

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 387 640**

51 Int. Cl.:
H04B 1/707 (2011.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **10153921 .1**
96 Fecha de presentación: **18.02.2010**
97 Número de publicación de la solicitud: **2221981**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **25.08.2010**

54 Título: **Procedimiento de estimación del desfase de frecuencias portadoras en un receptor de señales de telecomunicación, en particular en un dispositivo móvil**

30 Prioridad:
23.02.2009 FR 0951144

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
27.09.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
27.09.2012

73 Titular/es:
**COMMISSARIAT À L'ÉNERGIE ATOMIQUE ET
AUX ÉNERGIES ALTERNATIVES
BÂTIMENT "LE PONANT D" 25, RUE LEBLANC
75015 PARIS, FR**

72 Inventor/es:
Dehmas, François

74 Agente/Representante:
Aznárez Urbieto, Pablo

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).

ES 2 387 640 T3

DESCRIPCIÓN

Procedimiento de estimación del desfase de frecuencias portadoras en un receptor de señales de telecomunicación, en particular en un dispositivo móvil

5 La presente invención se refiere a un procedimiento de estimación del desfase de frecuencias portadoras en un receptor de señales de telecomunicación. La invención se refiere también a un dispositivo móvil de telecomunicación y a un programa de ordenador capaces de implementar este procedimiento.

10 En general, entre un emisor y un receptor la frecuencia portadora utilizada en la emisión para modular una señal y la frecuencia utilizada en la recepción para desmodular dicha señal nunca son rigurosamente idénticas. Siempre se produce un fenómeno de desfase de la frecuencia portadora entre el emisor y el receptor, habitualmente denominado "offset" de salida. Además, dependiendo de la precisión de los osciladores utilizados en los emisores y receptores, tal desfase puede ser más o menos importante y puede deteriorar la recepción de las señales si no se lleva a cabo corrección alguna.

15 La invención se aplica principalmente a las telecomunicaciones de bajo consumo, donde los receptores son dispositivos móviles con un necesario límite de consumo de energía, esto es en aquellos que es necesario implementar algoritmos numéricos lo más sencillos posibles que conlleven un mínimo de operaciones. Por otra parte, por estas mismas razones del consumo, pero también en razón al coste, los osciladores utilizados en estos receptores pueden ser poco precisos. Por ello, es necesario una buena estimación y corrección eficaz del desfase de la frecuencia portadora.

20 Ocurre de la misma forma en caso de desfases de frecuencia de los símbolos codificados transmitidos aunque no se asocian directamente al desfase de frecuencia portadora. En efecto, en un dispositivo emisor/receptor, la frecuencia portadora y la frecuencia de muestreo se generan a partir de un mismo oscilador. Así, entre el emisor y el receptor, el desfase relativo de la frecuencia portadora y el desfase relativo de la frecuencia de los símbolos codificados son iguales. Por ello, resulta suficiente estimar uno sólo de estos desfases, principalmente el de la frecuencia portadora.

25 Un ámbito de aplicación es, por ejemplo, el de las comunicaciones de bajo consumo de energía que utiliza el espectro ensanchado por secuencia directa, generalmente denominado DSSS (del inglés "Direct Sequence Spread Spectrum"). Según dicho principio, a un símbolo de información se asocia una secuencia ensanchada binaria de L bits denominados "chips". A continuación, estos chips modulan la portadora de una señal en fase o en frecuencia con envoltura constante. La comunicación se realiza en un modo de transmisión por paquetes y cada paquete comprende un preámbulo, que es una serie predeterminada de símbolos codificados por extensión DSSS, siendo esta serie predeterminada conocida por el receptor. Así, este preámbulo permite la sincronización del receptor para desmodular un paquete recibido.

30 Por tanto, la invención puede aplicarse en el ámbito particular de las comunicaciones sin cable entre un emisor y un receptor donde la capa física es conforme a la descrita en el estándar IEEE 802.15.4 para la banda ISM (por "Industrial, Scientific et Médical") a 2,4-2,48 GHz, utilizando una modulación de tipo O-QPSK.

35 En este ámbito particular, donde la señal es recibida por paquetes que contienen cada uno un preámbulo que comprende ocho símbolos #0 codificados por extensión DSSS en treinta y dos chips, en la solicitud de patente americana publicada con el número US 2007/0002937 se describe un procedimiento de estimación y corrección del desfase de la frecuencia portadora. Según este procedimiento, las secuencias ensanchadas recibidas son diferenciadas para llevar a cabo una detección diferencial.

40 En este documento, la estimación del desfase de la frecuencia portadora se realiza en particular en la etapa de sincronización que se produce durante el preámbulo de un paquete cualquiera. La señal recibida se diferencia mediante un cálculo del producto conjugado complejo entre una muestra y otra retardada de un período chip (tiempo entre la recepción de dos chips de la secuencia ensanchada del símbolo #0), y se correlaciona con una secuencia binaria de referencia almacenada y/o generada por el receptor y correspondiente a la secuencia ensanchada del símbolo #0. Este tratamiento es seguido eventualmente por una acumulación para acumular los resultados referentes a las ocho secuencias ensanchadas de símbolo #0 del preámbulo. La señal así obtenida sirve a la vez para la sincronización y
45 para la estimación del desfase de la frecuencia portadora.

En la práctica, cuando ya se ha sincronizado, las partes reales Re e imaginarias Im de la señal obtenida generan un valor que es función del desfase de la frecuencia portadora Δf :

$$Re = A \cos(2\pi \Delta f T_c) \text{ e } Im = A \sin(2\pi \Delta f T_c),$$

donde A es la amplitud de la señal obtenida y T_c el período chip citado.

50 A continuación se corrige el desfase de la frecuencia portadora multiplicando la correlación de cada secuencia ensanchada recibida diferenciada con todas las secuencias ensanchadas posibles diferenciadas por el número complejo $A \cos(2\pi \Delta f T_c) - j A \sin(2\pi \Delta f T_c)$. Se ha de señalar que, en el caso del estándar IEEE 802.15.4 que implica una modulación

O-QPSK, existen dieciséis secuencias ensanchadas diferentes posibles pseudo-ortogonales de treinta y dos chips cada una.

5 Sabiendo que cada diferenciación entre muestras desfasadas de un período chip equivale a un producto complejo, es decir cuatro multiplicaciones reales y dos sumas reales, que treinta y un diferenciaciones se calculan por secuencia, que el coste del producto de una secuencia con una secuencia de referencia es ínfimo, ya que consiste únicamente en cambios de signos, que la suma calculada para la correlación comprende treinta sumas complejas, es decir sesenta sumas reales, y que la corrección del desfase de frecuencia portadora equivale a una multiplicación compleja, el coste global de la decodificación de cada secuencia ensanchada recibida puede traducirse en:

- $(31 \times 4 + 4) \times 16 = 128 \times 16$ multiplicaciones reales y,

10 - $(31 \times 2 + 60 + 2) \times 16 = 124 \times 16$ sumas reales.

En términos de eficacia, se debe señalar que con dicho procedimiento de detección diferencial se alcanza un porcentaje de error por paquete PER (del inglés "Packet Error Rate") del 1% para paquetes de 20 octetos (conforme al estándar IEEE 802.15.4 en la banda de 2,4 GHz), un desfase relativo de frecuencia portadora de 80 ppm (esto 80 partes por millón) y una relación señal/ruido de 12,5 dB. Con paquetes de tamaño máximo de 127 octetos y el mismo desfase relativo de frecuencia portadora de 80 ppm, se alcanza un porcentaje de error por paquete PER del 1% para una relación señal/ruido de 14,5 dB.

20 Otra solución consiste en cortar las secuencias ensanchadas en varias partes sucesivas, efectuar una correlación parcial de cada una de las partes y sumar los módulos de las correlaciones parciales calculadas. De este modo se obtiene una mayor eficacia debido a la mayor resistencia al desfase de la frecuencia portadora que cuando se calculan correlaciones completas. A partir de las correlaciones parciales calculadas, es posible estimar el desfase de frecuencia portadora cuando éste es demasiado importante como para no ser tenido en cuenta.

Más en particular, la invención se refiere a este tipo de procedimiento de estimación del desfase de frecuencia portadora en un receptor de señales de telecomunicación que comprende:

25 - una etapa de cálculo de las correlaciones parciales de varias partes sucesivas de una secuencia binaria de referencia, calculándose cada correlación parcial entre una parte de una señal recibida por el receptor en dicha frecuencia portadora, comprendiendo dicha señal una secuencia binaria de referencia, y una parte predeterminada de dicha secuencia binaria de referencia almacenada y/o generada por el receptor, según varias posiciones relativas posibles entre la señal recibida y la parte predeterminada, y

30 - una etapa de determinación del desfase de frecuencia portadora a partir de las correlaciones parciales calculadas.

Tal procedimiento se describe, por ejemplo, en la solicitud de patente internacional publicada con el número WO 01/61880. En este documento, el desfase de frecuencia portadora se estima a partir de las correlaciones parciales calculadas por extracción del argumento de cada uno de los números complejos provenientes de las correlaciones parciales, lo que resulta muy costoso en términos de cálculo y, por tanto, desventajoso en caso de una aplicación que requiere un bajo consumo de energía.

El documento WO 02/080404 divulga un procedimiento de estimación del desfase de frecuencia en un receptor de señales de telecomunicación. Sin embargo, dicho procedimiento no comprende ninguna etapa de cálculo de correlaciones parciales de varias partes sucesivas de una secuencia binaria de referencia. Tampoco comprende una etapa de determinación del desfase de frecuencia a partir de correlaciones parciales calculadas.

40 El documento titulado "An ultra low power Soc for 2.4GHz IEEE802.15.4 wireless communications", de C.Bernier y col., ESSIRC 2008, 34th European Solid-State Circuits Conference, Edinburgh, 15-19 septiembre 2008, páginas 426-429, no describe un procedimiento de estimación del desfase de frecuencia portadora en un receptor de señales de telecomunicación.

45 Finalmente, el documento US 2008/0205492 divulga un procedimiento de estimación del desfase de frecuencia en un receptor de señales de telecomunicación. Sin embargo, dicho procedimiento no comprende una etapa de cálculo de correlaciones parciales de varias partes sucesivas de una secuencia binaria de referencia. Tampoco comprende una etapa de determinación del desfase de frecuencia portadora a partir de correlaciones parciales calculadas.

Así, es deseable proporcionar un procedimiento de estimación del desfase de frecuencia portadora eficaz que permita resolver los problemas anteriormente citados.

50 Por ello, la invención tiene por objeto un procedimiento de estimación del desfase de frecuencia portadora en un receptor de señales de telecomunicación que comprende:

- una etapa de cálculo de las correlaciones parciales en varias partes sucesivas de una secuencia binaria de referencia, calculándose cada correlación parcial entre una parte de una señal recibida por el receptor a dicha

frecuencia portadora, comprendiendo esta señal dicha secuencia binaria de referencia, y una parte predeterminada de dicha secuencia binaria de referencia almacenada y/o generada por el receptor, según varias posiciones relativas posibles entre la señal recibida y la parte predeterminada, y

- una etapa de determinar el desfase de frecuencia portadora a partir de las correlaciones parciales calculadas,
- 5 que comprende además una etapa de seleccionar una posición de sincronización entre las posiciones relativas posibles entre la señal recibida y la secuencia binaria de referencia almacenada y/o generada por el receptor, comprendiendo la etapa de determinación estimar el desfase entre las correlaciones parciales calculadas en la posición de sincronización seleccionada.

10 Así, además de facilitar mejores resultados que las soluciones diferenciales, este procedimiento resulta además simple de implementar, ya que basa la estimación del desfase de frecuencia portadora en la estimación de un desfase entre correlaciones parciales calculadas.

15 Opcionalmente, la etapa de determinación comprende la estimación de un desfase medio entre las correlaciones parciales sucesivas calculadas en la posición de sincronización seleccionada, principalmente por estimación de la esperanza matemática del producto entre dos correlaciones parciales sucesivas cualesquiera calculadas en la posición de sincronización seleccionada.

También opcionalmente, el desfase de frecuencia portadora se determina según la relación

$$\hat{\Delta f} = \frac{N}{2\pi PL} \hat{\Delta \varphi},$$

20 donde $\hat{\Delta f}$ es el desfase de la frecuencia portadora normalizado a una frecuencia de muestreo de la señal recibida, $\hat{\Delta \varphi}$ es el desfase medio estimado, N es el número de correlaciones parciales sucesivas, L es el número de bits de la secuencia binaria de referencia, L/N representa entonces el número de bits de cada parte donde se realiza una correlación parcial y P es el número de muestras por bit de la secuencia binaria de referencia.

De forma también opcional, un procedimiento de estimación del desfase de frecuencia portadora según la invención puede comprender además una etapa de corrección del desfase de la frecuencia portadora por compensación de dicho desfase en la señal recibida mediante el valor determinado del desfase de la frecuencia portadora.

- 25 También opcionalmente, la etapa de corrección comprende:
- una etapa de cálculo de los coeficientes de desfase sucesivos, definidos en función del valor determinado del desfase de la frecuencia portadora y,
 - una etapa de aplicación de dichos coeficientes de desfase sucesivos a una muestra de la señal recibida.

30 También de forma opcional, los coeficientes de desfase sucesivos se calculan mediante cuadros con ayuda de tablas de datos precalculados.

35 También de modo opcional, la secuencia binaria de referencia se obtiene por extensión del espectro de secuencia directa de un símbolo de referencia principalmente en el marco de una transmisión según la norma IEEE 802.15.4 previendo una transmisión de símbolos por paquetes, estando contenida la secuencia binaria de referencia en el preámbulo de cada paquete recibido.

También opcionalmente, el desfase de la frecuencia portadora se acompaña por un desfase de frecuencia de los símbolos transmitidos, compensándose el desfase engendrado en las muestras seleccionadas por el receptor mediante la adición o supresión de una muestra cada vez que el desfase es superior, adelantado o retrasado, a medio paso de muestreo.

40 La invención tiene igualmente por objeto un programa de ordenador descargable desde una red de comunicaciones y/o grabado en un soporte legible por ordenador y/o ejecutable por un procesador, que comprende instrucciones de código de programa para ejecutar las etapas de un procedimiento de estimación del desfase de la frecuencia portadora tal como se ha definido anteriormente, cuando dicho programa es ejecutado en un ordenador.

45 La invención tiene igualmente por objeto un dispositivo móvil de telecomunicación que comprende medios de estimación del desfase de frecuencia portadora, comprendiendo dichos medios:

- medios de almacenamiento y/o generación de una secuencia binaria de referencia,

- medios de cálculo de las correlaciones parciales de varias partes sucesivas de la secuencia binaria de referencia, calculándose cada correlación parcial entre una parte de una señal recibida por el receptor a dicha frecuencia portadora, comprendiendo dicha señal la secuencia binaria de referencia, y una parte predeterminada de dicha secuencia binaria de referencia almacenada y/o generada por el dispositivo móvil, según varias posiciones relativas posibles entre la señal recibida y la parte predeterminada, y
- medios para determinar el desfase de la frecuencia portadora a partir de las correlaciones parciales calculadas, comprendiendo además medios para seleccionar una posición de sincronización de entre las posiciones relativas posibles entre la señal recibida y la secuencia binaria de referencia almacenada y/o generada por el dispositivo móvil, comprendiendo los medios de determinación medios de estimación del desfase entre las correlaciones parciales calculadas en la posición de sincronización seleccionada.

La invención se entenderá mejor en base a la descripción siguiente, dada sólo a título de ejemplo y en relación a las figuras adjuntas, en las cuales:

- Fig. 1: ilustra las etapas sucesivas de un procedimiento de estimación del desfase de la frecuencia portadora según una forma de realización de la invención;
- Fig. 2: representa esquemáticamente la estructura general de un dispositivo móvil de telecomunicación según una forma de realización de la invención;
- Fig. 3 y 4: representan en detalle unos medios de cálculo de las correlaciones parciales del dispositivo móvil de la Fig. 2;
- Fig. 5: representa en detalle unos medios de determinación del desfase de la frecuencia portadora del dispositivo móvil de la Fig. 2;
- Fig. 6: ilustra gráficamente las posibilidades de los medios de determinación de la Fig. 5 en términos de error cuadrático medio, y
- Fig. 7 y 8: representan en detalle unos medios de decodificación y de corrección del dispositivo móvil de la Fig. 2.

El procedimiento de estimación del desfase de la frecuencia portadora representado en la Fig. 1 comprende una primera etapa 10 de cálculo de las N correlaciones parciales ejecutada por un receptor de señales de telecomunicación. Estas N correlaciones parciales se refieren a N partes sucesivas de una secuencia binaria de referencia de L bits. Las partes sucesivas, siendo por ejemplo todas distintas, del mismo tamaño y sin cobertura, comprenden cada una de ellas L/N bits.

La invención se aplica a todo tipo de comunicaciones, lo que implica todo tipo de secuencias binarias de referencia. Sin embargo, a continuación en la descripción, se considerará, a título puramente ilustrativo, que la secuencia binaria de referencia se obtiene por extensión del espectro de secuencia directa DSSS de un símbolo de referencia, en particular el símbolo #0 de una modulación O-QPSK repetido ocho veces en el preámbulo de cada paquete de una señal transmitida en modo paquete conforme a la norma IEEE 802.15.4. Tal como se ha indicado anteriormente, la secuencia ensanchada del símbolo #0 comprende L= 32 bits denominados chips. Se indicarán con "s" o (s_n), siendo n un índice de muestreo. Preferentemente el paso de muestreo es una fracción del período chip. P representa el número de muestras por chip, así el índice n de la secuencia (s_n) varía de 0 a PL-1.

Se indica con "r" o (r_n) una señal recibida y traducida en la banda base, muestreada igualmente en P muestras por chip, que comprende principalmente la secuencia ensanchada de referencia, para permitir una sincronización de las señales (r_n) y (s_n).

En la etapa 10 se calcula cada correlación parcial entre una parte de la señal recibida r y una parte predeterminada de la secuencia ensanchada de referencia s, según varias posiciones relativas posibles entre la señal recibida y la parte predeterminada, de acuerdo con la relación siguiente:

$$CP_n^{(k)} = \sum_{q=0}^{PL-N-1} r_{n+q+k \frac{PL}{N}} \times s_{q+k \frac{PL}{N}}^*$$

donde n es el índice que expresa el desfase en número de muestras entre las señales r y s, k, que varía de 0 a N-1, es el índice que identifica las N correlaciones parciales y el símbolo "*" se refiere al conjugado complejo.

Cuando n₀ es el valor de n para el cual las señales r y s están sincronizadas, se obtiene entonces, para el total de n, n₀ ≤ n < n₀ + PL:

$$r_n = A \times s_{n-n_0} \times \exp(2\pi j\Delta f n + j\theta) + b_n ,$$

donde A es la amplitud constante de la señal recibida, Δf es el desfase de la frecuencia portadora normalizado a la frecuencia de muestreo del receptor, θ es un desfase constante y b_n es una muestra de ruido blanco gaussiano centrado, suponiendo la señal recibida irregular como un ruido blanco aditivo gaussiano centrado.

5 Cada correlación parcial de índice k se expresa entonces de la siguiente manera:

$$CP_n^{(k)} = \sum_{q=0}^{\frac{PL}{N}-1} \left(A \times s_{n-n_0+q+k\frac{PL}{N}} \times \exp\left(2\pi j\Delta f\left(n+q+k\frac{PL}{N}\right) + j\theta\right) + b_{n+q+k\frac{PL}{N}} \right) \times s_{q+k\frac{PL}{N}}^*$$

Durante la etapa de selección 12 siguiente, se determina clásicamente el valor de n_0 . Por ejemplo, n_0 se selecciona del modo siguiente:

$$n_0 = Arg \max_n \left(\sum_{k=0}^{N-1} |CP_n^{(k)}|^2 \right).$$

10 Sabiendo que para todo k, $|s_k| = 1$, en n_0 se obtiene un valor particular para cada correlación parcial de índice k:

$$CP_{n_0}^{(k)} = \sum_{q=0}^{\frac{PL}{N}-1} A \times \exp\left(2\pi j\Delta f\left(n_0 + q + k\frac{PL}{N}\right) + j\theta\right) + \sum_{q=0}^{\frac{PL}{N}-1} b_{n_0+q+k\frac{PL}{N}} \times s_{q+k\frac{PL}{N}}^*$$

$$CP_{n_0}^{(k)} = A \times \exp\left(2\pi j\Delta f\left(n_0 + k\frac{PL}{N}\right) + j\theta\right) \sum_{q=0}^{\frac{PL}{N}-1} \exp(2\pi j\Delta f q) + \sum_{q=0}^{\frac{PL}{N}-1} b_{n_0+q+k\frac{PL}{N}} \times s_{q+k\frac{PL}{N}}^*$$

$$CP_{n_0}^{(k)} = \begin{cases} A \times \exp\left(2\pi j\Delta f\left(n_0 + k\frac{PL}{N}\right) + j\theta\right) \times \frac{\sin\left(\pi\Delta f\frac{PL}{N}\right)}{\sin(\pi\Delta f)} \exp\left(\pi j\Delta f\left(\frac{PL}{N} - 1\right)\right) \\ + \sum_{q=0}^{\frac{PL}{N}-1} b_{n_0+q+k\frac{PL}{N}} \times s_{q+k\frac{PL}{N}}^* \end{cases}$$

15 A continuación se pasa a las etapas 14 y 16 de determinación del desfase de la frecuencia portadora a partir de estos valores particulares de las correlaciones parciales.

En particular, durante la etapa 14 se estima un desfase entre las correlaciones parciales calculadas en la posición de sincronización seleccionada n_0 . Más precisamente, se estima, por ejemplo, el desfase medio $\Delta\phi$ entre las correlaciones parciales sucesivas calculadas en la posición de sincronización seleccionada n_0 . Este desfase medio puede expresarse como el argumento de la esperanza matemática siguiente:

$$E\left[CP_{n_0}^{*(k)} \times CP_{n_0}^{(k+1)}\right].$$

20

O, retomando la última expresión de las correlaciones parciales en n_0 , se deduce la expresión siguiente para la esperanza matemática anteriormente citada:

$$E[CP_{n_0}^{*(k)} \times CP_{n_0}^{(k+1)}] = A^2 \left(\frac{\sin\left(\pi \Delta f \frac{PL}{N}\right)}{\sin(\pi \Delta f)} \right)^2 \exp\left(2\pi j \Delta f \frac{PL}{N}\right).$$

donde

$$\Delta\varphi = \text{Arg}\left(E[CP_{n_0}^{*(k)} \times CP_{n_0}^{(k+1)}]\right) = 2\pi \Delta f \frac{PL}{N}.$$

5 Se debe señalar que dicho desfase medio entre las correlaciones parciales sucesivas calculadas en la posición de sincronización seleccionada n_0 es función directamente del desfase de la frecuencia portadora normalizado a la frecuencia de muestreo.

Considerando que la esperanza matemática anteriormente citada puede también estimarse simplemente mediante una suma de productos con los valores de las correlaciones parciales calculadas anteriormente en n_0 , se deduce una estimación $\hat{\Delta\varphi}$ del desfase medio $\Delta\varphi$:

$$10 \quad \hat{\Delta\varphi} = \text{Arg}\left(\sum_{k=0}^{N-1} CP_{n_0}^{*(k)} \times CP_{n_0}^{(k+1)}\right),$$

donde en lo que sigue

$$S_{est} = \sum_{k=0}^{N-1} CP_{n_0}^{*(k)} \times CP_{n_0}^{(k+1)}.$$

Durante la etapa 16 siguiente, se estima el desfase de la frecuencia portadora $\hat{\Delta f}$ normalizado a la frecuencia de muestreo mediante la ecuación siguiente:

$$15 \quad \hat{\Delta f} = \frac{N}{2\pi PL} \hat{\Delta\varphi}.$$

Considerando f_e la frecuencia de muestreo y $\Delta_a f$ el desfase de la frecuencia portadora expresado de modo absoluto, señalando además que para evitar la indeterminación de 2π en el argumento de la estimación de la esperanza matemática anteriormente citada es necesario que $|\Delta\varphi| \leq \pi$, entonces se deduce de ello una condición para $\Delta_a f$:

$$|\Delta_a f| \leq \frac{N f_c}{2PL}, \quad \text{es decir} \quad |\Delta_a f| \leq \frac{ND}{2L}, \quad \text{donde } D \text{ es el volumen de los chips } (D = f_e/P).$$

20 Una vez estimado el desfase de la frecuencia portadora normalizado a la frecuencia de muestreo, es posible decodificar los símbolos contenidos en cada paquete de datos recibido por correlación con una versión de los dieciséis símbolos (en modulación O-QPSK) conocidos por el receptor. Es sabido que, durante la decodificación, se puede realizar una correlación completa o varias correlaciones parciales referentes a cada símbolo posible. En todos los casos, se debe realizar una corrección en los chips de la secuencia ensanchada recibida considerando el desfase de frecuencia portadora estimado. Por otra parte, dicha corrección permite limitar el número de correlaciones parciales a evaluar si se elige dicho principio de decodificación.

25 Así, durante una etapa 18, se calculan unos coeficientes de desfase sucesivos α_k en función del valor $\hat{\Delta f}$ estimado en la etapa 16 y destinados a aplicarse (mediante multiplicación compleja) a los chips sucesivos de la secuencia ensanchada r recibida para corregir el desfase de frecuencia portadora. Dichos coeficientes tienen la siguiente forma:

$$\alpha_k = \exp\left(-j2\pi \times P \times k \times \hat{\Delta f}\right).$$

Suponiendo que la secuencia ensanchada r habitualmente recibida comienza en n_1 , instante en que se sincroniza con la secuencia ensanchada de referencia, la corrección se lleva a cabo de la siguiente manera:

$$v_{n_1+Pk} = r_{n_1+Pk} \times \alpha_k, 0 \leq k < N',$$

- 5 donde N' es el tamaño de las correlaciones parciales o de la correlación total seleccionada(s) para descodificar la secuencia r y las muestras v_n de la secuencia ensanchada corregida v son los valores correlacionados con las secuencias ensanchadas de referencia.

- 10 Los coeficientes de desfase sucesivos pueden obtenerse por cálculo directo, pero también mediante tablas de datos precalculados para evitar cálculos trigonométricos demasiado complicados. Una primera tabla, por ejemplo, permite indicar la fase de esperanza matemática estimada en la etapa 14 y una segunda permite deducir a partir de ella los valores sucesivos de los coeficientes α_k .

- 15 Concretamente, en el caso particular presentado anteriormente de una comunicación con modulación O-QPSK para una frecuencia portadora de 2,48 GHz, un caudal de chips $D = 2\text{MChips/s}$, $L = 32$ chips, $P = 2$ muestras por chip, $N = 16$ correlaciones parciales para la estimación del desfase de frecuencia portadora, $N' = 4$ correlaciones parciales para la descodificación, se puede seleccionar un paso frecuencial de corrección del desfase de frecuencia portadora a 62.500 Hz, que corresponde a 1/32avo del caudal de los chips y a un paso de desfase de 25 ppm.

Se obtiene entonces $\text{Arg}(S_{est}) = 2\pi \times 4 \hat{\Delta f}$ y $\alpha_k = \exp(-2\pi \times \hat{\Delta f} \times k)$.

Se define una primera tabla de datos C como:

$$\forall k, 0 \leq k < 4, C[k] = \tan\left(2\pi\left(\frac{1}{32} + \frac{2}{32}k\right)\right).$$

- 20 Se define una segunda tabla de datos Tab como:

$$\forall n, 0 \leq n < 32, Tab[n] = \exp\left(j2\pi\frac{n}{32}\right).$$

Por la simetría trigonométrica de los elementos de esta segunda tabla de treinta y dos valores, se pueden memorizar sólo ocho valores, incluso sólo cuatro, aprovechando simplemente la simetría entre las funciones seno y coseno del intervalo angular $[0, \pi/2]$.

- 25 A partir del valor de S_{est} obtenido en la etapa 14, se calculan los valores $\text{Re}(S_{est})$ e $\text{Im}(S_{est})$. Se determina el índice k_0 tal que

$$C[k_0] \leq \left| \frac{\text{Im}(S_{est})}{\text{Re}(S_{est})} \right| < C[k_0 + 1],$$

y, con el índice k_0 encontrado y los valores de $\text{Re}(S_{est})$ e $\text{Im}(S_{est})$, se deduce el índice n_0 tal que $Tab[2n_0]$ es una aproximación de S_{est} en valor angular.

- 30 Cuando n_0 es inferior o igual a 8, esto es cuando el desfase de frecuencia portadora normalizado a la frecuencia de muestreo es positivo, se deducen los ocho coeficientes de los desfases sucesivos para aplicar a los ocho chips de la secuencia ensanchada recibida de cada una de las cuatro correlaciones parciales calculadas para la decodificación según la relación siguiente:

$$\alpha_k = Tab[k \times n_0 \quad \text{mod } 32]^*$$

donde el símbolo "*" se refiere al conjugado complejo.

Cuando n_0 es estrictamente superior a 8, esto es cuando el desfase de frecuencia portadora normalizado a la frecuencia de muestreo es negativo, se deducen los ocho coeficientes de desfase sucesivos según la relación siguiente:

$$\alpha_k = Tab[k \times (n_0 - 16) \quad \text{mod } 32]^* .$$

5

A continuación, durante una etapa de correlación 20, por una parte, la secuencia ensanchada actual recibida r se corrige mediante los coeficientes α_k para dar la secuencia ensanchada corregida v y, por otra parte, la secuencia ensanchada corregida v se correlaciona con cada una de las secuencias ensanchadas de referencia posibles según el procedimiento de decodificación seleccionado de correlaciones parciales o de correlación total. En el caso particular de una comunicación con modulación O-QPSK, existen dieciséis valores de correlación diferentes, cada uno correspondiendo a una de las secuencias ensanchadas de referencia. A continuación se calcula el valor absoluto de cada uno de estos dieciséis valores de correlación.

10

Finalmente, durante una última etapa de selección 22, de entre los valores absolutos obtenidos en la etapa anterior se conserva el valor máximo y se selecciona la secuencia ensanchada de referencia correspondiente. De esta forma se deduce el símbolo S correspondiente.

15

Cuando el número de correlaciones parciales calculadas para la decodificación es $N^1 = 4$, teniendo en cuenta que cada corrección, en una correlación parcial mediante los coeficientes α_k , equivale a siete multiplicaciones complejas, es decir a veintiocho multiplicaciones reales y catorce sumas reales, que cada cálculo del valor absoluto global para cada correlación parcial implica dos multiplicaciones reales y una suma real, que el cálculo del valor absoluto para el conjunto de las correlaciones parciales agrega todavía tres sumas reales más, que el coste del producto de una secuencia con una secuencia de referencia es ínfimo porque consiste únicamente en unos cambios de signo y que la suma calculada para cada correlación parcial comprende siete sumas reales, el coste global de la decodificación de cada secuencia ensanchada recibida puede representarse del siguiente modo:

20

- $(28 + 2) \times 4 = 120 \times 16$ multiplicaciones reales, y

25

- $(14 + 1 + 7) \times 4 + 3 = 91 \times 16$ sumas reales.

Se observa que esta solución requiere 8×16 multiplicaciones reales y 33×16 sumas reales menos que la solución preconizada en el documento US 2007/0002937. Resulta entonces menos compleja en términos de cálculos elementales a realizar.

30

En términos de rendimiento, las simulaciones demuestran que, para paquetes de 20 octetos y un desfase relativo de frecuencia portadora de 80 ppm (i.e. 80 partes por millón), con esta solución se alcanza un porcentaje de error por paquete PER del 1% para una relación señal/ruido de 11,5 dB (en vez de 12,5 dB en la solución de detección diferencial del documento US 2007/0002937). Con paquetes de tamaño máximo fijado en 127 octetos y el mismo desfase relativo de frecuencia portadora de 80 ppm, se alcanza un porcentaje de error por paquete PER del 1% para una relación señal/ruido de 13,7 dB (en lugar de 14,5 dB en la solución de detección diferencial del documento US 2007/ 0002937). Se gana entonces aproximadamente 1 dB con respecto a la solución de detección diferencial.

35

Se señala que el procedimiento de estimación del desfase de frecuencia portadora descrito anteriormente puede ser ejecutado, por ejemplo, por un programa de ordenador descargable desde una red de comunicaciones y/o grabarse en un soporte legible por un ordenador y/o ejecutable por un procesador.

40

La figura 2 representa esquemáticamente la estructura funcional general de un receptor 30 de señales de telecomunicación para la realización del procedimiento de estimación del desfase de frecuencia portadora descrito anteriormente, por ejemplo un dispositivo móvil de telecomunicación capaz de comunicarse según el estándar IEEE 802.15.4.

Para ello, el dispositivo móvil 30 comprende una interfaz 32 de emisión/ recepción de señales conforme al estándar IEEE 802.15.4. Las señales recibidas en modulación O-QPSK por el dispositivo móvil 30 son transformadas en banda base mediante un oscilador (no representado).

45

Para estimar el desfase de frecuencia portadora generado por dicho oscilador, el preámbulo de un paquete recibido es transmitido a unos medios 34 de cálculo de correlaciones parciales. Estas correlaciones parciales actúan sobre varias partes sucesivas de la secuencia ensanchada de referencia de símbolo #0, calculándose cada correlación parcial entre una parte del preámbulo en banda base, comprendiendo dicho preámbulo una sucesión de ocho secuencias ensanchadas de referencia de símbolo #0, y una parte predeterminada de la misma secuencia binaria de referencia

50

almacenada y/o generada por el dispositivo móvil 30, según varias posiciones relativas posibles entre el preámbulo recibido y la parte predeterminada.

Según el estándar IEEE 802.15.4, el desfase de frecuencia portadora debe ser inferior a 40 ppm en emisión, lo que permite un desfase máximo de 80 ppm entre el emisor y el receptor. Además, la sensibilidad debe ser superior a -85 dBm, definida como la potencia mínima necesaria durante la recepción para obtener un porcentaje de error en los paquetes inferior al 1% con paquetes de 20 octetos.

Para una frecuencia portadora máxima de 2,48 GHz, el desfase de frecuencia portadora a 80 ppm es de 200 kHz. Como se ha observado anteriormente que

$$|\Delta_a f| \leq \frac{ND}{2L}, \quad \text{entonces } \frac{ND}{2L} > 200 \text{ kHz.}$$

. Es decir, D = 2 Mchips/s y L = 32, N > 6,4.

10 Para secuencias ensanchadas de 32 chips, esto permite considerar 8, 16 o 32 correlaciones parciales. Se observa que N = 16 es una elección ventajosa en términos de porcentaje de error en presencia de un desfase de frecuencia portadora.

Los medios de cálculo 34 se detallan en referencia a las figuras 3 y 4, para el caso particular N = 16, con un muestreo P = 2.

15 Las secuencias ensanchadas de referencia se almacenan y/o generan en unos medios de almacenamiento y/o de generación 36 del dispositivo móvil 30. En particular, estos medios de almacenamiento y/o de generación 36 proporcionan la secuencia ensanchada de referencia correspondiente al símbolo #0 a los medios de cálculo 34.

20 El dispositivo móvil 30 comprende además medios 38 de selección de una posición de sincronización n₀ de entre las posiciones relativas posibles entre la señal recibida y la secuencia binaria de referencia almacenada y/o generada por el dispositivo móvil. Estos medios de selección 38 están pensados para llevar a cabo la etapa 12 anteriormente descrita. Por tanto, están relacionados con los medios de cálculo 34 para recuperar los valores de las correlaciones parciales en cada posición relativa posible.

25 El dispositivo móvil 30 comprende igualmente unos medios 40 de determinación del desfase de frecuencia portadora por estimación del desfase entre las correlaciones parciales calculadas en la posición de sincronización seleccionada. Están entonces relacionados con los medios de selección 38 que les proporcionan esta posición de sincronización. Están pensados para llevar a cabo la etapa 14 anteriormente descrita.

Los medios de determinación 40 se detallan en referencia a la figura 5, para el caso particular N = 16, con un muestreo P = 2.

30 El dispositivo móvil 30 comprende además unos medios 42 de decodificación y corrección de una señal recibida y desmodulada en banda base provista por la interfaz 32. Están pensados para llevar a cabo las etapas 18 y 20 anteriormente descritas, es decir para:

- calcular los coeficientes de desfase sucesivos, definidos en función del valor del desfase de frecuencia portadora determinado por los medios 40,
- corregir la señal recibida y desmodulada en banda base mediante estos coeficientes de desfase sucesivos, y
- 35 - correlacionar la señal recibida corregida con cada una de las secuencias ensanchadas de referencia correspondiente a los símbolos de referencia #0 a #15 almacenadas y/o generadas por los medios 36, y calcular los valores absolutos de cada una de dichas correlaciones.

Estos medios de decodificación y corrección 42 se detallan en referencia a las figuras 7 y 8, para este caso particular de N' = 4, con un muestreo P = 2.

40 Finalmente, el dispositivo móvil 30 comprende unos medios 44 de selección, de entre los valores absolutos proporcionados por los medios de decodificación y corrección 42, del valor máximo y del símbolo S correspondiente. Están pensados para llevar a cabo la etapa 22 anteriormente descrita.

45 La figura 3 representa en detalle los medios de cálculo 34 en el caso particular N = 16, con un muestreo P = 2. En este caso, cada correlación parcial se refiere a cuatro muestras que abarcan dos chips. El cálculo de las N = 16 correlaciones parciales denominadas Corr0 a Corr15 está dividido en dos módulos de cálculo.

Un primer módulo 34' realiza un filtrado de la señal recibida r en una ventana de cuatro muestras, adaptándose tal filtrado a la forma semi-sinusoidal de cada chip. Proporciona una señal e al segundo módulo 34'' de los medios de cálculo 34.

El segundo módulo 34" comprende 32 retardadores con 2 muestras cada uno colocados en serie y que proporcionan 32 muestras a 16 correladores parciales $\text{Corr}(C_{31-2k}, C_{31-2k-1})$, $0 \leq k \leq 15$, actuando cada uno sobre dos chips sucesivos de la secuencia ensanchada de referencia relacionada con el símbolo #0. Esta secuencia ensanchada de referencia se denota (C_{31}, \dots, C_0) en la figura 3.

- 5 En la figura 4 se representa en detalle un correlador parcial cualquiera $\text{Corr}(C_{31-2k}, C_{31-2k-1})$ del segundo módulo 34". Dos muestras e_{n-4k} y e_{n-4k-2} de la señal e , desfasados un período chip, se proporcionan en la entrada de este correlador parcial. Se multiplican respectivamente por los valores conjugados complejos c_{31-2k}^* y $c_{31-2k-1}^*$ de dos chips sucesivos que conforman una parte de la secuencia ensanchada de referencia. Los dos valores obtenidos se suman entonces para dar como resultado la correlación parcial Corrk en una posición relativa posible entre la señal recibida y la parte de referencia considerada. En el momento del muestreo siguiente, dos muestras siguientes e_{n-4k+1} y e_{n-4k-1} de la señal e , desfasadas un período chip, se proporcionan en la entrada de dicho correlador parcial, dando como resultado la correlación parcial Corrk en una posición relativa posible siguiente entre la señal recibida y la parte de referencia considerada. Este cálculo de la correlación parcial se repite para todas las posiciones relativas posibles entre la señal recibida y la parte de referencia considerada, a saber $PL = 64$ posiciones relativas diferentes.
- 10
- 15 Tal como se ha indicado anteriormente con respecto a la etapa 12 de la figura 1, el cálculo de correlaciones parciales realizado para $PL = 64$ posiciones relativas diferentes permite seleccionar una posición de sincronización n_0 . A dicha posición de sincronización corresponden 16 valores particulares de las correlaciones parciales Corr_0 a Corr_{15} indicadas en la figura 5. Según las notas anteriores, los valores particulares provistos a los medios de determinación 40 son:

$$\forall k, 0 \leq k < 16, \text{Corrk} = CP_{n_0}^{(15-k)}.$$

- 20 Tal como se ilustra en la figura 5, los medios de determinación 40 comprenden 15 multiplicadores para multiplicar cada correlación parcial Corr_0 a Corr_{14} por el valor conjugado complejo de la correlación parcial siguiente Corr_1 a Corr_{15} . Los 15 resultados de estas multiplicaciones se suman para dar como salida la señal S_{est} definida anteriormente.

- La precisión lograda considerando el argumento de la señal S_{est} provista por los medios de determinación 40 como estimador del desfase de frecuencia portadora se ilustra en la figura 6. Las tres curvas representadas en dicha figura se obtienen a partir de simulaciones en presencia de ruido blanco gaussiano para diferentes valores de relación señal/ruido: 12 dB, 15 dB y 20 dB. Evidentemente, la precisión de la estimación es mejor en la medida en que la relación señal/ruido aumenta. La curva que nos interesa en particular es aquella que corresponde a una relación señal/ruido de 15 dB, ya que se corresponde con la sensibilidad requerida del receptor. En este caso, el error cuadrático medio en la estimación del desfase de frecuencia portadora es inferior a 5 ppm en la franja de un desfase de frecuencia portadora entre -80 ppm y +80ppm.
- 25
- 30

La figura 7 representa en detalle los medios de decodificación y corrección 42 en el caso particular $N' = 4$, con un muestreo $P = 2$. En este caso, cada correlación parcial de decodificación se refiere a dieciséis muestras que abarcan ocho chips. El cálculo de las $N' = 4$ correlaciones parciales de decodificación está dividido en dos módulos de cálculo.

- 35 Un primer módulo 42', idéntico al módulo 34', realiza un filtrado de la señal r adaptado a la forma semi-sinusoidal de cada chip. Proporciona una señal e al segundo módulo 42" de los medios de decodificación y corrección 42.

- El segundo módulo 42" comprende 32 retardadores de 2 muestras cada uno colocados en serie y proporciona 32 muestras a 4 correladores parciales $\text{Corr}(C_{31-8k}, C_{31-8k-1}, C_{31-8k-2}, C_{31-8k-3}, C_{31-8k-4}, C_{31-8k-5}, C_{31-8k-6}, C_{31-8k-7})$, $0 \leq k < 4$, incidiendo cada uno en 8 chips sucesivos de cada una de las 16 secuencias ensanchadas de referencia relacionadas con los símbolos #0 a #15. Dicha secuencia ensanchada en base a la cual están calculadas las 4 secuencias parciales se indican, por simplificar, como (C_{31}, \dots, C_0) en esta figura y la siguiente.
- 40

- En la figura se representa en detalle un correlador parcial cualquiera $\text{Corr}(C_{31-8k}, C_{31-8k-1}, C_{31-8k-2}, C_{31-8k-3}, C_{31-8k-4}, C_{31-8k-5}, C_{31-8k-6}, C_{31-8k-7})$ del segundo módulo 42". Ocho muestras $e_{n-16k}, e_{n-16k-2}, e_{n-16k-4}, e_{n-16k-6}, e_{n-16k-8}, e_{n-16k-10}, e_{n-16k-12}$ y $e_{n-16k-14}$, de la señal e , desfasadas de dos en dos por un período chip, se proporcionan en la entrada de dicho correlador parcial. Se multiplican respectivamente por los ocho coeficientes de desfase sucesivos α_7 a α_0 (pero con $\alpha_0 = 1$, lo que suprime una multiplicación) para realizar la corrección del desfase de frecuencia portadora y las correlacionados con los ocho chips sucesivos $C_{31-8k}, C_{31-8k-1}, C_{31-8k-2}, C_{31-8k-3}, C_{31-8k-4}, C_{31-8k-5}, C_{31-8k-6}, C_{31-8k-7}$ para generar una parte de la secuencia ensanchada de referencia considerada. Los ocho valores obtenidos se suman entonces para dar el resultado de correlación parcial considerada.
- 45

- Tal como se ilustra en la figura 7, el módulo 42" efectúa a continuación el cálculo del valor absoluto al cuadrado de dicho resultado para cada correlador parcial y agrega los cuatro valores absolutos parciales dando una variable de decisión D del símbolo considerado.
- 50

Los cálculos anteriormente citados realizados por los medios de decodificación y corrección 42 se repiten para cada símbolo #0 a #15.

Otro efecto del desfase de frecuencia portadora es generar también un desfase de la frecuencia de los símbolos. Estos dos desfases de frecuencia están directamente relacionados del siguiente modo:

$$\delta f = \frac{\Delta_a f}{f_c}, \text{ donde } \delta f \text{ representa a la vez el desfase relativo de la frecuencia de los símbolos y de la frecuencia portadora, } \Delta_a f \text{ es el desfase absoluto de la frecuencia portadora y } f_c \text{ es la frecuencia portadora.}$$

5 El desfase relativo de la frecuencia de los símbolos provoca un desfase regular de la sincronización de los símbolos al nivel del receptor. Cuando t_0 es un instante inicial donde la sincronización al nivel de los símbolos se supone perfecta, entonces el desfase de los símbolos en función del tiempo t es

$$-(t - t_0)\delta f \text{ (donde } \delta f \text{ se considera muy inferior a 1).}$$

10 Esta expresión representa el hecho de que cuando δf es positivo, el receptor muestrea demasiado rápido con respecto al emisor, lo que genera un retardo con respecto a la señal recibida: es necesario entonces retirar una muestra cuando dicho desfase es superior a medio paso de muestreo. Se deduce de ello que al cabo de $1/2\delta f$ muestras y cada $1/2\delta f$ muestras hay que retirar una muestra para compensar dicho desfase.

15 Cuando δf es negativo, el receptor no muestrea lo suficientemente rápido con respecto al emisor, lo que genera un adelanto con respecto a la señal recibida: es necesario entonces agregar una muestra cuando dicho desfase es superior a medio paso de muestreo. Se deduce de ello que al cabo de $1/2\delta f$ muestras y cada $1/2\delta f$ muestras hay que añadir una muestra para compensar dicho desfase.

Cuando se quiere determinar la recurrencia de la adición o eliminación de muestras mediante una tabla de valores precalculados, basta con asociar a la tabla *Tab* definida anteriormente una tabla *TabSymb* donde $TabSymb[0] = \text{infinito}$ y para todo $i, 0 \leq i < 8$,

$$20 \quad TabSymb[i] = \frac{f_c}{2i\Delta_a f_{min}}$$

Para $f_c = 2,45 \text{ GHz}$ y $\Delta_a f_{min} = 62500 \text{ Hz}$, $TabSymb[1] = 19600$, $TabSymb[2] = 9800$, etc.

El valor de esta tabla da la posición de la primera muestra a añadir o eliminar, espaciándose las siguientes a continuación dos veces dicho valor.

25 Parece claro que el procedimiento y el dispositivo descritos anteriormente permiten mejorar las soluciones existentes, ya que presentan mejores resultados en términos de precisión en la estimación y de simplicidad de cálculo.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de estimación de un desfase de frecuencia portadora en un receptor de señales de telecomunicación, que comprende

5 – una etapa (10) de cálculo de las correlaciones parciales referidas a varias partes sucesivas de una secuencia binaria de referencia, calculándose cada correlación parcial entre una parte de una señal recibida por el receptor en dicha frecuencia portadora, comprendiendo dicha señal tal secuencia binaria de referencia, y una parte predeterminada de dicha secuencia binaria de referencia almacenada y/o generada por el receptor, según varias posiciones relativas posibles entre la señal recibida y la porción predeterminada, y

10 – una etapa (14, 16) de determinación del desfase de frecuencia portadora a partir de las correlaciones parciales calculadas,

caracterizado porque comprende una etapa (12) de selección de una posición de sincronización entre las posiciones relativas posibles entre la señal recibida y la secuencia binaria de referencia almacenada y/o generada por el receptor, y porque la etapa de determinación comprende la estimación (14) de un desfase entre las correlaciones parciales calculadas en la posición de sincronización seleccionada.

15 2. Procedimiento de estimación de un desfase de frecuencia portadora según la reivindicación 1, caracterizado porque la etapa de determinación (14, 16) comprende la estimación (14) de un desfase medio entre las correlaciones parciales sucesivas calculadas en la posición de sincronización seleccionada, principalmente por estimación de la esperanza matemática del producto entre dos correlaciones parciales sucesivas cualesquiera calculadas en la posición de sincronización seleccionada.

20 3. Procedimiento de estimación de un desfase de frecuencia portadora según la reivindicación 2, caracterizado porque el desfase de frecuencia portadora viene determinado por la relación

$$\hat{\Delta f} = \frac{N}{2\pi PL} \hat{\Delta \phi},$$

25 donde $\hat{\Delta f}$ es el desfase de frecuencia portadora normalizado a una frecuencia de muestreo de la señal recibida, $\hat{\Delta \phi}$ es el desfase medio estimado, N es el número de correlaciones parciales sucesivas, L es el número de bits de la secuencia binaria de referencia, L/N representa entonces el número de bits de cada parte donde se realiza una correlación parcial, y P es el número de muestras por bit de la secuencia binaria de referencia.

4. Procedimiento de estimación de un desfase de frecuencia portadora según una de las reivindicaciones 1 a 3, caracterizado porque comprende además una etapa (18, 20) de corrección del desfase de frecuencia portadora mediante la compensación de dicho desfase en la señal recibida según el valor determinado del desfase de frecuencia portadora.

30 5. Procedimiento de estimación de un desfase de frecuencia portadora según la reivindicación 4, caracterizado porque la etapa de corrección (18, 20) comprende:

– una etapa (18) de cálculo de los coeficientes de desfase sucesivos definidos en función del valor determinado del desfase de frecuencia portadora, y

– una etapa (20) de aplicación de dichos coeficientes de desfase sucesivos a unas muestras de la señal recibida.

35 6. Procedimiento de estimación de un desfase de frecuencia portadora según la reivindicación 5, caracterizado porque los coeficientes de desfase sucesivos se calculan mediante tablas de datos precalculados.

40 7. Procedimiento de estimación de un desfase de frecuencia portadora según una de las reivindicaciones 1 a 6, caracterizado porque la secuencia binaria de referencia se obtiene por extensión del espectro de secuencia directa de un símbolo de referencia, principalmente en el marco de una transmisión conforme a la norma IEEE 802.15.4 previendo una transmisión de símbolos por paquetes, estando comprendida la secuencia binaria de referencia en el preámbulo de cada paquete recibido.

45 8. Procedimiento de estimación de un desfase de frecuencia portadora según la reivindicación 7, caracterizado porque el desfase de frecuencia portadora acompañado por un desfase de frecuencia de los símbolos transmitidos compensa el desfase engendrado en las muestras seleccionadas por el receptor mediante la adición o supresión de una muestra cada vez que dicho desfase es superior, adelantado o retrasado, a medio paso de muestreo.

9. Programa de ordenador descargable desde una red de comunicación y/o grabado en un soporte legible por ordenador y/o ejecutable por un procesador, caracterizado porque comprende instrucciones de código de programa para la ejecución de las etapas de un procedimiento de estimación de un desfase de frecuencia portadora según una de las reivindicaciones 1 a 8 cuando dicho programa es ejecutado en un ordenador.

10. Dispositivo móvil de telecomunicación (30) que comprende medios de estimación de un desfase de frecuencia portadora, comprendiendo dichos medios:

– medios (36) de almacenamiento y/o de generación de una secuencia binaria de referencia,

5 – medios (34) de cálculo de las correlaciones parciales referidas a varias partes sucesivas de la secuencia binaria de referencia, calculándose cada correlación parcial entre una parte de una señal recibida por el receptor a dicha frecuencia portadora, comprendiendo dicha señal la secuencia binaria de referencia, y una parte predeterminada de dicha secuencia binaria de referencia almacenada y/o generada por el dispositivo móvil, según varias posiciones relativas posibles entre la señal recibida y la parte predeterminada, y

10 – medios (40) de determinación del desfase de frecuencia portadora a partir de las correlaciones parciales calculadas,

caracterizado porque comprende medios (38) de selección de una posición de sincronización entre las posiciones relativas posibles entre la señal recibida y la secuencia binaria de referencia almacenada y/o generada por el dispositivo móvil (30), y porque los medios de determinación (40) comprenden medios de estimación de un desfase entre las correlaciones parciales calculadas en la posición de sincronización seleccionada.

Fig.1

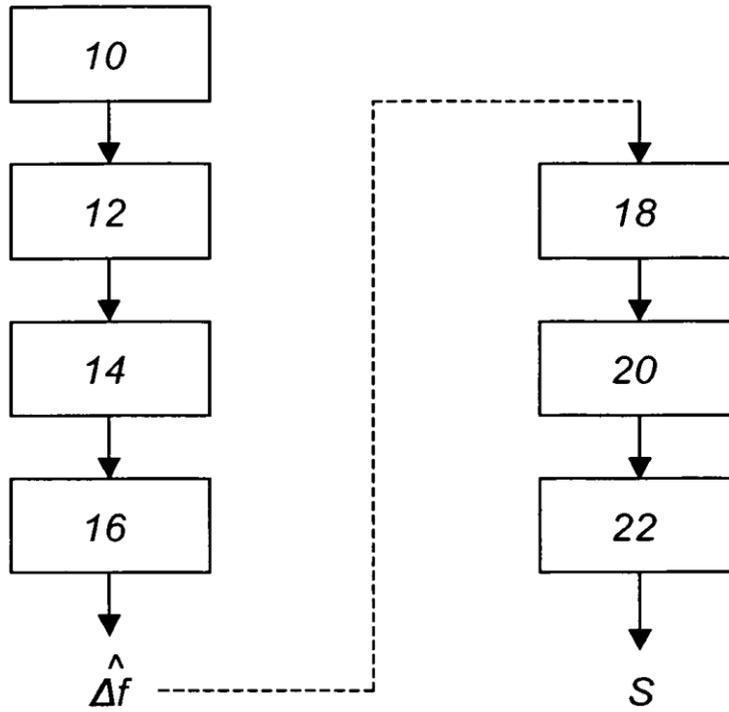
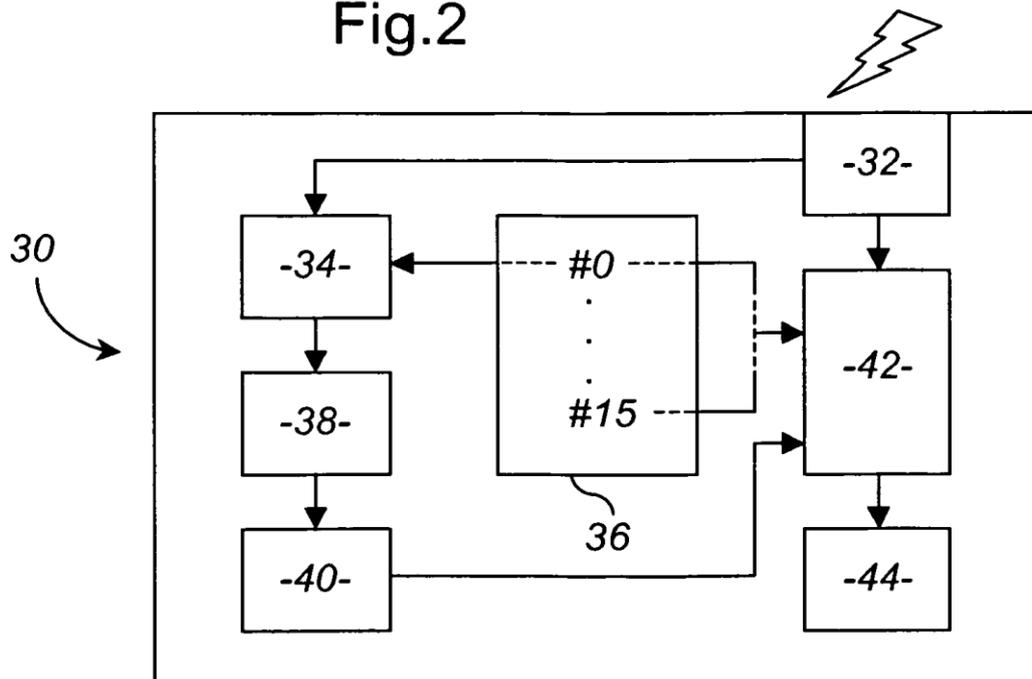
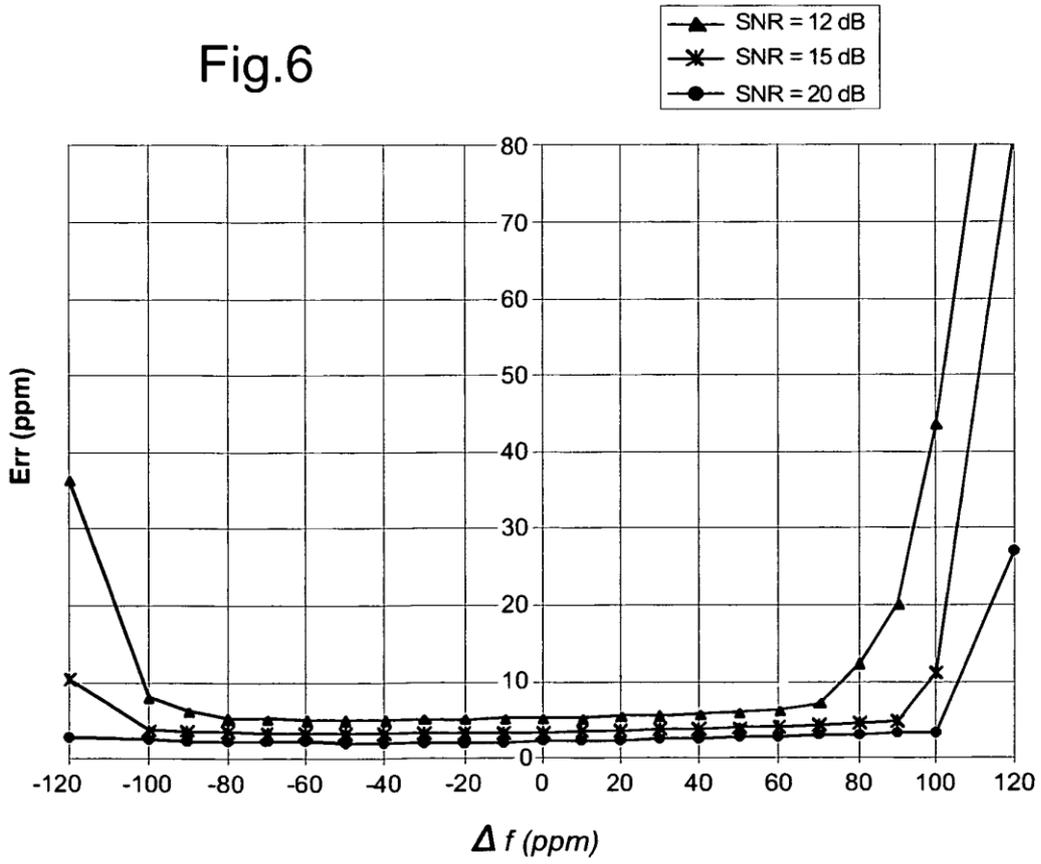
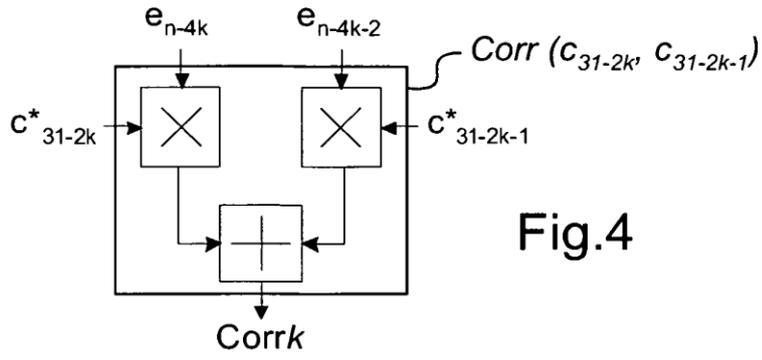


Fig.2





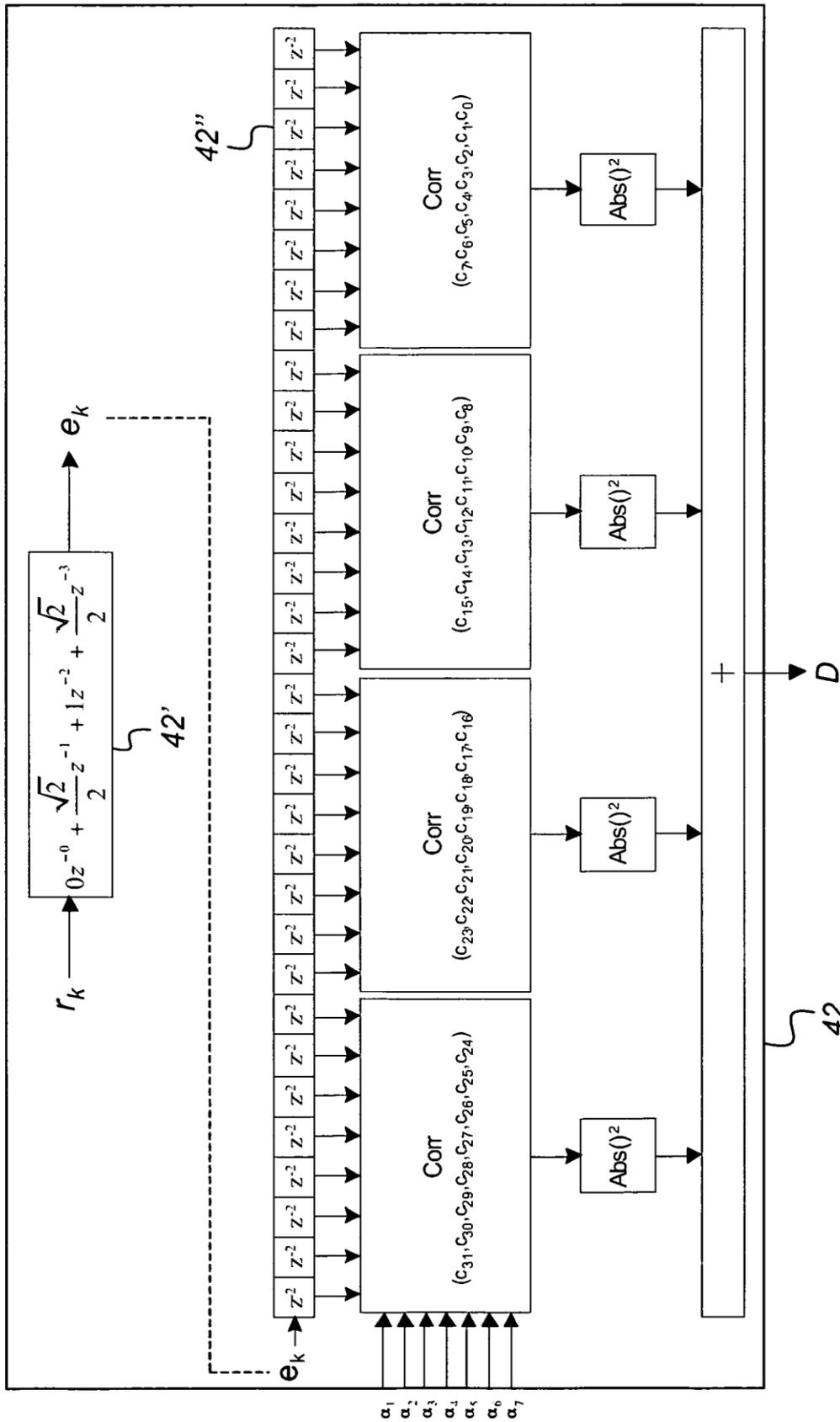


Fig. 7

Fig.8

