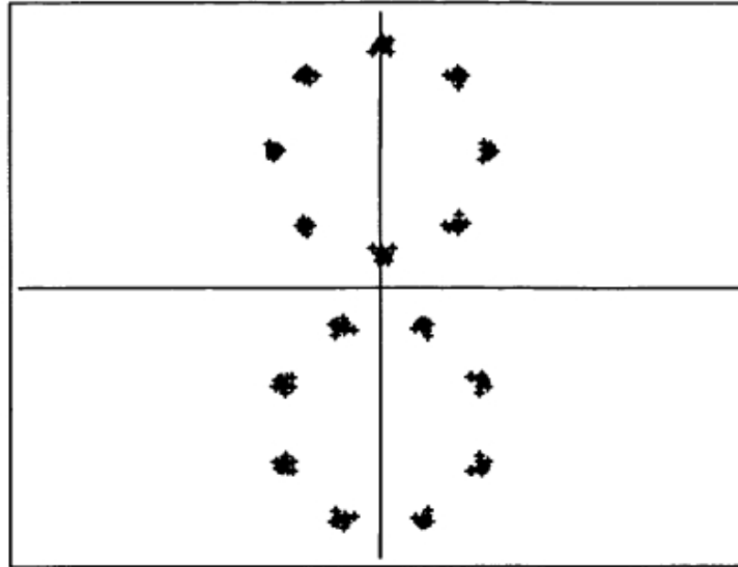


FIG.7c

Salida filtro adaptado

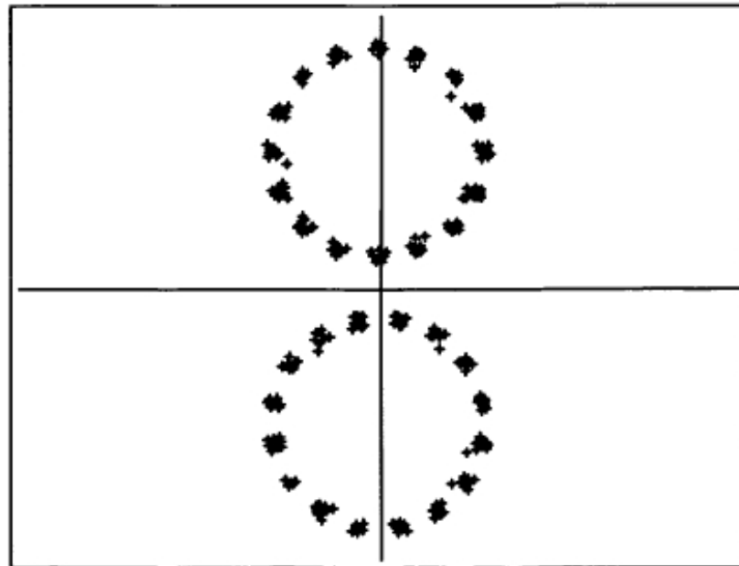


FIG.7d

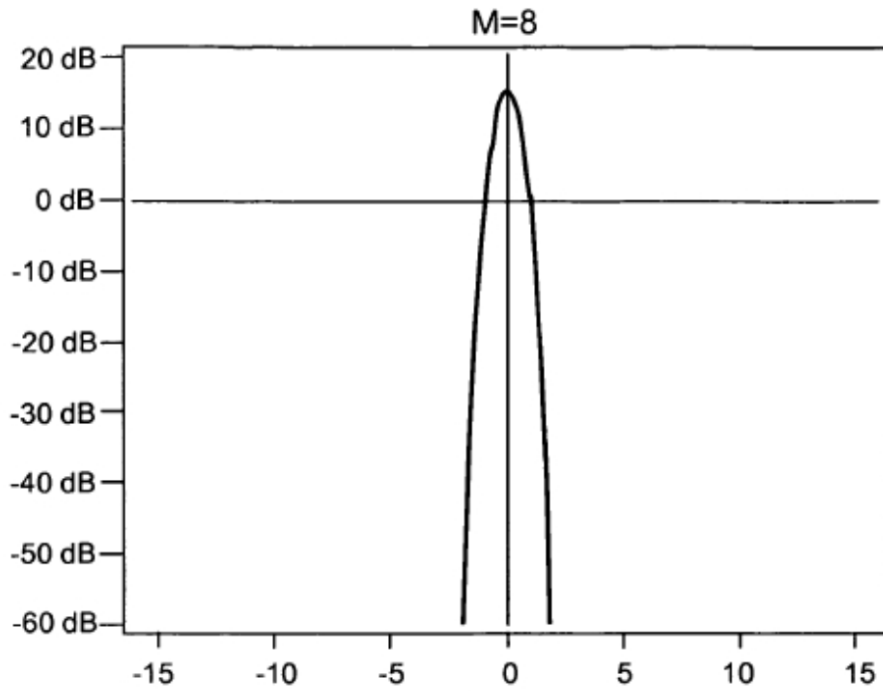


FIG.8

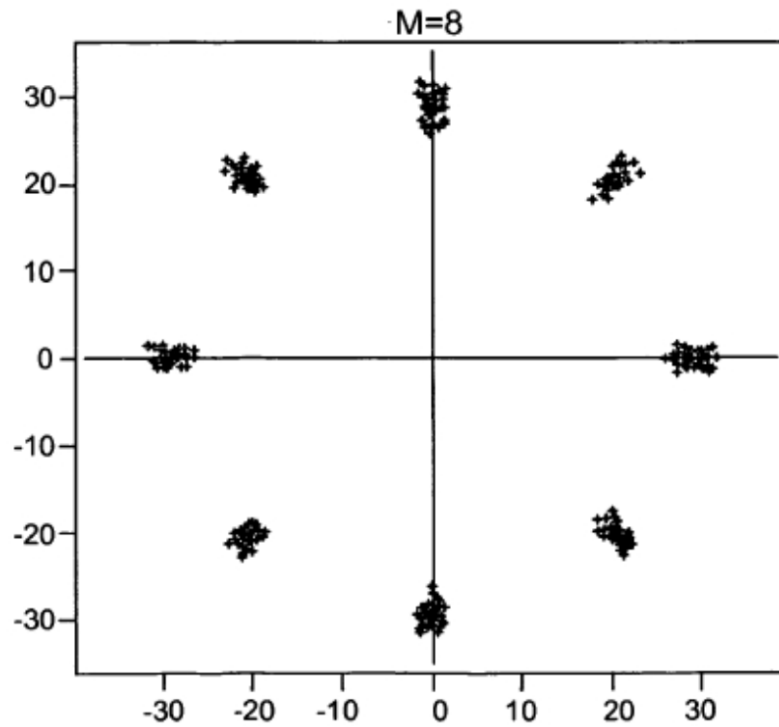


FIG.9