

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 707 611**

51 Int. Cl.:

H04L 27/18 (2006.01)

H04L 27/22 (2006.01)

H04L 27/233 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

H04L 27/38 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **05.07.2012 PCT/EP2012/063194**

87 Fecha y número de publicación internacional: **17.01.2013 WO13007613**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **05.07.2012 E 12731487 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **31.10.2018 EP 2732592**

54 Título: **Procedimiento y módulo de estimación del sesgo frecuencial en un sistema de telecomunicaciones digitales**

30 Prioridad:

11.07.2011 FR 1156304

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

04.04.2019

73 Titular/es:

**SIGFOX (100.0%)
425 rue Jean Rostand
31670 Labège, FR**

72 Inventor/es:

**ARTIGUE, CÉDRIC;
FOURTET, CHRISTOPHE y
VERTES, MARC**

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 707 611 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 y módulo de estimación del sesgo frecuencial en un sistema de telecomunicaciones digitales

Campo técnico

- 5 La presente invención pertenece al campo de las telecomunicaciones digitales. Más en particular, la presente invención concierne a la estimación de un sesgo frecuencial que afecta a una trama de símbolos emitida por un terminal y recibida por una estación de un sistema de telecomunicaciones digitales.

Estado de la técnica

La invención resulta de aplicación particularmente ventajosa en las telecomunicaciones inalámbricas en frecuencia portadora.

- 10 Por “en frecuencia portadora”, se entiende que la emisión de una trama de símbolos por parte de un terminal comprende una etapa de traslación en frecuencia de dicha trama de frecuencias encaminada a modificar una frecuencia central del espectro frecuencial de la trama de frecuencias.

- 15 En efecto, en la práctica, la generación de una trama de símbolos se efectúa en torno a una frecuencia nula, en “banda base”, y esta trama de símbolos debe ser trasladada en torno a una frecuencia portadora no nula, en particular por motivos de compartición de recurso frecuencial.

- 20 La emisión de una trama de símbolos en frecuencia portadora se efectúa en forma de una señal radioeléctrica, que a continuación es recibida por una estación del sistema de telecomunicaciones. La estación, entonces, tiene que extraer los datos emitidos por el terminal, y esta extracción comprende en especial una o varias etapas de traslación en frecuencia de la señal radioeléctrica, encaminadas a devolver a banda base la trama de símbolos, así como una etapa de conversión analógico-digital (A/D, por “Analog to Digital”) de la señal recibida, en vistas a extraer los datos mediante unos medios de cálculo digitales.

No obstante, la señal digital, representativa de la señal radioeléctrica recibida por la estación, generalmente se ve afectada por un sesgo frecuencial que, si no es compensado suficientemente, perturba la extracción de los datos.

Tal sesgo frecuencial puede provenir especialmente:

- 25 - de una deriva frecuencial de unos medios de síntesis frecuencial del terminal, que lleva consigo un error en la frecuencia central del espectro frecuencial de la señal radioeléctrica emitida, que es diferente de la frecuencia portadora que interesa,
- de un error de estimación de la frecuencia central del espectro frecuencial de la señal radioeléctrica en la estación,
- 30 - de una deriva frecuencial de unos medios de síntesis frecuencial de la estación, que lleva consigo un error en la frecuencia central utilizada para trasladar en frecuencia la señal radioeléctrica recibida para devolver a banda base la trama de símbolos,
- de un desplazamiento relativo del terminal con respecto a la estación, que viene acompañado de una traslación en frecuencia indeseable del espectro frecuencial de la señal radioeléctrica, conocida con el
- 35 nombre de efecto Doppler, etc.

Consecuentemente, la señal digital, a partir de la cual deben ser extraídos por el terminal los datos emitidos, puede resultar afectada por un sesgo frecuencial correspondiente a una desviación entre una frecuencia central que se le supone al espectro frecuencial de la señal digital, generalmente la frecuencia nula, y una frecuencia central real de dicho espectro frecuencial de la señal digital.

- 40 La figura 1 representa un ejemplo de perturbaciones introducidas por un sesgo frecuencial residual que afecta a una señal digital correspondiente a una trama de símbolos BPSK (“Binary Phase Shift Keying”). Se advierte en esta figura que la amplitud de los símbolos BPSK varía acusadamente, y que puede producirse una inversión de signo de dichos símbolos BPSK. Por lo tanto, se comprende que, si no se estima y se corrige el sesgo frecuencial, se verán muy rebajadas las prestaciones de la extracción de datos emitidos por el terminal.

- 45 Se conoce, especialmente en los sistemas de telecomunicaciones móviles celulares, tal como el sistema GSM (“Global System for Mobile Communications”), insertar secuencias de aprendizaje en la trama de símbolos. Una secuencia de aprendizaje es un conjunto de símbolos conocidos *a priori* por el terminal y por la estación que, consecuentemente, no corresponden a datos útiles emitidos por el terminal. La estación, debido a que conoce los símbolos que constituyen estas secuencias de aprendizaje, podrá estimar el sesgo frecuencial mediante comparación de las secuencias de aprendizaje con los símbolos de la señal digital correspondientes a las secuencias de aprendizaje.
- 50

No obstante, la inserción de tales secuencias de aprendizaje reduce la eficiencia del intercambio de datos entre un

terminal y una estación, eficiencia que se corresponde con la tasa de datos útiles (es decir, de los datos no conocidos *a priori* por la estación receptora) por trama.

Esto es particularmente gravoso en los sistemas de baja velocidad de transferencia, en los cuales las tramas emitidas pueden no incluir más que algunos símbolos (por ejemplo, del orden de la decena o del centenar de símbolos).

- 5 Se conoce otra solución en la solicitud US 6567480 B1, que propone un procedimiento de estimación de un sesgo frecuencial basado en los cálculos de las desviaciones de fase entre símbolos sucesivos.

Explicación de la invención

10 La presente invención pretende proporcionar una solución que permita estimar un sesgo frecuencial que afecta a una señal digital sin precisar de la inserción de secuencias de aprendizaje en una trama de símbolos (es decir, que la estimación de la desviación frecuencial puede efectuarse en modo "ciego").

La presente invención resulta de ventajosa aplicación, aunque en absoluto limitativa, en los sistemas de telecomunicaciones de baja velocidad de transferencia en los que las tramas emitidas incluyen un reducido número de símbolos, por ejemplo menos de unas decenas de símbolos.

15 La presente invención persigue asimismo, de manera más general, proporcionar un sistema de telecomunicaciones digitales en el que los terminales son simples y económicos en su puesta en práctica.

20 De acuerdo con un primer aspecto, la invención concierne a un procedimiento de estimación de un sesgo frecuencial que afecta a una señal digital representativa de una trama de símbolos emitida por un terminal con destino a una estación de un sistema de telecomunicaciones digitales, correspondiendo dicho sesgo frecuencial a una desviación entre una frecuencia central que se le supone a un espectro frecuencial de la señal digital y una frecuencia central real de dicho espectro frecuencial. De acuerdo con la invención, el procedimiento de estimación incluye las etapas de:

- obtención de la señal digital mediante muestreo de una señal analógica, representativa de la trama de símbolos, con un periodo de muestreo T_e inferior a un tiempo predefinido de cada uno de los símbolos de la trama, tal que la señal digital incluya al menos tres muestras por símbolo,
- estimación del sesgo frecuencial que afecta a la señal digital en función de unas magnitudes calculadas para 25 N_p pares de muestras escogidos de modo que varios de dichos N_p pares pertenezcan necesariamente a un mismo símbolo de la trama, siendo representativa cada magnitud de una diferencia de fase entre las muestras del par de muestras que se considere, estando separadas las muestras de cada uno de los N_p pares por un mismo número D no nulo de periodos de muestreo.

30 Debido a que la señal digital incluye al menos tres muestras por símbolo, se comprende que es posible tener varios pares cuyas muestras pertenezcan todas ellas a un mismo símbolo (escogiendo D de manera tal que la señal digital incluya al menos dos pares de muestras consecutivos por símbolo). Por ejemplo, si la señal digital incluye exactamente tres muestras por símbolo, entonces cada símbolo incluirá dos pares de muestras escogiendo D igual a uno.

35 Al ser la diferencia de fase entre dos muestras pertenecientes a un mismo símbolo independiente de la fase del símbolo, se comprende que es ventajoso, para estimar el sesgo frecuencial en modo "ciego", considerar magnitudes calculadas para pares de muestras pertenecientes a un mismo símbolo. Adicionalmente, al considerar varios pares de muestras pertenecientes a un mismo símbolo, se comprende que el sesgo frecuencial podrá ser estimado aun si la trama incluye un reducido número de símbolos.

40 De acuerdo con formas particulares de puesta en práctica, el procedimiento de estimación de sesgo frecuencial incluye una o varias de las siguientes características, tomadas aisladamente o según todas las combinaciones técnicamente posibles.

Preferentemente, el sesgo frecuencial es estimado en función de magnitudes calculadas para N_p pares de muestras escogidos de modo que todas las muestras de dichos N_p pares pertenezcan necesariamente a como máximo dos símbolos consecutivos de la trama. Preferentemente, el número D es igual a uno, de modo que un solo par, de entre los N_p pares de muestras, puede estar constituido a partir de muestras pertenecientes a símbolos diferentes.

45 Preferentemente, el periodo de muestreo T_e es tal que la señal digital incluye al menos diez muestras por símbolo, preferentemente al menos cien muestras por símbolo.

Preferentemente, el sesgo frecuencial f_{EST} se estima según la siguiente expresión:

$$f_{EST} = \frac{1}{2 \cdot q \cdot D \cdot \pi \cdot T_e} \cdot \arg \left(\sum_{n=0}^{N_p-1} (r(n_0 + D + n) \cdot r^*(n_0 + n))^q \right) - F_0$$

expresión en la que:

- $r(n)$ es una muestra de la señal digital correspondiente al instante de muestreo $n \cdot T_e$, siendo $r(n_0)$ la primera muestra de las muestras de los N_p pares considerados,
- $r^*(n)$ es la compleja conjugada de $r(n)$,
- $\arg(x)$ corresponde a la fase del número complejo x ,
- 5 - q es, bien igual a uno, o bien igual a un número par,
- F_0 es la frecuencia central que se le supone a la señal digital.

Preferentemente, se realizan varias estimaciones del sesgo frecuencial en función de magnitudes calculadas para conjuntos diferentes de pares de muestras, y por que el procedimiento incluye una etapa de filtrado paso bajo de dichas estimaciones del sesgo frecuencial.

10 De acuerdo con un segundo aspecto, la invención concierne a un procedimiento de telecomunicaciones para intercambiar datos entre un terminal y una estación de un sistema de telecomunicaciones digitales, intercambiándose dichos datos en forma de una trama de símbolos. El procedimiento de telecomunicaciones incluye las etapas de:

- emisión, por parte del terminal, de una trama de símbolos en forma de una señal radioeléctrica cuyo espectro frecuencial instantáneo es de anchura inferior a una deriva frecuencial de un medio de síntesis frecuencial de dicho terminal,
- 15 - recepción de dicha señal radioeléctrica por la estación,
- estimación de un sesgo frecuencial que afecta a una señal digital representativa de la señal radioeléctrica de manera acorde con un procedimiento de estimación según la invención,
- compensación del sesgo frecuencial que afecta a la señal digital en función de la estimación de dicho sesgo frecuencial,
- 20 - extracción de los datos emitidos por el terminal.

De acuerdo con un tercer aspecto, la invención concierne a un módulo de estimación de un sesgo frecuencial que afecta a una señal digital representativa de una trama de símbolos emitida por un terminal con destino a una estación, correspondiendo dicho sesgo frecuencial a una desviación entre, por una parte, una frecuencia central que se le supone a un espectro frecuencial de la señal digital y, por otra, una frecuencia central real de dicho espectro frecuencial. De acuerdo con la invención, el módulo de estimación incluye medios configurados para estimar el sesgo frecuencial que afecta a la señal digital de manera acorde con un procedimiento de estimación según la invención.

De acuerdo con un cuarto aspecto, la invención concierne a una estación de un sistema de telecomunicaciones digitales, incluyendo dicha estación un módulo de estimación de sesgo frecuencial según la invención.

30 De acuerdo con un quinto aspecto, la invención concierne a un sistema de telecomunicaciones digitales que incluye:

- una estación según la invención,
- al menos un terminal configurado para emitir datos en forma de señales radioeléctricas cuyo espectro frecuencial instantáneo es de anchura inferior a una deriva frecuencial de un medio de síntesis frecuencial de dicho al menos terminal.

35 **Presentación de las figuras**

Se comprenderá mejor la invención con la lectura de la siguiente descripción, dada a título de ejemplo sin carácter limitativo alguno y llevada a cabo con referencia a las figuras, que representan:

figura 1: ya descrita, un ejemplo de perturbaciones introducidas por un sesgo frecuencial residual que afecta a una señal digital,

40 figura 2: una representación esquemática de un sistema de telecomunicaciones que incluye una estación y una pluralidad de terminales,

figura 3: un diagrama que representa esquemáticamente las etapas principales de un procedimiento de estimación de sesgo frecuencial,

45 figura 4: un diagrama que representa esquemáticamente las etapas principales de un procedimiento de telecomunicaciones,

figura 5: una representación esquemática de un ejemplo de ocupación de una subbanda frecuencial por una señal

radioeléctrica emitida por un terminal,

figura 6: una representación esquemática de un ejemplo de variación, en el transcurso en función de la temperatura, de la ocupación de una subbanda frecuencial por un terminal, y

5 figura 7: una representación esquemática de un ejemplo de realización de una estación del sistema de telecomunicaciones.

Descripción detallada de formas de realización

La figura 2 representa, de una manera muy esquemática, un sistema de telecomunicaciones 1 que comprende varios terminales 10 y una estación 20.

10 En el contexto de la invención, se entiende, de manera general, por “estación” todo dispositivo receptor adaptado para recibir señales radioeléctricas. La estación 20 es, por ejemplo, uno cualquiera de los terminales 10, o un dispositivo particular tal como un punto de acceso a una red por cable o sin cable de telecomunicaciones, que centraliza los datos emitidos por cada uno de los terminales 10.

15 Se entiende por “señal radioeléctrica” una onda electromagnética que se propaga a través de unos medios sin cable, cuyas frecuencias están comprendidas dentro del espectro tradicional de las ondas radioeléctricas (unos hercios a varios cientos de gigahercios) o en bandas de frecuencias vecinas.

Es de señalar que se asume principalmente el caso de una emisión de datos mediante terminales 10 hacia la estación 20. La ocasional emisión de datos por la estación 20 hacia los terminales 10 sale del ámbito de la invención.

20 Los terminales 10 incluyen medios para emitir señales radioeléctricas, considerados como conocidos por un experto en la materia. Cada señal radioeléctrica emitida es preferentemente una señal radioeléctrica monoportadora (por oposición a una señal radioeléctrica multiportadora del tipo OFDM –“Orthogonal Frequency Division Multiplexing”–). Adicionalmente, un terminal 10 incluye preferentemente una unidad central de proceso del tipo de las que incluyen un procesador unido a una o unas memorias electrónicas en las que se memorizan instrucciones de código de programa de ordenador. Según ciertas formas de realización, un terminal 10 incluye uno o unos dispositivos lógicos programables de tipo FPGA, PLD, CPLD, etc.

25 La estación 20 incluye medios para recibir señales radioeléctricas, considerados como conocidos por un experto en la materia. Adicionalmente, la estación 20 incluye preferentemente una unidad central de proceso del tipo de las que incluyen un procesador unido a una o unas memorias electrónicas en las que se memorizan instrucciones de código de programa de ordenador. Según ciertas formas de realización, la estación 20 incluye uno o unos dispositivos lógicos programables de tipo FPGA, PLD, CPLD, etc.

30 La presente invención concierne, en primer lugar, a un procedimiento de estimación 30 de un sesgo frecuencial que afecta a una señal digital, representativa de una trama de símbolos emitida por un terminal 10, siendo puesto en práctica dicho procedimiento en la estación 20.

La figura 3 representa esquemáticamente las etapas principales de tal procedimiento de estimación 30, que son:

- 35
- 300 obtención de la señal digital mediante muestreo de una señal analógica representativa de la trama de símbolos emitida por el terminal 10,
 - 302 cálculo de magnitudes para varios pares de muestras de la señal digital, siendo representativa cada magnitud de una diferencia de fase entre las muestras de un par de muestras,
 - 304 estimación del sesgo frecuencial que afecta a la señal digital en función de unas magnitudes calculadas para varios pares de muestras.

40 En el transcurso de una etapa 300 de obtención de la señal digital, se realiza el muestreo de la señal digital con un periodo de muestreo T_e inferior a un tiempo T_s predefinido de cada uno de los símbolos de la trama.

De esta manera, se asegura que la señal digital incluye varias muestras por símbolo. El periodo de muestreo T_e se elige, con respecto al tiempo T_s , de modo que la señal digital incluya al menos N_e muestras por símbolo, siendo N_e igual o superior a tres.

45 N_e se define por ser igual a la parte entera de la relación T_s/T_e , de modo que la señal digital incluirá generalmente N_e muestras por símbolo, pero asimismo podrá incluir $(N_e + 1)$ muestras por símbolo. Más adelante en la descripción, se asume, sin carácter limitativo, el caso de que T_s es proporcional a T_e , de modo que la señal digital siempre incluye N_e muestras por símbolo.

50 Preferentemente, el periodo de muestreo T_e se elige de modo que N_e es muy superior a tres, por ejemplo igual o superior a diez, e incluso a cien. El interés de tener tales valores de N_e radica en el hecho de que la estimación del sesgo frecuencial podrá verse mejorada y/o acelerada.

Adicionalmente, se comprende que, en el caso de un sistema de telecomunicaciones de baja velocidad de transferencia en el que las tramas emitidas incluyen un reducido número de símbolos, el hecho de tener varias muestras por símbolo permite compensar el hecho de que las tramas incluyan pocos símbolos utilizables para la estimación del sesgo frecuencial.

- 5 La etapa 300 permite obtener una señal digital constituida a partir de varias muestras, designándose, más adelante en la exposición, la muestra correspondiente al instante $n \cdot T_e$ por $r(n)$. La muestra $r(n)$ puede expresarse, por ejemplo, como sigue, pasando por alto eventuales ruidos aditivos:

$$r(n) = s\left(E\left(\frac{n+nd}{Ne}\right)\right) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (F_0 + fd) \cdot n \cdot T_e} \quad (e1)$$

La expresión (e1) es una expresión aproximada en la que:

- 10 - fd es el sesgo frecuencial que afecta a la señal digital,
 - j es la unidad imaginaria (tal que $j^2 = -1$),
 - $E(x)$ corresponde a la parte entera de x ,
 - $s(m)$ es el símbolo en el instante $m \cdot T_s$,
 15 - nd representa un corrimiento en el tiempo, representativo del hecho de que no necesariamente se conocen los instantes de transición entre un símbolo de la trama y el símbolo siguiente de esa trama,
 - F_0 es una frecuencia central que se le supone al espectro frecuencial de la señal digital.

Es de señalar que la frecuencia central supuesta F_0 puede ser, por ejemplo:

- 20 - la frecuencia portadora de las señales radioeléctricas emitidas por el terminal 10; en tal caso, la señal analógica muestreada se corresponde con la señal recibida en frecuencia portadora, lo cual es posible si esta frecuencia portadora no es demasiado elevada (con el fin de poder sobremuestrearla a fin de tener al menos tres muestras por símbolo, e incluso más),
 - una frecuencia intermedia, inferior a la frecuencia portadora, a la que se ha devuelto la señal recibida en frecuencia portadora,
 - la frecuencia nula, en cuyo caso la señal digital es llamada "en banda base".

- 25 Más adelante en la descripción, se asume, sin carácter limitativo, el caso de que los símbolos emitidos son símbolos BPSK y el caso de que $s(m) = \pm 1$.

En el transcurso de la etapa 302, se calculan, para varios pares de muestras de la señal digital, magnitudes representativas de diferencias de fase entre las muestras de dichos pares. Las muestras de cada par considerado están separadas por un mismo número D no nulo de periodos de muestreo.

- 30 Adicionalmente, D se elige tal que la señal digital incluya varios pares de muestras diferentes por símbolo de la trama. Dos pares de muestras son diferentes a partir del instante en que tienen como máximo una muestra común. En la práctica, para asegurar que la señal digital incluya al menos dos pares de muestras diferentes por símbolo de la trama, D tiene que ser igual o inferior a $(Ne - 2)$.

En una forma preferida de puesta en práctica, las magnitudes calculadas son las siguientes:

35
$$g(n) = r(n + D) \cdot r^*(n)$$

A tenor de la expresión (e1), las magnitudes $g(n)$ calculadas pueden expresarse de la siguiente forma:

$$g(n) = s\left(E\left(\frac{n+D+nd}{Ne}\right)\right) \cdot s^*\left(E\left(\frac{n+nd}{Ne}\right)\right) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (F_0 + fd) \cdot D \cdot T_e} \quad (e2)$$

Se comprende que, si las muestras $r(n + D)$ y $r(n)$ pertenecen al mismo símbolo BPSK, en este caso:

$$s\left(E\left(\frac{n+D+nd}{Ne}\right)\right) \cdot s^*\left(E\left(\frac{n+nd}{Ne}\right)\right) = 1$$

- 40 y:

$$g(n) = e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (F_0 + fd) \cdot D \cdot T_e}$$

En este caso, la única incógnita es el sesgo frecuencial f_d .

Si, por el contrario, las muestras $r(n + D)$ y $r(n)$ no pertenecen al mismo símbolo BPSK, en este caso:

$$s\left(E\left(\frac{n + D + nd}{Ne}\right)\right) \cdot s^*\left(E\left(\frac{n + nd}{Ne}\right)\right) = \pm 1$$

y:

$$g(n) = \pm e^{j2\pi \cdot (F_0 + f_d) \cdot D \cdot T_e} \quad (e3)$$

En este caso, se añade un salto de fase de π cuando los símbolos BPSK a los que pertenecen las muestras $r(n + D)$ y $r(n)$ no tienen el mismo valor. Los valores de dichos símbolos no son conocidos *a priori* cuando no se trata de una secuencia de aprendizaje, de modo no se sabe *a priori* si este salto de fase está presente.

En todos los casos, las magnitudes $g(n)$ calculadas son, no obstante, realmente representativas de la diferencia de fase entre las muestras $r(n + D)$ y $r(n)$.

No se descarta, según otros ejemplos, considerar otras expresiones para el cálculo de dichas magnitudes representativas de la diferencia de fase entre muestras de un par.

En el transcurso de la etapa 304, se estima el sesgo frecuencial que afecta a la señal digital en función de N_p magnitudes calculadas para pares de muestras elegidos de modo que varios de dichos N_p pares pertenezcan necesariamente a un mismo símbolo de la trama.

Se comprende efectivamente que, incluyendo la señal digital N_e muestras por símbolo y eligiéndose D tal que la señal digital incluya varios pares de muestras diferentes por símbolo de la trama, se podrá elegir con facilidad los N_p pares de modo que varios de dichos N_p pares pertenezcan a un mismo símbolo.

Por ejemplo, este será necesariamente el caso cuando se consideren pares consecutivos de muestras, es decir, pares $\{r(n + D + k), r(n + k)\}$, con $0 \leq k \leq N_p - 1$.

Se comprende que, eligiendo los N_p pares de muestras de modo que varios pares pertenezcan a un mismo símbolo, se reduce considerablemente el número de magnitudes susceptibles de incluir un salto de fase tal como se ha comentado con referencia a la expresión (e3).

En una forma particularmente preferida de puesta en práctica, el sesgo frecuencial es estimado en función de magnitudes calculadas para N_p pares de muestras escogidos de modo que todas las muestras de dichos N_p pares pertenezcan necesariamente a como máximo dos símbolos consecutivos de la trama. Este es el caso, por ejemplo, al considerar únicamente pares consecutivos de muestras, y al elegir N_p tal que $N_p \leq N_e - D + 1$.

En formas preferidas de puesta en práctica, D es igual a uno ($D = 1$) con el fin de maximizar el número de pares de muestras por símbolo, en particular cuando se consideran pares consecutivos de muestras (incluyendo cada símbolo al menos $(N_e - D)$ pares consecutivos de muestras).

En una variante preferida de puesta en práctica, el sesgo frecuencial es estimado por medio de magnitudes calculadas para pares consecutivos de muestras cuya primera muestra es la muestra $r(n_0)$, según la siguiente expresión:

$$f_{EST} = \frac{1}{4 \cdot D \cdot \pi \cdot T_e} \cdot \arg\left(\sum_{n=0}^{N_p-1} (r(n_0 + D + n) \cdot r^*(n_0 + n))^2\right) - F_0 \quad (e4)$$

Es de señalar que, en la expresión (e4), las magnitudes $g(n)$ están elevadas al cuadrado, de modo que en el caso de símbolos BPSK, se suprime un salto de fase, eventualmente introducido cuando las muestras de un par pertenecen a dos símbolos consecutivos.

De manera más general, el sesgo frecuencial puede ser estimado según la siguiente expresión:

$$f_{EST} = \frac{1}{2 \cdot q \cdot D \cdot \pi \cdot T_e} \cdot \arg\left(\sum_{n=0}^{N_p-1} (r(n_0 + D + n) \cdot r^*(n_0 + n))^q\right) - F_0 \quad (e5)$$

expresión en la que q es un número entero par igual o superior a dos, de modo que, en el caso de símbolos BPSK, se suprime un salto de fase eventualmente introducido cuando las muestras de un par pertenecen a dos símbolos consecutivos.

Es de señalar que cabe también la posibilidad de considerar, en la expresión (e5), un número q igual a uno. En efecto, debido a que los N_p pares de muestras se eligen de modo que varios de dichos pares pertenezcan a un mismo símbolo, podrá suprimirse, no obstante, la presencia de eventuales saltos de fase en ciertas magnitudes.

Por ejemplo, si se asume el caso de N_p pares consecutivos de muestras, eligiéndose N_p igual a $(N_e - D + 1)$:

$$\arg\left(\sum_{n=0}^{Ne-D} (r(n_0 + D + n) \cdot r^*(n_0 + n))\right) = \arg\left((Ne - D \pm 1) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (F_0 + fd) \cdot Te}\right) \quad (e6)$$

Por consiguiente:

$$\arg\left(\sum_{n=0}^{Ne-D} (r(n_0 + D + n) \cdot r^*(n_0 + n))\right) = 2 \cdot \pi \cdot (F_0 + fd) \cdot Te$$

en tanto se elija D de modo que la señal digital incluya varios pares de muestras diferentes por símbolo. En este caso particular, la señal digital incluye (Ne - D) pares consecutivos de muestras y, consecuentemente, D es tal que (Ne - D) ≥ 2 , y de modo que (Ne - D ± 1) ≥ 1 . Por lo tanto, se comprende que se puede considerar un número q igual a uno, sin que ello altere las prestaciones de la estimación para símbolos BPSK (salvando el ruido, no considerado en las precedentes expresiones). Con objeto de mejorar las prestaciones, en particular para tener en cuenta la presencia de un ruido aditivo y cuando se utiliza un número q igual a uno (q = 1), se considera ventajosamente un número Ne de muestras por símbolo igual o superior a diez, e incluso a cien.

En una forma particular de puesta en práctica, también ilustrada por la figura 3, se realizan varias estimaciones del sesgo frecuencial en función de magnitudes calculadas para conjuntos diferentes de pares de muestras, y el procedimiento de estimación 30 incluye además una etapa de filtrado paso bajo 306 de dichas estimaciones del sesgo frecuencial.

Dicho de otro modo, la etapa de filtrado paso bajo 306 está encaminada a promediar estimaciones sucesivas del sesgo frecuencial con el fin de reducir el nivel de un eventual ruido que afectara a la estimación.

Si se designa por $f_{EST}(n_0)$ la estimación calculada según la expresión (e5), en el transcurso de la etapa de filtrado paso bajo 306, por ejemplo, se determina una nueva estimación F_{EST} según la siguiente expresión:

$$F_{EST}(k) = \frac{1}{N_f} \cdot \sum_{i=0}^{N_f-1} f_{EST}(k - i) \quad (e7)$$

expresión en la que N_f es el número de estimaciones $f_{EST}(n)$ promediadas. Preferentemente, N_f es igual a 2 · Ne.

La presente invención concierne asimismo a un procedimiento de telecomunicaciones 40 para intercambiar datos entre un terminal 10 y una estación 20 del sistema de telecomunicaciones 1.

La figura 4 representa esquemáticamente las etapas principales de un procedimiento de telecomunicaciones 40 según la invención, que son:

- 400 emisión, por parte del terminal 10, de una trama de símbolos en forma de una señal radioeléctrica, preferentemente monoportadora,
- 402 recepción de dicha señal radioeléctrica por la estación 20,
- 404 estimación de un sesgo frecuencial que afecta a una señal digital representativa de la señal radioeléctrica,
- 406 compensación del sesgo frecuencial que afecta a la señal digital en función de la estimación de dicho sesgo frecuencial,
- 408 extracción de los datos emitidos por el terminal 10.

La figura 5 representa esquemáticamente una subbanda frecuencial utilizada por un terminal 10 para emitir una señal radioeléctrica.

Es de señalar que el terminal 10 incluye medios de síntesis frecuencial, considerados como conocidos por un experto en la materia, puestos en práctica para trasladar en frecuencia las señales que han de emitirse en frecuencia portadora.

Tal subbanda frecuencial viene principalmente determinada por su frecuencia central, llamada "frecuencia típica de operación del terminal", TTOF ("Terminal Typical Operating Frequency"), y por su anchura, llamada "anchura frecuencial de operación natural del terminal", TNOFR ("Terminal Natural Operating Frequency Range"). La anchura frecuencial de operación TNOFR de un terminal 10 corresponde a la anchura frecuencial ocupada efectivamente por una señal radioeléctrica a lo largo del tiempo, teniendo en cuenta una deriva en frecuencia de los medios de síntesis frecuencial de este terminal 10 y teniendo en cuenta la anchura espectral instantánea de las señales radioeléctricas emitidas por dicho terminal 10, llamada "anchura frecuencial ocupada", TOB ("Terminal Occupied Bandwidth").

La anchura frecuencial de operación TNOFR es, consecuentemente, sensiblemente igual a la anchura frecuencial ocupada TOB a la que se añade la deriva frecuencial D (esto es, TOB + D), considerándose una deriva frecuencial D de 1 kilohercio (kHz) como correspondiente a una precisión de ± 500 Hz (esto es, $\pm D/2$) en torno a la frecuencia típica de operación TTOF.

La anchura frecuencial ocupada TOB se mide como siendo la banda a -10 decibelios (dB), es decir, como siendo el conjunto de las frecuencias para las cuales la energía medida presenta una atenuación comprendida entre 0 dB y -10 dB con respecto a la energía máxima medida para una frecuencia en la banda de la señal radioeléctrica. Dicho de otro modo, las frecuencias para las cuales la energía presenta una atenuación mayor que -10 dB (esto es, -20 dB, -30 dB, etc.) no se tienen en cuenta en la medida de la anchura frecuencial ocupada TOB.

La deriva en frecuencia de los medios de síntesis frecuencial del terminal 10 tiene el efecto de que la frecuencia central instantánea del espectro de las señales radioeléctricas emitidas por el terminal 10, llamada "frecuencia real de operación del terminal", TROF ("Terminal Real Operating Frequency"), puede ser sensiblemente diferente de la frecuencia típica de operación TTOF.

La figura 6 ilustra esta deriva en frecuencia de la frecuencia real de operación TROF con respecto a la frecuencia típica de operación TTOF debido, por ejemplo, a la temperatura. Las partes a), b) y c) representan la frecuencia real de operación TROF en la anchura frecuencial de operación TNOFR para tres diferentes temperaturas.

Preferentemente, el espectro frecuencial instantáneo de las señales radioeléctricas emitidas por el terminal 10 en el transcurso de la etapa de emisión 400 es de anchura frecuencial ocupada TOB inferior a la deriva en frecuencia de un medio de síntesis frecuencial de este terminal 10, e incluso significativamente inferior a dicha deriva en frecuencia.

Por "significativamente inferior", se entiende que la anchura frecuencial ocupada TOB es al menos cinco veces inferior a la anchura frecuencial de operación TNOFR. Dicho de otro modo, la anchura frecuencial de operación TNOFR del terminal 10 es, debido a la deriva en frecuencia de los medios de síntesis frecuencial del terminal, al menos cinco veces superior a la anchura TOB del espectro frecuencial instantáneo de las señales radioeléctricas emitidas por dicho terminal.

Según formas particulares de realización, la anchura frecuencial ocupada TOB es al menos diez veces inferior a la anchura frecuencial de operación TNOFR, e incluso al menos cien veces inferior.

Se comprende que, a menor relación entre la anchura frecuencial ocupada TOB y la anchura frecuencial de operación TNOFR, mayor deriva en frecuencia. Se comprende, sin embargo, que cuanto mayor sea la deriva en frecuencia tolerada, más medios de síntesis frecuencial de bajo coste se podrán poner en práctica en cada uno de los terminales 10.

Adicionalmente, se puede sacar partido estadísticamente de la falta de estabilidad intrínseca en frecuencia de los terminales 10 (es decir, su deriva en frecuencia) para disminuir la probabilidad de colisión entre señales radioeléctricas emitidas por terminales 10 diferentes. De este modo, cuando dos terminales 10 utilizan la misma frecuencia típica de operación TTOF, la deriva frecuencial D, que es muy superior a la anchura frecuencial ocupada TOB, permite multiplexar en frecuencia las señales radioeléctricas emitidas por estos terminales 10 en torno a dicha misma frecuencia típica de operación TTOF.

Se comprende que, a mayor disminución de la relación TOB/TNOFR entre la anchura frecuencial ocupada TOB y la anchura frecuencial de operación TNOFR, mayor disminución de la probabilidad de colisión entre señales radioeléctricas emitidas por terminales 10 diferentes.

Tal como se ha visto, los sistemas de muy baja velocidad de transferencia, por ejemplo del tipo red de sensores, son una aplicación preferida de la invención, aunque en absoluto limitativa. En el caso de un sistema de muy baja velocidad de transferencia, llamado "sistema de banda estrecha", la anchura frecuencial ocupada TOB es, por ejemplo, del orden de unos hercios a unos cientos de hercios.

La anchura frecuencial de operación TNOFR depende de la tecnología puesta en práctica para sintetizar las frecuencias típicas de operación TTOF. En el caso de medios de síntesis frecuencial que comprenden un oscilador de cuarzo, la precisión será, por ejemplo, del orden de 2 a 40 ppm («parts per million»), de modo que, para una frecuencia típica de operación TTOF igual a 1 gigahercio, la deriva en frecuencia D será sensiblemente del orden de 2 kHz (± 1 kHz para la precisión de 2 ppm) a 40 kHz (± 20 kHz para la precisión de 40 ppm). En este caso, la anchura frecuencial de operación TNOFR será sensiblemente del orden de 2 kHz a 40 kHz. Más en particular, en el caso de una anchura frecuencial ocupada TOB de 100 Hz, la anchura frecuencial de operación TNOFR será sensiblemente del orden de $2,1$ kHz a $40,1$ kHz y, entonces, la relación TNOFR/TOB será sensiblemente del orden de 21 a 401 .

En el transcurso de la etapa 402, la estación 20 recibe la señal radioeléctrica, emitida por el terminal 10, poniendo en práctica unos medios considerados como conocidos por un experto en la materia, algunos de los cuales se describirán seguidamente con referencia a la figura 7 sin carácter limitativo alguno.

En el transcurso de la etapa 404, se pone en práctica preferiblemente el procedimiento de estimación de sesgo frecuencial 30 según la invención.

Se comprende que, cuando los terminales 10 están equipados con medios de síntesis frecuencial de deriva frecuencial muy superior a la anchura del espectro frecuencial de las señales radioeléctricas emitidas, el sesgo frecuencial que se habrá de estimar puede variar en el curso de una misma trama, e incluso en el curso de un mismo símbolo. En la

práctica, la variación del sesgo frecuencial que ha de estimarse puede ser entonces del mismo orden de magnitud que la anchura frecuencial ocupada TOB.

Consecuentemente, la puesta en práctica del procedimiento de estimación según la invención para estimar el sesgo frecuencial resulta ser completamente ventajosa.

- 5 En efecto, dicho procedimiento de estimación 30, en particular cuando Ne es igual o superior a diez, permite estimar el sesgo frecuencial por un tiempo del orden del tiempo de símbolo Ts que es muy inferior al tiempo de una trama (incluso para una trama que incluye pocos símbolos, por ejemplo menos de algunas decenas de símbolos), e incluso por un tiempo inferior al tiempo de símbolo Ts. El periodo de muestreo Te es preferentemente lo suficientemente bajo para que el sesgo frecuencial pueda ser considerado como sensiblemente constante durante dicho tiempo Te, habida cuenta de la deriva frecuencial de los medios de síntesis frecuencial de los terminales 10.

Adicionalmente, en el caso de un sistema de telecomunicaciones de baja velocidad de transferencia de banda estrecha (anchura frecuencial ocupada TOB del orden de unos hercios a unos cientos de hercios), se comprende que el número Ne de muestras por símbolo podrá ser grande (por ejemplo, superior a diez) sin precisar del empleo de una frecuencia de muestreo demasiado elevada.

- 15 En el transcurso de la etapa 406, se compensa el sesgo frecuencial en función de la estimación de este sesgo frecuencial. Tal compensación está encaminada a compensar la variación de fase inducida, entre una muestra y otra, por dicho sesgo frecuencial. Esta compensación puede efectuarse de cualquier manera adecuada conocida por un experto en la materia y que sale del ámbito de la invención.

Por ejemplo, la compensación puede efectuarse según la expresión:

20
$$r_C(n) = r(n) \cdot e^{-j2\pi f_{EST} n \cdot T_e}$$

o, cuando el procedimiento de estimación 30 incluye una etapa de filtrado paso bajo 306, según la expresión:

$$r_C(n) = r(n) \cdot e^{-j2\pi F_{EST} n \cdot T_e}$$

- 25 En el transcurso de la etapa 408, se determinan los datos emitidos por el terminal 10, a partir de las muestras $r_C(n)$. La implementación exacta de esta etapa de extracción de datos 408 depende de un protocolo predefinido de conformación de los datos emitidos por los terminales 10, y pone en práctica medios considerados como conocidos por un experto en la materia.

La figura 7 representa de manera esquemática una forma preferida de realización de la estación 20. Se hace constar que la estación 20 puede incluir asimismo otros elementos no representados en dicha figura 7.

En este ejemplo no limitativo, la estación 20 incluye principalmente un módulo analógico 200 y un módulo digital 210.

- 30 Tal como se ilustra mediante la figura 7, el módulo analógico 200 incluye especialmente:

- una antena 201 adaptada para recibir señales radioeléctricas en una banda de multiplexación MC ("Multiplex Channel") en la que son susceptibles de emitir los terminales 10,
- un filtro paso banda 202, llamado "filtro de antena", adaptado para filtrar señales indeseables fuera de la banda de multiplexación MC,
- 35 - un amplificador de bajo ruido 203,
- un oscilador local 204 adaptado para conformar una señal sensiblemente sinusoidal, designada por LO_I , de frecuencia sensiblemente igual a una frecuencia central de la banda de multiplexación MC, designada por "frecuencia central de multiplexación", MCCF ("Multiplex Channel Central Frequency"),
- 40 - un desfasador 205 adaptado para formar una réplica en cuadratura de fase de la señal LO_I , designada por LO_Q ,
- dos mezcladores 206 adaptados para mezclar una señal presente a la salida del filtro de antena 202 con, respectivamente, la señal LO_I y la señal LO_Q ,
- dos filtros paso bajo 207 respectivamente a la salida de cada mezclador 206, designados por "filtros antialiasing", de frecuencia de corte, por ejemplo, sensiblemente igual a la mitad de la anchura frecuencial MCB ("Multiplex Channel Bandwidth") de la banda de multiplexación (esto es, MCB/2).

45 Tal como se ilustra mediante la figura 7, el módulo digital 210 incluye especialmente dos convertidores analógico-digital (A/D) 211 adaptados para muestrear las señales respectivamente presentes a la salida de cada filtro antialiasing 207, por ejemplo con una frecuencia de muestreo sensiblemente igual a la anchura frecuencial de multiplexación MCB.

Las señales presentes a la salida de los convertidores A/D 211 corresponden respectivamente a la parte real y a la parte imaginaria de una señal compleja, designada por S_T . Esta representación compleja se esquematiza en la figura 7 mediante la suma de las señales presentes a la salida de los convertidores A/D 211, multiplicándose previamente una de dichas señales por la unidad imaginaria j .

5 El módulo digital 210 incluye a continuación varios módulos funcionales.

En primer lugar, el módulo digital 210 incluye un módulo FFT 212 ("Fast Fourier Transform"), adaptado para transponer la señal compleja S_T del dominio temporal al dominio frecuencial, a fin de obtener una señal compleja S_F representativa del espectro frecuencial de la señal compleja S_T .

10 El módulo digital 210 incluye a continuación un módulo detector 213, adaptado para buscar, en la señal compleja S_F , frecuencias para las cuales se obtienen picos de energía, susceptibles de corresponder a la presencia de una señal radioeléctrica emitida por un terminal 10.

15 En efecto, la estación 20 no necesariamente conoce las frecuencias utilizadas por los diferentes terminales 10, en particular debido a que la frecuencia real de operación TROF de un terminal 10 puede ser muy diferente de la frecuencia típica de operación TTOF de ese terminal por la deriva en frecuencia. La utilización del módulo FFT 212 y del módulo detector 213, consecuentemente, permite determinar si unos terminales 10 están emitiendo señales radioeléctricas y, en su caso, estimar sus frecuencias reales de operación TROF.

20 A tal efecto, el módulo FFT 212 debe estar adaptado para proporcionar una señal compleja S_F con una granularidad en el dominio frecuencial que permita detectar una señal radioeléctrica de anchura frecuencial ocupada TOB. En caso de ser posibles varias anchuras frecuenciales ocupadas, preferentemente se considera la anchura frecuencial ocupada mínima TOB_{MIN} . Por ejemplo, considerando una frecuencia de muestreo sensiblemente igual a la anchura frecuencial de multiplexación MCB, el módulo FFT 212 está configurado, por ejemplo, para obtener muestras frecuenciales, dentro de la banda frecuencial que oscila entre 0 Hz y MCB, con un paso igual a MCB/TOB_{MIN} , esto es, para las frecuencias elementales 0, TOB_{MIN} , $2 \cdot TOB_{MIN}$, $3 \cdot TOB_{MIN}$, ..., $MCB - TOB_{MIN}$.

25 El módulo detector 213 mide por ejemplo la energía por cada frecuencia elemental. Se verifica un criterio de detección de una señal emitida por un terminal 10, por ejemplo, cuando la energía medida para una frecuencia elemental es superior a un valor umbral predefinido.

Cuando ha sido detectada una señal por el módulo detector 213, por ejemplo en torno a una frecuencia elemental de valor F_{e0} , dicho valor F_{e0} se suministra a la entrada de un módulo oscilador local variable 214, que genera una señal sinusoidal compleja de frecuencia F_{e0} (que incluye muestras del tipo $\exp(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot F_{e0} \cdot n / MCB)$).

30 La señal compleja S_T es multiplicada por la compleja conjugada de la señal sinusoidal compleja de frecuencia F_{e0} por medio de un módulo multiplicador 215. Esta multiplicación permite devolver la señal, detectada en torno a la frecuencia elemental de valor F_{e0} , en torno a la frecuencia nula 0 Hz.

35 El módulo digital 210 incluye a continuación un módulo filtro paso bajo 216, de frecuencia de corte sensiblemente igual a la mitad de la anchura frecuencial ocupada TOB (esto es, $TOB/2$). En caso de ser posibles varias anchuras frecuenciales ocupadas, se considera preferentemente la anchura frecuencial ocupada máxima TOB_{MAX} (esto es, una frecuencia de corte sensiblemente igual a $TOB_{MAX}/2$).

El módulo digital 210 incluye a continuación un módulo estimador de sesgo frecuencial 217.

40 El módulo estimador 217 incluye medios configurados para estimar el sesgo frecuencial que afecta a la señal digital de manera acorde con un procedimiento de estimación 30 según la invención. Dichos medios del módulo estimador 217 son, por ejemplo, medios lógicos que se materializan en forma de instrucciones de código de programa de ordenador que, memorizadas en una memoria no volátil de la unidad central de proceso de la estación 20, ponen en práctica las diferentes etapas del procedimiento de estimación 30 cuando son ejecutadas por dicha unidad central de proceso.

45 Como alternativa o como complemento, dichos medios del módulo estimador 217 incluyen uno o unos dispositivos lógicos programables de tipo FPGA, PLD, CPLD, etc., configurados para poner en práctica la totalidad o parte de las diferentes etapas del procedimiento de estimación 30.

50 En el ejemplo no limitativo ilustrado mediante la figura 7, el valor estimado F_{EST} del sesgo frecuencial se suministra a la entrada del módulo oscilador local variable 214. Dicho módulo oscilador local variable, entonces, genera una señal sinusoidal compleja de frecuencia ($F_{e0} + F_{EST}$) (que incluye muestras del tipo $\exp(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (F_{e0} + F_{EST}) \cdot n / MCB)$), cuya compleja conjugada se multiplica por la señal compleja S_T por medio del módulo multiplicador 215.

Es de señalar que el módulo estimador 217 puede conservar todas las muestras recibidas del módulo filtro paso bajo 216, en cuyo caso el expresado periodo de muestreo T_e es igual a $1/MCB$. Como alternativa, el módulo estimador 217 efectúa un submuestreo de las muestras recibidas del módulo filtro paso bajo 216: en este caso, el expresado periodo de muestreo T_e es superior a $1/MCB$, por ejemplo igual a K/MCB , siendo K un factor de submuestreo

predefinido.

El módulo digital 210 incluye a continuación un módulo decodificador 218 adaptado para extraer los datos emitidos por un terminal 10. La implementación exacta del módulo de decodificación 218 depende de un protocolo predefinido de conformación de los datos emitidos por los terminales 10, y pone en práctica medios considerados como conocidos por un experto en la materia.

Es de señalar que se puede hacer que el módulo detector 213 detecte varias frecuencias elementales susceptibles de corresponder a señales emitidas por terminales 10. Por ejemplo, se puede hacer que el módulo detector 213 detecte un número N_s de tales frecuencias elementales. En este caso, los módulos oscilador local variable 214, multiplicador 215, filtro paso bajo 216, estimador 217 y decodificador 218 ventajosamente están replicados N_s veces con el fin de procesar en paralelo las señales en torno a cada una de las N_s frecuencias elementales susceptibles de ser utilizadas por un terminal 10.

La descripción que antecede ilustra claramente que, por sus diferentes características y sus ventajas, la presente invención logra los objetivos que se había fijado.

En particular, la invención propone un procedimiento de estimación de sesgo frecuencial 30 particularmente adaptado a los sistemas de telecomunicaciones de baja velocidad de transferencia de banda estrecha, en particular sistemas de este tipo en los que las tramas emitidas incluyen pocos símbolos.

En efecto, el procedimiento de estimación 30 no precisa de secuencias de aprendizaje, las cuales reducirían de manera demasiado acusada la eficiencia del sistema de telecomunicaciones.

Además, el procedimiento de estimación 30 permite estimar el sesgo frecuencial considerando muestras dentro de una ventana temporal de tiempo del orden del tiempo de símbolo T_s , e incluso inferior a dicho tiempo de símbolo T_s , debido especialmente a que la señal digital procesada incluye numerosas muestras por símbolo. De esta manera, el procedimiento de estimación 30 permite, asimismo, perseguir la variación del sesgo frecuencial en el curso de una misma trama de símbolos. Consecuentemente, en cada uno de los terminales 10 se pueden poner en práctica medios de síntesis frecuencial económicos, inclusive medios cuya deriva frecuencial es muy superior a la anchura frecuencial TOB del espectro frecuencial instantáneo de las señales radioeléctricas emitidas por los terminales 10.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de estimación (30) de un sesgo frecuencial que afecta a una señal digital representativa de una trama de símbolos emitida por un terminal (10) con destino a una estación (20) de un sistema de telecomunicaciones digitales (1), correspondiendo dicho sesgo frecuencial a una desviación entre una frecuencia central que se le supone a un espectro frecuencial de la señal digital y una frecuencia central real de dicho espectro frecuencial, caracterizado por que el procedimiento incluye las etapas de:
 - (300) obtención de la señal digital mediante muestreo de una señal analógica, representativa de la trama de símbolos, con un periodo de muestreo T_e inferior a un tiempo predefinido de cada uno de los símbolos de la trama, de modo que la señal digital incluya al menos tres muestras por símbolo,
 - (304) estimación del sesgo frecuencial que afecta a la señal digital en función de unas magnitudes calculadas (302) para respectivamente N_p pares de muestras escogidos de modo que varios de dichos N_p pares pertenezcan necesariamente a un mismo símbolo de la trama, siendo representativa cada magnitud de una diferencia de fase entre las muestras del par de muestras que se considere, estando separadas las muestras de cada uno de los N_p pares por un mismo número D no nulo de periodos de muestreo.
2. Procedimiento (30) según la reivindicación 1, caracterizado por que el sesgo frecuencial es estimado en función de magnitudes calculadas para N_p pares de muestras escogidos de modo que todas las muestras de dichos N_p pares pertenezcan necesariamente a como máximo dos símbolos consecutivos de la trama.
3. Procedimiento (30) según una de las reivindicaciones 1 a 2, caracterizado por que el periodo de muestreo T_e es tal que la señal digital incluye al menos diez muestras por símbolo, preferentemente al menos cien muestras por símbolo.
4. Procedimiento (30) según una de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por que el sesgo frecuencial f_{EST} se estima según la siguiente expresión:

$$f_{EST} = \frac{1}{2 \cdot q \cdot D \cdot \pi \cdot T_e} \cdot \arg \left(\sum_{n=0}^{N_p-1} (r(n_0 + D + n) \cdot r^*(n_0 + n))^q \right) - F_0$$
 expresión en la que:
 - $r(n)$ es una muestra de la señal digital correspondiente al instante de muestreo $n \cdot T_e$, siendo $r(n_0)$ la primera muestra de las muestras de los N_p pares considerados,
 - $r^*(n)$ es la compleja conjugada de $r(n)$,
 - $\arg(x)$ corresponde a la fase del número complejo x ,
 - q es, bien igual a uno, o bien igual a un número par,
 - F_0 es la frecuencia central que se le supone a la señal digital.
5. Procedimiento (30) según una de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por que el número D es igual a uno.
6. Procedimiento (30) según una de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por que se realizan varias estimaciones del sesgo frecuencial en función de magnitudes calculadas para conjuntos diferentes de pares de muestras, y por que el procedimiento incluye una etapa de filtrado paso bajo (306) de dichas estimaciones del sesgo frecuencial.
7. Procedimiento de telecomunicaciones (40) para intercambiar datos entre un terminal (10) y una estación (20) de un sistema de telecomunicaciones digitales (1), intercambiándose dichos datos en forma de una trama de símbolos, caracterizado por incluir las etapas de:
 - (400) emisión, por parte del terminal, de una trama de símbolos en forma de una señal radioeléctrica cuyo espectro frecuencial instantáneo es de anchura inferior a una deriva frecuencial de un medio de síntesis frecuencial de dicho terminal,
 - (402) recepción de dicha señal radioeléctrica por la estación (20),
 - (404) estimación de un sesgo frecuencial que afecta a una señal digital representativa de la señal radioeléctrica de manera acorde con un procedimiento de estimación según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6,
 - (406) compensación del sesgo frecuencial que afecta a la señal digital en función de la estimación de dicho

sesgo frecuencial,

- (408) extracción de los datos emitidos por el terminal (10).

5 8. Módulo de estimación (217) de un sesgo frecuencial que afecta a una señal digital representativa de una trama de símbolos emitida por un terminal con destino a una estación (20), correspondiendo dicho sesgo frecuencial a una desviación entre, por una parte, una frecuencia central que se le supone a un espectro frecuencial de la señal digital y, por otra, una frecuencia central real de dicho espectro frecuencial, caracterizado por incluir medios configurados para estimar el sesgo frecuencial que afecta a la señal digital de manera acorde con un procedimiento (30) según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6.

10 9. Estación (20) de un sistema de telecomunicaciones digitales (1), caracterizada por incluir un módulo de estimación (217) de sesgo frecuencial que afecta a una señal digital según la reivindicación 8.

10. Sistema de telecomunicaciones digitales (1), caracterizado por incluir:

- una estación (20) según la reivindicación 9,
- al menos un terminal (10) configurado para emitir datos en forma de señales radioeléctricas cuyo espectro frecuencial instantáneo es de anchura inferior a una deriva frecuencial de un medio de síntesis frecuencial de dicho al menos un terminal (10).

15

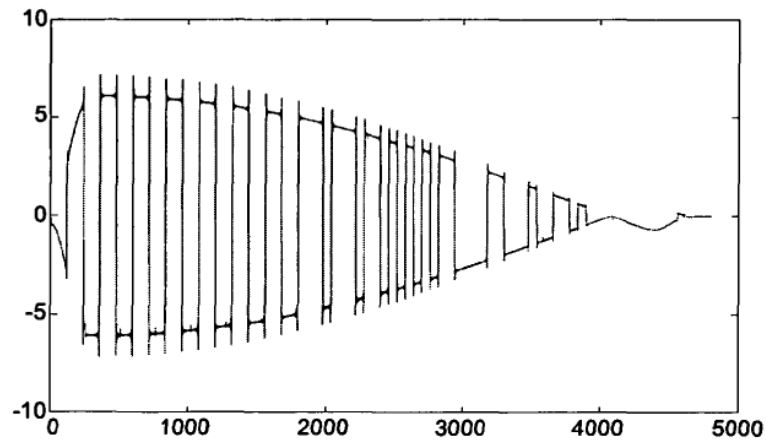


Fig. 1

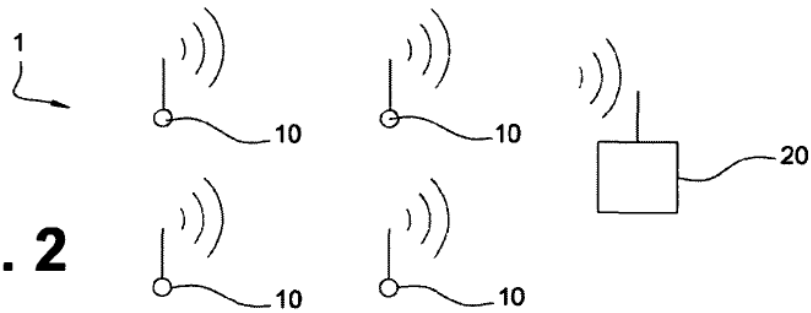


Fig. 2

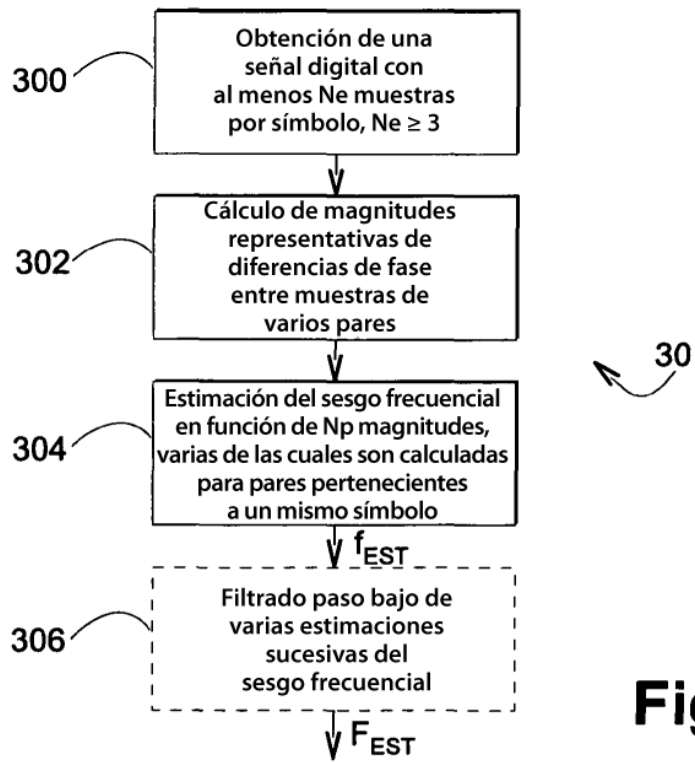


Fig. 3

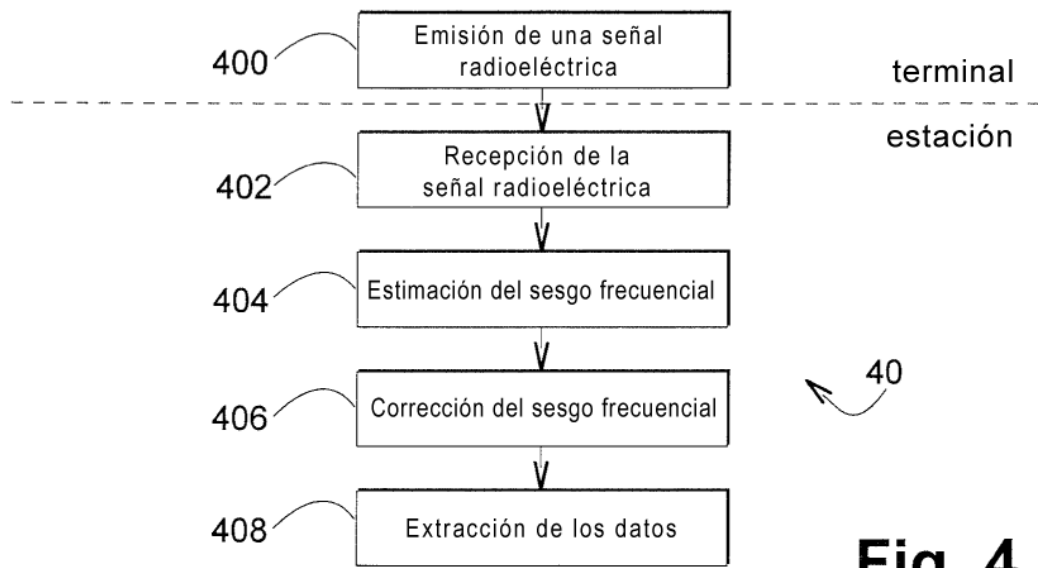


Fig. 4

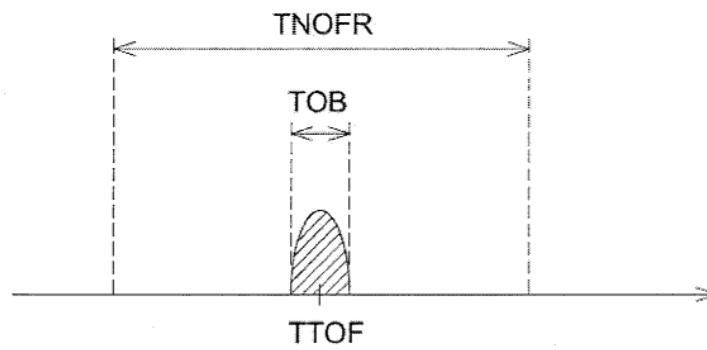


Fig.5

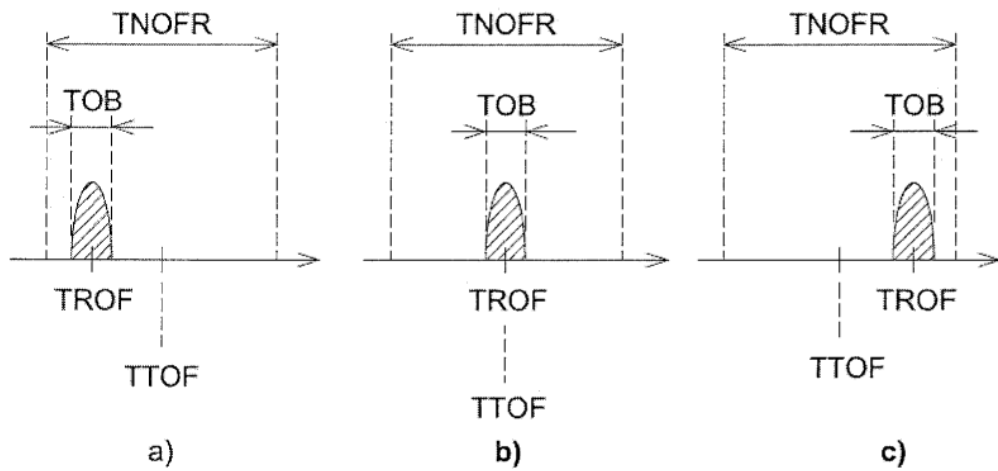


Fig.6

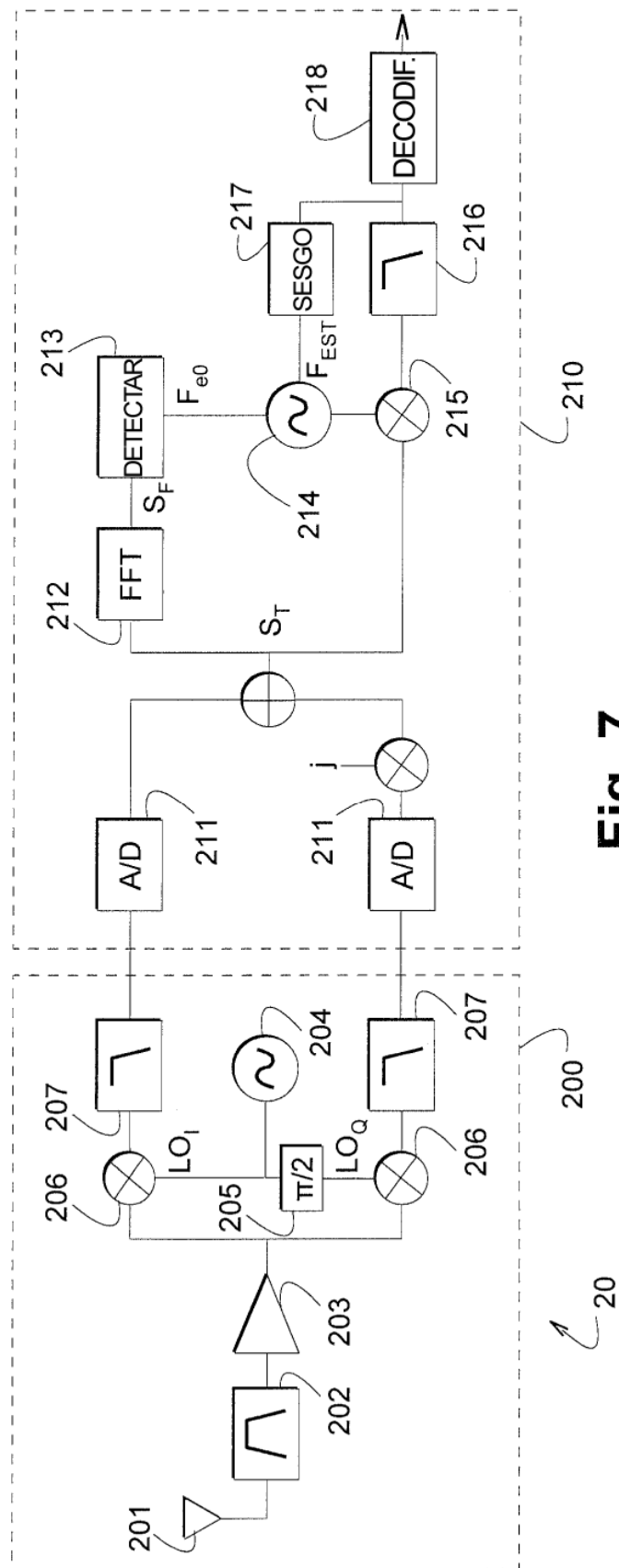


Fig. 7