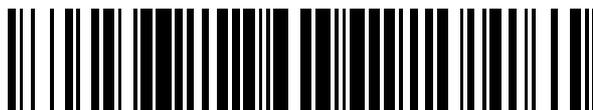


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 392 608**

51 Int. Cl.:

H04L 27/12 (2006.01)

H04L 27/20 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **09752190 .0**

96 Fecha de presentación: **17.11.2009**

97 Número de publicación de la solicitud: **2351305**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **03.08.2011**

54 Título: **Procedimiento de modulación multi-estado de fase continua y emisor que aplica dicho procedimiento**

30 Prioridad:

21.11.2008 FR 0806554

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:

12.12.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:

12.12.2012

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 2 392 608 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

Procedimiento de modulación multi-estado de fase continua y emisor que aplica dicho procedimiento

5 La invención se refiere a un procedimiento para la modulación de una información digital. Esta se refiere, por ejemplo, a las modulaciones de fase continua (CPM) y, en particular, a las modulaciones de frecuencia con envolvente constante más conocidas por la abreviatura « GMSK » (*Gaussian Minimum Shift Keying*) y tiene como objetivo permitir la supresión de la interferencia entre símbolos que se observa en la recepción de una señal modulada de acuerdo con la invención. Esta se aplica, por ejemplo, en el marco de transmisiones digitales en un sistema de telefonía celular. La invención también se refiere a un emisor de datos digitales que aplica el procedimiento de acuerdo con la invención.

10 De aquí en adelante en el documento, la expresión « Interferencia entre símbolos » se utiliza en referencia al fenómeno conocido por el experto en la materia que describe el hecho de que una muestra de señal recibida en un instante t no depende solo de un único símbolo emitido, sino también de otros símbolos vecinos.

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. La expresión « filtro adaptado », conocida por el experto en la materia, se utiliza en el texto que sigue para designar el filtro lineal óptimo que aplica un receptor que permite maximizar la relación señal ruido.

Se conoce, por ejemplo, un procedimiento de modulación de fase continua y de amplitud constante por el documento US 4 229 821 A.

20 En determinados sistemas de transmisión actuales, se prefiere la utilización de modulaciones de amplitud constante, por ejemplo unas modulaciones de fase o de frecuencia, ya que estas últimas permiten maximizar el alcance de dichos sistemas, la potencia de emisión siendo constante y máxima en ese caso. Es, por ejemplo, el caso del sistema de telefonía celular GSM (*Global System for Mobile communications*).

25 La tendencia actual de los sistemas de comunicación consiste en aumentar el flujo útil sin aumentar la anchura de banda de la señal emitida. Esto se puede hacer aumentando el número de bits de información transportados por un símbolo transmitido. En el caso de una modulación binaria, un símbolo transmitido solo lleva un bit de información, en el caso de una modulación con entre 4 y 8 estados, un símbolo transmitido lleva la información de 2 o 3 bits respectivamente.

30 Además, para superar las restricciones en el tamaño espectral de la señal transmitida, en particular su anchura de banda de frecuencia ocupada, así como las molestias que potencialmente causa a los canales adyacentes, es habitual utilizar unos procedimientos de modulación de fase continua como la modulación GMSK.

35 Los procedimientos ya mencionados, aunque eficaces, presentan como inconveniente que introducen una interferencia importante entre símbolos en la señal recibida. El símbolo recibido en el instante t se ve alterado al menos por sus símbolos vecinos emitidos en los instantes $t-1$ y $t+1$, lo que hace más difícil la decisión que debe ejecutar un receptor para determinar el estado inicial de dicho símbolo. Por ejemplo, en el caso de una modulación binaria, un símbolo puede adoptar 8 estados diferentes. El receptor deberá, por lo tanto, ejecutar una decisión entre estas 8 posibilidades para discriminar el bit correspondiente. La interferencia entre símbolos es más molesta y el receptor será más complejo cuanto mayor sea el número de estados posibles para un símbolo. Además, los procedimientos conocidos por el experto en la materia para demodular una señal transmitida de acuerdo con una modulación de fase continua de tipo GMSK presentan el inconveniente de ser complejos, ya que muy a menudo utilizan un ecualizador y un estimador de máxima verosimilitud conocidos por la abreviatura anglosajona « MLSE » (*Maximum Likelihood Sequence Estimator*) implementado, por ejemplo, a través de un algoritmo de Viterbi.

Por ello, la invención tiene por objeto un procedimiento de modulación de amplitud constante y fase continua de datos digitales de acuerdo con la reivindicación 1.

45 En una variante de realización, la etapa de combinación se ejecuta mediante un filtro de respuesta de impulso finita (RIF) con coeficientes $w(i)$, con i variando de 0 a K .

En otra variante de realización, la etapa de combinación se aplica mediante una memoria de solo lectura en la cual los valores de la secuencia transformada $b(n)$ se precálculan a partir de los valores posibles de la secuencia $a(n)$.

50 En otra variante de realización la respuesta a un impulso $h(t)$ del filtro que se utiliza para realizar la modulación de fase continua es una función gaussiana con una duración T y una desviación típica σ .

En otra variante de realización la modulación de fase continua que se utiliza es una modulación GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*).

La invención también tiene por objeto un emisor que se utiliza para transmitir unos datos modulados por medio de un procedimiento de modulación de fase continua y amplitud constante de acuerdo con la reivindicación 6.

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 de realización, que se da a título ilustrativo y en absoluto excluyente, al que se adjuntan unas figuras que representan:

- 5 > La figura 1, un ejemplo de modulador GMSK.
- > Las figuras 2a, 2b y 2c, un ejemplo de diferentes características de una modulación GMSK, la respuesta a un impulso de un filtro h(t), la función f(t) integral de h(t) y la variación de la fase de la señal modulada a lo largo del tiempo.
- > La figura 3, un ejemplo de dispositivo de demodulación diferencial de una señal modulada mediante una modulación GMSK de acuerdo con el estado de la técnica.
- 10 > Las figuras 4a, 4b y 4c, varios ejemplos de constelaciones obtenidas mediante la demodulación diferencial de una señal modulada con una modulación GMSK.
- > La figura 5, un ejemplo de dispositivo de demodulación coherente de una señal modulada con una modulación GMSK de acuerdo con el estado de la técnica.
- > Las figuras 6a y 6b, varios ejemplos de constelaciones obtenidas mediante la demodulación coherente de una señal modulada con una modulación GMSK de acuerdo con el estado de la técnica
- 15 > La figura 7, un ejemplo de dispositivo que aplica un procedimiento de modulación de acuerdo con la invención.
- > La figura 8, un ejemplo de realización de un procedimiento que permite determinar los parámetros de la modulación definida por el procedimiento de acuerdo con la invención.
- 20 > Las figuras 9a y 9b, un ejemplo de constelaciones obtenidas mediante la demodulación diferencial de una señal modulada por medio del procedimiento de acuerdo con la invención.
- > La figura 10, un ejemplo de constelaciones obtenidas mediante la demodulación coherente de una señal modulada por medio del procedimiento de acuerdo con la invención.
- > la figura 11, un ejemplo de espectro de frecuencia de la señal emitida por medio del procedimiento de acuerdo con la invención.
- 25

Para entender mejor el funcionamiento del procedimiento, la descripción comprende un recordatorio acerca del principio de modulación y de demodulación de las modulaciones de fase continua conocidas por el experto en la materia con el término anglosajón CPM (*Continuous Phase Modulation*). Las modulaciones CPM son una familia de modulaciones que habitualmente se utilizan para transmitir datos digitales, en particular en el ámbito de las comunicaciones inalámbricas. Al contrario que otros procedimientos de modulación en los que la fase de la señal modulada se ve sometida a unas transiciones abruptas, las modulaciones CPM permiten modular la fase de los símbolos transmitidos de forma continua.

La figura 1 ilustra un procedimiento de modulación de fase continua. Los datos binarios que hay que transmitir se transforman, en primer lugar, en símbolos a(n) por medio de una operación de correspondencia, 1, o *mapping* en inglés. Esta etapa permite asociar uno o varios bits a un símbolo que hay que transmitir. Los símbolos que se obtienen se pueden caracterizar por la representación en el plano complejo de su constelación. Si el símbolo a(n) transporta un bit de información, su constelación comprenderá dos estados, si transporta dos bits de información, su constelación comprenderá cuatro estados, y de manera general, si dicho símbolo transporta n bits de información, su constelación comprenderá 2ⁿ estados. Los símbolos a(n) se transmiten a través de una serie de impulsos de Dirac separados entre sí con un intervalo igual a T, donde T es la duración de un símbolo. El impulso de Dirac en el instante n se representa por el término a(n)δ(t-nT). La sucesión de impulsos de Dirac se filtra a continuación con un filtro de respuesta a un impulso definida por la función h(t), 2, y luego se transmite a un modulador de frecuencia, 3. El impulso h(t) se define en un intervalo LT, donde L es por lo general un entero superior o igual a 1. Los valores de este impulso son nulos fuera del intervalo [0, LT] y su integral entre 0 y LT vale 1. El modulador de frecuencia 3 suministra en la salida una señal S(t) que se puede representar mediante la siguiente fórmula, donde F₀ es la frecuencia de emisión:

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

En notación compleja y de forma más sintetizada, también se puede escribir:

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{ja(n) f(t - nT)}$$

50

La función f(t) representa la integral de h(t), que vale 0 para t negativo y 1 si t es superior a LT.

Las figuras 2a y 2b representan respectivamente un ejemplo de funciones h(t) y f(t) para L = 3, h(t) siendo un impulso gaussiano con una desviación típica de 0,35 T.

La figura 2c representa la variación de la fase de la señal $S(t)$ a lo largo del tiempo que es continua, lo que contribuye a concentrar el espectro de frecuencia de la señal emitida alrededor de la portadora.

La figura 3 esquematiza un procedimiento de demodulación diferencial conocido por el experto en la materia. Dicho procedimiento permite decidir cuáles son los valores de los símbolos $a(n)$ que se han emitido de forma más probable en la recepción de la señal $S(t)$. Dicha señal recibida $S(t)$, a la que se añade el ruido ligado a la transmisión, se filtra con un filtro adaptado a la señal 10. La función de ese filtro es maximizar la relación señal ruido en el momento en el que el receptor toma la decisión. El resultado de esta operación $X(t)$ se transmite a continuación a un módulo 11 que le aplica un retardo igual a la duración del símbolo T y seguidamente se transmite la señal retardada a un módulo 12 que calcula el conjugado de la señal compleja y suministra en la salida el resultado $X^*(t-T)$. A continuación los dos resultados $X(t)$ y $X^*(t-T)$ se multiplican juntos por medio de un módulo de multiplicación complejo 13. Por último, un módulo de toma de decisión 14 acoplado a un módulo de sincronización de la señal a ritmo de símbolo 15 permite determinar el valor del símbolo decidido $D(nT)$ que se recibe en el instante nT tras el muestreo de la señal.

Las figuras 4a, 4b y 4c representan las constelaciones de las señales $D(nT)$ que se obtienen tras la demodulación de una señal modulada con una modulación GMSK por medio del procedimiento que se describe en la figura 3 para unos símbolos transmitidos $a(n)$ que comprenden respectivamente 2, 4 y 8 estados. En ausencia total de interferencia entre símbolos, la constelación de dichos símbolos $D(nT)$ únicamente debería comprender 2, 4 u 8 puntos distribuidos de forma regular en un círculo centrado en el origen. Pero en la práctica no sucede así, incluso en el caso más simple de símbolos $a(n)$ que comprenden 2 estados, la constelación que se obtiene en la recepción presenta 6 puntos distintos (de los cuales 2 son de hecho dobles, lo que eleva en realidad el número de estados a 8). Para los ejemplos que corresponden a 4 u 8 estados, la decisión que permite determinar cuál es el símbolo emitido es difícil de tomar. Estos resultados muestran la complejidad intrínseca del esquema de modulación GMSK cuando se desea demodular la señal recibida por medio de un procedimiento simple. Esto también es válido para otras modulaciones de la misma familia en las que el impulso de frecuencia $h(t)$ no es gaussiano, por ejemplo un coseno alzado.

La figura 5 esquematiza un procedimiento de demodulación coherente conocido por el experto en la materia. Este procedimiento necesita conocer la fase de referencia de la portadora, con el fin de garantizar que una señal emitida con una fase dada la vea claramente el receptor con la misma fase. Necesita, por lo tanto, en lugar de la línea de retardo 11 de la figura 3, la utilización de un sistema de estimación de fase 20 que utiliza, por ejemplo, unos símbolos que se conocen a priori insertados en la señal modulada. El resto del esquema es similar al caso de la demodulación diferencial que se representa en la figura 3. En la salida se obtiene una señal demodulada $D(nT)$.

Las figuras 6a y 6b representan las constelaciones de la señal demodulada de acuerdo con el procedimiento que se esquematiza en la figura 5. La figura 6a esquematiza el caso de símbolos transmitidos que comprenden 4 estados, la figura 6b corresponde al caso de 8 estados. Existen, de hecho, dos constelaciones distintas, según la paridad del símbolo actual, es la razón por la que cada figura representa dos constelaciones. Se puede extraer la misma conclusión que en el caso de la demodulación diferencial, las constelaciones que se obtienen comprenden un número importante de estados muy superiores a 4 (respectivamente 8), la toma de decisión acerca de los símbolos recibidos resulta difícil de llevar a cabo.

La figura 7esquematiza un ejemplo de realización del procedimiento de acuerdo con la invención en el cual el procedimiento de modulación GMSK que se describe en la figura 1 se retoma y se modifica de la siguiente manera:

- Se memorizan los símbolos $a(n)$ en una línea de retardo 30 que comprende K células, K siendo un entero positivo no nulo. En el instante nT , T representando la duración de un símbolo transmitido, los valores disponibles en la línea de retardo son $a(n-i)$, con i variando de 0 a K .
- Los $K+1$ valores disponibles se suministran en la entrada de un sistema de combinación 31 que genera en la salida unas muestras $b(n)$ que se obtienen mediante una combinación adecuada de los valores $a(n-i)$, i variando de 0 a K . Dichas muestras $b(n)$ se producen al ritmo de símbolo, y van a sustituir a los símbolos $a(n)$ en el esquema original. A continuación se filtran con el filtro $h(t)$, 32, y se modulan con el modulador de frecuencia 33.

En una variante de realización, el sistema de combinación 31 es un filtro de respuesta de impulso finita (RIF), simétrico. El valor de $b(n)$ se obtiene entonces mediante la combinación lineal de los valores $a(n)$ de acuerdo con la siguiente fórmula:

$$b(n) = \sum_{i=0}^K w(i)a(n-i) \quad \text{con} \quad w(K-p) = w(p)$$

donde los valores $w(i)$ son los coeficientes de dicho filtro, p es un entero que toma unos valores comprendidos entre 0 y $K/2$, y K corresponde al valor del retardo que se ha definido con anterioridad.

En otra variante de realización, el sistema de combinación 31 es una memoria de solo lectura que contiene un conjunto limitado de valores $b(n)$. En cada secuencia $[a(n) \dots a(n-K)]$ está asociado a un valor precalculado de $b(n)$

almacenado en dicha memoria de solo lectura. Esta variante de realización tiene como ventaja que no realiza el cálculo de filtrado en tiempo real.

La figura 8 describe un diagrama sinóptico de un sistema que permite determinar los coeficientes del filtro $w(i)$ que aplica el procedimiento de acuerdo con la invención. Dicho filtro 40 se inicializa al fijar, por ejemplo, sus coeficientes de tal modo que:

$$w(0) = 1 \text{ y } w(i) = 0 \text{ para todo } i \text{ diferente de } 0.$$

Una secuencia de símbolos $D(n)$, generada de forma aleatoria se suministra en la entrada de dicho filtro 40. Dichos símbolos se crean, a su vez, a partir de una secuencia binaria a la cual se aplica un regla de correspondencia como la que se describe en la figura 1 con el fin de generar unos símbolos que transportan uno, dos, tres o más de forma general N bits. A esta secuencia se le asocia una constelación con la referencia 41 que comprende un número de estados que se definen por el número de bits de información que transporta el símbolo. A título de ejemplo, para unos símbolos que transportan dos bits de información, la constelación de referencia comprenderá cuatro estados para los símbolos que se transmiten en el instante k y cuatro estados más desfasados de $\pi/4$ para los símbolos que se transmiten en el instante $k+1$.

La secuencia de símbolos $D(n)$ se filtra, por lo tanto, por medio del filtro 40 y luego se transmite a un modulador 42 que puede ser, por ejemplo, un modulador GMSK definido por su respuesta a un impulso $h(t)$ con una longitud T y una desviación típica σ , tal y como se ha descrito con anterioridad en la figura 2a. La señal generada $S(t)$ se suministra a continuación a un módulo 43 de cálculo del espectro de frecuencia de dicha señal y seguidamente a un módulo 44 de cálculo del filtro adaptado que da en la salida la respuesta al impulso de dicho filtro. A continuación este se pone en marcha mediante el dispositivo 45 que filtra la señal $S(t)$ para obtener una secuencia recibida demodulada R . Una etapa 46 permite a continuación calcular la constelación de la secuencia recibida R que se va a comparar con la constelación de referencia 41. Esta comparación se realiza por medio de la etapa 47 a través, por ejemplo, de un cálculo del error cuadrático medio E entre los símbolos de la constelación 41 y los de la constelación 47:

$$E = \sum_{k=0}^N (s_k - e_k)^2$$

donde S_k es el símbolo recibido en el instante k de la secuencia R y e_k el símbolo de la constelación de referencia 41 más cercano en distancia a S_k .

A continuación se toma en consideración el valor de error cuadrático medio E obtenido con el fin de modificar los coeficientes $w(i)$ del sistema de combinación 40 mediante la siguiente fórmula:

$$w(i) = w(i) \pm \delta w, \text{ donde } \delta w \text{ es un parámetro que permite ajustar la velocidad de}$$

donde δw es un parámetro que permite ajustar la velocidad de convergencia del sistema.

Esta operación se realiza para cada coeficiente $w(i)$ de manera independiente y se reitera mientras el valor de E no haya alcanzado un valor mínimo E_{\min} que indica que la constelación 46 de la señal recibida está conforme a la constelación de referencia 41 buscada o, en su defecto, a la más cercana posible. La función de cálculo de los coeficientes $w(i)$ tiene, por lo tanto, por objeto minimizar la relación señal ruido entre los símbolos que genera el procedimiento de acuerdo con la invención y los símbolos de la constelación de referencia 41.

El procedimiento de modulación de acuerdo con la invención que se describe en las figuras 7 y 8 permite utilizar unos receptores conocidos del estado de la técnica como los que se describen en las figuras 3 y 5 para demodular la señal recibida.

Las figuras 9a y 9b muestran las constelaciones finales que se obtienen tras la demodulación diferencial de una señal modulada por medio del procedimiento de acuerdo con la invención. Se consideran los casos que corresponden a unas modulaciones con 4 y 8 estados respectivamente. La etapa de decisión que permite encontrar los símbolos emitidos se ve claramente facilitada ya que el número de estados de la constelación se reduce de forma considerable con respecto a las figuras 4b y 4c.

Del mismo modo, los resultados que se refieren a una demodulación coherente de una señal modulada por medio del procedimiento de acuerdo con la invención se representan en la figura 10 para el caso que corresponde a 8 estados posibles para un símbolo transmitido inicialmente. Aquí también, el proceso de decisión se ve facilitado, la relación señal ruido intrínseco de la constelación es del orden de 20dB, lo que es suficiente más aun cuando los diagramas de dispersión están orientados del tal modo que se minimice el error en la fase, lo que representa una clara ventaja en la demodulación diferencial.

5 El espectro de frecuencia de la señal emitida también se representa en la figura 11, este presenta la ventaja de no tener lóbulos secundarios claros, lo que sí sería el caso con un procedimiento de modulación de fase continua tradicional. Además, el impulso de frecuencia gaussiana que se utiliza para realizar el modulador GMSK presenta la ventaja de tener un espectro de frecuencia que decrece con rapidez y de forma continua, lo que minimiza la influencia sobre los canales adyacentes.

10 El procedimiento y el sistema de acuerdo con la invención presentan la ventaja de suprimir prácticamente cualquier interferencia entre símbolos en la recepción de la señal modulada. Este aspecto es importante ya que permite utilizar unos receptores simplificados con respecto a los sistemas que se aplican para demodular una señal modulada mediante una modulación de fase continua de tipo GMSK. En efecto, una técnica conocida por el experto en la materia y que se utiliza de forma habitual consiste en aplicar un algoritmo de estimación de máxima verosimilitud para determinar qué símbolo se ha emitido, este tipo de algoritmo es difícil de aplicar, el procedimiento de acuerdo con la invención permite prescindir de este.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de modulación de amplitud constante y fase continua de datos digitales, dichos datos siendo unos símbolos complejos que transportan al menos un bit de información y cuya constelación teórica comprende un número de estados N al menos igual a dos, que comprende al menos las siguientes etapas:

- 5 ➤ recuperar los símbolos $a(n)$ de datos digitales que hay que transmitir, dichos símbolos de datos presentándose en forma de una secuencia de símbolos;
- aplicar a dichos símbolos $a(n)$ un retardo con una duración K (30) con el fin de obtener una secuencia de símbolos retardados;
- 10 ➤ aplicar a la secuencia de símbolos retardados una etapa de combinación (31) que suministra en su salida una secuencia transformada $b(n)$ que se obtiene mediante la combinación de dichos símbolos retardados entre sí y ponderados mediante unos coeficientes $w(i)$;
- modular la secuencia de símbolos $b(n)$ mediante un procedimiento de modulación de fase continua compuesto por un filtro (32) de respuesta a un impulso $h(t)$ y de un modulador de frecuencia (33) con el fin de obtener una secuencia de símbolos modulados,

15 dicho procedimiento **caracterizándose porque** dichos coeficientes $w(i)$ se obtienen mediante las siguientes etapas:

- Inicializar los coeficientes $w(i)$ tales que $w(0) = 1$ y $w(i) = 0$, para todo i diferente de 0.
- Generar una secuencia de N símbolos de datos complejos e_k y su constelación (41) asociada formando una constelación de referencia.
- 20 ➤ Filtrar dicha secuencia de N símbolos a través de la etapa de combinación (40).
- Aplicar una modulación de fase continua (42) al resultado anterior permitiendo generar una señal modulada $S(t)$.
- Calcular el espectro de frecuencia de la señal modulada $S(t)$ (43).
- A partir de dicho espectro, calcular el filtro adaptado a la señal modulada $S(t)$ (44).
- 25 ➤ Realizar el filtrado adaptado de la señal modulada $S(t)$ (45) por medio de dicho filtro adaptado para obtener una secuencia de R símbolos S_k demodulados.
- Determinar la constelación (46) en el plano complejo de la secuencia R de símbolos S_k que se obtiene tras el filtrado adaptado.
- Calcular el error cuadrático medio (47) entre la constelación de referencia (41) y la constelación (46) de los símbolos S_k recibidos.
- 30 ➤ Para cada coeficiente $w(i)$, aumentar o reducir el valor de una constante δw dada y reiterar el conjunto de las etapas anteriores mientras el error cuadrático medio no haya alcanzado un valor mínimo E_{min} dado.

2. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1 **que se caracteriza porque** la etapa de combinación la ejecuta un filtro de respuesta de impulso finita (RIF) con coeficientes $w(i)$, con i variando de 0 a K .

35 3. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1 **que se caracteriza porque** la etapa de combinación la lleva a cabo una memoria de solo lectura en la cual los valores de la secuencia transformada $b(n)$ se precálculan a partir de los valores posibles de la secuencia $a(n)$.

4. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, **que se caracteriza porque** la respuesta a un impulso $h(t)$ del filtro (32) que se utiliza para realizar la modulación de fase continua es una función gaussiana con una duración T y una desviación típica σ .

40 5. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, **que se caracteriza porque** la modulación de fase continua que se utiliza es una modulación GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*).

6. Emisor adaptado para transmitir unos datos modulados por medio de un procedimiento de modulación de fase continua y amplitud constante, los datos presentándose en forma de una secuencia de símbolos complejos que transportan al menos un bit de información y cuya constelación teórica comprende un número de estados N al menos igual a dos, dicho emisor comprendiendo al menos los siguientes elementos:

- una línea de retardo (30) que comprende K celdas que producen en la salida una secuencia de símbolos retardados;
- un sistema de combinación (31) de coeficientes $w(i)$ adaptado para ejecutar una combinación de los símbolos retardados entre sí y ponderados por unos coeficientes $w(i)$ con el fin de producir una nueva secuencia de símbolos $b(n)$;
- 50 ➤ un sistema de modulación de fase continua que comprende un filtro (32) y un modulador de frecuencia (33) y que modula la secuencia de símbolos $b(n)$ con el fin de obtener una secuencia de símbolos modulados,

dicho emisor **caracterizándose porque** dichos coeficientes $w(i)$ se obtienen mediante las etapas de cálculo siguientes:

- 55 ➤ Inicializar los coeficientes $w(i)$ tales que $w(0) = 1$ y $w(i) = 0$, para todo i diferente de 0.
- Generar una secuencia de N símbolos de datos complejos e_k y su constelación (41) asociada formando una

- constelación de referencia.
- Filtrar dicha secuencia de N símbolos a través de la etapa de combinación (40).
 - Aplicar una modulación de fase continua (42) al resultado anterior permitiendo generar una señal modulada $S(t)$.
- 5
- Calcular el espectro de frecuencia de la señal modulada $S(t)$ (43).
 - A partir de dicho espectro, calcular el filtro adaptado a la señal modulada $S(t)$ (44).
 - Realizar el filtrado adaptado de la señal modulada $S(t)$ (45) por medio de dicho filtro adaptado para obtener una secuencia de R símbolos S_k demodulados.
- 10
- Determinar la constelación (46) en el plano complejo de la secuencia R de símbolos S_k que se obtiene tras el filtrado adaptado.
 - Calcular el error cuadrático medio (47) entre la constelación de referencia (41) y la constelación (46) de los símbolos S_k recibidos.
 - Para cada coeficiente $w(i)$, aumentar o reducir el valor de una constante δw dada y reiterar el conjunto de las etapas anteriores mientras el error cuadrático medio no haya alcanzado un valor mínimo E_{min} .
- 15
7. Emisor de acuerdo con la reivindicación 6 **que se caracteriza porque** dicho sistema de combinación (31) es un filtro de respuesta de impulso finita (RIF) con coeficientes $w(i)$, para i variando de 0 a K .
8. Emisor de acuerdo con una de las reivindicaciones 6 o 7 **que se caracteriza porque** dicho sistema de combinación (31) es una memoria de solo lectura en la cual los valores de la secuencia transformada $b(n)$ se precalculan a partir de los valores posibles de la secuencia $a(n)$.
- 20
9. Emisor de acuerdo con una de las reivindicaciones 6 a 8 **que se caracteriza porque** el filtro (32) que se utiliza para realizar la modulación de fase continua tiene una respuesta a un impulso $h(t)$ que es una función gaussiana con una duración LT y una desviación típica σ .
10. Emisor de acuerdo con una de las reivindicaciones 6 a 9 **que se caracteriza porque** el sistema de modulación que se utiliza es un sistema de modulación GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*).

25

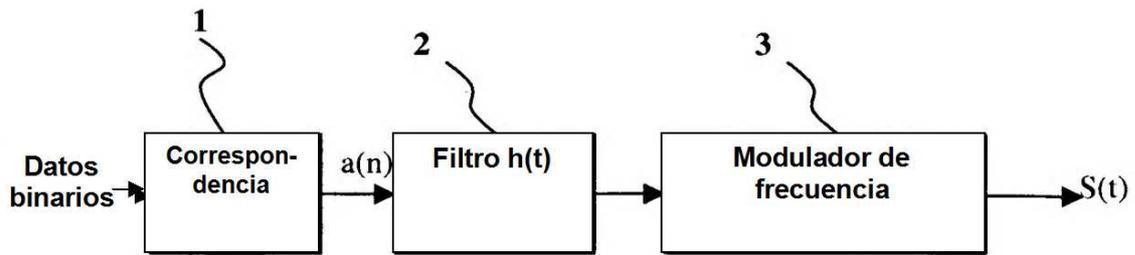


FIG.1

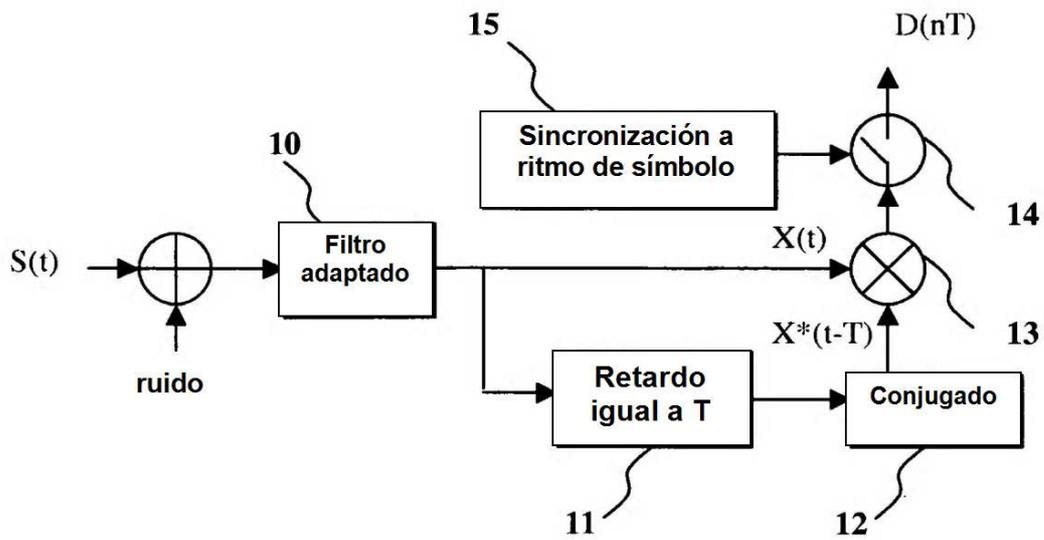


FIG.3

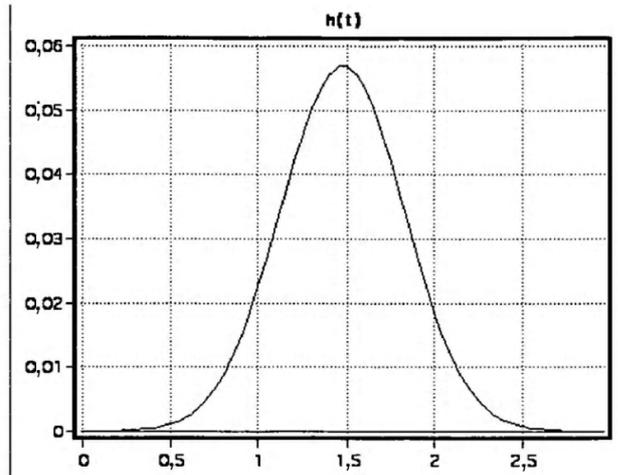


FIG.2a

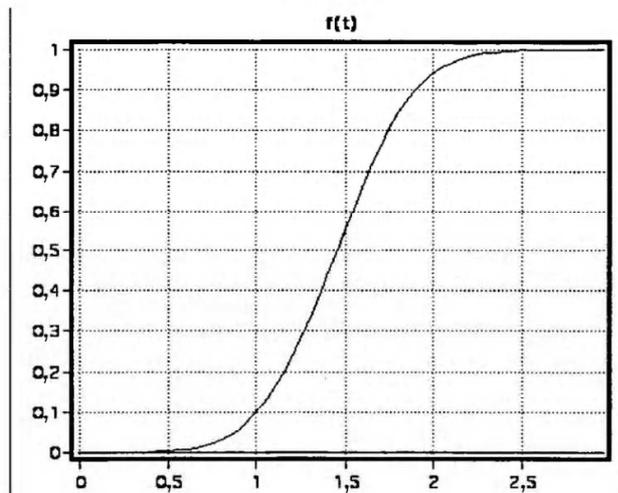


FIG.2b

Fase actual

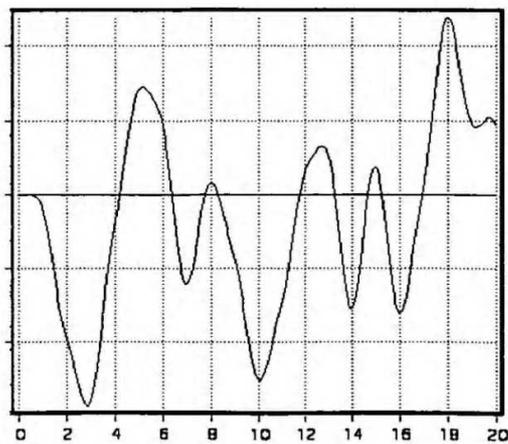


FIG.2c

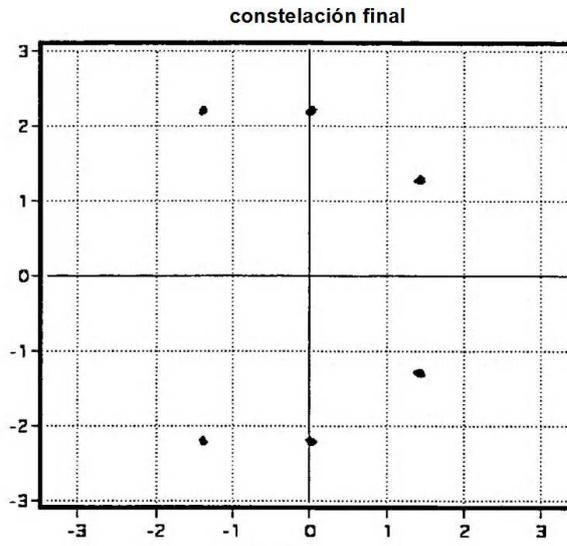


FIG.4a

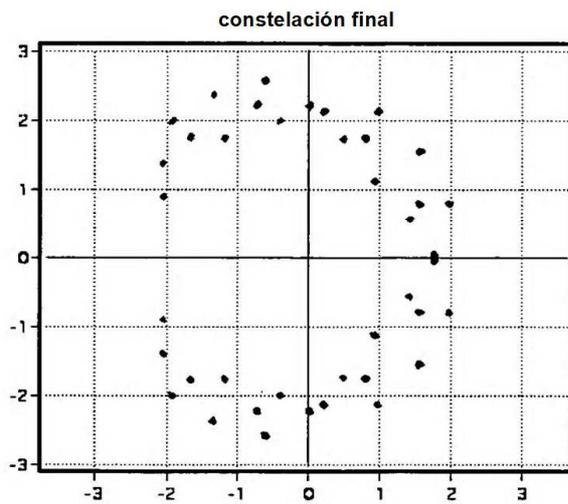


FIG.4b

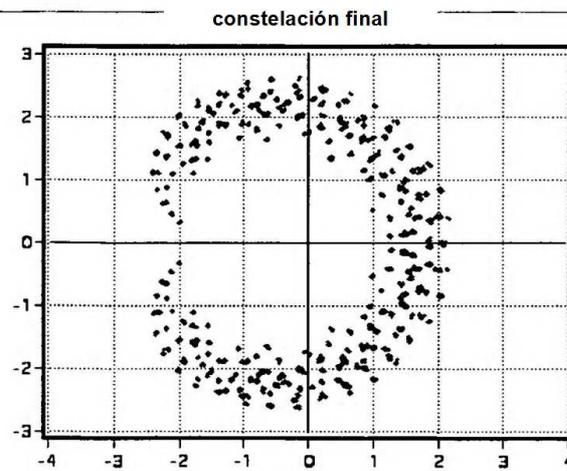


FIG.4c

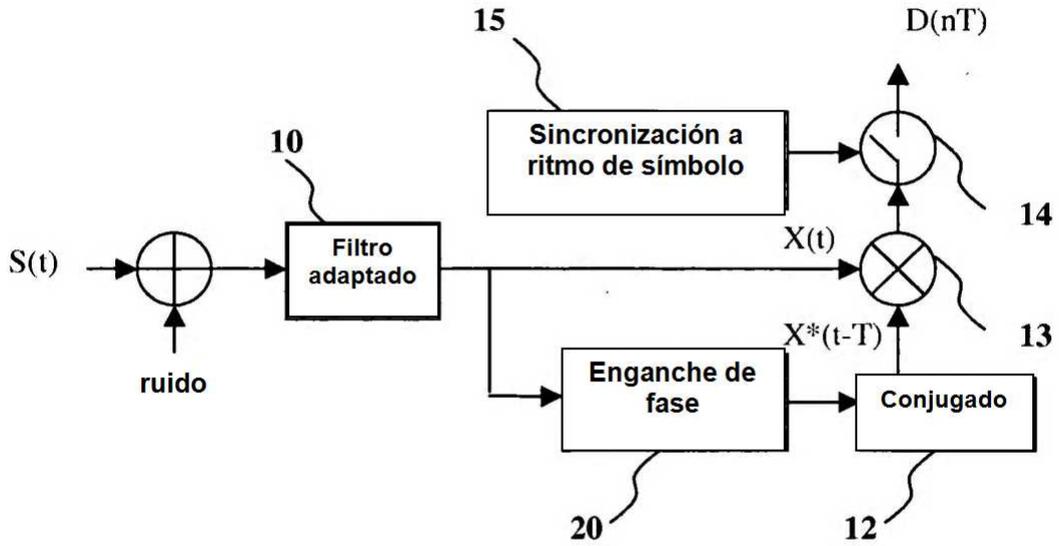


FIG.5

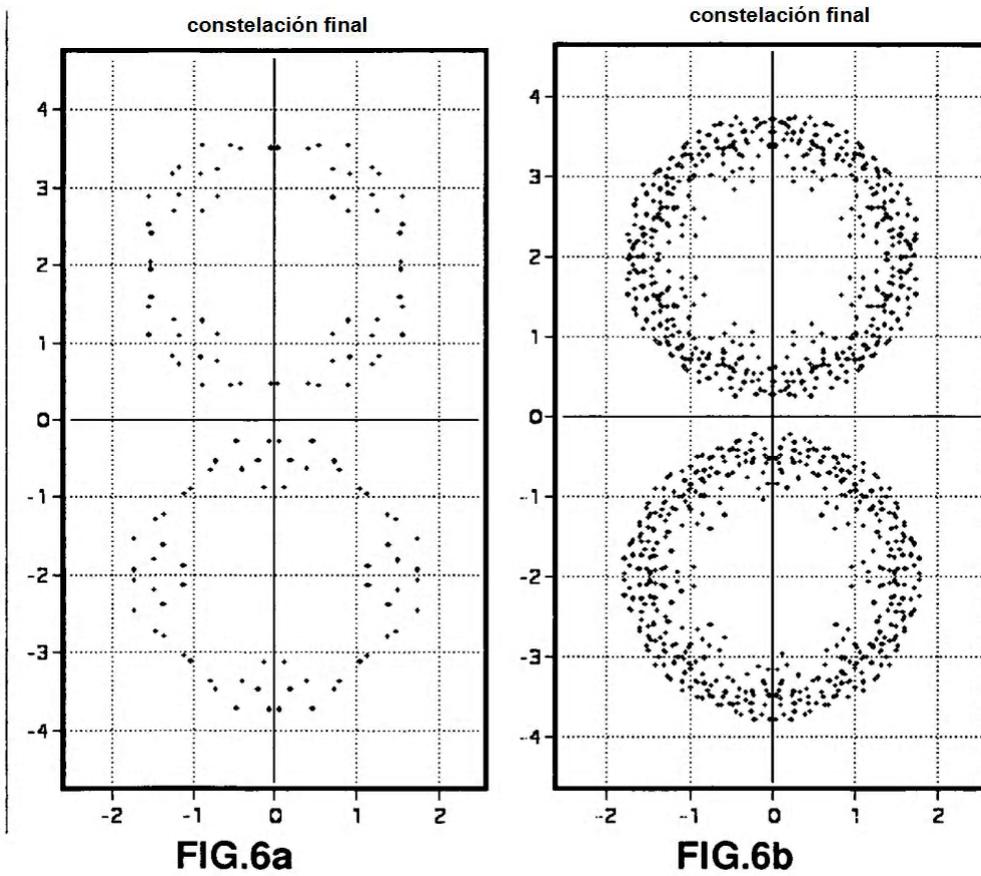


FIG.6a

FIG.6b

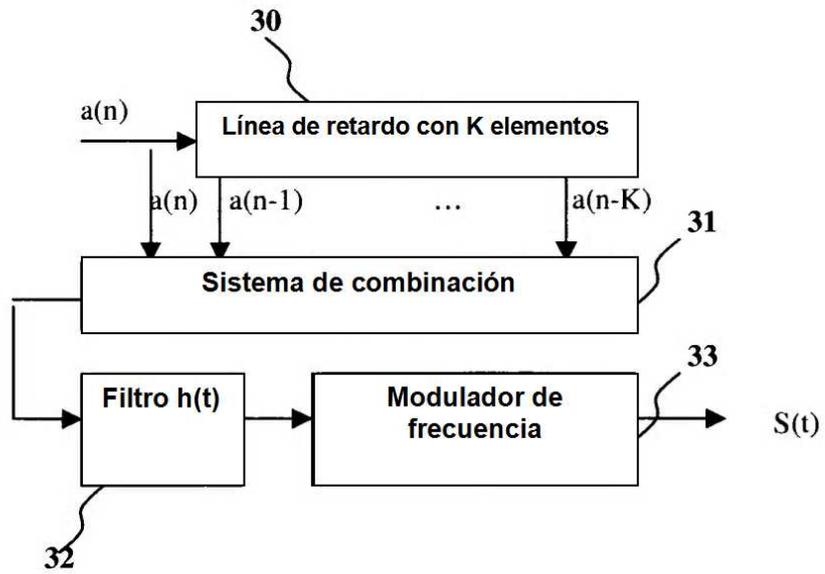


FIG.7

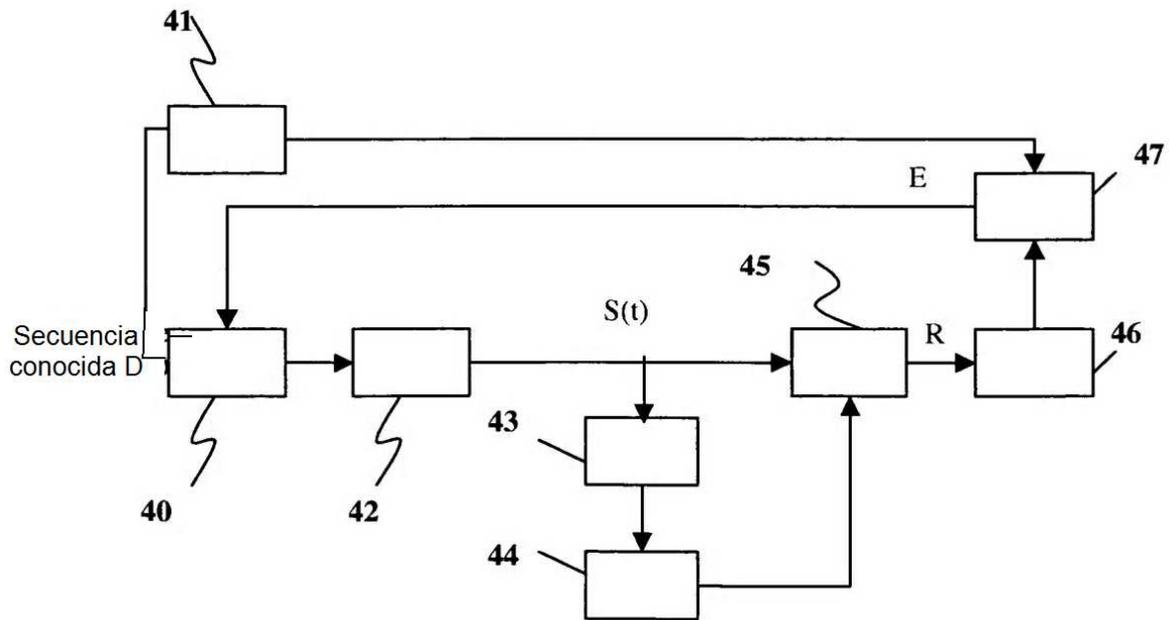


FIG.8

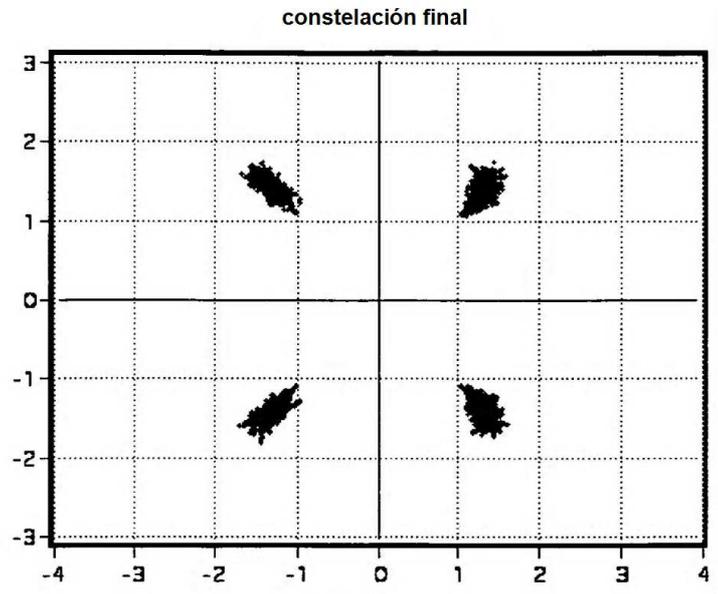


FIG.9a

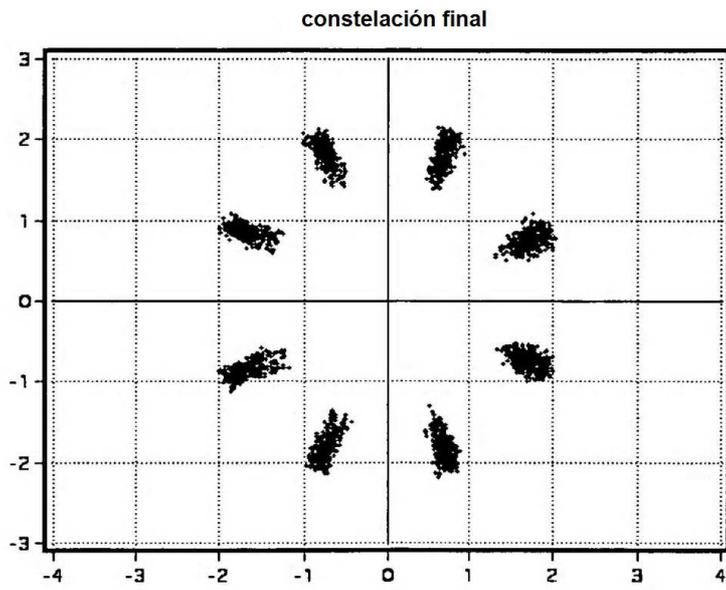


FIG.9b

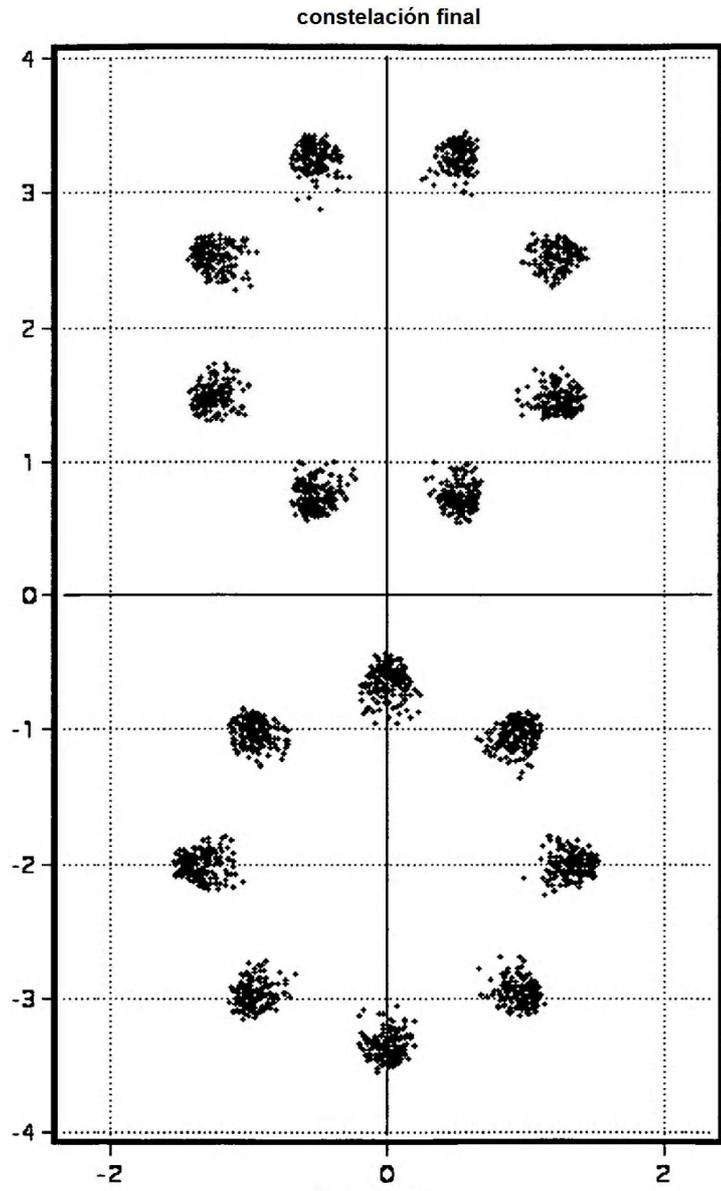


FIG.10

GMSK Multi-Estado

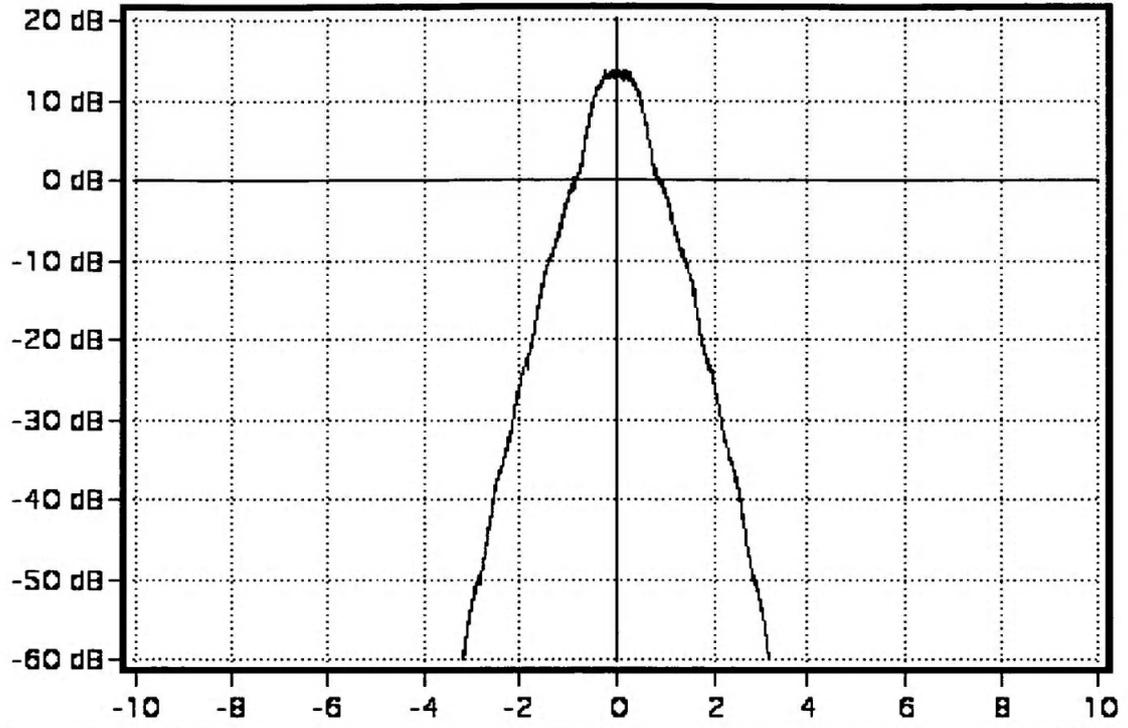


FIG.11