

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 368 854**

51 Int. Cl.:  
**H04W 24/00** (2009.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **05754520 .4**  
96 Fecha de presentación: **08.06.2005**  
97 Número de publicación de la solicitud: **1847045**  
97 Fecha de publicación de la solicitud: **24.10.2007**

54 Título: **MÉTODOS Y DISPOSITIVOS PARA ESTIMACIÓN DE CARGA DE ENLACE ASCENDENTE.**

30 Prioridad:  
**21.01.2005 SE 0500199**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**23.11.2011**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**23.11.2011**

73 Titular/es:  
**TELEFONAKTIEBOLAGET L M ERICSSON  
(PUBL)  
TORSHAMNSGATAN 23  
164 83 STOCKHOLM, SE**

72 Inventor/es:  
**WIGREN, Torbjörn;  
PETERS, Gunnar y  
ÖSTMAN, Thomas**

74 Agente: **de Elzaburu Márquez, Alberto**

**ES 2 368 854 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

Métodos y dispositivos para estimación de carga de enlace ascendente.

### CAMPO TÉCNICO

5 La presente invención se refiere en general a redes de telecomunicaciones y en particular al campo de la estimación de carga en redes de telecomunicación celulares.

### ANTECEDENTES

10 Los sistemas de telecomunicación de Wideband Code Division Multiple Access (WCDMA – Acceso Múltiple por División de Código de Banda Ancha) tienen muchas propiedades atractivas que pueden ser utilizadas para el futuro desarrollo de servicios de telecomunicación. Un reto técnico específico por ejemplo en sistemas de WCDMA y otros similares es la planificación de canales de enlace ascendente mejorados a intervalos de tiempo en los que las condiciones de interferencia son favorables, y en los que existe una capacidad suficiente en el enlace ascendente de la celda en cuestión para soportar canales de enlace ascendente mejorados. Es bien conocido que usuarios existentes de la celda contribuyen todos al nivel de interferencia en el enlace ascendente de sistemas de WCDMA. Esto es porque todos los usuarios y canales comunes de una celda transmiten en la misma banda de frecuencia cuando se utiliza la tecnología CDMA. La carga de la celda está directamente relacionada con el nivel de interferencia de la misma celda.

20 Con el fin de mantener la estabilidad de una celda, la carga necesita ser mantenida por debajo de un cierto nivel. Esto se sigue puesto que la mayoría de los canales de usuario de enlace ascendente, al menos en WCDMA, están sujetos a control de potencia. Este control de potencia se dirige a mantener el nivel de potencia recibido de cada canal a una cierta signal to interference ratio (SIR – Relación de Señal a Interferencia), con el fin de ser capaz de cumplir requisitos de servicio específicos. Este nivel de SIR es normalmente tal que las potencias recibidas en la Radio Base Station (RBS – Estación de Base de Radio) son de varios dBs por debajo del nivel de interferencia. El desenchanchado en los llamados receptores de RASTRILLO mejora entonces cada canal hasta un nivel de señal en el que los bits transmitidos pueden ser procesados también, por ejemplo mediante descodificadores de canal y códecs de conversación en la cadena de tratamiento de señal.

30 Puesto que la RBS intenta mantener cada canal en su valor de SIR preferido específico, puede suceder que un usuario adicional eleve el nivel de interferencia, reduciendo por ello momentáneamente la SIR para los otros usuarios. La respuesta de la RBS es ordenar un aumento de potencia a todos los demás usuarios, algo que aumenta la interferencia incluso más. Normalmente este proceso permanece estable por debajo de un cierto nivel de carga. En el caso de que aparezca de repente un canal de alta capacidad, la elevación de la interferencia resulta elevada y el riesgo de inestabilidad, una llamada punta de potencia, aumenta. Resulta así una necesidad de planificar canales de enlace ascendente de alta capacidad, como el canal E-UL en WCDMA, de manera que puede asegurarse que la inestabilidad se evita. Con este fin, la carga momentánea debe ser estimada en la RBS. Esto permite la evaluación del margen de capacidad que queda hasta el punto de inestabilidad.

35 La carga de la celda en un sistema de CDMA se expresa normalmente como la elevación de ruido, o la rise over thermal (ROT – Elevación over Thermal). Las definiciones matemáticas exactas se definirán con detalle en la descripción que sigue. Aquí es suficiente plantear que con el fin de establecer una estimación de elevación del ruido, el ruido de fondo (de manera ideal ruido térmico) y el nivel de potencia total necesitan ser conocidos. El nivel de potencia total es fácilmente medido en el receptor. El ruido de fondo es no obstante más difícil de evaluar. Las técnicas de estimación de potencia del ruido de fondo son conocidas a partir de los documentos US 2004162101 y WO-A-0209326. Las estimaciones de ruido de fondo de acuerdo con la técnica anterior son típicamente asociadas con inexactitudes relativamente grandes, que incluso pueden ser del mismo orden de magnitud que todo el margen de capacidad disponible. Será por consiguiente muy difícil ciertamente implementar la funcionalidad de canales de enlace ascendente mejorados sin mejorar las estimaciones de carga ligadas a la misma.

### 45 COMPENDIO

Un problema general con las redes de comunicaciones de la técnica anterior es que las estimaciones de carga se presentan con una exactitud que hace difícil un control cuidadoso de la carga. En particular, la determinación del ruido de fondo en conexión con los canales de enlace ascendente mejorados, sufre grandes inexactitudes, causadas en primer lugar por las dificultades para estimar el ruido de fondo.

50 Un objeto general de la presente invención es proporcionar métodos y disposiciones mejorados para la estimación de carga. Otro objeto de la presente invención es proporcionar métodos y disposiciones que dan una determinación más exacta del ruido de fondo. Otro objeto más de la presente invención es proporcionar métodos y disposiciones para mejorar las estimaciones del ruido de fondo.

55 Los objetos anteriores son alcanzados por el método de la reivindicación 1 y el dispositivo de la reivindicación 7. Realizaciones preferidas son establecidas en las reivindicaciones adjuntas.

Es, por consiguiente, otra ventaja de la presente invención el que se permita una estimación exacta de la elevación del ruido en la RBS, incluso en presencia de una interferencia de celda vecina y de fuentes de interferencia externas.

Otra ventaja de la presente invención es que se pueden evitar costosas calibraciones de los factores de escala iniciales en la RBS.

**5 BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS**

La invención, junto con otros objetos y ventajas de la misma, puede ser mejor comprendida haciendo referencia a la siguiente descripción tomada junto con los dibujos que se acompañan, en los cuales:

la Fig. 1 muestra una cadena de señal de una estación de base de radio que lleva a cabo una estimación de carga;

la Fig. 2 muestra un modelo típico simplificado del control de potencia;

10 la Fig. 3 ilustra una relación típica entre la elevación del ruido y la tasa de bits totales en una celda;

la Fig. 4 es una ilustración esquemática de potencias de señal que tienen lugar en una red de comunicaciones típica de telefonía móvil;

la Fig. 5 es un diagrama que ilustra una variación de tiempo típica de una cantidad de potencia derivada de las mediciones de potencia recibida total;

15 la Fig. 6 es un diagrama de bloques de las partes principales de una realización de un sistema de acuerdo con la presente invención; y

la Fig. 7 es un diagrama de flujo de las etapas principales de una realización de un método de acuerdo con la presente invención.

**DESCRIPCIÓN DETALLADA**

20 La presente descripción detallada es introducida mediante una explicación algo más profunda acerca de cómo llevar a cabo las estimaciones de carga y los problemas encontrados mediante las soluciones de la técnica anterior, con el fin de revelar la seriedad de los mismos.

Una cadena de señal típica de una RBS se representa en la Fig. 1. Una señal de banda ancha recibida de una antena 1 pasa primero por una cadena de acondicionamiento de señal analógica 2 que consiste en cables, filtros, etc. Las variaciones entre componentes junto con un cambio de temperatura, hacen que el factor de escala de esta parte del sistema sea indeterminado con aproximadamente 2-3 dBs, cuando la señal entra en un receptor 3. En el receptor 3 tienen lugar varias operaciones. Para la estimación de carga es esencial que una potencia de banda ancha recibida total sea medida en alguna etapa, en la Fig. 1 denotada por 5. Además, se asume en esta realización que las mediciones de potencia de código resultan disponibles en una etapa 6. Un punto de referencia para las cantidades estimadas se refiere como 4. Los puntos en la cadena en los que las cantidades estimadas son válidas, y donde se toman mediciones, se muestran esquemáticamente en la Fig. 1.

En la descripción detallada se utilizan las notaciones generales siguientes:

35 Mediciones de la potencia de banda ancha recibida total se llevan a cabo en el receptor. Esta medición se denota por  $P^{Total}(t)$ , donde t denota un tiempo discreto. La frecuencia de medición es  $T^{-1}$  Hz. La medición de la potencia de código puede ser llevada a cabo en el receptor, para todos los canales de control de la celda de servicio. Estas

mediciones se denotan por  $P_{i,Measurement}^{Code}(t)$ . La frecuencia de medición de  $T_i^{-1}$  Hz.

La potencia de código del canal de datos i (CS o PS), correspondiente al canal de control i, no se mide directamente. Por el contrario, se obtiene a partir de la potencia de señal de código recibida real, como

$$P_i^{Code,Data}(t) = n_{Code} \left( \beta_i^{Data}(t) / \beta_i^{Control}(t) \right)^2 P_i^{Code,Control}(t) \equiv \eta_i(t) P_i^{Code,Control},$$

40 Donde el factor de escala  $\eta_i(t)$  depende del servicio y se conoce en el receptor en cualquier momento dado de tiempo, posiblemente retardado hasta después de la descodificación de TFCI,  $n_{Code}$  denota el número efectivo de códigos utilizados en la conexión.

Todos los periodos de muestreo son tales que hay un periodo de muestreo más pequeño de manera que todos los demás periodos de muestreo son múltiplos enteros de periodo de muestreo.

La cantidad que se utilizará en la descripción es  $P_i^{Code}(t)$  que se utiliza para denotar la suma de la potencia de la señal de control y la potencia del canal de datos para el canal  $i$  total. Debe observarse que la medición

5  $P_{i,Measurement}^{Code}(t)$  mide sólo la potencia del canal de control. Por ello, en la situación libre de ruido ideal

$$P_{i,Measurement}^{Code}(t) = \frac{1}{1 + \eta_i(t)} P_i^{Code}(t).$$

En la Fig. 2, se ilustra un principio de un bucle de control de potencia simple para un canal  $i$ . Se proporciona un objetivo 10 para el C/I, denotado como  $(C/I)^T$ , y basándose en esto, se calcula un factor  $L_i^T$  11, que representa la relación entre una potencia total 12, denotada como  $P^{Total}$ , y un valor de referencia de código 14 para el canal, denotado como  $P_i^{CodeRef}$ . Por ello, el factor  $L_i^T$  es multiplicado 13 por la potencia total 12 para proporcionar el valor de referencia de código 14. Una potencia de código utilizada es sustraída 15 del valor de referencia de código 14 para alcanzar cualquier desviación del deseado y la diferencia se utiliza como entrada para un controlador de bucle interior 16. El controlado de bucle interior opera con el fin de alcanzar un error en régimen permanente de cero. Un término de error 18 se añade 17 típicamente a una salida del controlador de bucle interior 16, dando la potencia de canal de salida 19 medida del canal  $i$ , denotado como  $P_i^{Code}$ . Esta potencia de salida 19 se utiliza a continuación en la información para el restador 15.

Puesto que los cambios en la potencia de canal de salida 19 influyen en la potencia total 12, también está presente un bucle de control de potencia exterior, que conecta todas las potencias de canal de salida y la potencia total 12.

20 Como se indica en la sección de antecedentes, el resultado de introducir canales adicionales resulta ser un aumento de la potencia total 12. Como se ve en la Fig. 2, un aumento de la potencia total 12 genera un aumento en la potencia del canal de salida 19. Por medio del bucle de control de potencia exterior, éste a su vez aumentará más la potencia total 12. Para cargas relativamente bajas, y para cargas adicionales relativamente pequeñas, este comportamiento de control es típicamente estable por debajo de un cierto umbral. No obstante, cuando se sobrepasa este umbral, o para cargas adicionales muy grandes, puede ocurrir una inestabilidad.

25 La Fig. 3 es un diagrama que ilustra estas condiciones. La elevación de ruido  $N_R$ , definida como la relación entre una potencia total y el nivel de ruido térmico  $P_N$  tal como se mide mediante un conector de antena, también llamado ruido de fondo, es una medición de la carga. Por encima de un umbral (threshold) de elevación de ruido  $N_R^{thr}$ , la situación resulta inestable. Una relación 100 entre la tasa de bits total y la elevación de ruido  $N_R$  es conocida a partir del dibujo de los bucles de control, y la planificación de canales adicionales puede ser llevada a cabo una vez que la elevación de ruido  $N_R$  instantánea ha sido determinada. La capacidad de polo,  $C_{polo}$ , denota la máxima capacidad en tasa de bits. Una diferencia  $\Delta N$  típica entre el umbral  $N_R^{thr}$  y el nivel definido por el nivel de ruido térmico  $P_N$  es típicamente 7 dB. No obstante, el ruido de fondo o el nivel de ruido térmico  $P_N$  no están disponibles de manera directa. Por ejemplo, puesto que las inexactitudes del factor de escala en el receptor pueden ser tan grandes como 2-3 dB, una gran parte del margen disponible está afectado por tales inexactitudes introducidas.

35 Existen varias razones para las dificultades en estimar la potencia de ruido de fondo térmico. Una razón tal como se indica anteriormente es que la potencia de ruido de fondo térmico, así como las otras potencias recibidas, está afectada por inexactitudes del componente en el inicio del receptor analógico. Estas inexactitudes también poseen un flujo térmico.

40 Otra razón se refiere a que, incluso si todas las mediciones están hechas en el receptor digital, el ruido de fondo no puede ser medido directamente, al menos no en la RBS. La explicación es que la interferencia de la celda vecina y la interferencia de fuentes externas también afectan al receptor, y cualquier valor medio de tales fuentes no puede ser separado del ruido de fondo. Debe observarse, no obstante, que tales mediciones de potencia en los propios canales de celda pueden ser llevadas a cabo. Tales mediciones no resuelven, no obstante, el problema. Otra razón más es que el ruido de fondo térmico no siempre es la cantidad deseada. Existen situaciones en las que una interferencia constante afecta significativamente al receptor de la RBS. Estos interferidores constantes no afectan a la estabilidad explicada anteriormente, por el contrario aparecen como una mayor temperatura de ruido, es decir, un mayor ruido de fondo térmico.

45 A menos que los problemas listados anteriormente puedan ser salvados, parece no existir otra alternativa más que una costosa e individual determinación del ruido de fondo térmico en el campo, con el fin de alcanzar un rendimiento de la estimación de carga suficientemente elevado.

Un planteamiento matemático para las medidas de potencias e interferencia se presenta aquí a continuación. Las medidas de potencias e interferencia están siempre definidas antes del desenchanchado. Si los valores después del desenchanchado son los deseados, se necesita un escalado con el factor de escala. Un escalado similar puede ser aplicado con el fin de transformar cantidades a cualquier nivel de la cadena de tratamiento de la señal. Con el fin de ser consistentes con la asunción principal anterior, el C/I referenciado a continuación se refiere al C/I antes del desenchanchado. Esto se refleja mediante la notación  $(C/I)_{chip}$ , donde el subíndice chip se refiere a las potencias a velocidad de chip.

5

El nivel de interferencia para el canal  $i$  de control obedece ahora a

$$(C/I)_{chip,j}(t) = \frac{P_i^{Code,Control}(t)}{P^{Total}(t) - P_i^{Code,Control}(t)} \Leftrightarrow$$

$$P_i^{Code,Control}(t) = \frac{1}{1 + \frac{1}{(C/I)_{chip,j}(t)}} P^{Total}(t) \Leftrightarrow \quad (1)$$

10

$$P_i^{Code}(t) = \frac{1 + \eta_i(t)}{1 + \frac{1}{(C/I)_{chip,j}(t)}}$$

Por ello, se sigue que el factor de carga  $L_i^T(t)$ , controlado por el bucle de control de potencia exterior (de acuerdo con la Fig. 2), puede ser expresado como

$$L_i^T(t) = \frac{1 + \eta_i(t)}{1 + \frac{1}{(C/I)_{chip,j}^T(t)}} \quad (2)$$

15 De nuevo debe observarse que el índice tiempo indica la actualización del bucle de control de potencia exterior (lenta) del valor de interferencia correspondiente.

Debe observarse también que la relación correspondiente entre la potencia de código y la potencia total antes del desenchanchado, expresada en términos del valor de SIR (definido tras el desenchanchado), es

$$P_i^{Code}(t) = \frac{1}{N_i} \frac{1 + \eta_i(t)}{1 + \frac{1}{SIR_i(t)}} P^{Total}(t) \quad (3)$$

20 donde  $N_i$  es el factor de difusión.

La cantidad deseada para la estimación de carga es, como se ha mencionado anteriormente, típicamente la elevación de ruido,  $N_R(t)$ , definida por

$$N_R(t) = \frac{P^{Total}(t)}{P_N}, \quad (4)$$

5 Donde  $P_N$  es el nivel de ruido térmico medido por el conector de antena. Falta definir matemáticamente lo que significa  $P^{Total}(t)$ . Esta medida relativa no está afectada por cualquier desenchanchado aplicada. La definición utilizada aquí es

$$P^{Total}(t) = \sum_{i=1}^N P_i^{Code}(t) + P^{E+N}(t) + P_N, \quad (5)$$

10 Medido también en el conector de la antena. Aquí,  $P^{E+N}(t)$  denota la potencia recibida desde las celdas vecinas ( $N$ ) así como desde varias fuentes externas ( $E$ ) al sistema de WCDMA. La mayor dificultad es aquí la necesidad de separar la potencia de ruido térmico de la interferencia de las celdas vecinas.

15 La Fig. 4 ilustra las contribuciones a las mediciones de potencia en conexión con una RBS 20. La RBS 20 está asociada con una celda 30. Dentro de la celda 30 están presentes varios terminales de telefonía móvil 25 que se comunican con la RBS 20 sobre diferentes enlaces, contribuyendo cada uno de ellos a la potencia total recibida mediante  $P_i^{Code}(t)$ . La celda 30 tiene varias celdas vecinas 31 dentro del mismo sistema de WCDMA, cada una de ellas asociada con una RBS 21. Las celdas vecinas también comprenden terminales de telefonía móvil 26. Los terminales de telefonía móvil 26 emiten potencia de frecuencia de radio y la suma de todas esas contribuciones se denota mediante  $P^N$ . Puede haber también otras fuentes de radiación externas a la red, tales como por ejemplo una estación de radar 41. Las contribuciones de tales fuentes externas se denotan mediante  $P^E$ . Finalmente, el término  $P_N$  se obtiene del propio receptor.

20 Un problema específico, mencionado brevemente con anterioridad, es que los puntos de referencia de señal están, por definición, en el conector de la antena. Las mediciones se obtienen, no obstante, a partir de la cadena de acondicionamiento de la señal analógica, en el receptor digital. La cadena de acondicionamiento de la señal analógica introduce un error de factor de escala de 2-3 dB que es difícil de compensar. Afortunadamente, todas las potencias de (5) están igualmente afectadas por el error del factor de escala, así que cuando se calcula (4), el error del factor de escala se cancela como

$$\begin{aligned} N_R(t) &= N_R^{Digital\ Receiver}(t) = \frac{P^{Total, Digital\ Receiver}(t)}{P_N^{Digital\ Receiver}} = \frac{\gamma(t)P^{Total, Antenna}(t)}{\gamma(t)P_N^{Antenna}} = \\ &= \frac{P^{Total, Antenna}(t)}{P_N^{Antenna}} = N_R^{Antenna}(t) \end{aligned}$$

Resulta claro que, a menos que se introduzca señalización adicional entre las estaciones de base de radio  $P^{E+N}(t)$  y  $P_N$  no son medibles y por ello necesitan ser estimadas o eliminadas de alguna manera.

30 Durante periodos en los que  $SIR_i^T(t)$ , y por ello  $(C/I)_{chip,j}^T$  no cambia, y en los que el control de la potencia es adecuadamente operado, las potencias del canal de código recibidas para los canales de control y los correspondientes canales de datos en régimen permanente deberían ser relativamente constantes, asumiendo que el bucle de control de potencia rápido opera eficientemente. Un modelo dinámico adecuado viene entonces dado por el recorrido aleatorio de tiempo discreto

$$P_i^{Code}(t + T_{min}) = P_i^{Code}(t) + w_i^{Code}(t). \quad (7)$$

Aquí se asume que  $w_i^{Code}(t)$  es una perturbación Gaussiana blanca media de cero.

5 Debe observarse que un recorrido aleatorio es un modelo adecuado puesto que las potencias son cantidades positivas. En el caso de que se incluyese un modelo con un tiempo constante, se sigue que también se necesitaría introducir una señal de entrada positiva a ese modelo, y su valor estimado. En particular, el recorrido aleatorio es una manera de expresar que la cantidad estimada es "casi constante".

Por otra parte, en la situación en la que  $(C/I)_{chip,j}^r(t)$  cambia, por ejemplo debido a pobres condiciones de canal, cambio de RBS o tráfico de paquetes cambiante, se necesita un modelo más general. Tal modelo puede ser incluido mediante la introducción de un modelo simple del bucle de control de potencia rápido de acuerdo con la Fig. 2.

10  $(C/I)_{chip,j}^r(t)$  está siendo actualizado por el bucle de control de potencia exterior. Multiplicando el factor de carga por la suma de las partes de control y de canal de datos del canal con la potencia total  $P^{Total}(t)$ , se obtiene el valor de referencia de potencia de código para el canal,  $P_i^{CodeRef}(t)$ .

15 En este caso más general es adecuado asumir que el controlador 16 (Fig. 2) contiene una operación integradora con el fin de alcanzar el error en régimen estacionario de cero. En caso de que se utilice un integrador puro, las ecuaciones de diferencia para las potencias de código resultan

$$P_i^{Code}(t + T_{min}) = P_i^{Code}(t) + K(P_i^{CodeRef}(t) - P_i^{Code}(t)) + w_i^{Code}(t). \quad (8)$$

$$P_i^{CodeRef}(t) = \frac{1 + \eta_i(t)}{1 + \frac{1}{(C/I)_{chip,j}^r(t)}} P^{Total}(t), \quad i = 1, K, n. \quad (9)$$

20 Aquí  $(1-K)$  debería ser parecido a la constante de tiempo verdadera del bucle de control de potencia rápido. Por ello, (7) y (9) constituyen dos alternativas en la modelización de los canales de control y de tráfico de la celda. Debe observarse que el modelo (9), (10) calcula una potencia de referencia, como se ve en el receptor. Esta potencia de referencia tiene el mismo valor que el bucle de control de potencia rápido intenta alcanzar. Por lo tanto, cuando se

ordena un cambio en  $(C/I)_{chip,j}^r(t)$ , el transitorio de la potencia del canal debería estar razonablemente bien modelizado. El modelo es no obstante inexacto, puesto que los errores de bit en las órdenes de potencia hacen que la potencia del terminal controlado real sea inexacta. Esto necesita ser capturado por el ruido aditivo del sistema de (9).

25 Puesto que no hay información previa disponible acerca de la potencia de la celda externa y vecina, es natural modelizarla como un recorrido aleatorio, es decir

$$P^{E+N}(t + T_{min}) = P^{E+N}(t) + w^{E+N}(t) \quad (10)$$

También el ruido térmico es modelizado mediante un modelo de recorrido aleatorio, pero con un ruido de sistema muy pequeño

$$P_N(t + T_{\min}) = P_N(t) + w_N(t) \quad (11)$$

Las mediciones llevadas a cabo en el receptor digital incluyen la potencia de ancho de banda recibida total, así como las potencias de código de control recibidas para todos los canales relevantes de la celda de servicio. El nivel de ruido térmico y la interferencia de las celdas vecinas y de las fuentes externas no puede ser medido directamente. Las mediciones de potencia de código pueden ser descritas de una de dos maneras. La manera más directa es utilizar

$$P_{i, \text{Measurement}}^{\text{Code}}(t) = \frac{1}{1 + \eta_i(t)} P_i^{\text{Code}}(t) + e_i^{\text{Code}}(t), \quad i = 1, K, n \quad (12)$$

Alternativamente, la relación (2) puede ser utilizada observando que, por (5)

$$\begin{aligned} P_{i, \text{Measurement}}^{\text{Code}}(t) &= L_i(t) P^{\text{Total}}(t) + e_i^{\text{Code}}(t) = \\ &= L_i(t) \left( \sum_{j=1}^N P_j^{\text{Code}}(t) + P^{E+N}(t) + P_N(t) \right) + e_i^{\text{Code}}(t) \end{aligned} \quad (13)$$

la medición de potencia de banda ancha total puede ser expresada mediante

$$P_{\text{Measurement}}^{\text{Total}}(t) = \sum_{i=1}^N P_i^{\text{Code}}(t) + P^{E+N}(t) + P_N(t) + e^{\text{Total}}(t) \quad (14)$$

Puede probarse matemáticamente que una estimación lineal de  $P^{E+N}(t)$  y  $P_N$  no es un problema observable. Sólo la suma  $P^{E+N} + P_N$  es observable a partir de las mediciones disponibles. Puesto que ambas cantidades son positivas es evidente que cada una de ellas no puede ser estimada a partir de la suma de las dos.

Resulta también que no existe modelización matemática disponible que haga posible eliminar uno de  $P^{E+N}(t)$  y  $P_N$ .

Aceptando el hecho de que sólo la suma  $P^{E+N} + P_N$  puede ser observada a partir de las mediciones de la potencia de banda ancha total y las potencias de código para todos los canales, debe investigarse si puede aún deducirse alguna información útil. La presente invención se dirige a alcanzar una solución que salva los problemas listados anteriormente, en particular para salvar el problema fundamental, que el ruido de fondo es una cantidad que no es observable a partir de mediciones que pueden estar disponibles en la RBS, es decir, el problema de que no hay ninguna técnica de estimación convencional que pueda ser utilizada para separar el ruido de fondo de los valores medios de potencia que se originan debido a la interferencia de la celda vecina y a fuentes de interferencia externa al sistema celular. Como resultado, sólo la suma de la potencia del ruido de fondo y de la potencia de la interferencia vecina y externa puede ser observada. Una manera simplificada de establecer este hecho es que en el caso de que la suma de dos números (positivos) sea conocida, entonces esta información sola no es suficiente para determinar cada uno de los dos números.

De acuerdo con la presente invención, lo que sigue describe por lo tanto un planteamiento de ganar de nuevo capacidad de observación usando por el contrario observaciones de potencias mínimas desplegadas en el tiempo. La solución de acuerdo con la presente invención es alcanzar de nuevo la capacidad de ser observado determinando el ruido de fondo como el valor mínimo, sobre un intervalo de tiempo seleccionado apropiadamente, de una cantidad entregable de la potencia de banda ancha recibida total.

La Fig. 5 ilustra un diagrama que muestra variaciones en el tiempo 110 de una cantidad relacionada con la potencia total. En un caso típico, la cantidad relacionada con la potencia total  $P^*$  es una representación de la propia potencia o una diferencia entre la potencia total y la suma de las potencias de código. Durante algunos intervalos de tiempo,

la cantidad relativa a la potencia total presenta valores altos, correspondientes por ejemplo a periodos de carga de tráfico alto. No obstante, en algunas ocasiones, la cantidad relativa a la potencia total resulta pequeña, indicando que muchas de las contribuciones usuales a la potencia total están ausentes.

5 Se ve a partir del ejemplo de la Fig. 1 que un mínimo valor  $P_{MIN}$  aparece en un momento  $t_0$ . A partir de esto, puede concluirse que la contribución de  $P_N$  no puede ser mayor que  $P_{MIN}$ , puesto que todas las contribuciones a la potencia total son cantidades positivas y  $P_N$  se considera esencialmente constante.  $P_{MIN}$  está por lo tanto por encima del límite superior de la  $P_N$ .

El desfase de tiempo se hace preferiblemente dentro de una cierta ventana de tiempo que finaliza en el momento presente y que tiene la duración de  $T_{Lag}$ . Seleccionando la duración  $T_{Lag}$  adecuadamente, la cantidad

10 
$$\min_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} P^*(t')$$
 resulta una estimación útil de  $P_N$ .

$$P^{Total}(t) - \sum_{i=1}^N P_i^{Code}(t).$$

Por ejemplo, asúmase que la cantidad que sigue es . Esto, de acuerdo con (5)

corresponderá a  $P^{E+N}(t) + P_N(t)$ . Considerando el hecho de que la carga del sistema normalmente varía con la hora del día, podría aventurarse que  $P^{E+N}(t)$  debería de ser muy pequeño durante ciertos periodos de tiempo. Si es así,

15 
$$\min_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} \left( P^{Total}(t') - \sum_{i=1}^N P_i^{Code}(t') \right)$$
 podría ser una estimación útil de  $P_N(t)$  siempre que el desfase  $T_{Lag}$  se elija lo

suficientemente grande, como para permitir que existan valores muy pequeños de  $P_{E+N}(t)$  dentro de  $[t - T_{Lag}, t]$ . Debe observarse que las variaciones de temperatura que afectan al factor de escala dentro de  $T_{Lag}$  introducirán errores en este procedimiento. Las variaciones fijas entre componentes en la cadena de acondicionamiento de la señal analógica pueden ser, no obstante, compensadas.

20 En una realización preferible la solución sugerida asume que todas las mediciones de la carga de la celda se llevan a cabo en el receptor digital. Como se ve a partir de la evaluación matemática anterior, este planteamiento tiene el potencial de compensar al menos errores de factor de escala que no cambian rápidamente.

Como se ha mencionado anteriormente, una alternativa simplificada es estimar 
$$\min_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} P^{Total}(t')$$
 . Comparado

con la estimación de 
$$\min_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} \left( P^{Total}(t') - \sum_{i=1}^N P_i^{Code}(t') \right)$$
 , este planteamiento puede ser aventurado

- 25
- tener una menor complejidad de cálculo, puesto que no se aplican las mediciones de potencia de código;
  - tener un peor rendimiento, puesto que la potencia de celda de servicio rápido cambia debido, por ejemplo, a un tráfico de datos en ráfagas;
  - tener un peor rendimiento en las celdas en las que la carga no es muy probable que sea baja a cualquier hora, pero en las que las celdas circundantes es probable que tengan una carga baja con una mayor probabilidad.
- 30

Una vez que 
$$\min_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} P^{Total}(t')$$
 o bien 
$$\min_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} \left( P^{Total}(t') - \sum_{i=1}^N P_i^{Code}(t') \right)$$
 han sido establecidos, típicamente en la RBS, la estimación de carga, es decir, típicamente la elevación del ruido  $N_R(t)$ , siguen por una división de  $P^{Total}(t)$  con alguna de esas cantidades.

35 En un caso más general, la cantidad que es seguida en el tiempo puede ser una cantidad que depende de la potencia total de acuerdo con diferentes relaciones. Dependiendo de la relación real utilizada, se busca un valor de extremo, típicamente bien un valor mínimo o máximo. A partir de este valor de extremo, un mínimo de la potencia total o la diferencia entre la potencia total y la suma de las potencias de código puede ser calculado, a partir del cual se lleva a cabo un tratamiento correspondiente como el presentado anteriormente.

En la descripción anterior, se asume que las estimaciones de potencia afectan a la comunicación de enlace ascendente. Las mediciones de potencia son en tales casos llevadas a cabo por un nodo en la red de acceso por radio o en la red de núcleo, típicamente la estación de base de radio. No obstante, al menos partes del procedimiento, por ejemplo las etapas de determinar y/o estimar, pueden ser también llevadas a cabo en otras partes de la red de comunicación, por ejemplo en un controlador de red de radio. La Fig. 6 ilustra las principales partes de una realización de un sistema de acuerdo con la presente invención. Un sistema de comunicaciones inalámbrico 50 comprende una Universal Mobile telecommunication system Terrestrial Radio Access Network (ETRAN – Red de Acceso por Radio Terrestre de un sistema de telecomunicación de telefonía móvil Universal 51. Un terminal de telefonía móvil 25 está en contacto por radio con una RBS 20 en la UTRAN 51. La RBS 20 está controlada por un Mobile services Switching Centre/Visitor Location Register (MSC/VLR – Centro de Conmutación de servicios de Telefonía Móvil/Registro de Ubicación de Visitante) 54 y por un Service General packet radio system Support Node (SGSN – Nodo de Soporte del sistema de radio en paquetes General de Servicio) 55 de una core network CN – Red de Núcleo 53.

En esta realización, la RBS 20 comprende medios para obtener mediciones 60 de potencia de banda ancha recibida total instantánea, medios para determinar 61 un valor de extremo de la cantidad de potencia que se describe anteriormente, y medios para estimar 62 un límite superior de nivel de potencia de ruido térmico. Estos medios 60-62 pueden ser implementados como unidades separadas o como al menos unidades parcialmente integradas.

En una realización alternativa, los medios 61-62 están por el contrario comprendidos en el RNC 52, tal como se indica mediante la caja a trazos en la Fig. 6. Al menos una parte de los medios de medición 60 permanece típicamente en la RBS 20 debido a la proximidad de la antena. También son posibles otras configuraciones alternativas de los medios 60-62, como resulta evidente para cualquier experto en la materia.

La descripción anterior está asumiendo una implementación para sistemas de CDMA y de WCDMA. Estos son los tipos de sistemas, en los cuales se cree actualmente que la presente invención es más ventajosa. No obstante, la técnica también puede ser aplicable a otros sistemas. Si se utilizan otros métodos por división para acceso múltiple, las anteriores explicaciones relativas al código pueden ser reemplazadas por ejemplo con analógicas relativas a frecuencia o a tiempo.

En la mayoría de las explicaciones, la comunicación de enlace ascendente se explica, en particular en conexión con aplicaciones de canales de enlace ascendente mejoradas. Las estimaciones de potencia se utilizarán entonces para calcular una estimación de una elevación de ruido instantánea como una relación entre la potencia de banda ancha recibida total instantánea y el límite superior estimado del nivel de potencia de ruido térmico. Esta elevación de ruido puede entonces ser utilizada para controlar el tráfico en la celda. Medios correspondientes se proporcionan, preferiblemente en la RBS o en el RNC.

La Fig. 7 es un diagrama de flujo de las principales etapas de una realización de un método de acuerdo con la presente invención. El procedimiento se inicia en la etapa 200. En la etapa 210 se mide una potencia de banda ancha recibida total instantánea en un receptor. Un valor de extremo, típicamente un valor mínimo, de una cantidad que es obtenida a partir de las mediciones durante un periodo de tiempo se determina en la etapa 212. En la etapa 214, se estima un límite superior de un nivel de potencia de ruido térmico como el valor de extremo determinado. El procedimiento termina en la etapa 299.

Las realizaciones descritas anteriormente deben ser entendidas como unos pocos ejemplos ilustrativos de la presente invención. Debe entenderse por los expertos en la materia que pueden realizarse varias modificaciones, combinaciones y cambios en las realizaciones sin separarse del alcance de la presente invención. En particular, diferentes soluciones de parte en las diferentes realizaciones pueden ser combinadas en otras configuraciones, donde sea técnicamente posible. El alcance de la presente invención es, no obstante, definido por las reivindicaciones adjuntas.

45

**REIVINDICACIONES**

1. Un método para la estimación de la potencia del ruido térmico en un sistema de telecomunicaciones (50), que comprende las etapas de:
  - 5 medir (210) la potencia de banda ancha recibida total instantánea en un receptor y la suma instantánea de potencias de todos los enlaces utilizados en una celda (30) del citado sistema de telecomunicaciones celular (50) al cual el citado receptor (20) está asociado;
  - determinar (212) un valor de extremo de una diferencia entre la citada potencia de banda ancha recibida total sobre un periodo de tiempo y la citada suma de potencias de enlaces utilizadas en la citada celda (30); y
  - 10 estimar (214) un límite de un nivel de ruido térmico como el medido por el citado receptor del citado valor de extremo.
2. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en el que el citado valor de extremo es un valor mínimo.
3. El método de acuerdo con la reivindicación 1 ó 2, en el que el citado periodo de tiempo es determinado mediante una ventana deslizante de una longitud predeterminada.
4. Un método para la estimación de carga en un sistema de telecomunicaciones, que comprende las etapas de:
  - 15 estimar un límite superior de un nivel de potencia de ruido térmico de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1-3; y
  - calcular una estimación de una elevación de ruido instantánea como una relación entre la citada potencia de banda ancha recibida total instantánea y el citado límite superior del citado nivel de potencia de ruido térmico.
5. Un método para el control de tráfico en un sistema de telecomunicaciones, que comprende las etapas de:
  - 20 estimar una elevación de ruido instantánea de acuerdo con la reivindicación 4; y
  - controlar el tráfico en la citada celda basándose en la citada elevación de ruido instantánea.
6. El método de acuerdo con la reivindicación 5, en el que el citado tráfico es tráfico de enlace ascendente mejorado en un sistema celular del tipo de WCDMA.
7. Un nodo (20, 25, 50) de un sistema de telecomunicaciones celular, que comprende:
  - 25 medios (60) para obtener mediciones de la potencia de banda ancha recibida total instantánea en un receptor (10, 20);
  - medios para obtener mediciones de la suma de potencias instantánea de todos los enlaces utilizados en una celda (30) del citado sistema de telecomunicaciones celular (50) al cual está asociado el citado receptor (20);
  - 30 medios (61) para determinar un valor de extremo de una diferencia entre la citada potencia de banda ancha recibida total sobre un periodo de tiempo y la citada suma de potencias de enlaces utilizados en la citada celda (30); y
  - medios (62) para estimar un límite superior de un nivel de potencia de ruido térmico como el medido por el citado receptor del citado valor de extremo.
8. El nodo de acuerdo con la reivindicación 7, en el que el citado valor de extremo es un valor mínimo.
9. El nodo de acuerdo con la reivindicación 7 u 8, en el que el citado nodo comprende el citado receptor y en el que los citados medios para obtener mediciones de potencia de banda ancha recibida total instantánea son medios para medir (60) la citada potencia de banda ancha recibida total instantánea en el citado receptor.
10. El nodo de acuerdo con la reivindicación 7, en el que el citado periodo de tiempo se determina mediante una ventana deslizante de una longitud predeterminada.
11. El nodo de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 7-10, que comprende también medios para calcular
  - 40 una estimación de una elevación de ruido instantánea como una relación entre la citada potencia de banda ancha recibida total instantánea y el citado límite superior del citado nivel de potencia de ruido térmico.
12. El nodo de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 7 a 11, que comprende también medios para controlar tráfico en la citada celda basándose en la citada elevación de ruido instantánea.
13. El nodo de acuerdo con la reivindicación 12, en el que el citado tráfico es tráfico de enlace ascendente mejorado
  - 45 en un sistema celular del tipo de WCDMA.

14. El nodo de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 7-13, en el que el citado nodo al menos parcialmente está comprendido en una estación de base de radio (51).

15. El nodo de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 7-13, en el que el citado nodo al menos parcialmente está comprendido en un controlador de red de radio (52).

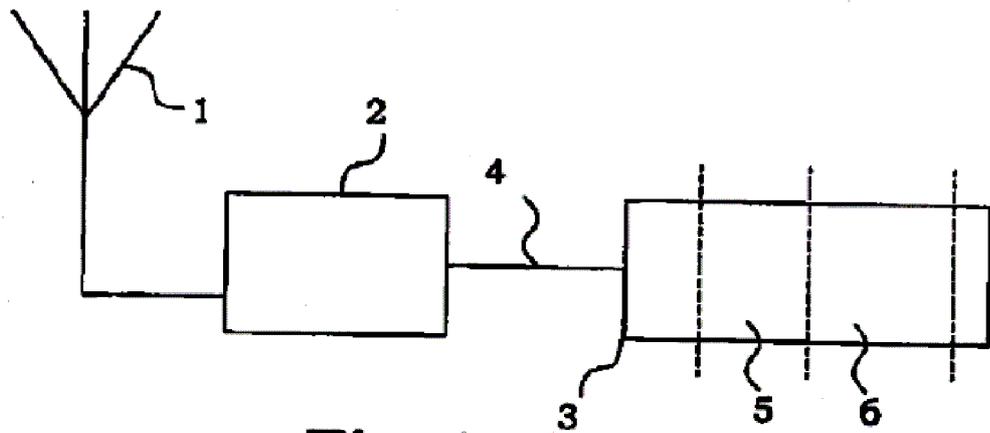


Fig. 1

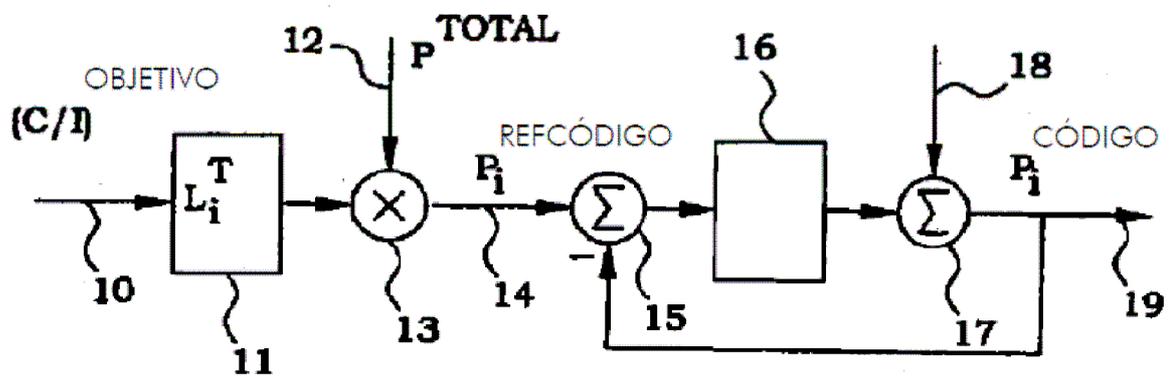


Fig. 2

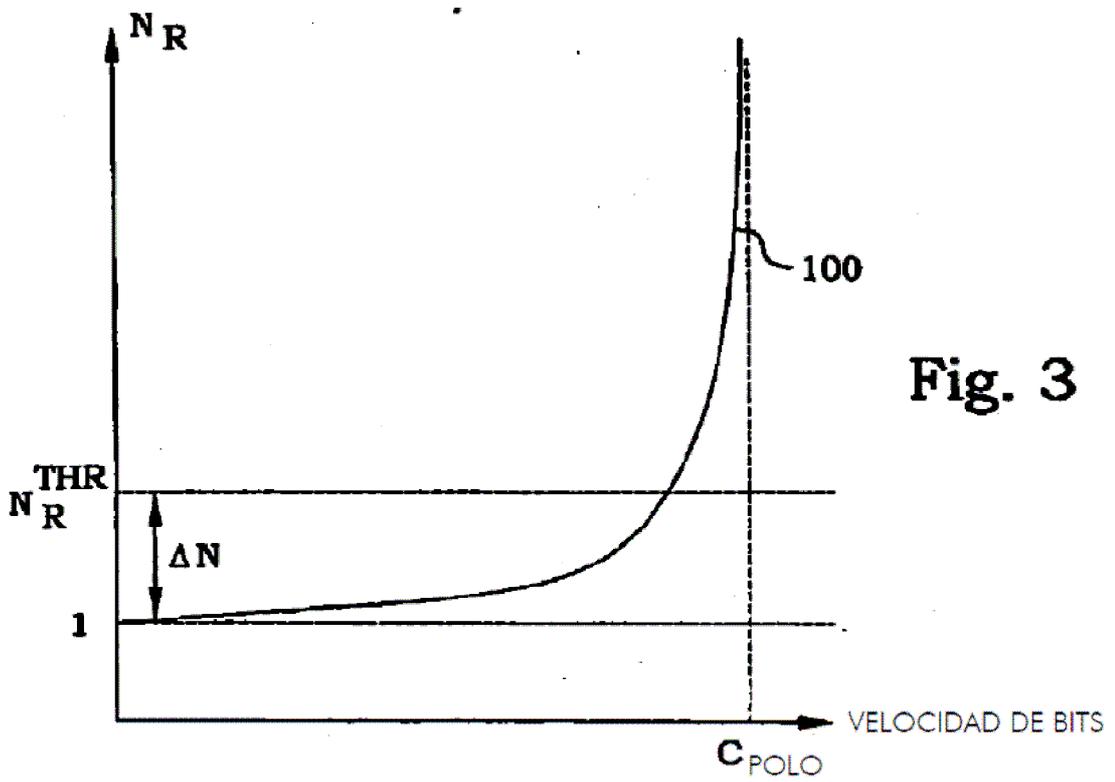


Fig. 3

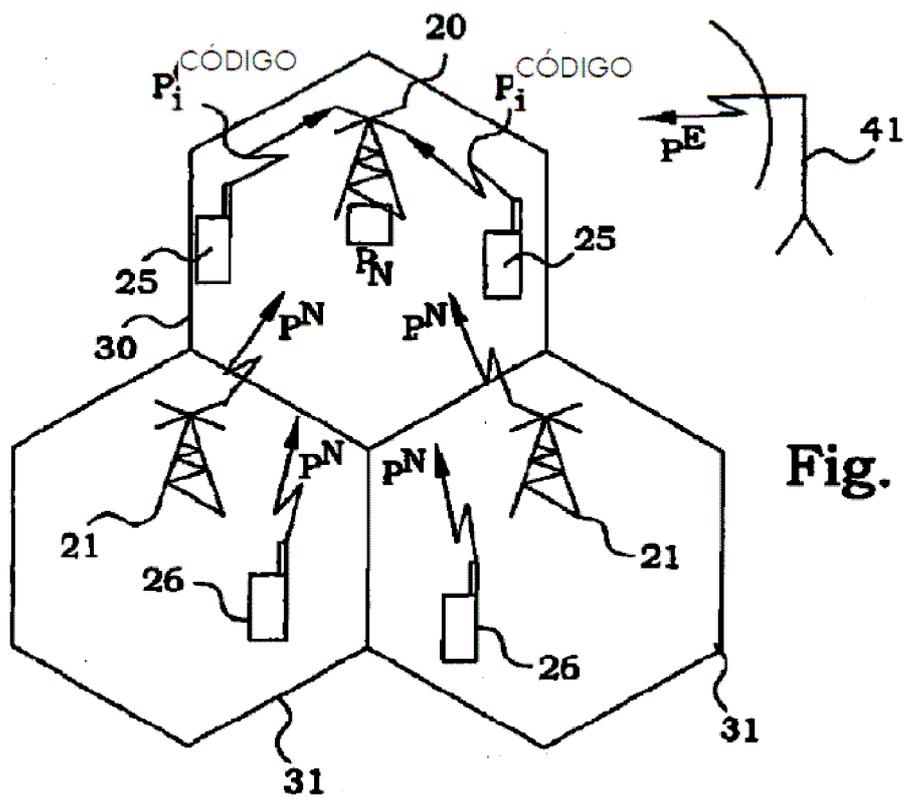


Fig. 4

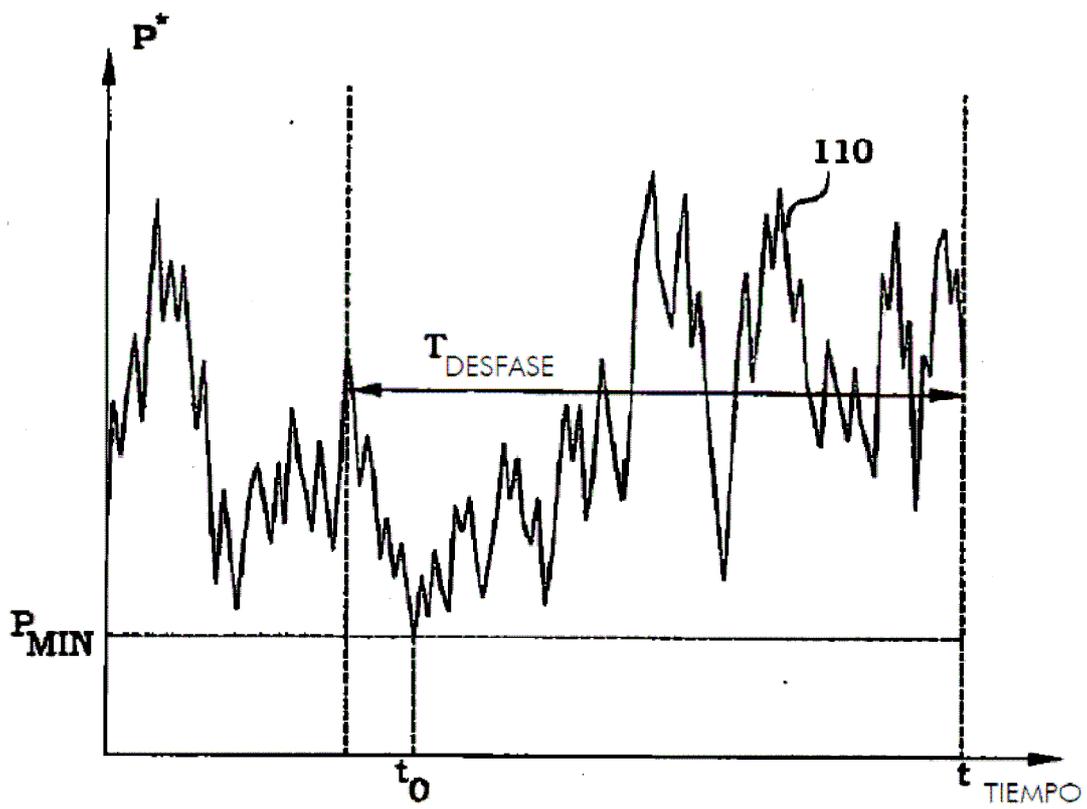


Fig. 5

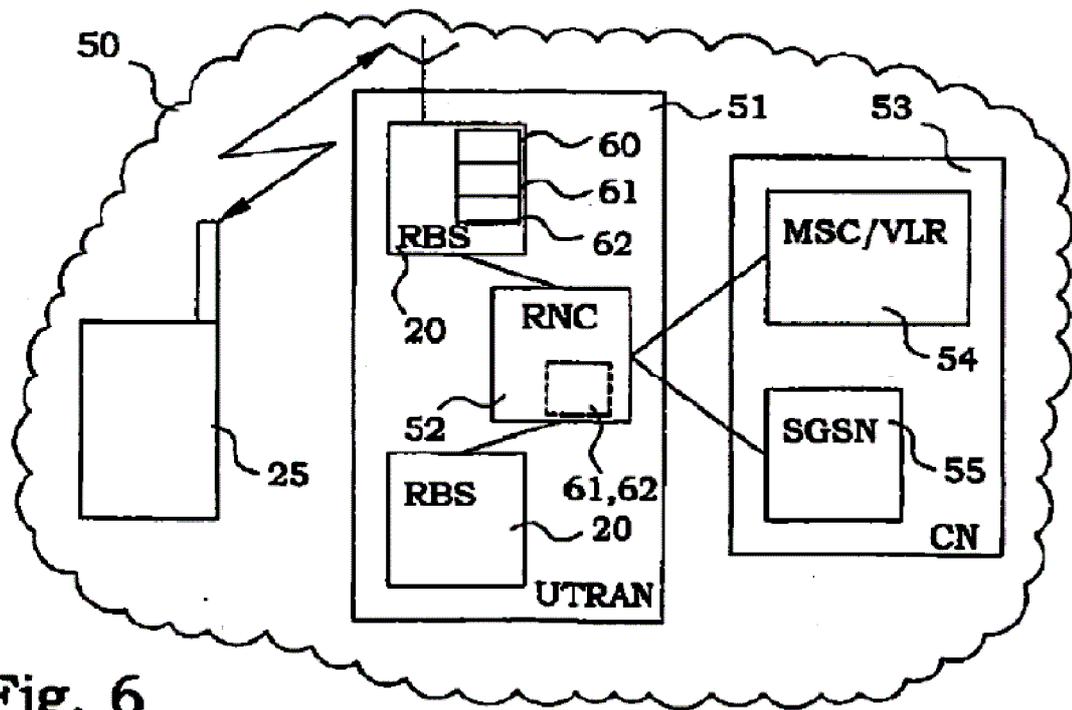
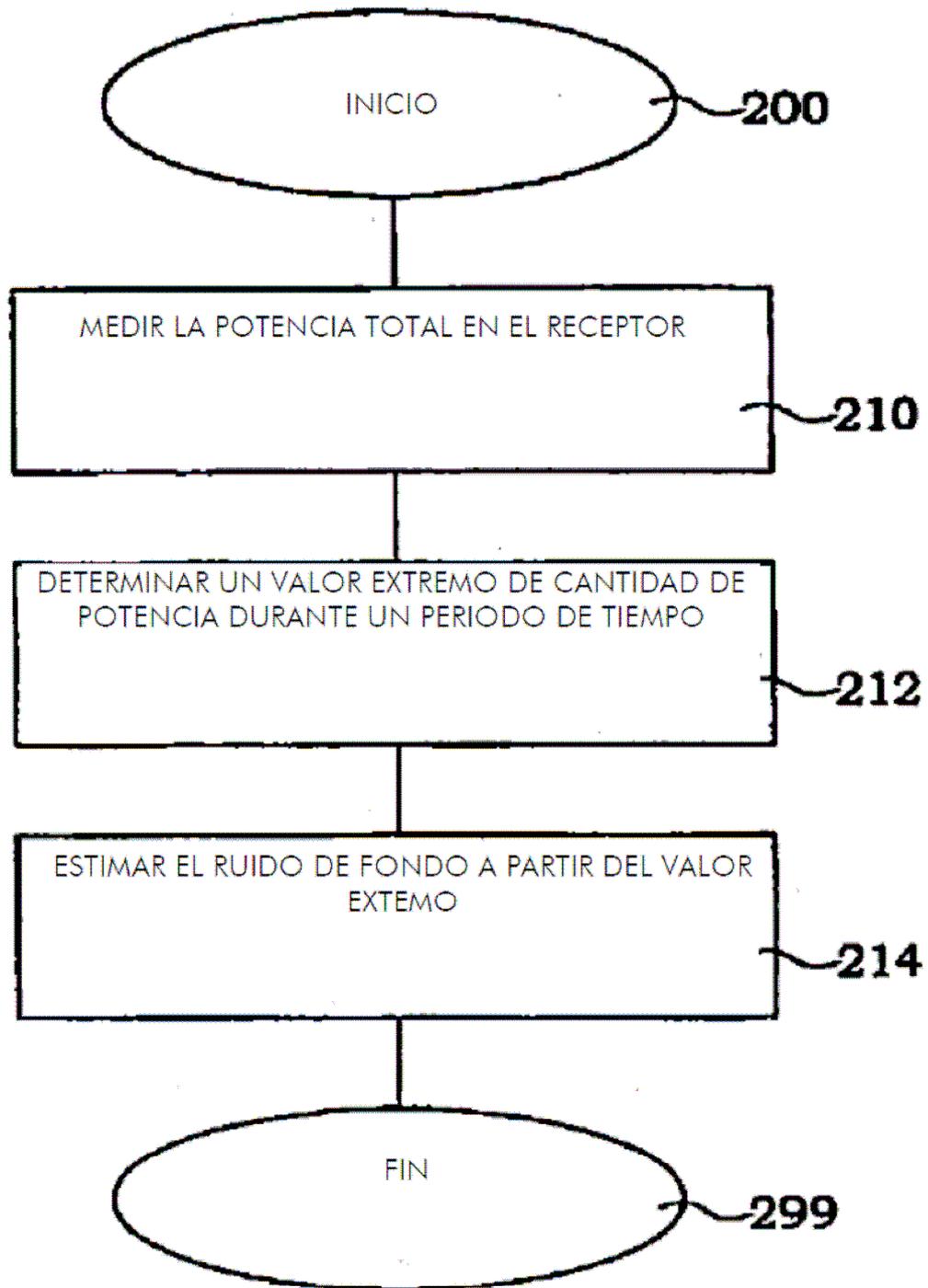


Fig. 6



**Fig. 7**