



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 363 892**

51 Int. Cl.:  
**H04L 27/00** (2006.01)

12

## TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **08101271 .8**

96 Fecha de presentación : **13.09.2002**

97 Número de publicación de la solicitud: **1914950**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **23.04.2008**

54 Título: **Método y disposición para corrección automática de frecuencia.**

30 Prioridad: **13.09.2001 GB 0122090**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**18.08.2011**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**18.08.2011**

73 Titular/es:  
**WIRELESS TECHNOLOGY SOLUTIONS L.L.C.**  
**550 Madison avenue**  
**New York, New York 10022, US**

72 Inventor/es: **Jones, Alan Edward;**  
**Howard, Paul y**  
**Armstrong, Robert**

74 Agente: **Curell Aguilá, Marcelino**

**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

Método y disposición para corrección automática de frecuencia.

5 **Campo de la invención**

La presente invención se refiere a redes de comunicaciones inalámbricas y particularmente a redes UTRA (Acceso de Radiocomunicaciones Terrestres del Sistema de Telefonía Móvil Universal) que funcionan en el modo TDD (Dúplex por División de Tiempo).

10 **Antecedentes de la invención**

En el modo TDD del UTRA, el canal de sincronización (SCH) tiene dos funciones. La función principal consiste en proporcionar una señal que permite que un "UE" (equipo de usuario, tal como un terminal inalámbrico) busque e identifique un "Nodo B" (es decir, una Estación Base inalámbrica de un sistema UMTS). La función secundaria consiste en proporcionar suficiente información para permitir que un UE demodule una transmisión del P-CCPCH (Canal Físico Primario de Control Común) y obtenga la información de sistema, enviada en el canal de transporte BCH (Canal de Difusión General) que es transportado por el P-CCPCH, necesaria para poder comunicarse con la red. El canal físico P-CCPCH presenta las características de la Función de Baliza, según se define en la especificación técnica "3GPP TS 25.221" disponible públicamente en el sitio web ([www.3gpp.org](http://www.3gpp.org)) del Proyecto de Asociación de 3ª Generación.

Existen dos casos de asignación de SCH y P-CCPCH según se expresa a continuación:

25 Caso 1) SCH y P-CCPCH asignados en el intervalo de tiempo  $n^{\circ}k$ , en la que  $k=0...14$

Caso 2) SCH asignado en dos intervalos de tiempo: intervalo de tiempo  $n^{\circ}k$  e intervalo de tiempo  $n^{\circ}k+8$ , en la que  $k=0...6$ ; P-CCPCH asignado en el intervalo de tiempo  $n^{\circ}k$

30 en los que el intervalo de tiempo  $n^{\circ}k$  es el intervalo de tiempo  $k^{\text{ésimo}}$ . Debido a este esquema del SCH, se conoce la posición del P-CCPCH a partir del SCH. El SCH comprende un código de sincronización primario (PSC) de valor real y tres códigos de sincronización secundarios (SSC) complejos, todos ellos de 256 segmentos de longitud. El PSC es común para todos los Nodos B, pero los SSC son específicos de cada Nodo B. El PSC y el SSC se transmiten simultáneamente desde un Nodo B determinado, con una deriva de tiempo ( $t_{\text{deriva}}$ ) fija específica desde el inicio del intervalo de tiempo. La deriva de tiempo se incluye para evitar el posible efecto de captura que, de otro modo, se produciría como consecuencia de que todos los Nodos B transmitieran el código primario común al mismo tiempo.

La Corrección de Frecuencia Automática (AFC) se utiliza típicamente en el modo TDD del UTRA para corregir derivas de frecuencia que se producen en presencia de ruido en la señal recibida. En el modo TDD del UTRA, el PSC funciona típicamente en valores negativos de la SNR, lo cual, con métodos convencionales de AFC, da origen a una deriva de frecuencia elevada, deteriorando el rendimiento.

Existe por lo tanto una necesidad de corrección de frecuencia en la que se pueda(n) aliviar la(s) desventaja(s) mencionada(s) anteriormente.

45 Los documentos US-A-5.751.776, DE 100 01 854A, WO 98/34357 y WO 01/61880 dan a conocer, cada uno de ellos, un método de corrección de frecuencia automática que utiliza una estimación del canal de un canal físico y una salida de un correlador de códigos de sincronización primarios y que produce a partir de ellas una señal de corrección de frecuencia.

50 **Exposición de la invención**

Según un primer aspecto de la presente invención, se proporciona un método para la corrección automática de frecuencia tal como se reivindica en la reivindicación 1.

55 De acuerdo con un segundo aspecto de la presente invención, se proporciona una unidad de comunicaciones inalámbricas que comprende una disposición para corrección automática de frecuencia tal como se reivindica en la reivindicación 3.

60 **Breve descripción de los dibujos**

A continuación se describirán, únicamente a título de ejemplo, un método y una disposición para corrección de frecuencia de múltiples etapas, que incorpora la presente invención, haciendo referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

65 la figura 1 muestra en forma esquemática el formato del SCH en el modo TDD del UTRA;

la figura 2 muestra en forma esquemática una disposición de la técnica anterior para Control Automático de Frecuencia en el modo TDD del UTRA;

5 la figura 3 muestra una representación gráfica de la característica de Deriva de Frecuencia de la disposición de AFC de la figura 2 en función de la Relación Señal/Ruido (SNR);

la figura 4 muestra en forma esquemática de bloques el flujo del proceso del AFC utilizado en la presente invención;

10 la figura 5 muestra en forma esquemática de bloques una primera etapa en el AFC utilizado en la presente invención;

la figura 6 muestra en forma esquemática de bloques una segunda etapa en el AFC utilizado en la presente invención; y

15 la figura 7 muestra una representación gráfica de la característica de Deriva de Frecuencia de la disposición de AFC de las figuras 4, 5 y 6 en función de la Relación Señal/Ruido (SNR).

### Descripción de las formas de realización preferidas

20 El formato general del SCH se muestra esquemáticamente en la figura 1. Tal como se muestra, el código de sincronización primario (PSC),  $C_p$ , es una secuencia de valor real de 256 segmentos de longitud, transmitida con una potencia  $P_{PSC}$ . El código de sincronización secundario (SSC),  $C_{s,i}$  ( $i = 1, 2, 3$ ), de longitud 256 se transmite simultáneamente con el PSC; la potencia total del SSC se fija a  $P_{SSC}$ . Adicionalmente, estos códigos se multiplican por un valor complejo,  $b_j$  ( $j = 1, 2, 3$ ). El subíndice  $s$  en  $C_{s,i}$  se refiere a un conjunto de códigos, de los cuales hay 32, tal como se especifica en la especificación técnica "3GPP TS 25.223" disponible públicamente en el sitio web (www.3gpp.org) del Proyecto de Asociación de 3ª Generación. Los conjuntos de códigos,  $s$ , conjuntamente con los valores de los multiplicadores complejos,  $b_j$ , se usan para transferir los bits de información al UE.

30 La ubicación del SCH con respecto al comienzo del intervalo de tiempo queda definida por  $t_{deriva,n}$ . Se calcula de la manera siguiente:

$$t_{deriva,n} = \begin{cases} n \cdot T_c \left\lfloor \frac{976 - 256}{15} \right\rfloor & n < 16 \\ \left( 976 + 512 + (n - 16) \left\lfloor \frac{976 - 256}{15} \right\rfloor \right) T_c & n \geq 16. \end{cases}$$

35 que se puede simplificar a:

$$t_{deriva,n} = \begin{cases} n \cdot 48 \cdot T_c & n < 16 \\ (720 + n \cdot 48) T_c & n \geq 16 \end{cases}$$

40 en la que  $T_c$  es la duración de los segmentos y  $n = 0, 1, \dots, 31$ . El valor de  $n$  está relacionado con el grupo de códigos y se obtiene demodulando la información en el SSC.

El PSC,  $p$ , se construye como una secuencia Golay jerárquica generalizada. La secuencia usada para  $p$  se ha seleccionado de manera que presenta unas buenas propiedades de autocorrelación aperiódica. Definiendo una secuencia "G" como

$$45 \quad G = [g_1 \ g_2 \ g_3 \dots g_{16}] = [111-1-11-1-1111-11-111]$$

y definiendo una secuencia 'a' como

$$50 \quad a = [111111-1-11-11-11-1-11]$$

la secuencia de código primario se obtiene expandiendo la secuencia 'G' por la secuencia 'a', que produce la secuencia primaria resultante proporcionada por

$$55 \quad p = (1 + j)[g_1 \cdot a \quad g_2 \cdot a \quad g_3 \cdot a \dots g_{16} \cdot a]$$

Haciendo referencia a continuación a la figura 2, un sistema convencional de Corrección Automática de Frecuencia (AFC) 200 comprende un estimador de frecuencia 210, un filtro 220, y un Oscilador Controlado por Voltaje (VCO) 230.

- 5 Las muestras recibidas se aplican al correlador de PSC 240. El vector de muestras recibidas que produjeron el pico de correlación más alto se aplican al estimador de frecuencia 210. Supóngase que  $r=(r_0, K, r_{255})$  es la secuencia de muestras recibidas que producen el pico complejo más alto en la salida del correlador de PSC, y que  $p=(p_0, K, p_{255})$  es el PSC complejo. Entonces, se puede escribir

10 
$$r = p + n$$

en la que  $n=(n_0, K, n_{255})$  es un vector de ruido/interferencia con media cero y varianza  $2\sigma^2$ . Para obtener una estimación de la deriva de frecuencia, se toman correlaciones parciales del PSC de tal manera que

15 
$$pc_1 = \sum_{i=0}^{127} r_i p_i^*$$

$$pc_2 = \sum_{i=0}^{127} r_{i+128} p_{i+128}^*$$

en la que  $pc_1$  y  $pc_2$  son el resultado de 2 correlaciones parciales de longitud 128. La diferencia de fase entre  $pc_1$  y  $pc_2$  viene dada por

20 
$$C = pc_1 \times pc_2^*$$

$$\Delta\phi = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}(C)}{\text{Re}(C)} \right)$$

Una tabla de consulta en general proporciona la función  $\tan^{-1}(\bullet)$ . La deriva de frecuencia instantánea viene dada por:

25 
$$\Delta f_k = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{dt} = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{128T_c} \text{ Hz}$$

en al que  $T_c$  es el periodo de los segmentos y 128 es la distancia en segmentos entre los picos de correlación  $pc_1$  y  $pc_2$ . La deriva de frecuencia instantánea se filtra para obtener un valor promedio, y a continuación se aplica a un Oscilador Controlado por Voltaje, que se ajusta para eliminar la diferencia de frecuencia.

30

Considerando de forma más detallada el estimador de frecuencia, y suponiendo que no hay deriva de frecuencia, pero que está presente ruido Gaussiano, entonces la salida de los dos correladores parciales viene dada por

35 
$$pc_1 = U_1 + N_1$$

$$pc_2 = U_2 + N_2$$

en la que  $U_1 = U_2 = 128$ ,  $N_1 = \sum_{i=0}^{127} n_i p_i^*$  y  $N_2 = \sum_{i=0}^{127} n_{i+128} p_{i+128}^*$ . La perturbación de fase por el término de ruido viene dada por

40 
$$C = \left( 128^2 + 128(N_2^* + N_1) \right)$$

$$\Delta\phi = \tan^{-1} \left( \frac{\left[ \text{Im}(N_2^* + N_1) \right]}{\left[ \text{Re}(128 + N_2^* + N_1) \right]} \right)$$

Se observa que la perturbación de fase máxima se produce cuando  $(N_2^* + N_1)$  es puramente imaginario. Se tiene

$$\Delta\phi_{\max} = \tan^{-1} \left( \frac{\left[ \operatorname{Im} \left( N_2^* + N_1 \right) \right]}{128} \right)$$

Reconociendo que la varianza de los elementos dentro de los paréntesis da como resultado

$$\frac{E \left( \left| N_2^* \right|^3 \right) + E \left( \left| N_1 \right|^2 \right)}{128^2} = \frac{2\sigma^3}{128}$$

la perturbación de fase en la salida del correlador parcial se puede reescribir como

$$\phi_{1,n} = \tan^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{128 \times \text{SNR}_{ip}}} \right)$$

en la que la SNR en la entrada al correlador parcial viene dada por

$$\text{SNR}_{ip} = \frac{E \left( \left| p \right|^2 \right)}{E \left( \left| n \right|^2 \right)} = \frac{1}{2\sigma^2}$$

y el operador esperanza,  $E(\cdot)$ , se considera sobre 128 segmentos. La figura 3 muestra la deriva de frecuencia generada para niveles variables de  $\text{SNR}_{ip}$ . En el modo TDD del UTRA, el PSC funciona típicamente en valores negativos de SNR, lo cual, con el método convencional de AFC descrito anteriormente, da origen a una deriva de frecuencia elevada, deteriorando el rendimiento.

La presente invención propone un método y una disposición para AFC en el modo TDD del UTRA, que facilita la mejora del rendimiento con valores bajos de SNR.

Haciendo referencia a continuación a la figura 4, en una forma de realización preferida de la invención, AFC comprende dos etapas:

Etapla 1 - puesta en funcionamiento únicamente en el modo de Reposo

Etapla 2 - puesta en funcionamiento en el modo de Reposo/Conexión

La primera etapa se usa para obtener una adquisición rápida, utilizando inicialmente un ancho de banda amplio y a continuación estrechando para suprimir ruido e interferencia. La segunda etapa se usa para mejorar adicionalmente el rendimiento bajo condiciones de ruido severas.

El posterior análisis utiliza las siguientes variables:

$mx_0$ : Pico complejo de la salida del correlador de PSC,

$mx_1$ : Pico complejo de la salida del estimador de canales de la función de Baliza, y

$mx_2$ : Pico complejo de la salida del estimador de canales situado en el intervalo de tiempo adyacente a la función de Baliza (aunque en este caso se usa el intervalo de tiempo adyacente, se puede demostrar que también proceden otros emparejamientos de intervalos de tiempo).

Tal como se muestra en la figura 4, el algoritmo de AFC viene dado por:

$$C = X \times Y^* \quad (410)$$

en la que  $X$  y  $Y \in \{(pc_1, pc_2), (mx_2, mx_1), (mx_0, mx_1)\}$ . Una estimación de la diferencia de fase viene dada por

$$\Delta\phi = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}(C)}{\text{Re}(C)} \right) \text{ rads} \quad (420)$$

Una tabla de consulta puede proporcionar esta función. La deriva de frecuencia instantánea viene dada por:

$$\Delta f_k = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{dt} = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{NT_c} \text{ Hz} \quad (430)$$

en la que  $N$  es la distancia en segmentos entre las muestras  $X$  e  $Y$  y  $T_c$  es el periodo de los segmentos. La media móvil de la deriva de frecuencia viene dada por

$$\overline{\Delta f_k} = \left| \frac{\sum_{i=1}^k \Delta f_i}{k} \right|$$

en la que la barra superior indica valor medio. La media de la deriva de frecuencia se usa para activar ciertos acontecimientos durante la sincronización inicial. La deriva de frecuencia instantánea se filtra, proporcionando

$$f_k = A f_{k-1} + B \Delta f_k \quad (440)$$

La salida del filtro se multiplica por la constante de ganancia de bucle  $K$ , dando como resultado la salida

$$f_{l,k} = K f_k \quad (450)$$

Esta salida  $f_{l,k}$  se aplica posteriormente a un DAC de un solo bit (no mostrado), que se usa para obtener un nivel de voltaje adecuado para sintonizar el VCO.

#### Etapas 1 del AFC

Tal como se muestra en la figura 5, en la Etapa 1 se implementan dos procesos (500):

a) Reducción del ancho de banda (procesos 510 y 520, mostrados conjuntamente como 530), y

b) Señalización del enganche del AFC (540) de modo que se pueda entrar en la Etapa 2.

#### *Etapas 1/Proceso A*

Se enciende la alimentación del UE y el mismo pone en marcha una búsqueda de célula inicial. Una vez que se ha adquirido el Enganche de trama, el UE intenta lograr un enganche de frecuencia con el Nodo B.

Supóngase que la primera trama de radiocomunicaciones después del enganche de trama es  $k = 1$ , y los parámetros de bucle iniciales se fijan a  $X = pc_1$ ,  $Y = pc_2$ ,  $N = 128$ , adicionalmente, para garantizar un tiempo de adquisición breve, las constantes de filtro  $A$  y  $B$  y la ganancia de bucle  $K$  se fijan a:

$$A = \text{Amplio\_1}, \quad B = \text{Amplio\_2}, \quad K = \text{Amplio\_3}$$

en la que *Amplio\_1*, *Amplio\_2* y *Amplio\_3* se han seleccionado para garantizar un ancho de banda amplio. Después de  $N_B$  muestras de  $\Delta f_k$ , se calcula el  $\overline{\Delta f_{k,B}}$  medio. Si  $\overline{\Delta f_{k,B}}$  es menor que un primer valor predeterminado

*Frecuencia\_Ajustada1*, el contador  $N_A$  se incrementa. Una vez que  $N_A$  ha alcanzado un valor específico, la ganancia de bucle y también las constantes de filtro se actualizan a:

$$A = \text{Estrecho\_1}, \quad B = \text{Estrecho\_2}, \quad K = \text{Estrecho\_3}$$

en la que, *Estrecho\_1*, *Estrecho\_2*, y *Estrecho\_3* se han seleccionado para garantizar un ancho de banda estrecho. Si  $\overline{\Delta f_{k,B}}$  es mayor que *Frecuencia\_Ajustada1*, se calcula el siguiente valor  $\Delta f_{k+1}$ , y se calcula  $\overline{\Delta f_{k+1,B}}$  repitiendo la prueba anterior. Este proceso funciona según una ventana deslizante de extensión  $N_B$  y viene dado por

$$\Delta \bar{f}_{k,B} = \left| \sum_{i=k-N_B+1}^k \Delta f_i \right| : k \geq N_B$$

5 Únicamente se puede entrar en el proceso B cuando la ganancia de bucle y las constantes del filtro se han actualizado en el Proceso A.

#### *Etapas 1/Proceso B*

Este proceso se usa para señalar que se ha adquirido el enganche del AFC.  $N_A$  se reinicializa a 0, y se considera  
10 que  $N_B + \Delta$  es el número de muestras requerido para activar el Proceso 1, en el que  $\Delta$  son muestras adicionales. Después de  $N_B + \Delta + N_L$  muestras, se calcula  $\Delta \bar{f}_k$  durante un intervalo de  $N_L$ . Éste viene dado por

$$\Delta \bar{f}_k = \left| \sum_{i=k-N_L+1}^k \Delta f_i \right| : k \geq N_B + \Delta + 2N_L$$

15 Cuando  $\Delta \bar{f}_k$  es menor que un segundo valor predeterminado *Frecuencia\_Ajustada2*, se incrementa el contador  $N_A$ . Se sale de la Etapa 1 cuando  $N_A$  alcanza un valor especificado que significa que se ha producido el enganche del AFC.

#### *Etapas 2 del AFC*

20 Haciendo referencia también a continuación a la figura 6, cuando se ha salido de la Etapa 1, el UE intentará demodular el SSC para determinar la deriva de tiempo de la célula. Una vez que el UE tiene conocimiento de la deriva de tiempo de la célula, intentará demodular la función de baliza en cada trama de radiocomunicaciones. De modo similar, una vez que el UE cambia del modo de reposo al modo de conexión, puede estar disponible de otros  
25 canales físicos información de estimación de canales.

Por lo tanto, en el modo de conexión, el UE debería tener a su disposición la estimación de canal de la función de baliza ( $mx_1$ ), la estimación de canal de otros canales físicos, por ejemplo, el intervalo de tiempo adyacente a la función de Baliza ( $mx_2$ ), y la salida del correlador de PSC ( $mx_0, pc_1, pc_2$ ).

30 El algoritmo para la Etapa 2 (600) viene dado por

Si  $\Delta \bar{f}_k < \text{Frecuencia\_Ajustada2}$

Si  $mx_1 > 0$  &  $mx_2 > 0$

$X = mx_2$

35  $Y = mx_1$

$N = -2.560$

si no, si  $mx_1 > 0$

$X = mx_0$

$Y = mx_1$

$N = \left( 1.261 - \left( \frac{t_{\text{deriva},n}}{T_c} + 128 \right) \right)$

si no

$X = pc_1$

$Y = pc_2$

$N = 128$

40 final

si no

$X = pc_1$

$Y = pc_2$

$N = 128$

final

Esencialmente, la calidad de la estimación se deteriora a medida que se desplaza a través del flujo de control, viniendo dada la mejor estimación por  $mx_1$  y  $mx_2$ . La media de la estimación de frecuencia se examina continuamente para detectar cualquier cambio de frecuencia repentino. Esto se logra realizando pruebas continuamente para Frecuencia\_Ajustada2, si se supera este valor, se utilizan las correlaciones parciales del PSC. Cuando se usa información de estimación de canales de otros intervalos de tiempo, se utilizan únicamente estimaciones de canales de intervalos adyacentes para evitar el solapamiento. En la siguiente tabla se proporcionan los emparejamientos permitidos de intervalos de tiempo.

| Emparejamiento | $mx_1$ | $mx_2$ |
|----------------|--------|--------|
| 0              | 0      | 1      |
| 1              | 1      | 2      |
| 2              | 2      | 3      |
| 3              | 3      | 4      |
| 4              | 4      | 5      |
| 5              | 5      | 6      |
| 6              | 6      | 7      |
| 7              | 7      | 8      |
| 8              | 8      | 9      |

El valor de  $N$  se fija a -2.560 para cualquier emparejamiento, y se debería usar únicamente una estimación por trama. Si están disponibles múltiples emparejamientos, entonces se debería tomar el valor promedio.

En la figura 7, en la que se comparan tres casos diferentes (i), (ii) y (iii), se muestra la mejora en la SNR a través de la etapa 2 del AFC:

(i) Método Convencional:  $X = pc_1, Y = pc_2, N = 128$

(ii)  $X = mx_0, Y = mx_1, n = 16, N = 413$

(iii)  $X = mx_2, Y = mx_1, N = -2.560$

Para el caso (ii), se puede observar la mejora para el valor más pequeño de  $N$ , que se produce cuando  $n=15$ .

Tal como se mostrará posteriormente, es posible una mejora adicional del proceso del AFC de dos etapas descrito anteriormente, para eliminar la deriva de DC que se origina típicamente por imperfecciones en el hardware. La eliminación de DC se logra de la siguiente manera:

Supóngase que la secuencia discreta recibida en el tiempo viene dada por

$$r = p + n + I_{dc}$$

en la que  $I_{dc}$  es interferencia DC compleja. Si la secuencia tiene una longitud de 128 segmentos, entonces la función de autocorrelación (ACF) con desplazamiento cero de  $p_k$  se puede escribir como

$$pc = \sum_{i=0}^{127} r_i p_i^*$$

La reescritura proporciona

$$pc = \sum_{i=0}^{127} p_i p_i^* + \sum_{i=0}^{127} n_i p_i^* + I_{dc} \sum_{i=0}^{127} p_i^*$$

Diseñando la secuencia de tal manera que la suma de los elementos sea cero, se puede eliminar eficazmente la interferencia DC, quedando



$$pc = \sum_{i=0}^{127} p_i p_i^* + \sum_{i=0}^{127} n_i p_i^*$$

Sea

$$5 \quad \sum_{i=0}^{127} p_{i+\alpha 16} = 4 \times (1+j) \times \sum_{j=1}^8 g_{j+\alpha}$$

en la que  $\Sigma \alpha=4$ , y  $\alpha=(0,1,K,8)$ . En la siguiente tabla se proporciona el equilibrado de secuencias.

| $\alpha$ | Equilibrado de secuencias= $\sum_{j=1}^8 g_{j+\alpha}$ |
|----------|--------------------------------------------------------|
| 0        | 0                                                      |
| 1        | 0                                                      |
| 2        | 0                                                      |
| 3        | 0                                                      |
| 4        | 0                                                      |
| 5        | 2                                                      |
| 6        | 0                                                      |
| 7        | 2                                                      |
| 8        | 4                                                      |

- 10 Examinando la tabla anterior, se observa que el planteamiento convencional usa secuencias  $\alpha=(0,8)$  que proporcionan el nivel más alto de ganancia de DC. Se selecciona  $\alpha=(0,6)$  lo cual proporciona un par de secuencias equilibradas con distancia máxima en términos de  $N$ . Las correlaciones parciales modificadas resultan

$$pc_1 = \sum_{i=0}^{127} r_i p_i^*$$

$$pc_2 = \sum_{i=0}^{127} r_{i+96} p_{i+96}^*$$

- 15 en las que el desplazamiento de tiempo de la segunda correlación parcial se ha reducido de 128 a 96 para garantizar una cancelación de DC. En términos de estimación de frecuencia, esto significa que  $N$  se reduce también de 128 a 96.

- 20 Se apreciará que el método para control automático de frecuencia descrito anteriormente se llevará a cabo de forma típica en un software ejecutado en un procesador (no mostrado), y que el software se puede proporcionar como un elemento de programa informático contenido en cualquier soporte de datos adecuado (no mostrado) tal como un disco de ordenador magnético u óptico.

- 25 Se observará que el método y la disposición de AFC descritos anteriormente se basan en un esquema de AFC mejorado para corrección de derivas de frecuencia en el modo TDD del UTRA.

- 30 Se entenderá que el esquema mejorado de AFC proporciona las siguientes ventajas: el esquema de múltiples etapas para corrección de derivas de frecuencia en el modo TDD del UTRA permite un funcionamiento bajo niveles muy altos de ruido, y es también inmune a derivas de DC procedentes de imperfecciones en el hardware.

**REIVINDICACIONES**

1. Método para corrección automática de frecuencia de un bucle de control automático de frecuencia de una unidad de comunicaciones inalámbricas que funciona en un modo dúplex por división de tiempo, comprendiendo el método en una primera etapa (500):

recibir una señal de sincronización sobre un primer canal físico;

producir a partir de la señal de sincronización una primera estimación de frecuencia ( $\Delta f_k$ );

determinar si la primera estimación de frecuencia ( $\Delta f_k$ ) está por debajo de un umbral predeterminado (Frecuencia\_Ajustada2); y

producir, a partir de la señal de sincronización, un primer y un segundo valores de correlación parciales para ser usados en la corrección de frecuencia (pc1, pc2);

estando caracterizado el método porque, en una segunda etapa (600), en respuesta a la determinación de que la primera estimación de frecuencia ( $\Delta f_k$ ) está por debajo del umbral predeterminado (Frecuencia\_Ajustada2):

se recibe una segunda señal que comprende una baliza sobre un segundo canal físico,

se obtiene una estimación de canal a partir de la baliza (mx1);

se selecciona entre un primer caso y un segundo caso;

en el que, si se selecciona el primer caso,

se produce una segunda estimación de frecuencia a partir de la estimación de canal obtenida (mx1) y una salida de un correlador de señales de sincronización (mx0), y si se selecciona el segundo caso,

se produce la segunda estimación de frecuencia a partir del primer y el segundo valores de correlación parciales (pc1, pc2); y

se realiza una corrección de frecuencia usando la segunda estimación de frecuencia.

2. Método según la reivindicación 1, en el que el primer canal físico es un canal de sincronización.

3. Unidad de comunicaciones inalámbricas destinada a funcionar en un modo dúplex por división de tiempo, que comprende:

unos medios dispuestos para recibir una señal de sincronización sobre un primer canal físico;

unos medios dispuestos para producir, a partir de la señal de sincronización, una primera estimación de frecuencia;

unos medios dispuestos para determinar si la primera estimación de frecuencia ( $\Delta f_k$ ) está por debajo de un umbral predeterminado (Frecuencia\_Ajustada2);

unos medios dispuestos para producir, a partir de la señal de sincronización, un primer y un segundo valores de correlación parciales para ser usados en la corrección de frecuencia (pc1, pc2);

unos medios dispuestos para recibir una segunda señal que comprende una baliza sobre un segundo canal físico,

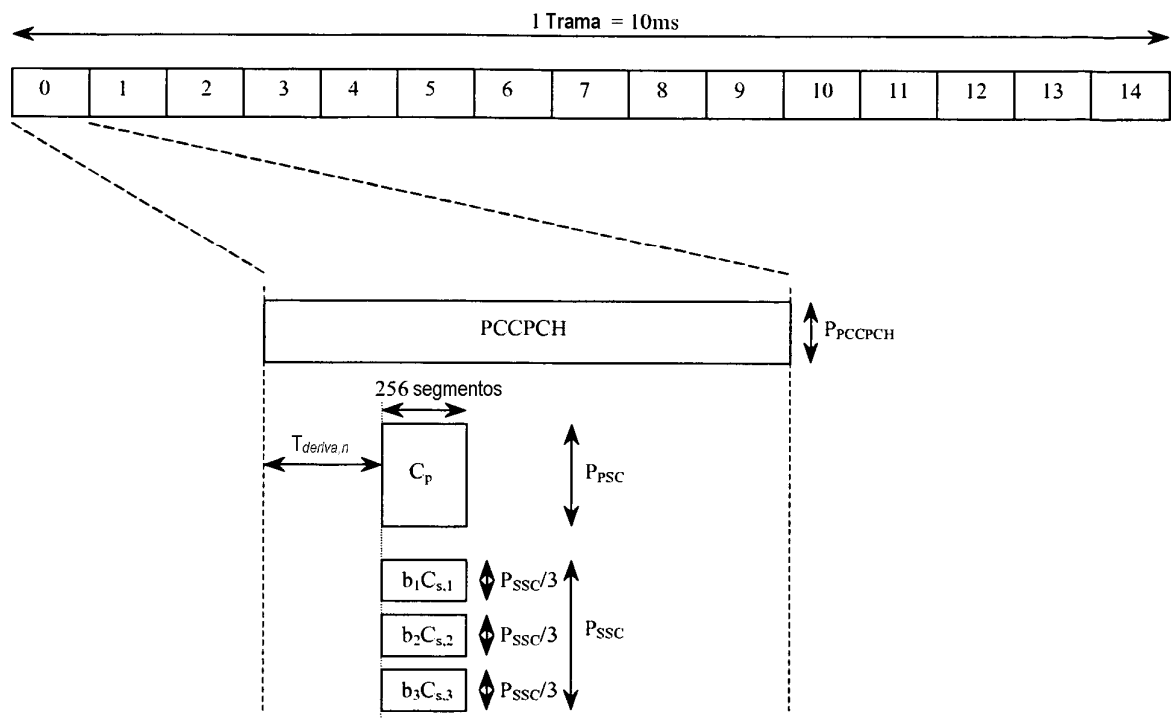
unos medios dispuestos para obtener una estimación de canal a partir de la baliza (mx1);

unos medios dispuestos para seleccionar entre un primer caso y un segundo caso;

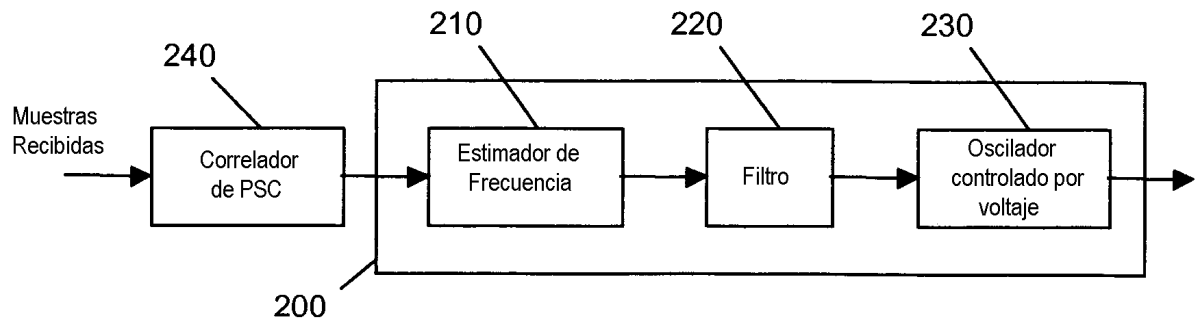
unos medios dispuestos para producir una segunda estimación de frecuencia a partir de la estimación de canal obtenida (mx1) y una salida de un correlador de señales de sincronización (mx0) si se selecciona el primer caso, y dispuestos para producir la segunda estimación de frecuencia a partir de primer y el segundo valores de correlación parciales (pc1, pc2) si se selecciona el segundo caso; y

unos medios dispuestos para realizar una corrección de frecuencia usando la segunda estimación de frecuencia si los medios dispuestos para determinar si la primera estimación de frecuencia ( $\Delta f_k$ ) está por debajo de un nivel de umbral determinan que la primera estimación de frecuencia está por debajo del umbral predeterminado (Frecuencia\_Ajustada2).

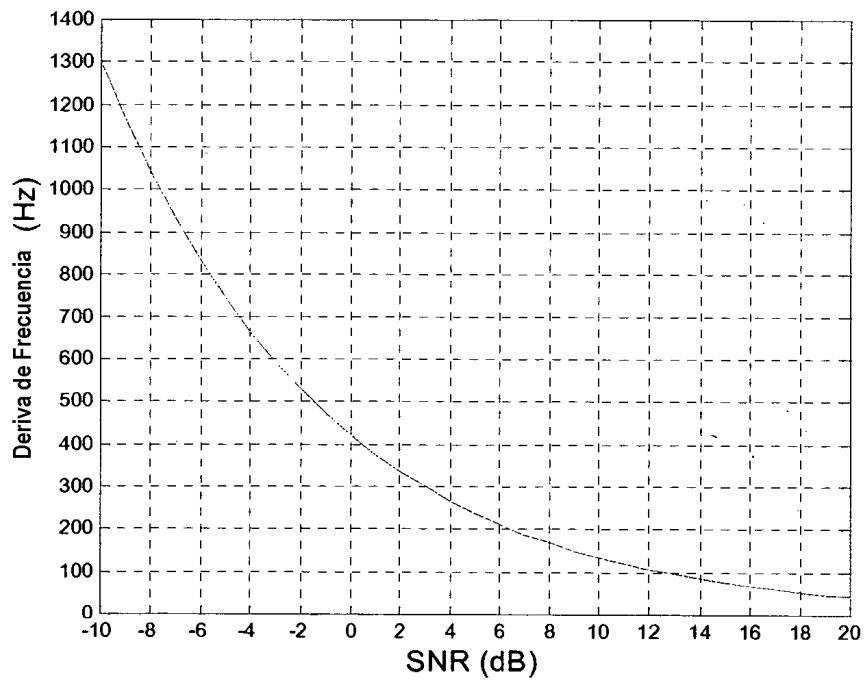
4. Programa informático que, cuando se ejecuta en un ordenador, pone en práctica el método para corrección automática de frecuencia según cualquiera de las reivindicaciones 1 ó 2.



**FIG. 1**  
Técnica Anterior



**FIG. 2**  
Técnica Anterior



**FIG. 3**  
Técnica Anterior

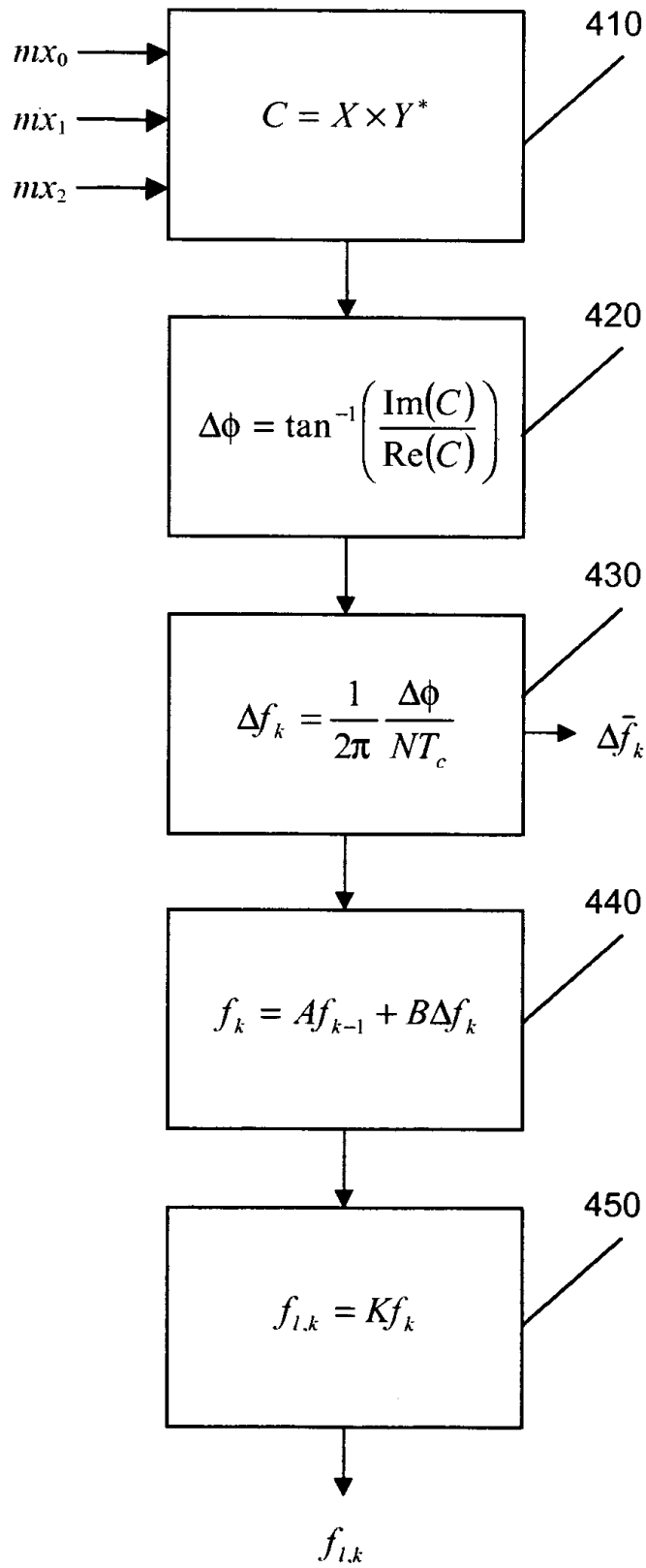
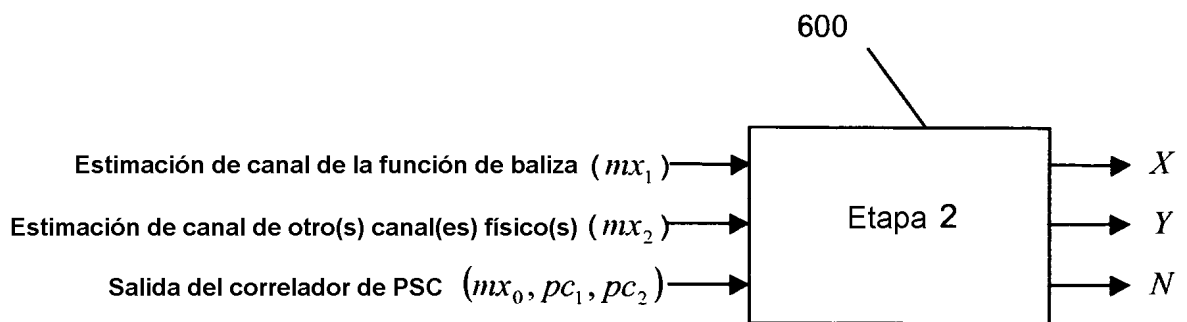
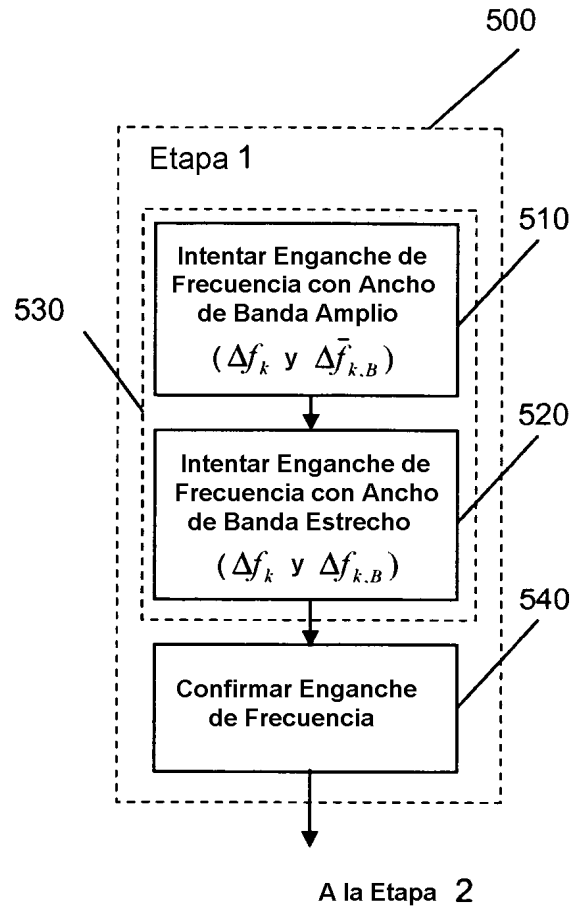
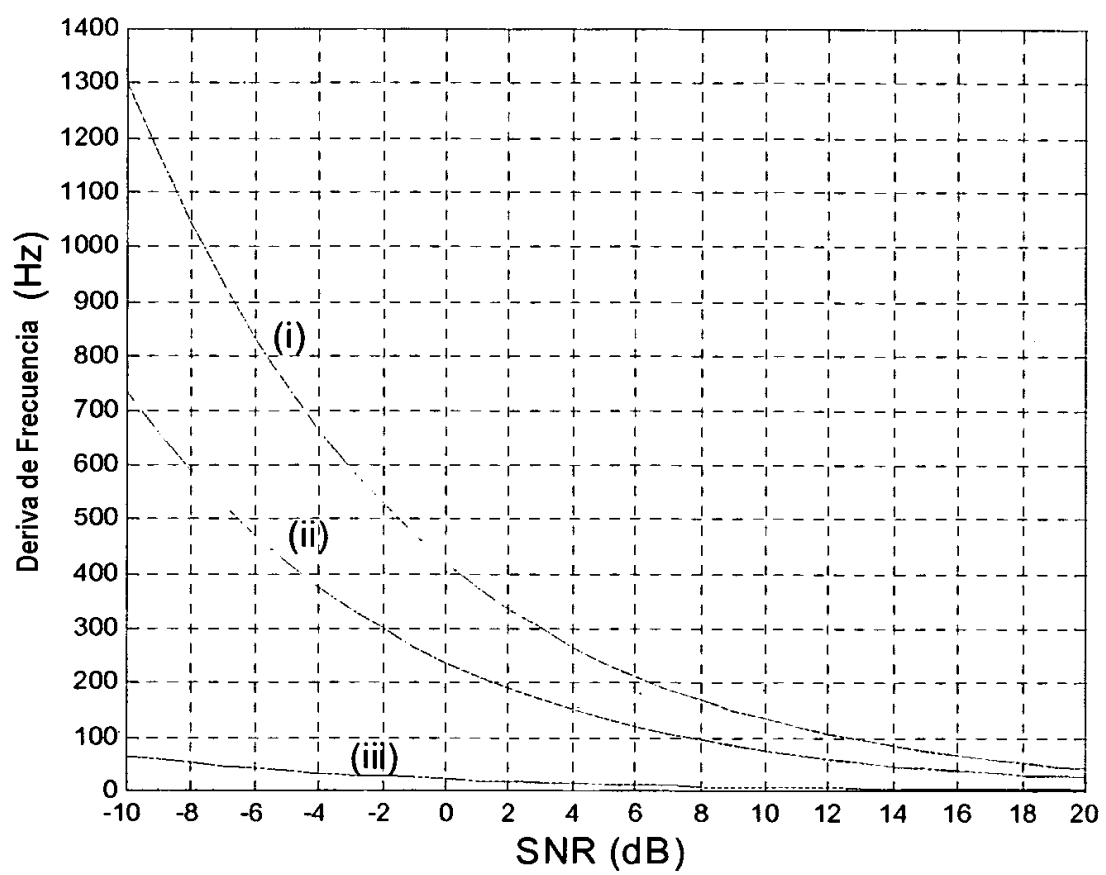


FIG. 4

**FIG. 5**



**FIG. 6**

**FIG. 7**