

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 379 583**

51 Int. Cl.:

H04L 7/02 (2006.01)

H04L 27/22 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **09757412 .3**

96 Fecha de presentación: **26.05.2009**

97 Número de publicación de la solicitud: **2301184**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **30.03.2011**

54 Título: **Procedimiento de seguimiento de la fase de una señal modulada mediante modulación de fase continua y dispositivo de sincronización que implementa el procedimiento**

30 Prioridad:
06.06.2008 FR 0803171

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
27.04.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
27.04.2012

73 Titular/es:
THALES
45, rue de Villiers
92200 Neuilly-sur-Seine, FR

72 Inventor/es:
KOZLOVSKY, Nicolas;
POLAERT, Jean y
KIJEWSKI, Martial

74 Agente/Representante:
Carpintero López, Mario

ES 2 379 583 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 seguimiento de la fase de una señal modulada mediante modulación de fase continua y dispositivo de sincronización que implementa el procedimiento

5 La presente invención se refiere a un procedimiento de seguimiento de la fase de una señal modulada mediante modulación de fase continua y a un dispositivo de sincronización que implementa el dispositivo. Esta también se aplica, en particular, al campo de las comunicaciones digitales.

10 En un sistema de comunicaciones digitales, un transmisor emite una señal hacia un receptor por medio de un canal de transmisión. La señal se modula, es decir hace que las características de una onda portadora varíen de tal modo que transporte información (habitualmente se representa por medio de símbolos binarios '0' y '1'). En el caso de una modulación de fase, la información útil se transmite haciendo variar la fase de la señal a transmitir. El receptor tendrá como objetivo demodular la señal, es decir detectar las variaciones de la fase de la señal que se recibe. Las modulaciones de fase continua (CPM por « Continuous Phase Modulation » en inglés) forman una familia particular de las modulaciones de fase para las que las variaciones de la fase de la señal se realizan de manera continua de un símbolo a otro. Para otros tipos de modulaciones de fase como los M-PSK (modulación con M estados de fase, PSK significando « Phase Shift Keying » en inglés), se puede observar entre dos símbolos unas variaciones importantes de la fase de la señal. Estas tienen, como consecuencia, una ampliación del espectro, es decir de la banda que ocupa la señal. En lo que se refiere a las modulaciones continuas de fase, debido al hecho de que inducen una variación continua de la fase de la señal, estas permiten obtener un buen rendimiento en términos de eficiencia espectral.

20 La modulación GMSK, por « Gaussian Minimum Shift Keying » en inglés, es una modulación que pertenece a la familia de las modulaciones de fase continua. Esta se caracteriza porque utiliza un filtro gaussiano que emplea para filtrar los datos antes de modular la onda portadora. Este filtro tiene el efecto de hacer que las transiciones de fase de un símbolo al otro sean más progresivas que, por ejemplo, en el caso de una modulación MSK (« Minimum Shift Keying »). Las características de esta modulación permiten utilizar de manera eficaz el amplificador de potencia en el lado del transmisor ya que este puede trabajar en zona de saturación. Estas propiedades hacen que la modulación GMSK esté especialmente adaptada para las transmisiones por satélite. A título de ejemplo, un futuro sistema de navegación y de recogida de datos por satélite utilizará esta modulación asociada a un codificador convolutivo con una tasa de rendimiento $\frac{1}{2}$.

30 Para que un sistema de telecomunicaciones funcione de forma correcta es necesario sincronizar el receptor con la señal recibida. En efecto, si esto no sucede, los resultados en la recepción se verán degradados por un aumento, en particular, de la tasa de error binario. Incluso si el transmisor y el receptor tienen sus relojes internos sincronizados en la inicialización de la comunicación, esta situación puede cambiar a lo largo del tiempo. Tomando como ejemplo las telecomunicaciones inalámbricas, cuando el transmisor y el receptor están en movimiento relativo uno respecto del otro, el efecto Doppler introduce una desviación de frecuencia y tiempo en la señal recibida. La pérdida de sincronización también tiene otras causas, como los defectos de los osciladores que utilizan el transmisor y el receptor. Es, por lo tanto, necesario, a la hora de diseñar un sistema de telecomunicaciones, considerar este aspecto y utilizar unos algoritmos de sincronización eficaces. Una manera de estimar la fiabilidad de estos algoritmos es comparar sus resultados de estimación en la cota de Cramer-Rao. Esta cota indica la mayor precisión que se puede obtener mediante un estimador.

40 Los procedimientos habituales de sincronización de señales que utilizan una modulación de fase continua, como las modulaciones MSK o GMSK, utilizan en particular estos dos tipos de métodos.

45 El primer método se denomina NDA (por « non data aided » en inglés) y se deriva del procedimiento descrito por Rudi de Buda en su artículo « Coherent Demodulation of Frequency-Shift Keying With Low Deviation Ratio » (IEEE transactions on communications, junio de 1972). Por ejemplo, la modulación GMSK con $B \cdot T_s = 0,5$, $B \cdot T_s$ siendo el producto de la banda de la señal y del periodo de símbolo, se puede considerar como un caso particular de la modulación FSK con dos frecuencias F_1 y F_2 . El método se basa en la elevación al cuadrado de la señal modulada y permite recuperar una raya en la frecuencia $2 \cdot F_1$ y una raya en la frecuencia $2 \cdot F_2$. A partir de estas 2 rayas se puede recuperar una señal de portadora y un reloj de ritmo. El fallo de este procedimiento es que con una baja relación E_s/N_0 (relación entre la energía de símbolo y la densidad espectral de potencia del ruido en la recepción) y debido al hecho de elevar al cuadrado, el ruido de fase se encuentra a un nivel muy elevado, lo que obliga al empleo de bucles de enganche de fase con una banda de bucle reducido a algunos hercios, lo que es incompatible con la evolución de la desviación debida al efecto Doppler en el caso, por ejemplo, de una señal recibida mediante un receptor de satélite.

55 El segundo método habitual consiste en emplear una sub-portadora piloto o bien una secuencia piloto. El empleo de una sub-portadora durante la transmisión de los datos hace que el transmisor sea más complicado y ya no permite que el transmisor funcione con saturación de su amplificador de potencia. Por esta razón, para una potencia de alimentación dada, se dispone de menos potencia útil para la transmisión de los datos a causa de la presencia de la sub-portadora que suprime esta potencia útil y a causa de la necesaria disminución de potencia del transmisor para generar la señal útil y la sub-portadora sin intermodulaciones molestas. La disminución de potencia de un transmisor

es un procedimiento que consiste en emplear su amplificador de potencia reducido, o desplazado, al nivel de entrada para que funcione en una zona casi lineal.

5 El documento FR 2 845 546 describe un procedimiento y un dispositivo para un estimador de desviaciones de fase y de frecuencia combinado para una transmisión MPSK, en los que el intervalo de observaciones total se divide en sub-intervalos y a continuación se despliega para suprimir la discontinuidad en la estimación de fase calculada. La desviación de fase se calcula a continuación promediando las estimaciones de fases desplegadas mientras que la desviación de frecuencia se calcula promediando las diferencias entre las estimaciones de fases desplegadas adyacentes.

CITA DE LAS REIVINDICACIONES

- 10 Para ello, la invención tiene por objeto un procedimiento de seguimiento de la fase de una señal modulada mediante una modulación de fase continua con M estados, muestreada de tal modo que se obtengan al menos dos muestras por periodo de símbolo y tratada por porción de N símbolos, dicho procedimiento caracterizándose porque:
- se determina un vector complejo $V(n)$ representativo del estado de amplitud y de fase de la señal recibida para cada periodo de símbolo con una desviación de un medio periodo de símbolo con respecto al ritmo de símbolo del receptor;
 - 15 – se realiza una medición de nivel para cada periodo de símbolo sobre la parte real o imaginaria de dos muestras complejas $U(n)$ y $U(n-1)$ distribuidas con una desviación prácticamente de un medio periodo de símbolo a ambos lados del instante de estimación del vector complejo $V(n)$;
 - los vectores complejos $V(n)$ se asocian para cada periodo de símbolo a uno de los M puntos de la constelación de la modulación de fase continua mediante una función de correspondencia que toma a la entrada los niveles de las muestras $U(n)$ y $U(n-1)$ y que permite encontrar el punto más próximo de la constelación;
 - 20 – se calcula una estimación media de la desviación de la fase en un periodo de N símbolos para cada uno de los puntos de los M puntos de la constelación de la modulación de fase continua diferenciando entre la estimación media de la fase de la señal y el valor de fase teórico asociado a cada punto de la constelación de la modulación de fase continua;
 - 25 – se calcula una estimación absoluta de la desviación de la fase en un periodo de N símbolos haciendo la media de las estimaciones medias de la desviación de la fase asociadas a cada uno de los M puntos de la constelación de la modulación de fase continua;
 - 30 – se calcula una estimación diferencial de la desviación de la fase en un periodo de N símbolos haciendo la media de las diferencias de desviaciones de fase medias entre puntos consecutivos de la constelación.

Una variante de este procedimiento se caracteriza porque la función de correspondencia que permite asociar los vectores complejos $V(n)$ a uno de los M puntos de la constelación de la modulación de fase continua comprende una tabla de verdad que se basa en el resultado de la proyección de las muestras complejas $U(n)$ y $U(n-1)$ sobre el eje real o imaginario después de haber determinado un valor en función del nivel detectado, es decir '+1' para un nivel de proyección superior a 0 y '-1' para un nivel de proyección inferior a 0, y haciendo corresponder uno de los M símbolos de la constelación con un par de '-1/+1' calculado para cada par de muestras $U(n)$ y $U(n-1)$.

40 Una variante de este procedimiento se caracteriza porque la señal recibida se ecualiza en frecuencia antes de la estimación de los vectores complejos $V(n)$.

Una variante de este procedimiento se caracteriza porque la señal recibida se ecualiza antes del tratamiento de las muestras $U(n)$ y $U(n-1)$ utilizando un filtro adaptativo.

45 Una variante de este procedimiento se caracteriza porque sobre la duración del periodo de tratamiento de N símbolos y para cada punto de la constelación, se calcula un vector complejo medio ($V_i(n)$) por medio de los vectores $V_i(n)$ asociados a cada uno de los puntos i de dicha constelación.

Una variante de este procedimiento se caracteriza porque el argumento de los vectores complejos medios ($V_i(n)$) asociados a cada uno de los M puntos de la constelación se compara con el argumento teórico del punto asociado de la constelación y lleva a una estimación de la desviación media de la fase para cada uno de los M puntos de la constelación.

50 La invención también tiene por objeto un procedimiento de sincronización de una señal modulada mediante una modulación de fase continua con M estados que se caracteriza porque este utiliza el procedimiento de seguimiento y porque:

- la fase de la señal recibida se corrige parametrizando un bucle de enganche de fase con la estimación absoluta de la desviación de fase que se deduce de la aplicación del procedimiento;
- 55 – el ritmo de símbolo del receptor se corrige parametrizando un filtro pasa-todo con retardo programable con un valor de retardo temporal calculado por medio de la estimación diferencial de desviación de fase que se deduce de la aplicación del procedimiento.

Una variante de este procedimiento se caracteriza porque el valor de retardo temporal utilizado para el seguimiento del ritmo símbolo se calcula utilizando un método de tipo proporcional integral.

5 Una variante de este procedimiento se caracteriza porque la estimación y la corrección de la fase de la señal se realizan de manera iterativa, es decir que una primera estimación absoluta de la desviación de la fase se conduce por N símbolos de la señal y porque después de la corrección de la fase aplicada a estos N símbolos, el error residual después de la corrección se vuelve a estimar para una segunda corrección, el proceso pudiendo repetirse de este modo el número de veces que decida el usuario del procedimiento.

10 Una variante de este procedimiento se caracteriza porque la desviación de fase absoluta estimada después de varias iteraciones sucesivas es la suma de las estimaciones de desviación de fase que se obtienen después de cada iteración.

La invención tiene también por objeto un dispositivo de recepción que aplica el procedimiento de sincronización, dicho dispositivo caracterizándose porque consta al menos de:

- un circuito de radiofrecuencia que permite convertir la señal en banda de base;
- unos medios de tratamiento que aplican el procedimiento de sincronización;
- 15 – una zona de memoria que permite, en particular, almacenar los vectores complejos $V(n)$, los niveles de las muestras $U(n)$, las estimaciones medias de la desviación de la fase para cada uno de los M puntos de la constelación de la modulación, así como la estimación media global de la desviación de la fase en un periodo de N símbolos.

20 Se mostrarán otras características y ventajas de la invención por medio de la descripción que viene a continuación, que se da a título ilustrativo y no limitativo, realizada en relación a los dibujos que se anexan, entre los que:

- la figura 1 ilustra, en el caso en el que la sincronización está establecida, el lugar de las fases de una señal GMSK en recepción así como los valores de fase que puede detectar potencialmente el receptor en un diagrama I/Q;
- la figura 2 ofrece un ejemplo de tabla de verdad que se puede utilizar en el marco de la invención;
- 25 – la figura 3 ilustra, en el caso en el que la sincronización no está establecida, el lugar de las fases de una señal GMSK en recepción así como los valores de fase que puede detectar potencialmente el receptor en un diagrama I/Q;
- la figura 4 ilustra un ejemplo de dispositivo que aplica el procedimiento de acuerdo con la invención con una iteración;
- 30 – la figura 5 ilustra un ejemplo de dispositivo que aplica el procedimiento de acuerdo con la invención con dos iteraciones;
- la figura 6 ofrece un ejemplo de función de desviación obtenida con una baja relación E_b/N_0 después de una primera iteración;
- la figura 7 ofrece un ejemplo de función de desviación obtenida con una baja relación E_b/N_0 después de una
- 35 segunda iteración.

40 El procedimiento de acuerdo con la invención explota las características del lugar de las fases de las modulaciones de fase continua. El lugar de las fases es la representación de la evolución de la fase de los estados de la modulación en función del tiempo. Con la finalidad de describir de la manera más clara posible el funcionamiento y las ventajas de la invención, el ejemplo de la modulación GMSK, ya introducida anteriormente, con $B \cdot T_s = 0,5$ como parámetro de configuración, se utilizará en la descripción siguiente.

Tal y como se ha señalado con anterioridad, la modulación GMSK con $B \cdot T_s = 0,5$ es un caso particular de la modulación FSK con dos frecuencias F_1 y F_2 con conexión continua de fase de tal modo que:

- $F_2 > F_1$;
- $F_2 - F_1 = 0,5 \cdot D$ (con D representando el flujo de símbolo expresado en símbolos por segundo).

45 Por convención, en la descripción siguiente, la frecuencia F_1 se llamará frecuencia portadora.

La figura 1 ilustra, en el caso en el que la sincronización está establecida, el lugar de las fases de la señal en recepción (también denominado representación de Rimoldi), tomando $F_1 = 0$ Hz. En la misma figura se presentan los valores de fase que puede detectar potencialmente el receptor en un diagrama I/Q. La evolución del tiempo se representa en el eje de las abscisas 1 y el de la fase en el eje de las ordenadas 2. El periodo de símbolo 3 se escribe T_s y el periodo de muestra 5, T_e . En este ejemplo, la señal GMSK se muestrea a un ritmo de 2 muestras por símbolo de tal modo que se respeta el criterio de Nyquist, esto es $T_s = 2 \cdot T_e$, pero el procedimiento funciona de manera más general con $T_s = k \cdot T_e$, siendo k un entero superior a 2. En la figura, las líneas de puntos verticales 6 indican los instantes de muestreo.

55 En el marco de la invención, la fase de la señal recibida se mide en recepción al ritmo de una medición por periodo de símbolo T_s : el receptor mide la fase de la señal $\phi(n)$ en el instante $(n-1)T_s + T_s/2$. En el ejemplo de la modulación

GMSK, la medición de ϕ_0 y de ϕ_2 da la fase de F1 módulo π en el instante $(n-1)T_s + T_s/2$. Del mismo modo, la medición de ϕ_1 y de ϕ_3 da la fase de F2 módulo π en el instante $(n-1)T_s + T_s/2$. En el marco de la invención, la fase de la señal en el n -ésimo instante de medición $\phi(n)$ corresponde a la fase de la señal en el instante $(n-1)T_s + T_s/2$. En ese instante, un símbolo GMSK puede tomar 4 valores de fase, esto es ϕ_0, ϕ_1, ϕ_2 o ϕ_3 . Puesto que el receptor está correctamente sincronizado, $\phi(n)$ toma necesariamente uno de estos cuatro valores. El receptor debe asociar la señal recibida en un periodo T_s a un símbolo, es decir a un estado de fase. De acuerdo con la invención, el símbolo recibido se deduce del nivel medido sobre las muestras complejas siguientes 7, 9:

- $U(n-1)$: muestra de señal 7 en el instante $(n-1)T_s$;
- $U(n)$: muestra de señal 9 en el instante nT_s .

10 La medición de fase se realiza con una desviación de $\frac{1}{2} T_s$ (periodo de símbolo) con respecto al muestreo a nivel de $U(n-1)$ y $U(n)$ 7,9.

La correspondencia entre la fase estimada en el instante $(n-1)T_s + T_s/2$ y la fase estimada de las muestras $U(n-1)$ y $U(n)$ se realiza, por ejemplo, por medio de una tabla de verdad. La elección del valor de fase recibida en el instante $(n-1)T_s + T_s/2$ se selecciona, por lo tanto, entre los cuatro valores posibles ϕ_0, ϕ_1, ϕ_2 o ϕ_3 que pueden tomar los símbolos de la modulación GMSK y se basa en los valores de fase estimados sobre las muestras $U(n-1)$ y $U(n)$.

15 La figura 2 presenta un ejemplo de tabla de verdad que permite que coincidan los niveles medidos sobre las muestras complejas $U(n-1)$ y $U(n)$ en uno de los puntos de la constelación de la modulación de fase continua considerada. Se puede realizar una medición de nivel sobre las muestras $U(n-1)$ y $U(n)$ realizando, por ejemplo, una proyección de las muestras complejas en el eje de las reales o bien en el eje de las imaginarias. El resultado de esta proyección se observa a continuación y se selecciona un valor en función del nivel detectado, por ejemplo '+1' para un nivel superior a 0 y '-1' para un nivel inferior a 0.

En el caso de una modulación GMSK, los puntos de la constelación se pueden caracterizar por su fase que puede tomar cuatro valores posibles ϕ_0, ϕ_1, ϕ_2 o ϕ_3 . La tabla de verdad hace, por lo tanto, coincidir uno de estos valores de fase con un par de '-1/+1'.

25 La figura 3 representa el lugar de las fases en la hipótesis de una desincronización del ritmo bit. Se observa que se introduce, como consecuencia, una desviación 2θ en la fase $\phi(n)$. En efecto, si la fase y la frecuencia portadora se conocen a priori al inicio de la transmisión, estas se pueden desviar durante la comunicación.

De acuerdo con la invención, el procedimiento va a estimar esta desviación de fase en un periodo de N símbolos. La desviación de fase en el instante $(n-1)T_s + T_s/2$ se escribe $\Delta\phi(n)$. De acuerdo con la invención, se estima una estimación de la desviación absoluta de fase $\Delta\phi_P$ por bloque de N símbolos con, por ejemplo, $N = 32$ símbolos.

La figura 4 representa un ejemplo de dispositivo de sincronización que aplica el procedimiento de acuerdo con la invención. Los bloques funcionales de la figura se pueden implantar en un dispositivo en el interior de bloques de hardware o de software. El procedimiento se implanta, por ejemplo, en un receptor. La señal GMSK se recibe y se trata mediante un circuito de radiofrecuencia que realiza, en particular, el paso en banda de base y a continuación se transmite a un filtro pasa banda 40. La señal después del filtrado seguidamente se muestrea 41 en la frecuencia $F_e = 1/T_e = 2/T_s$. A continuación se pone en marcha un bucle de Costas. Este consta:

- de una función 65 que permite corregir la fase de la señal después del muestreo;
- de un filtro pasa todo con retardo programable 67 que permite realizar un desplazamiento temporal continuo, es decir sin saltos, y corregir el error de ritmo bit introducido por el muestreo;
- 40 - de un ecualizador de frecuencia 42 que toma a la entrada la señal después del filtrado pasa todo 67 y que ofrece un equilibrio entre la calidad de la medición con bajo E_s/N_0 y una buena precisión con alto E_s/N_0 , dicho ecualizador realizándose con un filtro digital pasa todo en el caso de una modulación GMSK, con $B \cdot T_s = 0,5$;
- de una función 43, que toma a la entrada la señal después de la ecualización en frecuencia 42, introduciendo un retardo de $T_s/2$ en dicha señal;
- 45 - de una función 44, que toma a la entrada la señal después de la aplicación del retardo de $T_s/2$ 43, que mide un vector complejo $V(n)$, dichos vectores $V(n)$ siendo representativos de los estados de fase $\phi(n)$ y de amplitud A_n de la señal recibida en el instante $(n-1)T_s + T_s/2$ y que pueden utilizar la notación compleja: $V(n) = A_n e^{j\phi(n)}$;
- 50 - de una función 45 que toma a la entrada los vectores $V(n)$ calculados 44, que realizan la estimación absoluta de la desviación de fase $\Delta\phi_P$ y la estimación diferencial de la desviación de fase $\Delta\phi$ en un periodo de N símbolos;
- de un bucle de enganche de fase 46 (más conocido por la denominación anglosajona « Phase Locked Loop » - PLL), que toma a la entrada la estimación de la desviación de fase absoluta $\Delta\phi_P$ y cuya salida se utiliza con el fin de corregir 65 la fase de la señal después del muestreo.

55 El bucle de Costas es un procedimiento muy conocido que permite realizar una demodulación síncrona para la que hay que efectuar un control preciso de la fase de la señal. El procedimiento de acuerdo con la invención propone un

bucle de costas modificado añadiendo en paralelo al bucle de Costas clásico un conjunto de funciones 47 que permiten medir el nivel de las muestras $U(n-1)$ y $U(n)$. Este conjunto de funciones se descompone de la manera siguiente:

- 5 – se trata la señal a la salida del filtro pasa todo con retardo programable 67 mediante un ecualizador de nivel 48, dicho ecualizador de nivel siendo un filtro FIR que hace, por ejemplo, la función de filtro adaptado a 3 ramas y que trata la señal dando prioridad a la calidad de la decisión en presencia de ruido; la utilización de este filtro y una descripción detallada de su uso está disponible en el artículo « Reduced complexity iterative demodulation and decoding of serial concatenated continuous phase modulation », Mark R. Shane, Richard D. Wesel, IEEE International Conference on Communications, 2002;
- 10 – se trata a la señal resultante de la ecualización de nivel 48 mediante una función 49 que introduce un retardo T_s ;
- a continuación se realiza una medición 50 del nivel de la muestra $U(n-1)$, muestra de señal 7 en el instante $(n-1)T_s$, sobre la señal después de la aplicación del retardo T_s 49; « medición de nivel » significa que la muestra compleja de señal se proyecta, por ejemplo, en el eje de los reales; si este valor real tiene un valor superior a cero, la función 50 presentará a la salida un '+1'; si este valor real tiene un valor inferior a cero, la función 50 presentará a la salida un '-1';
- 15 – se trata a la señal resultante de la ecualización de nivel 48 mediante una función 52 que introduce un retardo $0 \cdot T_s$;
- se realiza a continuación una medición 53 del nivel de la muestra $U(n)$, muestra de señal 9 en el instante $n \cdot T_s$, sobre la señal después de la aplicación del retardo $0 \cdot T_s$ 52; « medición de nivel » significa que la muestra compleja de señal se proyecta, por ejemplo, en el eje de los reales; si este valor real tiene un valor superior a cero, la función 53 presentará a la salida un '+1'; si este valor real tiene un valor inferior a cero, la función 53 presentará a la salida un '-1';
- 20 – los niveles de $U(n)$ y $U(n-1)$ a la salida de las funciones de medición de nivel 50, 53 se tratan a continuación mediante una función lógica 51 que permite asociar los valores de nivel de $U(n)$ y $U(N-1)$ a un punto de la constelación GMSK; para ello, se podrá utilizar, por ejemplo, la tabla de verdad representada en la figura 2.
- 25

El conocimiento de los niveles de $U(n-1)$ y de $U(n)$, disponible a la salida de las funciones de medición de nivel 50, 53 permite recuperar los datos binarios que lleva la señal 54.

- El conjunto de funciones 45 que realiza la estimación de la desviación de fase $\Delta\phi_P$ en un periodo de N símbolos comprende una función de clasificación de los vectores $V(n)$ 55 que utilizan a la entrada los vectores $V(n)$ que se deducen de la función de medición 44 y el resultado de la función lógica 51, por ejemplo un identificador del punto de la constelación GMSK asociado al vector $V(n)$. Este conjunto de función 45 comprende, por otra parte, un conjunto de cuatro filtros integradores 56, 57, 58, 59 que toman a la entrada los vectores clasificados por la función de clasificación de los vectores complejos $V(n)$ 55 que consiste respectivamente en cuatro grupos de vectores $V_0(n)$, $V_1(n)$, $V_2(n)$, $V_3(n)$, cada grupo estando asociado a un punto de la constelación GMSK. Utilizando estas entradas, los filtros integradores 56, 57, 58, 59 calculan respectivamente unos vectores medios $\langle V_0(n) \rangle$, $\langle V_1(n) \rangle$, $\langle V_2(n) \rangle$, $\langle V_3(n) \rangle$, la notación $\langle \cdot \rangle$ designando un valor medio calculado sobre N símbolos. Estos vectores medios proporcionados a la salida de los filtros integradores 56, 57, 58, 59 se transmiten a un banco de funciones de mediciones 60, 61, 62, 63 cuyo objetivo es calcular respectivamente la media de los ángulos $\langle \phi_0(n) \rangle$, $\langle \phi_1(n) \rangle$, $\langle \phi_2(n) \rangle$ y $\langle \phi_3(n) \rangle$ en N símbolos. Estas medias se podrán deducir del resultado de los filtros integradores 56, 57, 58, 59 utilizando, por ejemplo, las fórmulas siguientes:

$$\langle \Phi_0(n) \rangle = \arg\{V_0(n)\}$$

$$\langle \Phi_1(n) \rangle = \arg\{V_1(n)\}$$

$$\langle \Phi_2(n) \rangle = \arg\{V_2(n)\}$$

$$\langle \Phi_3(n) \rangle = \arg\{V_3(n)\}$$

- También se puede estimar, en una aplicación alternativa del procedimiento, el valor medio de las fases basándose en el valor medio de la fase de cada vector, pero en ese caso los resultados de estimación que se obtienen serán entonces menos buenos con un valor bajo de la relación E_b/N_0 .

Las fórmulas serán en ese caso:

$$\langle \Phi_0(n) \rangle = \langle \arg\{V_0(n)\} \rangle$$

$$\langle \Phi_1(n) \rangle = \langle \arg\{V_1(n)\} \rangle$$

$$\langle \Phi_2(n) \rangle = \langle \arg\{V_2(n)\} \rangle$$

$$\langle \Phi_3(n) \rangle = \langle \arg\{V_3(n)\} \rangle$$

5

10 Los ángulos medios $\langle \phi_0(n) \rangle$, $\langle \phi_1(n) \rangle$, $\langle \phi_2(n) \rangle$ y $\langle \phi_3(n) \rangle$ a la salida de las funciones de medición 60, 61, 62, 63 se utilizan a continuación mediante una función 64 que permite determinar un valor absoluto de desviación de fase $\Delta\Phi_P$ y un valor diferencial de desviación de fase $\Delta\phi$ por bloque de N símbolos calculando la desviación de los valores medios con respecto a sus valores nominales, los valores nominales siendo los valores de la fase de los puntos de la constelación, esto es 0, $\pi/2$, π y $3\pi/2$. La desviación media se puede expresar, entonces, para cada uno de los puntos de la modulación GMSK por:

$$\Delta\Phi_0 = 0 - \langle \Phi_0(n) \rangle$$

$$\Delta\Phi_1 = \pi/2 - \langle \Phi_1(n) \rangle$$

$$\Delta\Phi_2 = \pi - \langle \Phi_2(n) \rangle$$

$$\Delta\Phi_3 = 3\pi/2 - \langle \Phi_3(n) \rangle$$

15

20 El valor absoluto de desviación de fase $\Delta\Phi_P$ en N símbolos, que corresponde al desplazamiento medio de la constelación, se deduce utilizando, por ejemplo, la expresión siguiente:

$$\Delta\Phi_P = \frac{1}{4}(\Delta\Phi_0 + \Delta\Phi_1 + \Delta\Phi_2 + \Delta\Phi_3)$$

Este valor se transmite a continuación a la entrada del bucle de enganche de fase 46 con el fin de corregir 65 la fase de la señal recibida del valor de desviación estimado.

25 El valor diferencial de la desviación de fase $\Delta\phi$ se utiliza con el fin de actualizar el valor del ritmo bit que aplica el receptor a la señal recibida. Este se calcula haciendo la media de las diferencias de desviaciones de fase medias entre puntos consecutivos de la constelación. Para el caso de una modulación con cuatro estados como la GMSK, se utiliza la expresión siguiente:

$$\Delta\Phi = \frac{1}{2}((\Delta\Phi_1 - \Delta\Phi_0) + (\Delta\Phi_3 - \Delta\Phi_2))$$

30 Este valor calculado por la función de cálculo de la desviación de fase 64 se utiliza a la entrada de una función de seguimiento del ritmo bit 66 cuya salida es un valor de retardo temporal, dicho valor calculándose por ejemplo por medio de un método de tipo proporcional integral, y se utiliza con el fin de parametrizar el filtro RIF (Respuesta Impulsional Finita) 67, de tipo pasa todo con retardo programable. El seguimiento del ritmo se hace mediante un control que mantiene el valor de desviación de fase $\Delta\phi$ en cero. El filtro pasa todo 67 programable permite realizar un desplazamiento temporal continuo, es decir sin saltos.

35

La figura 5 ilustra una variante del dispositivo presentado en la figura 4. Un medio para mejorar la medición de fase consiste en reiterar la medición haciendo cambiar la fase de referencia del valor medido con anterioridad y volviendo a medir la fase a continuación. La desviación de fase estimada tras esta iteración es igual a $\Delta\Phi_P$ (Primera Medición) + $\Delta\Phi_P$ (Segunda Medición). Este proceso se puede repetir varias veces. La figura 5 ilustra esta variante en el caso en el que se realizan dos iteraciones. Una parte de los bloques funcionales de la figura 4 descrita con anterioridad se duplican 70 y toman a la entrada la señal después del filtrado pasa todo 67 y de la corrección de fase 71 utilizando la primera estimación absoluta $\Delta\Phi_P$ 73. Se obtiene una segunda medición de $\Delta\Phi_P$ 74 y se añade a la primera por medio

40

de una función suma 72. La suma de las dos mediciones 75 se utiliza a la entrada del bucle de enganche de fase 46 con el fin de corregir la fase 65 de la señal recibida después del muestreo.

5 La figura 6 ofrece un ejemplo de función de desviación obtenida con un bajo valor de la relación E_s/N_0 utilizando el ejemplo de dispositivo que aplica el procedimiento descrito con anterioridad. La función de desviación muestra la diferencia entre el valor de desviación de la fase de la señal que se aplica artificialmente mediante simulación (valores leídos en ordenadas 80) y el valor efectivamente medido después de la aplicación del procedimiento (valores leídos en abscisas 81). Los resultados de la medición de fase presentados en la figura 6 se han obtenido después de la integración en 101 símbolos para $E_s/N_0 = 0$ dB. Un algoritmo que proporciona una estimación de la desviación ideal presentaría unos resultados similares en la línea recta 83. El resultado de la estimación después de la aplicación del procedimiento de acuerdo con la invención 82 presenta una zona lineal alrededor de cero, señal de un buen funcionamiento del algoritmo.

10 La figura 7 presenta los resultados de simulación obtenidos después de una segunda iteración. El intervalo lineal del estimador es más amplio, lo que significa que los resultados de la estimación se han mejorado.

15

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de seguimiento de la fase de una señal modulada mediante una modulación de fase continua con M estados, muestreada (41) de tal modo que se obtengan al menos dos muestras por periodo de símbolo y tratada por porción de N símbolos, dicho procedimiento **caracterizándose porque**:

- 5 – se determina (44) un vector complejo $V(n)$ representativo del estado de amplitud y de fase de la señal recibida para cada periodo de símbolo con una desviación de un medio periodo de símbolo (44) con respecto al ritmo de símbolo del receptor;
- se realiza una medición de nivel (50, 53) para cada periodo de símbolo sobre la parte real o imaginaria de dos muestras complejas $U(n)$ y $U(n-1)$ distribuidas con una desviación prácticamente de un medio periodo de símbolo a ambos lados del instante de estimación del vector complejo $V(n)$;
- 10 – los vectores complejos $V(n)$ se asocian (55) para cada periodo de símbolo a uno de los M puntos de la constelación de la modulación de fase continua mediante una función de correspondencia (51) que toma a la entrada los niveles de las muestras $U(n)$ y $U(n-1)$ y que permite encontrar el punto más próximo de la constelación;
- 15 – se calcula (60, 61, 62, 63) una estimación media de la desviación de la fase en un periodo de N símbolos para cada uno de los puntos de los M puntos de la constelación de la modulación de fase continua diferenciando entre la estimación media de la fase de la señal y el valor de fase teórico asociado a cada punto de la constelación de la modulación de fase continua;
- se calcula (64) una estimación absoluta de la desviación de la fase en un periodo de N símbolos haciendo la media de las estimaciones medias de la desviación de la fase asociadas a cada uno de los M puntos de la constelación de la modulación de fase continua;
- 20 – se calcula (64) una estimación diferencial de la desviación de la fase en un periodo de N símbolos haciendo la media de las diferencias de desviaciones de fase medias entre puntos consecutivos de la constelación.

2. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1 **que se caracteriza porque** la función de correspondencia (51) que permite asociar los vectores complejos $V(n)$ a uno de los M puntos de la constelación de la modulación de fase continua (55) comprende una tabla de verdad que se basa en el resultado de la proyección de las muestras complejas $U(n)$ y $U(n-1)$ sobre el eje real o imaginario después de haber determinado un valor en función del nivel detectado (50, 53), es decir +1 para un nivel de proyección superior a 0 y -1 para un nivel de proyección inferior a 0, y haciendo corresponder uno de los M símbolos de la constelación con un par de -1/+1 calculado para cada par de muestras $U(n)$ y $U(n-1)$.

3. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores **que se caracteriza porque** la señal recibida se ecualiza en frecuencia (42) antes de la estimación de los vectores complejos $V(n)$.

4. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores **que se caracteriza porque** la señal recibida se ecualiza (48) antes del tratamiento de las muestras $U(n)$ y $U(n-1)$ utilizando un filtro adaptativo.

5. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores **que se caracteriza porque** sobre la duración del periodo de tratamiento de N símbolos y para cada punto de la constelación, se calcula (56) un vector complejo medio ($V_i(n)$) por medio de los vectores $V_i(n)$ asociados (55) a cada uno de los puntos i de dicha constelación.

6. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 5 **que se caracteriza porque** el argumento de los vectores complejos medios ($V_i(n)$) asociados a cada uno de los M puntos de la constelación se compara con el argumento teórico del punto asociado de la constelación y se utiliza para estimar la desviación media de la fase (60, 61, 62, 63) para cada uno de los M puntos de la constelación.

7. Procedimiento de sincronización de una señal modulada mediante una modulación de fase continua con M estados **que se caracteriza porque** utiliza el procedimiento de seguimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores y **porque**:

- la fase de la señal recibida se corrige (65) parametrizando un bucle de enganche de fase (46) con la estimación absoluta de la desviación de fase que se deduce de la aplicación del procedimiento;
- el ritmo de símbolo del receptor se corrige parametrizando un filtro pasa todo con retardo programable (67) con un valor de retardo temporal calculado (66) por medio de la estimación diferencial de desviación de fase que se deduce de la aplicación del procedimiento.

8. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 7 **que se caracteriza porque** el valor de retardo temporal utilizado para el seguimiento del ritmo de símbolo se calcula (66) utilizando un método de tipo proporcional integral.

9. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones 7 u 8 **que se caracteriza porque** la estimación y la corrección de la fase de la señal se realizan de manera iterativa, una primera estimación absoluta de la desviación de la fase (73) llevándose a cabo sobre N símbolos de la señal, el error residual después de la corrección (74) volviéndose a estimar después de la corrección de la fase aplicada a estos N símbolos (71) para una segunda

corrección, pudiendo de este modo repetirse el proceso un número dado de veces.

10. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 9 **que se caracteriza porque** la desviación de fase absoluta estimada después de varias iteraciones sucesivas es la suma (72) de las estimaciones de desviación de fase obtenidas después de cada iteración.

5 11. Dispositivo de recepción que aplica el procedimiento de sincronización de acuerdo con una de las reivindicaciones 7 a 10, dicho dispositivo **caracterizándose porque** consta al menos de:

- un circuito de radiofrecuencia que permite convertir la señal en banda de base;
- unos medios de tratamiento que aplican el procedimiento de sincronización de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 7 a 10;

10 - una zona de memoria que permite, en particular, almacenar los vectores complejos $V(n)$, los niveles de las muestras $U(n)$, las estimaciones medias de la desviación de la fase para cada uno de los M puntos de la constelación de la modulación, así como la estimación media global de la desviación de la fase en un periodo de N símbolos.

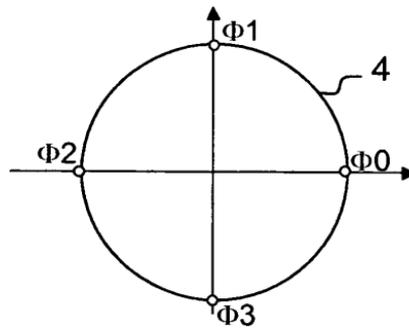
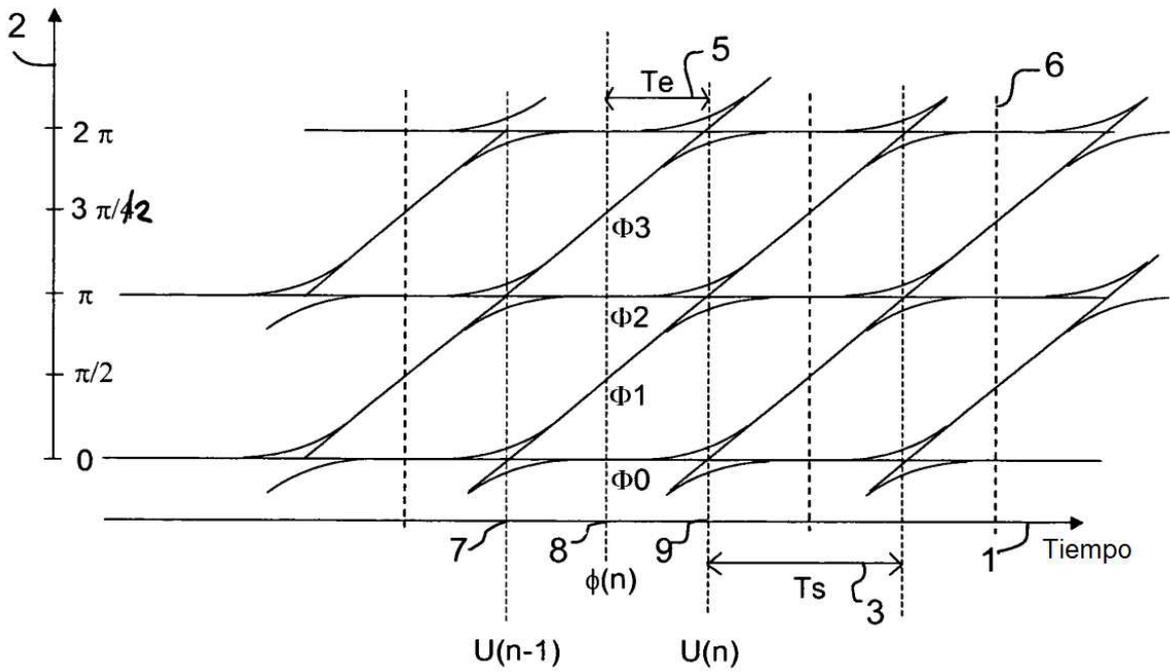


FIG.1

Nivel U(n-1)	Nivel U(n)	Fase
+1	+1	Φ_0
+1	-1	Φ_1
-1	+1	Φ_3
-1	-1	Φ_2

FIG.2

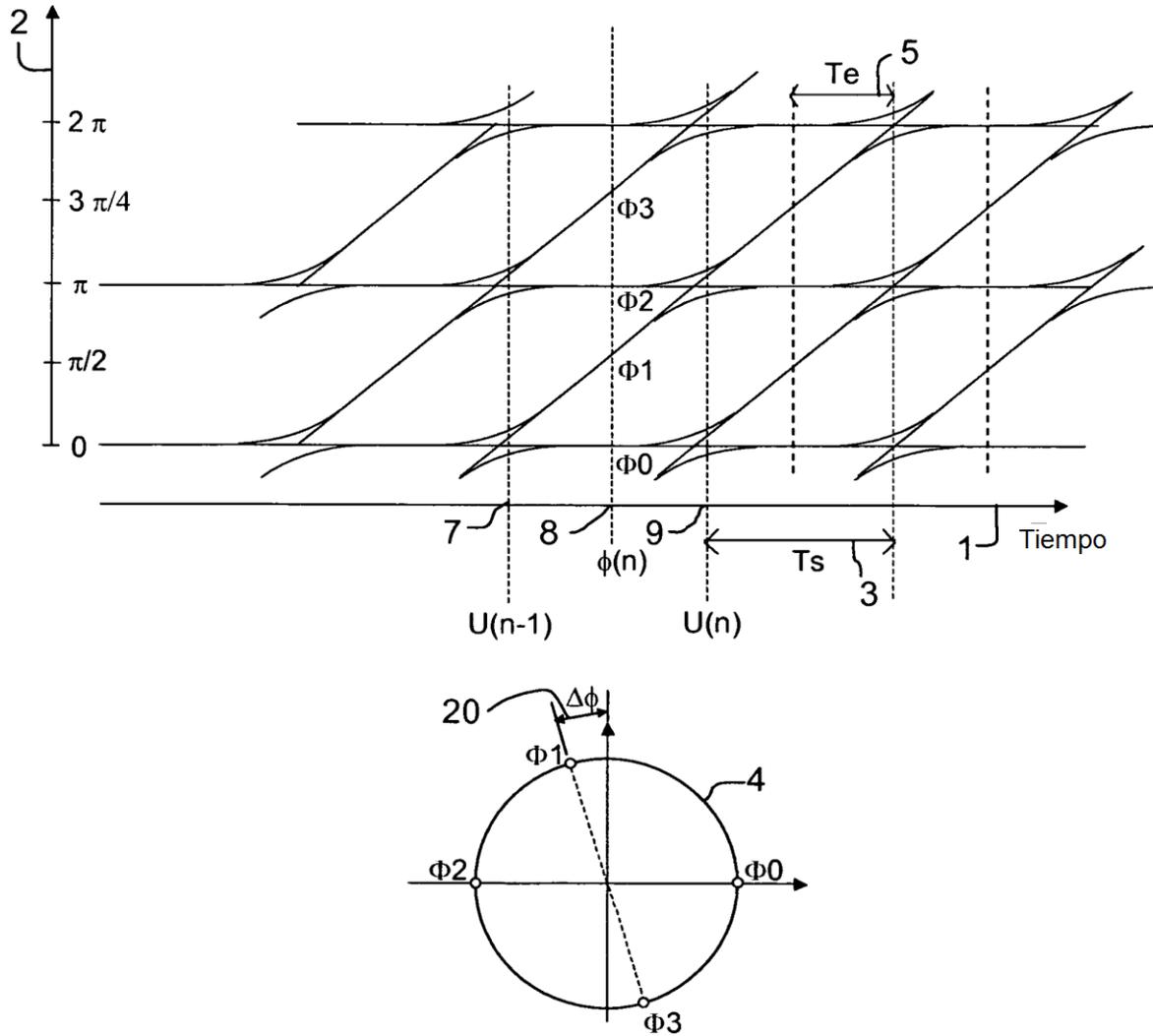


FIG.3

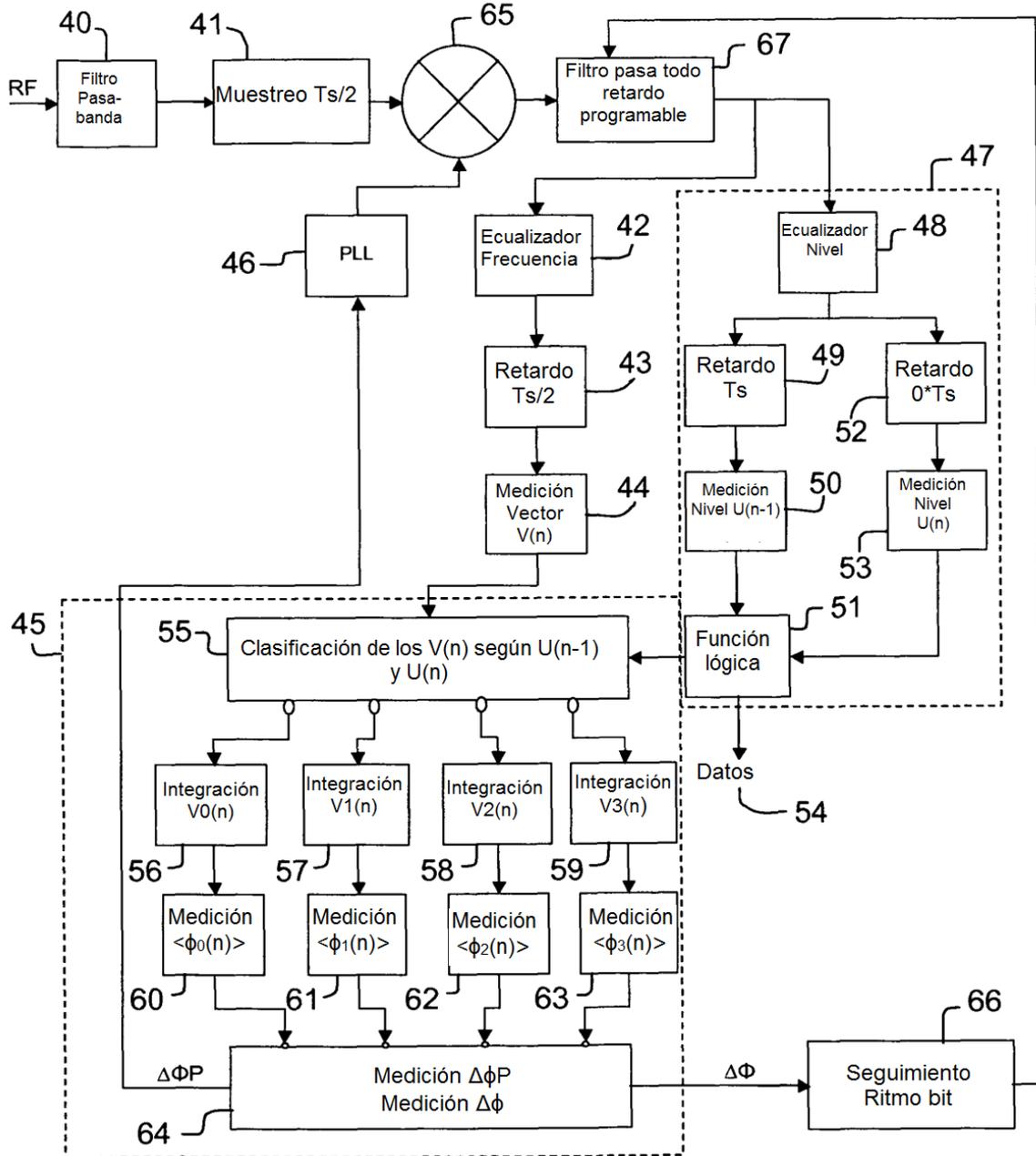


FIG.4

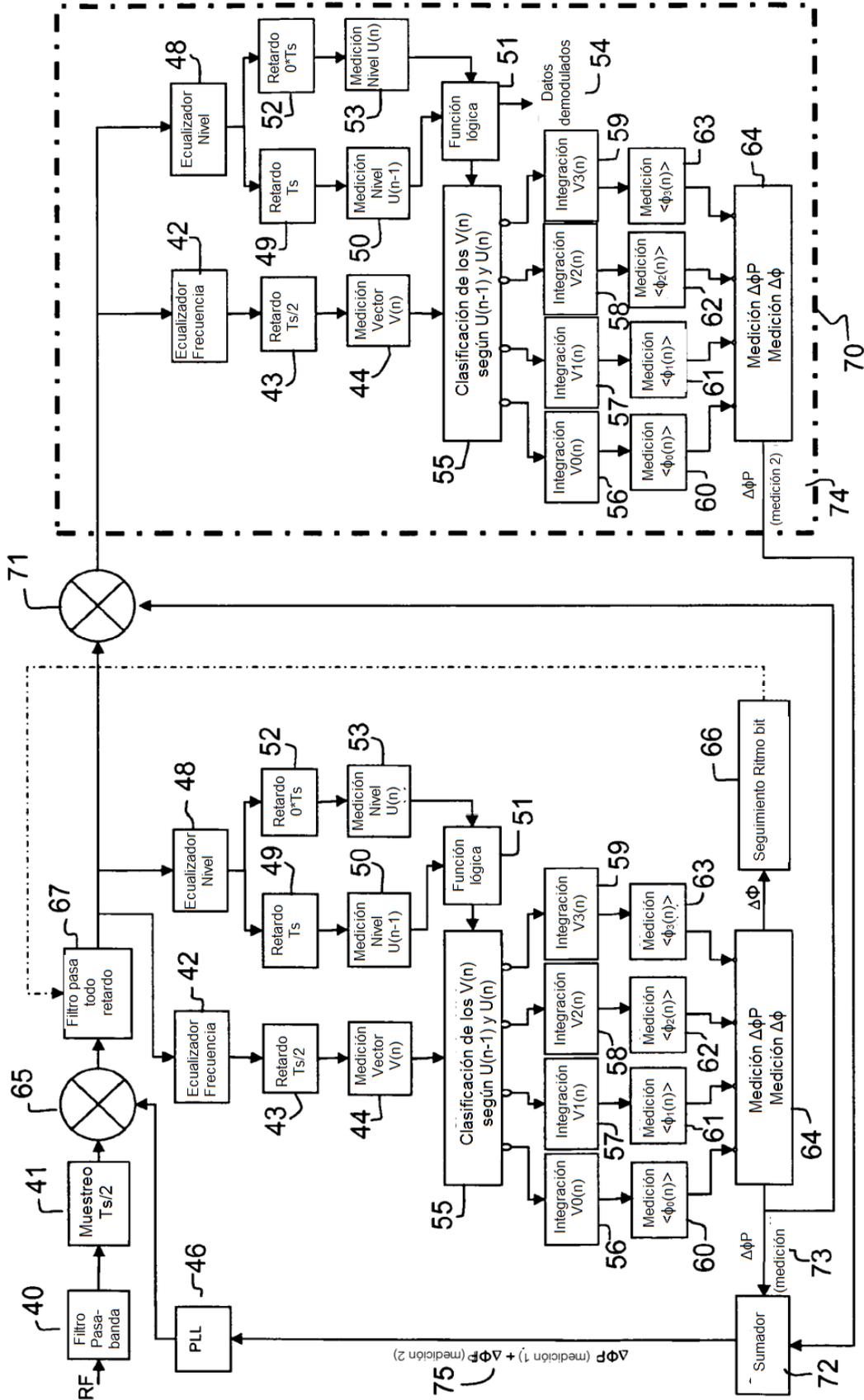


FIG.5

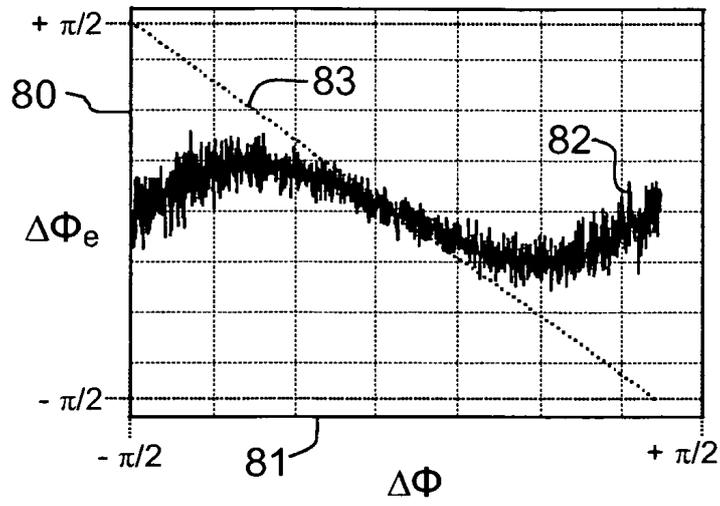


FIG.6

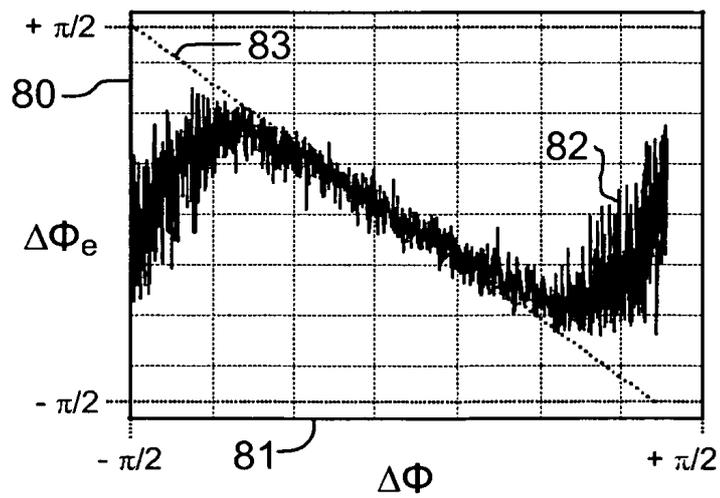


FIG.7