

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 378 074**

51 Int. Cl.:  
**H04W 52/04** (2009.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **05774834 .5**

96 Fecha de presentación: **26.08.2005**

97 Número de publicación de la solicitud: **1917725**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **07.05.2008**

54 Título: **Métodos y disposiciones para estimación del aumento del ruido**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**04.04.2012**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**04.04.2012**

73 Titular/es:  
**TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON (PUBL)  
PATENT UNIT  
164 83 STOCKHOLM, SE**

72 Inventor/es:  
**WIGREN, Karl Torbjörn**

74 Agente/Representante:  
**de Elizaburu Márquez, Alberto**

**ES 2 378 074 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 disposiciones para estimación del aumento del ruido

**Campo técnico**

5 La presente invención se refiere en general a los métodos y dispositivos para la estimación de cantidades relacionadas con la potencia en sistemas de comunicaciones celulares.

**Antecedentes**

10 Los sistemas de telecomunicación de Acceso Múltiple por División de Código de Banda Ancha (WCDMA) tienen muchas propiedades atractivas que se pueden usar para el desarrollo futuro de los servicios de telecomunicación. Un reto técnico específico por ejemplo en WCDMA y sistemas similares es la programación de los canales de enlace ascendente mejorados en intervalos de tiempo en los que las condiciones de interferencia son favorables, y donde existe una capacidad suficiente en el enlace ascendente de la celda en cuestión para soportar los canales de enlace ascendente mejorados. Es bien conocido que los usuarios existentes de la celda todos contribuyen al nivel de interferencia en el enlace ascendente de los sistemas WCDMA. Además, los terminales en las celdas colindantes también contribuyen al mismo nivel de interferencia. Esto es porque todos los canales de los usuarios y comunes de 15 una celda transmiten en la misma banda de frecuencia cuando se usa la tecnología CDMA. La carga de la celda está directamente relacionada con el nivel de interferencia de la misma celda.

20 Para conservar la estabilidad de una celda, la carga necesita ser mantenida por debajo de un cierto nivel. Esto se deduce ya que la mayoría de los canales de usuario de enlace ascendente, al menos en WCDMA, están sujetos al control de potencia. Este control de potencia tiene como objetivo el mantenimiento del nivel de potencia recibido de cada canal en una cierta relación señal a interferencia (SIR), para ser capaz de cumplir los requerimientos de servicio específicos. Este nivel de la SIR normalmente es tal que las potencias recibidas en la estación base de radio (RBS) están varios dB por debajo del nivel de interferencia. El desesparcimiento en los denominados receptores de BARRIDO entonces mejora cada canal para un nivel de señal en el que los bits transmitidos además se pueden procesar, por ejemplo mediante codificadores de canal y códec de habla que están situados más tarde en la cadena de procesamiento de señal. 25

30 Dado que la RBS intenta mantener cada canal en su valor de la SIR preferente específico, puede ocurrir que un usuario adicional, o el tráfico de datos de ráfagas de un usuario existente, 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 otros usuarios, algo que aumenta la interferencia más incluso. Normalmente este proceso permanece estable por debajo de un cierto nivel de carga. En caso de que un canal de alta capacidad apareciera repentinamente, el aumento en la interferencia llega a ser grande y el riesgo de inestabilidad, una denominada punta de potencia, aumenta. Es de esta manera una necesidad programar los canales de enlace ascendente de alta capacidad, como el canal de enlace ascendente mejorado (E-UL) en WCDMA, de manera que uno pueda asegurar que se evita la inestabilidad. Para hacerlo así, se debe estimar la carga momentánea en la RBS. Esto permite la valoración del margen de capacidad que se deja al punto de inestabilidad. 35

40 La carga de una celda por ejemplo en un sistema CDMA normalmente se conoce como alguna cantidad relacionada con la potencia, típicamente el aumento de ruido o las cantidades de Potencia de aumento sobre ruido térmico (ROT), de manera que el nivel de potencia total y el suelo de ruido (idealmente ruido térmico), tienen que ser determinados. Las determinaciones de las cantidades de potencia que fluctúan de manera elevada o el suelo de ruido de acuerdo con la técnica anterior están típicamente asociadas con incertidumbres relativamente grandes, que incluso pueden ser del mismo orden de la magnitud que el margen de capacidad disponible completo. De esta manera será muy difícil verdaderamente implementar la funcionalidad del canal de enlace ascendente mejorado sin mejorar la estimación de carga conectada al mismo.

45 Existen una serie de mediciones de aumento de ruido. La más importante es quizás el Aumento sobre el Ruido Térmico (ROT) que se define como el cociente de la interferencia total de la celda y el suelo de potencia de ruido térmico del receptor de la RBS. Otras medidas incluyen por ejemplo la interferencia no WCDMA en banda con respecto al suelo de ruido térmico.

50 En este punto se podría mencionar que un parámetro igualmente importante que requiere la estimación de carga para su control, es la cobertura de la celda. La cobertura se relaciona normalmente con un servicio específico que necesita funcionar en una SIR específica para funcionar normalmente. El límite de la celda de enlace ascendente se define entonces por un terminal que funciona a la potencia de salida máxima. La potencia máxima del canal recibido en la RBS se define por la potencia máxima del terminal y las pérdidas del recorrido al receptor digital. Dado que las pérdidas del recorrido son una función directa de la distancia entre el terminal y la RBS, resulta una distancia máxima de la RBS. Esta distancia, tomada en todas las direcciones a partir de la RBS, define la cobertura.

55 Ahora sigue que cualquier aumento del nivel de interferencia provoca una SIR reducida que no se puede compensar mediante un aumento de la potencia del terminal. Como consecuencia, las pérdidas del recorrido necesitan ser reducidas para mantener el servicio. Esto supone que el terminal necesita moverse más cerca de la RBS, es decir

se reduce la cobertura de la celda.

5 El documento US6760567 revela el cálculo de la carga de tráfico por medio del cálculo de las curvas de la Función de Densidad de Probabilidad, PDF, real y/o la Función de Distribución Acumulativa, CDF, para la relación de potencia recibida a ruido de fondo; las curvas de la PDF teórica y/o la CDF para dicha relación se basan en los parámetros preestablecidos y sus valores en las curvas reales, que comparan las curvas reales y teóricas y que adquieren la carga de tráfico en base a dicha comparación.

10 A partir de la anterior discusión está claro para mantener la cobertura de la celda para la que el operador ha planificado, es necesario mantener la carga por debajo de un nivel específico. Esto significa que la estimación de carga es importante también para la cobertura. En particular la estimación de carga es importante desde un punto de vista de la cobertura en la planificación rápida del tráfico de enlace ascendente mejorado en la RBS. Adicionalmente, la funcionalidad de control de admisión y de control de congestión en el controlador de red de radio (RNC) que controla una serie de RBS también se beneficia de la información precisa sobre el aumento de ruido momentáneo de la celda.

### Resumen

15 Un problema general con las redes de comunicaciones CDMA de la técnica anterior es que las estimaciones de carga están presentes con una precisión que hace difícil el control de carga cuidadoso. En particular, la determinación del aumento de ruido en conexión con los canales de enlace ascendente mejorados, sufre de grandes incertidumbres, en primer lugar causadas por las dificultades para estimar el suelo de ruido u otras cantidades relacionadas con la potencia.

20 Un objeto general de la presente invención es proporcionar métodos mejorados y adaptaciones para la determinación de las cantidades relacionadas con la potencia, por ejemplo la estimación de carga. Un objeto adicional de la presente invención es proporcionar los métodos y adaptaciones que dan determinación más precisa de las cantidades relacionadas con la potencia. Aún otro objeto de la presente invención es proporcionar los métodos y adaptaciones para mejorar las estimaciones del aumento de ruido.

25 Los anteriores objetos se logran con los métodos y dispositivos de acuerdo con las reivindicaciones de la patente adjuntas. En palabras generales, una potencia de banda ancha total recibida en un sistema de comunicaciones inalámbricas se mide una serie de veces durante un intervalo de tiempo. Preferentemente, también se miden las potencias de código o las potencias del enlace de radio correspondientes. Una distribución de probabilidad de una primera cantidad de potencia, en una realización particular de una cantidad de potencia de banda ancha total recibida, se estima a partir del conjunto de mediciones, preferentemente usando técnicas de filtrado de Kalman.

30 Preferentemente, también se estima una distribución de probabilidad de una segunda cantidad de potencia relacionada con la interferencia y el ruido. Una distribución de probabilidad condicional de una medida del aumento de ruido a ser determinada se basa al menos en la distribución de probabilidad de la primera cantidad de potencia. A partir de la distribución de probabilidad condicional de la medida del aumento de ruido, se calcula un valor de la medición del aumento de ruido, y preferentemente también una desviación estándar del mismo. En una realización preferente, la medida del aumento de ruido se basa en un cociente entre una potencia total y un suelo de ruido, y la distribución de probabilidad condicional de la medida del aumento de ruido se basa por lo tanto en la distribución de probabilidad de la cantidad de potencia de banda ancha total recibida y una distribución de probabilidad condicional de una cantidad suelo de ruido. La distribución de probabilidad condicional de la cantidad suelo de ruido se basa a

35 su vez en la distribución de probabilidad del valor extremo de la cantidad de potencia relacionada con la interferencia y el ruido y una distribución de probabilidad determinada anterior de un suelo de potencia de ruido.

40

Es de esta manera una ventaja de la presente invención que se proporcione un valor preciso del aumento de ruido, incluso en presencia de interferencia de celdas colindantes, fuentes de interferencia externas y potencias que fluctúan rápidamente.

### 45 Breve descripción de los dibujos

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

La Fig. 1 muestra una cadena de señal de una estación base de radio que realiza la estimación de carga;

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

50 La Fig. 3 ilustra una relación típica entre el aumento de ruido y la tasa de bit total en una celda;

La Fig. 4 es una ilustración esquemática de las potencias de señal que ocurren en una red de comunicaciones móviles típica;

La Fig. 5 es una ilustración esquemática de las funcionalidades de una realización preferente de la presente invención;

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

La Fig. 7 es un diagrama que ilustra los resultados de la estimación del aumento de ruido de una simulación de acuerdo con una realización de la presente invención;

5 La Fig. 8A es un diagrama de flujo de los pasos principales de una realización de un método de acuerdo con la presente invención;

La Fig. 8B es un diagrama de flujo de los pasos principales de una realización de un método de acuerdo con la presente invención; y

10 La Fig. 9 es un diagrama que ilustra una variación de tiempo típica de una cantidad de potencia derivada de las mediciones de la potencia recibida total.

### Descripción detallada

En toda la revelación completa, las letras en negrita en las ecuaciones se refieren a cantidades del vector o la matriz.

15 La presente descripción detallada se introduce mediante una discusión algo más profunda sobre cómo realizar la estimación de carga y los problemas encontrados por las soluciones de la técnica anterior, para revelar la seriedad de la misma. Esto se hace con referencia a un sistema WCDMA típico, pero las ideas no se restringen a WCDMA. Son bastante aplicables en muchos tipos de sistemas celulares.

### Puntos de referencia y medición

20 Una cadena de señal típica de una RBS se representa en la Fig. 1. Una señal de banda ancha recibida a partir de una antena 1 primero pasa una cadena de condicionamiento de la señal analógica 2, que consta de cables, filtros, etc. Las variaciones en medio de los componentes junto con la deriva de la temperatura, hacen que el factor de escala de esta parte del sistema sea indeterminado con alrededor de 2-3 dB, cuando la señal entra en un receptor 3. Esto se trata además más adelante. En el receptor 3, tienen lugar una serie de opciones. Para la estimación de carga se supone normalmente que se mide una potencia de banda ancha recibida total en alguna etapa, en la Fig. 1  
25 indicado por 5. Adicionalmente, se supone en esta realización que las mediciones de potencia de código, es decir las potencias de cada canal individual/usuario de la celda, se ponen a disposición en una etapa 6. Un punto de referencia para las cantidades estimadas se conoce como 4. Los puntos en la cadena en los que las cantidades estimadas son válidas, y en los que se toman las mediciones, se muestran esquemáticamente en la Fig. 1.

30 Hay varias razones para las dificultades de estimar la potencia del suelo de ruido térmico. Una razón como se indicó anteriormente es que la potencia del suelo de ruido térmico, así como otras potencias recibidas, está afectada por incertidumbres de componentes en el frontal del receptor analógico. Los puntos de referencia de la señal están, por definición, en el conector de la antena. Las mediciones no obstante se obtienen después de la cadena de condicionamiento de la señal analógica, en el receptor digital. Estas incertidumbres también poseen una deriva térmica.

35 La cadena electrónica de condicionamiento de la señal analógica introduce un error de factor de escala de 2-3 dB entre las RBS (lote) para el que es difícil de compensar. La medición de la RTWP (Potencia de Banda Ancha Total Recibida) que se divide por el valor por defecto del suelo de potencia de ruido térmico puede ser por lo tanto inconsistente con el suelo de potencia de ruido térmico asumido en 2-3 dB. El efecto sería una estimación del aumento de ruido que también es incorrecta en 2-3 dB. Considerando el hecho de que el intervalo del aumento de ruido permitido en un sistema WCDMA es típicamente 0-7 dB, un error de 2-3 dB no es aceptable.  
40

Afortunadamente, todas las potencias que forman la potencia total recibida (véase el Apéndice A) están igualmente afectadas por el error del factor de escala  $\gamma(t)$  ya que cuando se calcula la relación del aumento de ruido  $N_R(t)$  (véase el Apéndice A), se cancela el error del factor de escala según

$$\begin{aligned}
 N_R(t) &= N_R^{Digital\ Receiver}(t) = \frac{P^{Total, Digital\ Receiver}(t)}{P_N^{Digital\ Receiver}} = \frac{\gamma(t)P^{Total, Antenna}(t)}{\gamma(t)P_N^{Antenna}} = \\
 &= \frac{P^{Total, Antenna}(t)}{P_N^{Antenna}} = N_R^{Antenna}(t)
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

donde  $N_R^{Digital\ Receiver}(t)$  y  $N_R^{Antenna}(t)$  son las relaciones del aumento de ruido según se miden en el receptor digital 3 (Fig. 1) y en la antena 1 (Fig. 1), respectivamente,  $P^{Total, Digital\ Receiver}(t)$  y  $P^{Total, Antenna}(t)$  son las potencias totales recibidas en el receptor digital 3 y la antena 1, respectivamente, y  $P_N^{Digital\ Receiver}$  y  $P_N^{Antenna}$  son el nivel de ruido térmico según se mide en el receptor digital 3 y la antena 1, respectivamente. No obstante, señalar que (1) requiere la medición del suelo de ruido  $P_N^{Digital\ Receiver}$  en el receptor digital. Esto es una dificultad mayor que se aborda por la presente invención.

Mediciones de potencia

En la descripción detallada se usan las siguientes notaciones generales:

Las mediciones de la potencia de banda ancha recibida total se realizan en el receptor. Esta medición se indica por  $P^{Total}(t)$ , donde  $t$  indica el tiempo discreto. La tasa de medición es  $T^{-1}$  Hz.

La potencia de código se usa en la presente revelación para indicar una potencia del enlace radio asociada con cada código individual que se usa en el sistema WCDMA. El término general "potencia de enlace radio" se considera que comprende el término general "potencia de código", no obstante, en la presente revelación donde WCDMA es el sistema de ejemplo, los dos términos se pueden considerar como equivalentes. Las mediciones de la potencia de código se pueden realizar en el receptor, para los canales controlados de la celda. Estas mediciones se indican por  $P_{i,Measurement}^{Code}(t)$ . La velocidad de medición es  $T_i^{-1}$  Hz.

La potencia de código del canal de datos  $i$  (CS o PS), indicado  $P_i^{Code, Data}(t)$ , correspondiente al canal de control  $i$ , indicado  $P_i^{Code, Control}$  no se mide directamente. En su lugar se supedita a la potencia de la señal de código recibida real según

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

donde el factor de escala  $\eta_i(t)$  depende del servicio y se conoce en el receptor en cualquier instante de tiempo dado, posiblemente retardado a después de la decodificación de TFCI,  $n_{Code}$  indica el número efectivo de códigos usados en la conexión y  $\beta_i^{Data}(t)$  y  $\beta_i^{Control}(t)$  son los denominados factores  $\beta$ , cuyo cociente al cuadrado define la relación de potencia entre la señalización de control y el tráfico de datos para un usuario.

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

La cantidad que se usará hasta el final de la revelación es  $P_i^{Code}(t)$ , que se usa para indicar la suma de la potencia de señal de control y la potencia del canal de datos para el canal total  $i$ . Señalar que la medición  $P_{i,Measurement}^{Code}(t)$  mide solamente la potencia del canal de control. De ahí que en la situación libre de ruido ideal

$$P_{i,Measurement}^{Code}(t) = \frac{1}{1 + \eta_i(t)} P_i^{Code}(t). \quad (3)$$

Bucle de control de potencia

En la Fig. 2, se ilustra un modelo de un bucle de control de potencia simple para un canal  $i$ . Un objetivo 10 para la relación de potencia de código a interferencia, indicada como  $(C/I)^{Tar}$ , se proporciona y en base a esto, se calcula un factor de carga  $L_i^{Tar}$  11, el cual representa la relación entre una potencia total 12, indicada como  $P^{Total}$ , y un valor de referencia de la potencia de código 14 para el canal, indicado como  $P_i^{CodeRef}$ . De ahí, que el factor de carga  $L_i^{Tar}$  se multiplique 13 por la potencia total 12 para proporcionar el valor de referencia de la potencia de código 14. Una potencia de código  $P_i^{Code}$  se sustrae 15 del valor de referencia de la potencia de código 14 para lograr cualquier desviación de la deseada y la diferencia se usa como una entrada a un controlador de bucle interior 16. El controlador de bucle interior funciona por ejemplo para lograr un error de estado estable cero. Un término de error 18 se añade típicamente 17 a una salida del controlador de bucle interior 16, dando la potencia del canal de salida medido 19 del canal  $i$ , indicada como  $P_i^{Code}$ , compárese con lo anterior. Esta potencia de salida 19 entonces se usa en la realimentación al sustractor 15.

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

Aumento de ruido

Como se indicó en la sección de antecedentes, el resultado de introducir canales adicionales conlleva un aumento de la potencia total 12. Como se ve a partir de la Fig. 2, un aumento en la potencia total 12 se traduce en un aumento en la potencia del canal de salida 19. A través del bucle de control de potencia exterior, esto a su vez aumentará la potencia total 12 además. Para cargas relativamente bajas, y para cargas adicionales relativamente pequeñas, este comportamiento de control es típicamente estable por debajo un cierto umbral. No obstante, cuando se pasa este umbral, o para cargas adicionales muy grandes, puede suceder inestabilidad.

La Fig. 3 es un diagrama que ilustra estas condiciones. El aumento de ruido  $N_R$ , definido como la relación entre una potencia total y el nivel de ruido térmico  $P_N$  según se mide en el conector de la antena, también conocido como el suelo de ruido, es una medida de la carga. Por encima de un umbral de aumento de ruido  $N_R^{thr}$ , la situación llega a ser inestable. Una relación 100 entre la tasa de bit total y el aumento de ruido  $N_R$  se conoce a partir del diseño de los bucles de control, y la programación de los canales adicionales se puede realizar una vez que el aumento de ruido instantáneo  $N_R$  ha sido determinado. La capacidad del polo,  $C_{pole}$ , indica la capacidad de la tasa de bit máxima en bits por segundo. Una diferencia típica  $\Delta N$  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 suelo de ruido o nivel de ruido térmico  $P_N$  no es fácilmente disponible. Por ejemplo, dado que las incertidumbres del factor de escala en el receptor pueden ser tan grandes como 2-3 dB como se trató anteriormente, una gran parte del margen disponible está afectado por tales incertidumbres introducidas.

Un planteamiento matemático para la estimación de las potencias y las medidas de interferencia se presenta en el Apéndice A.

Observabilidad del suelo de ruido

Una razón para las dificultades de estimar la potencia del suelo de ruido térmico aparece ahora, dado que incluso si se hacen todas las mediciones en el receptor digital, el suelo de ruido no se puede medir directamente, al menos no en una RBS única. La explicación es que la interferencia de la celda colindante y la interferencia de las fuentes externas también afectan al receptor, y cualquier valor medio de tales fuentes no se puede separar del suelo de ruido. Las mediciones de potencia en los propios canales de la celda se pueden realizar. Tales mediciones no obstante no solventan el problema, aunque pueden mejorar algo la situación.

La Fig. 4 ilustra las contribuciones para las mediciones de potencia en conexión con una RBS 20. La RBS 20 se asocia con una celda 30. Dentro de la celda 30, están presentes una serie de terminales móviles 25, los cuales comunican con la RBS 20 sobre distintos enlaces, cada uno contribuyendo a la potencia total recibida mediante  $P_i^{Code}(t)$ . La celda 30 tiene una serie de celdas colindantes 31 dentro del mismo sistema WCDMA, cada una asociada con una RBS 21. Las celdas colindantes también comprenden los terminales móviles 26. Los terminales móviles 26 emiten potencia de radiofrecuencia y la suma de todas las contribuciones citadas se indica por  $P^N$ . También puede haber otras fuentes de red externas de radiación, tales como por ejemplo una estación de radar 41. Las contribuciones de tales fuentes externas se indican por  $P^E$ . Finalmente, el término  $P_N$  surge del receptor en sí mismo.

Está claro a partir de lo anterior que  $P^N(t)$  y  $P_N$  no son medibles y de ahí la necesidad de que sean estimadas o eliminadas de alguna forma. Esto se describe además en el Apéndice B.

Como se muestra en el Apéndice B, la medición de potencia de banda ancha total  $P_{i,Measurement}^{Code}(t)$  se puede expresar por:

$$P_{Measurement}^{Total}(t) = \sum_{i=1}^n P_i^{Code}(t) + P^{E+N}(t) + P_N(t) + e^{Total}(t), \quad (4)$$

donde

$$P^{E+N} = P^E + P^N, \quad (5)$$

y donde  $e^{Total}(t)$  modela el ruido de medición.

Se puede probar matemáticamente que una estimación lineal de  $P^{E+N}(t)$  y  $P_N$  no es un problema observable. Solamente la suma  $P^{E+N} + P_N$  es observable a partir de las mediciones disponibles. Esto es cierto también en caso de que se realicen las mediciones de potencia de código. Dado que tanto  $P^{E+N}(t)$  como  $P_N$  son cantidades positivas es evidente que cada una no se puede estimar a partir de la suma de las dos. También resulta que no hay modelado matemático disponible que haga posible eliminar una de  $P^{E+N}(t)$  y  $P_N$ . En otras palabras, el problema es que no hay técnica convencional que se pueda usar para separar el suelo de ruido de los valores medios de potencia que se originan a partir de la interferencia de celda colindante y las fuentes de interferencia en banda externas para el

sistema celular. Como resulta, solamente se puede observar la suma de la potencia del suelo de ruido y la potencia de la interferencia colindante y externa. Una manera simplificada para expresar este hecho es que en caso de que la suma de dos números (positivos) es conocida, entonces esta información sola no es suficiente para determinar cada uno de los dos números.

5 Estimaciones del suelo de ruido

Aún otra razón de la dificultad de la estimación del aumento de ruido es que el suelo de ruido térmico no siempre es la cantidad buscada. Hay situaciones donde la interferencia en banda constante afecta significativamente al receptor de la RBS. Estos interferentes constantes no afectan la estabilidad tratada anteriormente, más bien aparecen como una temperatura de ruido aumentada, es decir un aumento del suelo de ruido térmico.

10 En la técnica anterior, una alternativa es usar la determinación costosa e individual del suelo de ruido térmico de cada RBS en campo, para lograr un rendimiento de la estimación de carga bastante alto. El establecimiento del valor por defecto para el suelo de potencia de ruido térmico, como se ve en el receptor digital requiere mediciones de referencia realizadas sobre un gran número de RBS o bien en fábrica o bien en campo. Ambas alternativas son costosas y necesitan ser repetidas tan pronto como los componentes físicos cambian.

15 El planteamiento anterior resuelve el problema que requeriría la calibración de cada RBS individualmente. Esto no obstante sería muy costoso y es extremadamente poco atractivo. Adicionalmente, permanecerían aún los errores de deriva de la temperatura en la electrónica de condicionamiento de la señal analógica de quizás 0,7-1,0 dB.

20 Aceptando el hecho de que solamente la suma  $P^{E+N} + P_N$  se puede observar a partir de las mediciones de la potencia de banda ancha total y las potencias de código para todos los canales, se debe investigar si aún se puede deducir cualquier información útil. La presente invención pretende lograr una solución que eluda los problemas enumerados anteriormente. Un problema particular necesario para eludir es que el suelo de ruido es una cantidad que no es observable a partir de las mediciones que pueden estar disponibles en la RBS.

25 Un principio para la estimación del suelo de potencia de ruido térmico es estimarlo como un mínimo de una cantidad de potencia medida o estimada. Este mínimo se calcula típicamente sobre un intervalo de tiempo predeterminado. La potencia en cuestión es preferentemente o bien la suma de la potencia del suelo de ruido y la potencia de la interferencia colindante y externa, o bien la potencia total de banda ancha recibida. Un planteamiento sería por lo tanto calcular el aumento de ruido a partir de una de las dos cantidades mínimas anteriores, mediante una división de la potencia de banda ancha recibida total momentánea con la potencia del suelo de ruido térmico establecida.

30 El principio de usar una división con una potencia del suelo de ruido térmico establecida tiene una serie de propiedades, algunas de las cuales pueden ser desventajas, al menos en ciertas aplicaciones. El principio de estimación establece un valor específico del suelo de potencia de ruido térmico, como la variable de salida. Esto no es ni óptimo ni necesario. La cantidad de salida que se necesita realmente es el aumento de ruido, y como se verá más adelante, esta cantidad se puede estimar directamente. Adicionalmente, el principio de estimación no proporciona ninguna medida de la precisión del suelo de potencia de ruido térmico estimado, ni del aumento de ruido. Esto es una consecuencia del hecho de que solamente se estima un valor del suelo de potencia de ruido térmico.

35 Además, el principio de estimación no considera la información anterior que está disponible por ejemplo en la distribución de probabilidad de la potencia del suelo de ruido térmico verdadera, sobre una colección de RBS. Esto tiene consecuencias adicionales. La estimación del suelo de potencia de ruido térmico obtenido por las ideas anteriores está siempre influida a ser más alta que el valor verdadero. Esto se desprende dado que la suma de la potencia del suelo de ruido térmico, la potencia WCDMA de la celda colindante y la potencia de interferencia en banda no WCDMA es siempre al menos tan grande como el suelo de potencia de ruido térmico. De ahí, que cuando se estima el mínimo sobre un intervalo de tiempo determinado, se obtiene siempre un valor más grande que la potencia de ruido térmico verdadera. Una consecuencia de esto es que el aumento de ruido es subestimado, es decir la carga de la celda es subestimada. La consecuencia podría ser la programación demasiado agresiva, que conduce por ejemplo a la inestabilidad de la celda.

Realización preferente de un dispositivo de acuerdo con la presente invención

40 En la presente invención, la meta de la determinación es una estimación de una función de densidad de probabilidad unidimensional del aumento de ruido, no solo un valor único. Un importante beneficio del hecho de que la distribución de probabilidad completa se estime es la posibilidad de calcular la varianza (desviación estándar) de la estimación. Por ello la calidad del proceso de estimación se evaluará automáticamente. Las medidas inciertas como ésta es probable que sean altamente útiles cuando por ejemplo los canales del enlace ascendente mejorado se programan en pasos posteriores.

55 Una realización preferente de la presente invención se ilustra esquemáticamente como un diagrama de bloques en la Fig. 5. La realización preferente se refiere al campo de la estimación de carga en los sistemas telefónicos celulares de acceso múltiple por división de código. La revelación de la realización preferente se escribe para la funcionalidad de la estimación de carga con respecto al enlace ascendente mejorado (E-UL) en los sistemas

celulares de tipo WCDMA. Señalar no obstante, que la situación para otros sistemas celulares de tipo CDMA debería ser similar de manera que la mayoría de la discusión detallada debería ser válida para estos sistemas también.

Señalar que en la siguiente descripción, las distribuciones de probabilidad se manejan mediante sistemas digitales, típicamente mediante la discretización de las distribuciones como histogramas.

5 La disposición de la estimación del aumento de ruido no lineal óptimo comprende tres bloques principales. En un primero, el bloque de estimación de potencia 51, una adaptación de filtro de Kalman recibe una serie de entradas 61A-E, por ejemplo la potencia de banda ancha total recibida medida RTWP 61A, y proporciona las salidas 62A, 62B, 63A, 63B, las cuales son las estimaciones de potencia 62A, 63A y las desviaciones estándar correspondientes 62B, 63B. En la realización preferente en este momento, la entrada 61A es como se mencionó anteriormente la potencia de banda ancha total recibida medida RTWA 61A. Adicionalmente, la entrada 61B es la relación de la potencia de código medida a la interferencia (C/I) del canal  $i$ , la entrada 61C son los factores beta para el canal  $i$ , la entrada 61D es el número de códigos para el canal  $i$ , y la entrada 61E es la potencia de código correspondiente a la relación de interferencia ordenada por el bucle de control de potencia rápido. La salida 62A es la estimación de una cantidad de potencia que es la suma de la potencia de interferencia WCDMA de la celda colindante, la potencia de interferencia no WCDMA en banda y la potencia del suelo de ruido térmico, y la salida 63A es la potencia de banda ancha total recibida estimada y la salida 63B es la varianza correspondiente. Dado que las salidas están a partir de la adaptación del filtro de Kalman, estos parámetros son los únicos necesarios para definir las distribuciones Gaussianas que se producen por el filtro. De esta manera, se da bastante información para definir la información de la distribución de probabilidad completa de las estimaciones de potencia. Los modelos de espacio de estado dinámicos 65 y el filtro de Kalman variable con el tiempo 51 se describen más en detalle en el Apéndice C.

En un segundo, el bloque de estimación de la distribución de probabilidad condicional 52, una adaptación basada en las estadísticas Bayesianas recibe la estimación de potencia 62A y las desviaciones estándar correspondientes 62B como entradas, y proporciona una salida 64 que comprende la distribución de probabilidad estimada de un valor extremo, típicamente el mínimo, de  $P_{Estimate}^{E+N+Noise}$ , la cual es una estimación de la suma de la potencia de interferencia de la celda colindante, la potencia de interferencia en banda externa y la potencia de ruido térmico. Los parámetros 66 que dan información sobre una distribución de probabilidad esperada anterior de la potencia del suelo de ruido se proporciona al bloque de estimación de la distribución de probabilidad condicional 52, para lograr una estimación óptima. Una descripción más detallada de la estimación de la distribución de probabilidad condicional se da en el Apéndice D.

30 En un tercero, el bloque de estimación del aumento de ruido 53, una adaptación basada en las estadísticas Bayesianas recibe la distribución de probabilidad estimada del mínimo de  $P_{Estimate}^{E+N+Noise}$  64, la estimación de potencia 63A y las desviaciones estándar 63B como entradas, y proporciona en este momento una salida 67 que comprende el aumento de ruido estimado  $RoT_{Estimate}$  y la desviación estándar correspondiente  $\sigma_{RoT, Estimate}$ . En esta realización, la medida del aumento de ruido preferente se define de acuerdo con:

$$RoT(t) = \frac{P^{Total}(t)}{P_N}, \quad (6)$$

35 donde  $P^{Total}(t)$  es una potencia total recibida,

no obstante, también se pueden utilizar otras medidas del aumento de ruido.

Los parámetros 68 que dan información sobre qué medida del aumento de ruido a ser usada se proporciona en esta realización al bloque de estimación del aumento de ruido 53 y preferentemente también a la distribución de probabilidad esperada anterior del aumento de ruido 69. Una descripción más detallada de la distribución de probabilidad condicional se da en el Apéndice E.

El aumento de ruido estimado  $RoT_{Estimate}$  y la desviación estándar correspondiente  $\sigma_{RoT, Estimate}$  se calculan típicamente como las medias condicionales, en base a la distribución de probabilidad condicional estimada del aumento de ruido. Esta es la estimación óptima del aumento de ruido, y se describe además en el Apéndice F.

45 La presente revelación de las realizaciones preferentes revela los algoritmos no lineales detallados que son teóricamente óptimos. En el primer bloque 51 en la realización preferente, las potencias de los enlaces de radio de la propia celda no se sustraen directamente a partir de la potencia de banda ancha total recibida. En lugar de las técnicas de filtrado de espacio de estado óptimo, en esta realización el filtrado de Kalman, se aplica para estimar una señal que es la suma de la potencia WCDMA de la celda colindante, la interferencia en banda no WCDMA y el suelo de potencia de ruido térmico. El riesgo que las perturbaciones de la medición en los enlaces de radio de alta potencia produjesen partes aisladas que obstaculizarían cualquier cálculo del mínimo de la señal anterior, se minimiza por este planteamiento.

El planteamiento del filtrado de Kalman además tiene las siguientes ventajas. Puede manejar rápidamente los

sistemas que varían con el tiempo introduciendo las variaciones predichas en el modelo de Kalman. Esto es ideal cuando se filtra el tráfico de datos a ráfagas de los enlaces de radio WCDMA de alta potencia. Otras técnicas para el filtrado de señales fuertemente variables con el tiempo normalmente introducen borrosidad. Un filtro de Kalman es capaz en su lugar de filtrar los errores de medición, incluso aunque el sistema que genera la señal esté variando con el tiempo rápidamente de una forma conocida. En la presente solicitud, la variabilidad con el tiempo rápida se modela por los factores beta reales de cada enlace de radio descodificado. Estos factores beta describen la variación con el tiempo por ejemplo del tráfico de datos altamente a ráfagas en el sistema WCDMA.

Adicionalmente, el filtrado de Kalman es capaz de usar la información física anterior para proporcionar un cálculo automático de las ganancias óptimas de filtrado variables con el tiempo. En particular, los filtros de Kalman propuestos en la realización preferente contienen un modelo integrado del bucle de control de potencia rápido que controla cada enlace de radio. Las estimaciones anteriores sobre la precisión del modelo y el modelado de errores se usan para calcular automáticamente las ganancias del filtro de Kalman.

Las salidas del bloque de filtrado de Kalman constan de distribuciones de probabilidad Gaussianas, parametrizadas por las estimaciones y sus varianzas estimadas.

El presente método usa preferentemente las mediciones frecuentes de la potencia de banda ancha recibida (RTWP) 61A y, posiblemente indirectas, las mediciones de las potencias individuales de todos los enlaces de radio de la propia celda, deducidas a partir de los valores de la relación potencia de código a interferencia 61B.

Adicionalmente, de acuerdo con la presente invención, la estimación del aumento de ruido en el bloque 53 se realiza directamente sin establecer necesariamente un valor intermedio de la potencia de ruido térmico. Esta estimación también se permite para contabilizar cualquier información anterior que tiene potencial para evitar los problemas de sobrestimación. Una de las dos distribuciones de probabilidad Gaussianas sacadas del filtrado de Kalman se usa para realizar una estimación de la distribución de probabilidad de la potencia mínima de las muestras recibidas de la distribución de probabilidad. La estimación se realiza en las muestras recogidas a partir de un intervalo de tiempo predeterminado que forma una ventana deslizante. Además el proceso de estimación considera una distribución de probabilidad anterior del suelo de potencia de ruido térmico, como se establece para una colección representativa de RBS. Esto tiene algunos beneficios remarcables.

Las determinaciones puras de los valores de potencia mínimos necesariamente sobrestiman el suelo de potencia de ruido térmico, Esto se evita mediante el planteamiento anterior. La razón es que la estimación de la distribución de probabilidad de la potencia mínima funciona recortando las partes de la distribución anterior, cuando una muestra medida de la distribución de probabilidad Gaussiana que se procesa tiene su máximo próximo al máximo de la distribución de probabilidad anterior. Esta a su vez empuja el centro de gravedad de la distribución de probabilidad estimada hacia valores más bajos. Es realmente posible obtener los valores del centro de gravedad que caen algo por debajo de la potencia del suelo de ruido térmico verdadera de una RBS particular. Técnicamente, esto es una propiedad de los métodos estadísticos Bayesianos que se usan, y esto provoca errores óptimamente pequeños cuando se evalúan sobre una colección representativa de RBS.

Adicionalmente, la sensibilidad a las partes aisladas es reducida, dado que la estimación de una distribución de probabilidad de la potencia mínima es un algoritmo de tipo suave.

En la última parte de una realización preferente se calcula primero una estimación exacta de la distribución de probabilidad condicional del aumento de ruido. Esto se realiza explotando las expresiones exactas para la distribución del cociente de dos variables aleatorias. El numerador se representa por la distribución Gaussiana estimada de la potencia de banda ancha total recibida momentánea, obtenida directamente a partir del filtro de Kalman. El denominador se representa por la distribución de probabilidad condicional estimada de la potencia mínima. Un beneficio mayor es la posibilidad de usar la distribución de probabilidad estimada del aumento de ruido también para el cálculo de la desviación estándar de la estimación, proporcionando por ello una estimación de la precisión del estimador.

#### Ejemplos de implementación de la presente invención

Además de los algoritmos anteriores, el interfaz de ellos en el sistema de RBS existente necesita algunas mejoras. El propósito de esta sección es discutir éstas.

En la descripción anterior, se supone que las estimaciones de potencia conciernen a la comunicación del enlace ascendente. Las mediciones de potencia se realizan en tales casos por un nodo en la red de acceso de radio, típicamente la estación base de radio. No obstante, al menos las partes del procedimiento, por ejemplo los pasos de determinación y/o estimación se puede realizar también en otras partes de la red de comunicación, por ejemplo en un controlador de red radio. La Fig. 6 ilustra las partes principales de una realización de un sistema de acuerdo con la presente invención. Un sistema de comunicaciones inalámbrico 70 comprende una Red de Acceso de Radio Terrestre del sistema de telecomunicaciones móviles Universal (UTRAN) 71. Un terminal móvil 25 está en contacto radio con una RBS 20 en la UTRAN 71. La RBS 20 se controla por un Controlador de Red Radio (RNC) 72, que a su vez está conectado con un Centro de Conmutación de servicios Móviles/Registro de Ubicación de Visitantes (MSC/VLR) 74 y un Nodo de Soporte del sistema de radio por paquetes General de Servicio (SGSN) 75 de una red

central CN 73.

En esta realización, la RBS 20 comprende los medios para la obtención de las mediciones 80 de al menos la potencia de banda ancha total recibida instantánea y en esta realización particular también las potencias de código, los medios para la estimación 81 de una distribución de probabilidad de una cantidad de potencia de banda ancha total recibida a partir de las potencias medidas. La RBS 20 comprende los medios para proporcionar 82 una distribución de probabilidad condicional de una medida del aumento de ruido, en base a la distribución de probabilidad estimada de la cantidad de potencia de banda ancha total recibida, y los medios para el cálculo 83 de un valor de la medida del aumento de ruido en base a la distribución de probabilidad condicional proporcionada de la medida del aumento de ruido. Estos medios 80-83 se pueden implementar como unidades separadas o como al menos unidades integradas parcialmente.

Cuando se implementa una evaluación de acuerdo con la Fig. 5, los medios para la estimación 81 se disponen además para proporcionar las distribuciones de probabilidad estimadas también de la suma  $P^{E+N+Noise}$ , es decir la funcionalidad de la estimación de potencia de Kalman completa. Adicionalmente, los medios para el suministro 82 se disponen además para estimar la distribución de probabilidad condicional de un suelo de ruido, es decir un valor mínimo de la cantidad de  $P^{E+N+Noise}$ . La estimación de la distribución de probabilidad condicional del aumento de ruido se basa por ello también en esta distribución de probabilidad condicional del suelo de ruido. Los medios para el suministro 82 comprenden por ello la funcionalidad de estimación 52 (Fig. 5) y parte de la funcionalidad de estimación 53 (Fig. 5). Los medios para el cálculo 83 entonces comprenden las partes restantes de la funcionalidad de estimación 53 (Fig. 5).

En la Fig. 6, el controlador de red de radio comprende, en medio de otras funcionalidades, los medios 85 para el control de admisión. Los medios 85 para el control de admisión comprenden preferentemente la funcionalidad para el control del enlace ascendente mejorado. Los medios 85 para el control de admisión se conectan con la RBS 20 para el intercambio de información, en particular concerniente a las estimaciones del aumento de ruido.

En una realización alternativa, los medios 81-83 están comprendidos en su lugar en el RNC 72, como se indica por el recuadro de línea discontinua en la Fig. 6. Al menos una parte de la medición real permanece típicamente en la RBS 20 debido a la proximidad de la antena. No obstante, están presentes los medios de comunicación 80 para la recepción de los datos que representan al menos la potencia de banda ancha total recibida. También son posibles otras configuraciones alternativas de los medios 80-83, como cualquiera experto en la técnica se da cuenta. En el caso de que los medios 80-83 estén presentes en el controlador de red de radio 72, los medios 80-83 se integran preferentemente con los medios 85.

Realizaciones alternativas

Como se formula en la discusión hasta el momento, el proceso de estimación del aumento de ruido pretende apuntar a la estimación del aumento de ruido total de la celda, de acuerdo con (6 o A4). No obstante es sencillo manejar otras alternativas relacionadas, dentro del mismo marco. Como ejemplo consideramos la medición del aumento de ruido siguiente, que describe el aumento de ruido debido solamente a los enlaces de radio de la propia celda. En tal caso, la definición del aumento de ruido que corresponde a (6) llega a ser

$$N_R^{TPC} = \frac{P_N + \sum_{i=1}^n P_i^{Code}(t)}{P_N} \tag{7}$$

La distribución de la suma de las potencias del enlace radio se puede obtener a partir del filtro de Kalman usando:

$$\sum_{i=1}^n \hat{P}_i^{Code}(t) = (1 \quad \dots \quad 1 \quad 0) \hat{\mathbf{x}}(t|t) \tag{8}$$

donde  $\hat{\mathbf{x}}(t|t)$  es el vector de estado estimado, a partir del cual se desprende la distribución de probabilidad Gaussiana de la suma. La distribución condicional de  $\hat{P}_N(t|t)$  se da por la distribución de probabilidad condicional para el suelo de ruido, como se describe en el Apéndice E. El procedimiento entonces es primero para calcular la distribución del numerador mediante la aplicación de la fórmula para la distribución de la suma  $Z = X + Y$  de dos distribuciones de probabilidad independientes:

$$f_z(z) = \int_{-\infty}^{\infty} f_x(x) f_y(z-x) dx \tag{9}$$

La distribución así obtenida sustituye la distribución Gaussiana del numerador de (E1), para ser usada de acuerdo con la derivación de (E7). El resto del procedimiento es idéntico al cálculo de la distribución de probabilidad condicional para el aumento de ruido que se describió anteriormente. Señalar que de nuevo el procedimiento tiene una baja complejidad debido al hecho de que todas las distribuciones de probabilidad implicadas son unidimensionales.

Otras medidas del aumento de ruido también son posibles. Una alternativa es excluir o ignorar cualesquiera contribuciones de la interferencia del sistema no de comunicación. Esto se puede obtener mediante la selección de una ventana deslizante más corta que la que se usa para la estimación de RoT. Al contrario, también se puede considerar el aumento del ruido causado solamente por la interferencia externa y la interferencia de la celda colindante. Adicionalmente, también se puede usar el aumento del ruido de la celda que incluye solamente los enlaces de radio del enlace ascendente mejorado, es decir ninguna interferencia externa y ninguna interferencia de la celda colindante WCDMA y ninguna potencia del enlace de radio TPC del enlace ascendente no mejorado.

En la realización preferente, tanto la RTWP como las potencias individuales de todos los enlaces de radio se miden e incorporan en el procedimiento de filtrado de Kalman. No obstante, alternativamente, solamente se pueden usar las mediciones frecuentes de la RTWP 61A. El filtrado de Kalman entonces se realizará sin los estados que corresponden a los enlaces de radio individuales, lo cual simplificará el procesamiento. No obstante, las estimaciones del suelo de ruido entonces tienen que estar basadas en las estimaciones de Kalman que reproducen la distribución de probabilidad de la potencia total, que hace las estimaciones menos precisas.

Los modelos de potencia y los filtros de Kalman para tal realización se presentan en las partes posteriores de los Apéndices B y C.

La elección de las potencias a medir puede variar dependiendo por ejemplo de la medida del aumento de ruido requerida que uno quiere estimar. Común para todas las alternativas es, no obstante, que se mide una cantidad de potencia, en la cual se basa una medida del aumento de ruido.

#### Rasgos adicionales

##### Adición del enlace de radio

Cuando se añade un enlace de radio, cambia la dimensión del filtro de Kalman/suavizador Kalman (ver el Apéndice C). Esto se podría manejar por ejemplo reiniciando un nuevo estimador, de una dimensión más alta. Los valores iniciales para los estados presentes previamente se toman entonces a partir del estimador previo y los nuevos valores iniciales se fijan para los estados añadidos. Esto se hace para las estimaciones de estado y para las covarianzas.

Señalar que este proceso no tiene efecto en (F1) o (F2).

##### Supresión del enlace de radio

Cuando se suprime un enlace de radio, cambia la dimensión del filtro de Kalman/suavizador Kalman. Esto se podría manejar por ejemplo reiniciando un nuevo estimador, de una dimensión más baja. Los valores iniciales para los estados presentes previamente se toman entonces a partir de las estimaciones previas. Esto se hace para las estimaciones de estado y para las covarianzas.

Señalar que este proceso no tiene efecto en (F1) o (F2).

##### Supresión de la potencia de acceso aleatoria

Cuando un terminal conecta con la red, su potencia se intensifica hasta que tiene lugar la detección, véase [1], página 111. Esto puede provocar picos de potencia en  $P^{E+N+Noise}(t)$  y  $P^{Total}(t)$ . A menos que se maneje esto, los errores momentáneos pueden provocar las estimaciones correspondientes.

En cualquier caso, este tipo de picos de potencia se podrían manejar mediante lógica adicional, limitación de tasas de cambio de las estimaciones, o mediante la introducción de un modo múltiple tipo filtro de Kalman / suavizador de Kalman. Tales filtros podrían ser construidos por ejemplo alrededor del concepto de filtro IMM, desarrollado originalmente para aplicaciones de seguimiento de objetivos.

##### Reinicio

En el reinicio, la transición inicial del paso de estimación de la distribución de probabilidad del suelo de ruido se hace en sí misma evidente a menos que las estimaciones de  $P^{E+N+Noise}(t)$  se respalden durante un periodo de tiempo igual a la duración de la ventana deslizante.

##### Ilustración numérica

Para ilustrar el rendimiento de los algoritmos propuestos se desarrolló un conjunto de secuencias de comandos

MATLAB. Una simulación ejemplo se realizó durante 30 minutos.

En la Fig. 7, se ilustra el aumento de ruido estimado y verdadero generado por la simulación y usado para la evaluación de los algoritmos.

5 El ejemplo simulado indica que los métodos propuestos tienen el potencial de producir estimaciones del aumento de ruido que tienen una precisión de menos de un dB del aumento de ruido verdadero. Se necesita no obstante un estudio de simulación más detallado para establecer el rendimiento bajo un conjunto más amplio de condiciones de funcionamiento, y para comparar el resultado con otros métodos.

10 Señalar que la aplicación de una distribución anterior del nivel de potencia de ruido térmico, sobre un conjunto de RBS, puede dar un beneficio al método propuesto. La razón es que el nivel de ruido térmico se puede alcanzar incluso aunque las mediciones de potencia permanezcan significativamente por encima del suelo de ruido buscado. Las mediciones entonces cortan entonces las partes de alta potencia de la distribución anterior, moviendo por ello el centro de gravedad de la distribución condicional a potencias más bajas. La media condicional de ahí que no esté limitada a los valores mayores o iguales a las mediciones de potencia usadas para formar la mínima. Una consecuencia es que la tendencia a sobrestimar el suelo de ruido se reduce. Esto es beneficioso dado que  
15 corresponde a una tendencia reducida de subestimar el aumento de ruido, un hecho que reduce el riesgo de una programación demasiado agresiva.

Realización preferente de un método de acuerdo con la presente invención

20 La Fig. 8A es un diagrama de flujo de los pasos principales de una realización de un método de acuerdo con la presente invención. El procedimiento comienza en el paso 200. En el paso 210 se mide una potencia de banda ancha total recibida en un receptor. Una distribución de probabilidad de una cantidad de potencia de banda ancha total recibida se estima en el paso 212 a partir de las potencias de banda ancha total recibidas. En el paso 214, se proporciona una distribución de probabilidad condicional de una medida del aumento de ruido, en base a al menos la distribución de probabilidad estimada de la cantidad de potencia de banda ancha total recibida. Un valor de la medida del aumento de ruido se calcula en el paso 220, en base a la distribución de probabilidad condicional de la medida del aumento de ruido. El procedimiento finaliza en el paso 299.

25 La Fig. 8B es un diagrama de flujo de una realización un poco más elaborada de un método de acuerdo con la presente invención. Los pasos que son similares como en la Fig. 8A no se tratan en detalle otra vez. En el paso 211, se miden las potencias de enlace radio instantáneas de una propia celda o las cantidades directamente se conectan a la misma. Una distribución de probabilidad de  $P^{E+N+Noise}$  se estima en el paso 213 a partir de las potencias de enlace de radio instantáneas medidas y la potencia total medida. El paso 214 comprende en esta realización dos subpasos. En el paso 216, se estima una distribución de probabilidad condicional del valor mínimo de  $P^{E+N+Noise}$ . La distribución de probabilidad condicional de la medida del aumento de ruido se estima en el paso 217 mediante la estimación de una distribución de probabilidad condicional de un cociente entre la distribución de probabilidad de la cantidad de potencia de banda ancha total recibida y la distribución de probabilidad condicional del valor mínimo de  $P^{E+N+Noise}$ .  
35

Ventajas de la invención

Algunas de las ventajas de la presente invención son:

40 Los algoritmos revelados para la estimación del aumento de ruido evitan el problema con los errores del factor de escala del frontal de la RBS, mediante la estimación de una medida de carga relativa (“aumento de ruido”) en el receptor digital.

Los algoritmos revelados se pueden establecer para distintos conjuntos de mediciones. Un caso importante es en el que solamente la potencia de banda ancha total recibida se usa para la estimación del aumento de ruido. Otro caso es en el que las mediciones adicionales de las potencias de enlace radio también se realizan individualmente, para cada enlace de radio de la celda.

45 Los algoritmos revelados pueden considerar:

los factores beta momentáneos y el ajuste de los objetivos de la SIR; y

la distribución anterior del suelo de potencia de ruido térmico, establecida sobre una colección representativa de RBS.

50 Como consecuencia de la aplicación de un filtro de Kalman variable con el tiempo, se pueden seguir con precisión las señales de potencia altamente a ráfagas.

El funcionamiento suave de los algoritmos, junto con el hecho que se aplica el filtrado óptimo para la sustracción de la potencia de las potencias de los enlaces de radio de la propia celda reduce el riesgo de estimaciones escasas del suelo de potencia de ruido térmico, por ejemplo debido a los errores de medición de los enlaces de radio de alta potencia.

La complejidad de cálculo de los algoritmos se puede mantener razonablemente baja mediante la reducción del problema de la estimación del aumento de ruido a una unidimensional, mediante un paso de filtrado de Kalman.

Los algoritmos se pueden usar, con modificaciones triviales, para la estimación de una serie de estimaciones del aumento de ruido específicas. Estas incluyen por ejemplo:

- 5           • El aumento del ruido completo de la celda, según se expresa por el RoT.
- El aumento del ruido de la celda, excluyendo la interferencia no WCDMA. Esto se puede obtener mediante la selección de una ventana deslizante significativamente más corta que la que se usa para la estimación del RoT.
- 10          • El aumento del ruido de la celda, provocado solamente por la interferencia externa y la interferencia de la celda colindante WCDMA.
- El aumento del ruido de la celda, que incluye solamente los enlaces de radio normales, es decir ninguna interferencia externa, ninguna interferencia de la celda colindante WCDMA y ninguna interferencia del enlace ascendente mejorada.
- 15          • El aumento del ruido de la celda que incluye solamente los enlaces de radio del enlace ascendente mejorados, es decir ninguna interferencia externa, ninguna interferencia de la celda colindante WCDMA y ninguna potencia del enlace de radio TPC del enlace ascendente no mejorada.

En palabras generales, la presente invención se puede resumir como:

20           “Los algoritmos de estimación del aumento del ruido óptimos que, en base a las mediciones suaves anteriores y de potencia, estiman la distribución de probabilidad condicional del aumento de ruido, seguido por el cálculo de una estimación óptima.”

25           Las realizaciones descritas anteriormente van a ser entendidas como unos pocos ejemplos ilustrativos de la presente invención. Se entenderá por aquéllos expertos en la técnica que se pueden hacer varias modificaciones, combinaciones y cambios a las realizaciones sin salir del alcance de la presente invención. En particular, las distintas partes de las soluciones en las distintas realizaciones se pueden combinar en otras configuraciones, en las que sea técnicamente posible. El alcance de la presente invención se define, no obstante, por las reivindicaciones adjuntas.

**APÉNDICE A**

**Potencias, factores de carga y aumento de ruido**

30           Un planteamiento matemático para las mediciones de potencias y de interferencia se presenta aquí. Las mediciones de potencias y de interferencia se definen antes del desesparcimiento. Si se buscan valores después del desesparcimiento, es necesario un escalado con el factor de esparcimiento. Similar escalado se puede aplicar para transformar las cantidades a cualquier nivel de la cadena de procesamiento de señal. Para ser consistente con la suposición principal anterior, la relación potencia de código a interferencia (C/I) referenciada más adelante se refiere a la relación de potencia de código a interferencia antes del desesparcimiento. Esto se refleja algunas veces por la notación  $(C/I)_{chip}$  donde el subíndice  $_{chip}$  se refiere a las potencias a tasa de circuito integrado.

El nivel de interferencia para el canal de control  $i$  por definición obedece a:

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

$$P_i^{Code,Control}(t) = \frac{1}{1 + \frac{1}{(C/I)_{chip,j}(t)}} P^{Total}(t) \Leftrightarrow \quad (A1)$$

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

donde  $P_i^{Code,Control}(t)$  son las potencias del canal de código para los canales de control  $i$ ,  $P^{Total}(t)$  es la potencia total recibida, y  $\eta_i(t)$  es un factor de escala conocido entre las potencias de control y canal de datos, véase (2).

- 5 De ahí, que se desprenda que un factor de carga  $L_i^{Tar}(t)$ , ordenado por el bucle de control de potencia externa (véase la Fig. 2), se pueda expresar como:

$$L_i^{Tar}(t) = \frac{1 + \eta_i(t)}{1 + \frac{1}{(C/I)_{chip,i}^{Tar}(t)}}, \quad (A2)$$

donde  $^{Tar}$  se refiere a los valores objetivo.

Señalar de nuevo que el índice tiempo indica la actualización del bucle de control de potencia exterior (lento) del valor de interferencia relativo.

- 10 También señalar que una relación correspondiente entre la potencia de código  $P_i^{Code}(t)$  y la potencia total  $P^{Total}(t)$  antes del desesparcimiento, expresada en términos del valor de la SIR (Relación Señal a Interferencia), definido después del desesparcimiento, es:

$$P_i^{Code}(t) = \frac{1 + \eta_i(t)}{1 + \frac{N_i}{SIR_i(t)}} P^{Total}(t) \quad (A3)$$

donde  $N_i$  es el factor de esparcimiento.

- 15 La cantidad buscada para la estimación de carga es como se mencionó antes típicamente el aumento de ruido,  $N_R(t)$ , definido por

$$N_R(t) = \frac{P^{Total}(t)}{P_N}, \quad (A4)$$

donde  $P_N$  es el nivel de ruido térmico según se mide por el conector de antena. Queda por definir matemáticamente qué se entiende con  $P^{Total}(t)$ . La definición usada aquí es:

$$P^{Total}(t) = \sum_{i=1}^N P_i^{Code}(t) + P^{E+N}(t) + P_N, \quad (A5)$$

$$P^{E+N}(t) = P^E(t) + P^N(t) \quad (A6)$$

medida en el conector de la antena. Aquí  $P^N(t)$  indica la potencia según se recibe de las celdas colindantes y  $P^E(t)$  indica la potencia según se recibe de fuentes externas al sistema WCDMA. La mayor dificultad aquí es la necesidad de separar la potencia de ruido térmico  $P^N$  de la interferencia de las celdas colindantes y las fuentes externas,  $P^{E+N}(t)$ .

## APÉNDICE B

### Modelos de potencia

Durante los periodos en los que la relación señal a interferencia objetivo,  $SIR_i^{Tar}(t)$ , y de ahí  $(C/I)_{chip,i}^{Tar}$  no se cambie, y en los que el control de potencia está funcionando adecuadamente, las potencias del canal de código recibido para los canales de control y los canales de datos de estado estables correspondientes deberían ser relativamente constantes, suponiendo que el bucle rápido de control de potencia funciona eficientemente. Un modelo dinámico adecuado para la potencia de código,  $P_i^{Code}$ , se da entonces por un paso aleatorio de tiempo discreto:

$$P_i^{Code}(t + T_{min}) = P_i^{Code}(t) + w_i^{Code}(t). \quad (B1)$$

Aquí  $w_i^{Code}(t)$  se supone que sea una perturbación Gaussiana blanca de media cero.  $T_{min}$  es el periodo de muestra más pequeño del sistema.

Señalar que un paso aleatorio es un modelo adecuado dado que las potencias  $P_i^{Code}(t)$  son cantidades positivas. En caso de que un modelo con una constante de tiempo fuera incluido, se desprende que también se necesitaría introducir una señal de entrada positiva a ese modelo, y su valor estimado. En particular, el paso aleatorio es una forma de expresar que la cantidad estimada es "casi constante".

Por otra parte, en situaciones en las que  $(C/I)_{chip,i}^{Tar}(t)$  cambia, por ejemplo debido a condiciones del canal escasas, el cambio del Portador de Acceso Radio (RAB) o el tráfico de paquetes que varía, se necesita un modelo más general. Tal modelo se puede incluir por la introducción de un modelo simple del bucle rápido de control de potencia de acuerdo con la Fig. 2.

$(C/I)_{chip,i}^{Tar}(t)$  está siendo actualizado mediante el bucle de control de potencia externo. Multiplicando el factor de carga para la suma de las partes del canal de control y de datos del canal con la potencia total  $P^{Total}(t)$ , el valor de referencia de la potencia de código para el canal,  $P_i^{CodeRef}(t)$ , es obtenido.

En este caso más general es adecuado suponer que el controlador 16 (Fig. 2) contiene una operación de integrador para alcanzar el error de estado estable cero. En caso de que se use un integrador puro, las ecuaciones diferenciales para las potencias de código llegan a ser:

$$P_i^{Code}(t + T_{min}) = P_i^{Code}(t) + K(P_i^{CodeRef}(t) - P_i^{Code}(t)) + w_i^{Code}(t), \quad (B2)$$

$$E[w_i^{Code}(t)w_i^{Code}(s)] = \delta_{t,s} \frac{T_{min}}{T_i} r_i^{Code}, \quad (B3)$$

$$P_i^{CodeRef}(t) = \frac{1 + \eta_i(t)}{1 + \frac{1}{(C/I)_{chip,i}^T(t)}} P^{Total}(t), \quad i = 1, \dots, n \quad (B4)$$

$E[\ ]$  indica la expectativa estadística,  $\delta_{t,s}$  indica la delta de Kronecker,  $r_i^{Code}$  se asemeja a la desviación media de  $P_i^{Code}(t)$  durante un tiempo de  $T_i$  y  $K$  es la ganancia del integrador.

Aquí  $(1-K)$  debería asemejarse a la constante de tiempo verdadera del bucle rápido de control de potencia. De ahí que, (B1) y (B2-4) constituyan dos alternativas en el modelado de los canales de control y tráfico de la celda. Señalar que el modelo (B2-4) calcula una potencia de referencia  $P_i^{CodeRef}(t)$ , como se ve en el receptor. Esta potencia de

referencia es del mismo valor que el bucle rápido de control de potencia intenta lograr. Por lo tanto, cuando se ordena un cambio de  $(C/I)_{chip,i}^{Tar}(t)$ , el transitorio de la potencia del canal debería ser razonablemente bien modelado. El modelo es incierto aunque, dado que los errores de bit en los comandos de potencia hacen incierta la potencia terminal ordenada real. Esto necesita ser capturado por el ruido del sistema añadido  $w_i^{Code}(t)$  de (B2).

- 5 Dado que no está disponible ninguna información anterior sobre la potencia externa  $P^E(t)$  ni de la celda colindante  $P^N(t)$ , es natural modelarlas juntas como paso aleatorio, es decir

$$P^{E+N}(t + T_{\min}) = P^{E+N}(t) + w^{E+N}(t) \quad (B5)$$

donde  $w^{E+N}(t)$  es un ruido de sistemas Gaussiano (véase (B1)-(B3)).

- 10 También el ruido térmico  $P_N(t)$  se modela por un modelo de paso aleatorio, pero con un ruido de sistemas Gaussiano muy pequeño  $w_N(t)$

$$P_N(t + T_{\min}) = P_N(t) + w_N(t) \quad (B6)$$

- 15 Las mediciones realizadas en el receptor digital incluyen la potencia total de banda ancha recibida  $P^{Total}(t)$ , así como las potencias de código de control recibidas  $P_i^{Code, Control}(t)$  para todos los canales  $i$  relevantes en la celda de servicio. El nivel de ruido térmico  $P_N(t)$  y la interferencia de las celdas colindantes y las fuentes externas  $P^{E+N}(t)$  no se puede medir directamente. Las mediciones de potencia de código se pueden describir como:

$$P_{i,Measurement}^{Code}(t) = \frac{1}{1 + \eta_i(t)} P_i^{Code}(t) + e_i^{Code}(t), \quad i = 1, \dots, n \quad (B7)$$

$$E[e_i^{Code}(t)e_i^{Code}(s)] = \delta_{t,s} r_{i,Measurement}^{Code}, \quad (B8)$$

donde  $e_i^{Code}(t)$  es un ruido Gaussiano de medición. La división por  $1 + \eta_i(t)$  es debida al hecho que solamente se mide la potencia del canal de control.

- 20 La medición de la potencia de banda ancha total se puede expresar por:

$$P_{Measurement}^{Total}(t) = \sum_{i=1}^n P_i^{Code}(t) + P^{E+N}(t) + P_N(t) + e^{Total}(t) \quad (B9)$$

$$E[e^{Total}(t)e^{Total}(s)] = \delta_{t,s} r_{Measurement}^{Total} \quad (B10)$$

Aquí,  $e^{Total}(t)$  modela el ruido de medición que afecta la medición de la potencia de banda ancha total. Señalar que los canales del enlace ascendente mejorados pueden ser tratados dentro de este marco.

- 25 Para una realización que se basa solamente en las mediciones frecuentes de la RTWP, se puede aplicar un modelo de paso aleatorio:

$$P^{Total}(t + T_{\min}) = P^{Total}(t) + w(t) \quad (B11)$$

$$E[w(t)w(s)] = \delta_{t,s} \frac{T_{\min}}{T_{Correlation}} r \quad (B12)$$

- 30 donde  $\sqrt{r}$  se asemeja a la desviación media de  $P^{Total}(t)$  durante un tiempo de  $T_{Correlation}$ .  $P^{Total}(t)$  indica el valor verdadero actual (desconocido) de la RTWP a ser estimado.

La ecuación de medición es:

$$P_{Measurement}^{Total}(t) = P^{Total}(t) + e(t) \quad (B13)$$

$$E[e(t)e(s)] = \delta_{t,s} r_{Measurement} , \quad (B14)$$

donde el ruido de medición  $e(t)$  tiene una varianza igual a  $r_{Measurement}$ .

**APÉNDICE C**

**Estimación de potencia basada en el filtro de Kalman**

5 Modelos de espacio de estado dinámicos

La suma  $P^{E+N}(t) + P_N(t)$  se indica por  $P^{E+N+Noise}(t)$ . Siguiendo (B5) y (B6), el modelo para  $P^{E+N+Noise}(t)$  llega a ser:

$$P^{E+N+Noise}(t + T_{Min}) = P^{E+N+Noise}(t) + w^{E+N+Noise}(t) \quad (C1)$$

$$E[w^{E+N+Noise}(t)w^{E+N+Noise}(s)] = \delta_{t,s} \frac{T_{Min}}{T^{E+N+Noise}} r^{E+N+noise} . \quad (C2)$$

El vector de estado se selecciona como:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{pmatrix} P_1^{Code}(t) \\ \vdots \\ P_n^{Code}(t) \\ P^{E+N+Noise}(t) \end{pmatrix} \quad (C3)$$

10

y el vector de medición se selecciona como:

$$\mathbf{y}(t) = \begin{pmatrix} P_{1,Measurement}^{Code}(t) \\ \vdots \\ P_{n,Measurement}^{Code}(t) \\ P_{Measurement}^{Total}(t) \end{pmatrix} . \quad (C4)$$

Las relaciones (B2), (B3), (B4), (B7), (B8), (B9), (B10), (C1), (C2), (C3) y (C4) entonces provocan el siguiente modelo de espacio de estado:

$$\mathbf{x}(t + T_{min}) = \begin{pmatrix} 1-K & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ 0 & & 1-K & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1 \end{pmatrix} \mathbf{x}(t) + \begin{pmatrix} K & 0 & 0 \\ \dot{0} & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & K \\ 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1^{CodeRef} \\ \vdots \\ P_n^{CodeRef} \end{pmatrix} + \mathbf{w}(t) \quad (C5)$$

15

$$\mathbf{y}(t) = \begin{pmatrix} \frac{1}{1+\eta_1(t)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ 0 & & \frac{1}{1+\eta_n(t)} & 0 \\ 1 & \dots & 1 & 1 \end{pmatrix} \mathbf{x}(t) + \mathbf{e}(t) \quad (C6)$$

$$\mathbf{R}_1 = E[\mathbf{w}(t)\mathbf{w}^T(s)] = \begin{pmatrix} \delta_{t,s} \frac{T_{Min}}{T_1} r_i^{Code} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ 0 & & \delta_{t,s} \frac{T_{Min}}{T_n} r_n^{Code} & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \delta_{t,s} \frac{T_{Min}}{T^{E+N+Noise}} r^{E+N+Noise} \end{pmatrix} \quad (C7)$$

$$\mathbf{R}_2 = E[\mathbf{e}(t)\mathbf{e}^T(s)] = \begin{pmatrix} \delta_{t,s} r_{1,Measurement}^{Code} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ 0 & & \delta_{t,s} r_{n,Measurement}^{Code} & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \delta_{t,s} r_{Measurement}^{Total} \end{pmatrix} \quad (C8)$$

El filtro de Kalman variable con el tiempo

- 5 Para los modelos de espacio de estado, como los dados en el final del apéndice previo, el estimador óptimo lineal en el sentido cuadrático medio menor (LLMS) se da por el filtro de Kalman. Una ventaja del filtro de Kalman es que es que esta optimización se mantiene aún para los sistemas lineales que son variables con el tiempo. Este es exactamente el caso anteriormente encontrado.

Siguiendo [2], p. 142 y p. 247, el filtro de Kalman para el modelo de espacio de estado:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t + T_{Min}) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{w}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{e}(t) \end{aligned} \quad (C9)$$

10

se da por las siguientes relaciones recursivas del vector y la matriz:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_f(t) &= \mathbf{P}(t | t - T_{Min}) \mathbf{C}^T(t) (\mathbf{C}(t) \mathbf{P}(t | t - T_{Min}) \mathbf{C}^T(t) + \mathbf{R}_2(t))^{-1} \\ \hat{\mathbf{x}}(t | t) &= \hat{\mathbf{x}}(t | t - T_{min}) + \mathbf{K}_f(t) (\mathbf{y}(t) - \mathbf{C}(t) \hat{\mathbf{x}}(t | t - T_{Min})) \\ \mathbf{P}(t | t) &= \mathbf{P}(t | t - T_{Min}) - \mathbf{K}_f(t) \mathbf{C}(t) \mathbf{P}(t | t - T_{Min}) \\ \hat{\mathbf{x}}(t + T_{Min} | t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t | t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{P}(t + T_{Min} | t) &= \mathbf{A}\mathbf{P}(t | t) \mathbf{A}^T + \mathbf{R}_1 \end{aligned} \quad (C10)$$

Las matrices A, B, C(t), R<sub>1</sub> y R<sub>2</sub> se dan o bien explícitamente en (C5)-(C8), o bien se desprenden por una comparación directa con (C9). El vector de entrada u(t) se da por:

$$\mathbf{u}(t) = \begin{pmatrix} P_1^{CodeRef}(t) \\ \vdots \\ P_n^{codeRef}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{(1 + \eta_1(t))(C/I)_{chip,1}^{Targ et}(t)}{1 + (C/I)_{chip,1}^{Targ et}(t)} P^{Total}(t) \\ \vdots \\ \frac{(1 + \eta_n(t))(C/I)_{chip,n}^{Targ et}(t)}{1 + (C/I)_{chip,n}^{Targ et}(t)} P^{Total}(t) \end{pmatrix}$$

$$\approx \begin{pmatrix} \frac{(1 + \eta_1(t))(C/I)_{chip,1}^{Targ et}(t)}{1 + (C/I)_{chip,1}^{Targ et}(t)} P^{Total}(t|t) \\ \vdots \\ \frac{(1 + \eta_n(t))(C/I)_{chip,n}^{Targ et}(t)}{1 + (C/I)_{chip,n}^{Targ et}(t)} P^{Total}(t|t) \end{pmatrix} \quad (C11)$$

Dado que la potencia total no es conocida, se puede sustituir con la estimación del filtro en (C11), véase (C14). Una alternativa sería tomar la estimación de la potencia total directamente como una medición. Señalar que el uso de la estimación puede parecer que es un cambio menor, no obstante se hace hincapié que *no lo es*. La razón es la realimentación que se introduce desde el vector de estado.

Para ejecutar el filtro de Kalman, se requieren los valores iniciales para el vector de estado y para la iteración de la matriz de covarianza. Estos como de costumbre se supone que son Gaussianos y van a ser suministrados por el usuario. Los valores necesarios son:

$$\hat{\mathbf{x}}(t_0 | t_0 - T_{Min}) = \mathbf{x}_0 \quad (C12)$$

$$\mathbf{P}(t_0 | t_0 - T_{Min}) = \mathbf{P}_0. \quad (C13)$$

El valor inicial para la iteración de estado debería ser seleccionado como el que es más probable, dada la información anterior. El valor inicial para la matriz de covarianza de estado se debería elegir para reflejar la incertidumbre en la estimación del vector de estado inicial.

Antes de proceder con el estimador para el valor mínimo, se consigna la estimación del filtro para la potencia total. Ello es necesario por ejemplo en la generación de la señal de entrada. Esto se desprende por:

$$\hat{P}^{Total}(t|t) = (1 \quad \dots \quad 1 \quad 1) \hat{\mathbf{x}}(t|t) = \sum_{i=1}^n \hat{P}_i^{Code}(t|t) + \hat{P}^{E+N+Noise}(t|t). \quad (C14)$$

La covarianza correspondiente se puede calcular por medios similares:

$$\left(\sigma_{P^{Total}}^{Kalman}\right)^2 = E \left[ P^{Total}(t) - \hat{P}^{Total}(t) \right]^2 = (1 \quad \dots \quad 1 \quad 1) E \left[ \mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t|t) \right] \left[ \mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t|t) \right]^T (1 \quad \dots \quad 1 \quad 1)^T \quad (C15)$$

Señalar que el filtro de Kalman produce estimaciones de estado y estimaciones de la covarianza de las estimaciones de estado. Junto con las propiedades conocidas del filtro de Kalman, el resultado es un conjunto de señales que representan muestras de las distribuciones de probabilidad Gaussianas de los estados estimados.

Las salidas 62A, 62B, 63A y 63B conocidas en conexión con la Fig. 5 se dan entonces por:

$$\hat{\mathbf{x}}_{n+1}(t|t) = \hat{P}^{E+N+Noise}(t|t) \quad (C16)$$

$$\mathbf{P}_{n+1,n+1}(t|t) = \sigma_{P^{E+N+Noise}}^{Kalman}(t|t) \quad (C17)$$

$$\hat{P}^{Total}(t|t) = (1 \quad \dots \quad 1 \quad 1) \hat{\mathbf{x}}(t|t) \quad (C18)$$

$$\sigma_{P^{Total}}^{Kalman}(t|t) = \sqrt{E[P^{Total}(t) - \hat{P}^{Total}(t|t)]^2} \quad (C19)$$

respectivamente. Aquí  $\hat{x}_{n+1}(t|t)$  es la n+1-avo componente de la estimación del filtro,  $P_{n+1,n+1}(t|t)$  es la componente de la covarianza correspondiente.  $P^{Total}(t)$  y  $\hat{P}^{Total}(t|t)$  son las potencias total verdadera y estimada.

La extensión del suavizador de Kalman

- 5 Una estimación teóricamente óptima del valor mínimo requiere que se calcule la estimación del suavizador de Kalman. Mientras que el filtro de Kalman es necesario para la estimación rápida de la potencia total, el suavizador se puede actualizar a tasas mucho más bajas, reduciendo por ello la complejidad de cálculo. Podría ser bastante por ejemplo calcular el suavizador una vez cada pocos minutos, seguido por la combinación suave de estas estimaciones en el proceso de estimación del valor mínimo. Esto se describe además en los apéndices posteriores.
- 10 Señalar que como resulta más tarde en las simulaciones, la ganancia del rendimiento del suavizador de Kalman no es probable que sea importante. No obstante, para la integridad y para mantener consistente la teoría, el suavizador se deriva aquí.

El suavizador de Kalman tiene como objetivo calcular las estimaciones  $\hat{P}^{E+N+Noise}(t|t)$ ,  $t' \in [t-T_{Lag}, t]$ . Este es el suavizador del punto fijo, tratado por ejemplo en [2], páginas 149-150. Se puede calcular por una extensión del vector de estado del filtro de Kalman convencional. La extensión del vector de estado que se necesita se define por:

$$\bar{\mathbf{x}}(t) = \begin{pmatrix} \mathbf{x}(t) \\ P^{E+N+Noise}(t' | t) \end{pmatrix} \quad (C20)$$

$$\bar{\mathbf{u}}(t) = \begin{pmatrix} \mathbf{u}(t) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (C21)$$

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix} \quad (C22)$$

$$\bar{\mathbf{B}} = \begin{pmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \quad (C23)$$

$$\bar{\mathbf{C}}(t) = (\mathbf{C}(t) \quad \mathbf{0}) \quad (C24)$$

$$\bar{\mathbf{R}}_1 = \begin{pmatrix} \mathbf{R}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix} \quad (C25)$$

$$\bar{\mathbf{R}}_2 = \mathbf{R}_2. \quad (C26)$$

La derivación de las ecuaciones del suavizador entonces pasa por la consideración de la ecuación de Riccati que gobierna la evolución del tiempo de la matriz de predicción de la covarianza:

$$\bar{\mathbf{P}}(t | t - T_{Min}) = \begin{pmatrix} \mathbf{P}_{11}(t | t - T_{Min}) & \mathbf{P}_{12}(t | t - T_{Min}) \\ \mathbf{P}_{12}^T(t | t - T_{Min}) & P_{22}(t | t - T_{Min}) \end{pmatrix}. \quad (C27)$$

- 5 La ecuación de Riccati, y la ganancia correspondiente (esta ganancia es la ganancia del predictor de Kalman, que no debe confundirse con la ganancia del filtro de Kalman dada por (C14)), se dan por (ver [2], páginas 149-150):

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{P}}(t + T_{Min} | t) &= \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{P}}(t | t - T_{Min})\bar{\mathbf{A}}^T + \bar{\mathbf{R}}_1 \\ &- \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{P}}(t | t - T_{Min})\bar{\mathbf{C}}^T(t) \left( \bar{\mathbf{C}}(t)\bar{\mathbf{P}}(t | t - T_{Min})\bar{\mathbf{C}}^T(t) + \bar{\mathbf{R}}_2 \right)^{-1} \bar{\mathbf{C}}(t)\bar{\mathbf{P}}(t | t - T_{Min})\bar{\mathbf{A}}^T \end{aligned} \quad (C28)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{k}_1(t) \\ \mathbf{k}_2(t) \end{pmatrix} = \bar{\mathbf{K}}(t) = \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{P}}(t | t - T_{Min})\bar{\mathbf{C}}^T(t) \left( \bar{\mathbf{C}}(t)\bar{\mathbf{P}}(t | t - T_{Min})\bar{\mathbf{C}}^T(t) + \bar{\mathbf{R}}_2 \right)^{-1} \quad (C29)$$

Señalar que  $\mathbf{k}_2(t)$  es un vector de fila dado que hay más de una medición. Una inserción de (C20)-(C27) en (C28) y (C29), provoca el siguiente bloque de ecuaciones:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{11}(t + T_{Min} | t) &= \mathbf{A}\mathbf{P}_{11}(t | t - T_{Min})\mathbf{A}^T + \mathbf{R}_1 \\ &- \mathbf{A}\mathbf{P}_{11}(t | t - T_{Min})\mathbf{C}^T(t)(\mathbf{C}(t)\mathbf{P}_{11}(t | t - T_{Min})\mathbf{C}^T(t) + \mathbf{R}_2)^{-1}\mathbf{C}(t)\mathbf{P}_{11}(t | t - T_{Min})\mathbf{A}^T \quad (\text{C30}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{12}(t + T_{Min} | t) &= (\mathbf{A} \\ &- \mathbf{A}\mathbf{P}_{11}(t | t - T_{Min})\mathbf{C}^T(t)(\mathbf{C}(t)\mathbf{P}_{11}(t | t - T_{Min})\mathbf{C}^T(t) + \mathbf{R}_2)^{-1}\mathbf{C}(t))\mathbf{P}_{12}(t | t - T_{Min}) \quad (\text{C31}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{22}(t + T_{Min} | t) &= P_{22}(t | t - T_{Min}) - \mathbf{P}_{12}^T(t | t - T_{Min})\mathbf{C}^T(t) \\ &\times (\mathbf{C}(t)\mathbf{P}_{11}(t | t - T_{Min})\mathbf{C}^T(t) + \mathbf{R}_2)^{-1}\mathbf{C}(t)\mathbf{P}_{12}(t | t - T_{Min}) \quad (\text{C32}) \end{aligned}$$

$$\mathbf{k}_1(t) = \mathbf{A}\mathbf{P}_{11}(t | t - T_{Min})\mathbf{C}^T(t)(\mathbf{C}(t)\mathbf{P}_{11}(t | t - T_{Min})\mathbf{C}^T(t) + \mathbf{R}_2)^{-1} \quad (\text{C33})$$

$$k_2(t) = \mathbf{P}_{12}^T\mathbf{C}^T(t)(\mathbf{C}(t)\mathbf{P}_{11}(t | t - T_{Min})\mathbf{C}^T(t) + \mathbf{R}_2)^{-1} \quad (\text{C34})$$

De ahí que el bloque derecho superior reduce al predictor de Kalman convencional como se espera.

Quedan por definir los valores iniciales para estas iteraciones. Comenzando en  $t = t'$  con la estimación del filtro de Kalman, se desprende que el valor inicial del vector de estado extendido es:

$$\bar{\mathbf{x}}(t' | t' - T_{Min}) = \begin{pmatrix} P_1^{Code}(t' | t' - T_{Min}) \\ \vdots \\ P_n^{Code}(t' | t' - T_{Min}) \\ P^{E+N+Noise}(t' | t' - T_{Min}) \\ P^{E+N+Noise}(t' | t' - T_{Min}) \end{pmatrix}. \quad (\text{C35})$$

5

De ahí se desprende que  $P_{22}(t' | t' - T_{Min})$  es igual al elemento inferior derecho de  $P_{11}(t' | t' - T_{Min})$ , mientras que  $P_{12}(t' | t' - T_{Min})$  es igual a la fila de más a la derecha de  $P_{11}(t' | t' - T_{Min})$ .

$$\begin{aligned} \hat{P}^{E+N+Noise}(t' | t) &= \hat{P}^{E+N+Noise}(t' | t - T_{Min}) + \mathbf{k}_2(t)(\mathbf{y}(t) - \mathbf{C}(t)\hat{\mathbf{x}}(t' | t - T_{Min})) \\ &= \hat{P}^{E+N+Noise}(t' | t') + \sum_{s=t'+T_{Min}}^t \mathbf{k}_2(s)(\mathbf{y}(s) - \mathbf{C}(s)\hat{\mathbf{x}}(s | s - T_{Min})). \quad (\text{C36}) \end{aligned}$$

#### Filtro de Kalman solamente para mediciones de la RTWP

10 Un algoritmo propuesto para el caso en el que solamente se mide la RTWP total es un filtro de actualización de predicción, donde los subíndices distinguen entre los pasos de predicción y los de actualización.

$$K_{Update}(t) = \frac{P_{Prediction}^{Cov}(t - T_{min})}{P_{Prediction}^{Cov}(t - T_{min}) + r_{Measurement}} \quad (C37)$$

$$P_{Update}^{Total}(t) = P_{Prediction}^{Total}(t - T_{min}) + K_{Update}(t) \times (P_{Measurement}^{Total}(t) - P_{Prediction}^{Total}(t)) \quad (C38)$$

$$P_{Update}^{Cov}(t) = P_{Prediction}^{Cov}(t - T_{min}) - \frac{P_{Prediction}^{Cov^2}(t - T_{min})}{P_{Prediction}^{Cov}(t - T_{min}) + r_{Measurement}} \quad (C39)$$

$$P_{Prediction}^{Total}(t) = P_{Update}^{Total}(t) \quad (C40)$$

$$P_{Prediction}^{Cov}(t) = P_{Update}^{Cov}(t) + \frac{T_{min}}{T_{Correlation}} r \quad (C41)$$

(C37)-(C41) se repiten aumentando  $t$  en pasos de  $T_{min}$ .

La inicialización se hace en  $t = 0$  por:

$$P_{Prediction}^{Total}(0) = P_0^{Total} \quad (C42)$$

$$P_{Prediction}(0) = P_0. \quad (C43)$$

- 5 Como se ve anteriormente, la ganancia de actualización  $K_{Update}(t)$  se calcula como se ve anteriormente a partir del parámetro del modelo  $r_{Measurement}$  y a partir de una covarianza predicha  $P_{Prediction}^{Cov}(t - T_{min})$  obtenida en el momento de muestreo previo. La potencia de banda ancha total actualizada con la última medición  $P_{Update}^{Total}(t)$  se calcula entonces, usando la predicción  $P_{Prediction}^{Total}(t)$  y la nueva medición  $P_{Measurement}^{Total}(t)$ . El siguiente paso es calcular la covarianza actualizada  $P_{Update}^{Cov}(t)$  a partir de la covarianza predicha y a partir de la  $r_{Measurement}$ . En los pasos finales
- 10 de iteración se calculan los nuevos valores de la  $P_{Prediction}^{Total}(t)$  y  $P_{Prediction}^{Cov}(t)$  y el tiempo se escalona.

## APÉNDICE D

**Estimación de la distribución de probabilidad condicional de**  $\min_{t' \in [t - T_{Lag}, t]} P^{E+N}(t') + P_N(t')$

- Nota: Es muy natural estimar las potencias mínimas. No obstante, la elección de usar el valor mínimo es realmente improvisada. En un caso general, un valor extremo de una cantidad en alguna forma dependiente de la cantidad
- 15 estimada  $P^{E+N+Noise}$  sería posible de usar como una base para cálculos adicionales. No obstante, como una

realización más simple se considera aquí la cantidad  $\min_{t' \in [t - T_{Lag}, t]} P^{E+N}(t') + P_N(t')$ .

### Notación, probabilidad condicional y regla de Bayes

- A continuación la regla de Bayes y la definición de la media condicional, para las distribuciones de probabilidad, se usa extensivamente. Las siguientes definiciones y resultados se pueden encontrar por ejemplo en [2] páginas 12-14,
- 20 o cualquier otro libro de texto sobre estimación.

*Distribuciones de probabilidad:* Consideremos dos eventos  $A$  y  $B$ , con distribuciones de probabilidad  $f_A(x)$  y  $f_B(y)$ , respectivamente. Entonces la distribución de probabilidad unida de  $A$  y  $B$  se indica  $f_{A,B}(x,y)$ .

Señalar que los eventos y el condicionamiento se expresan por subíndices, mientras que las variables independientes aparecen dentro de los paréntesis. Esta notación se usa solamente cuando se usan las distribuciones de probabilidad y las distribuciones de probabilidad acumulativas. Cuando las estimaciones de estado y las covarianzas, por ejemplo del filtro de Kalman, se referencian, el condicionamiento también puede aparecer dentro de los paréntesis.

5

*Distribuciones de probabilidad condicional:* Las distribuciones de probabilidad condicional  $f_{A|B}(x)$  y  $f_{B|A}(y)$  se definen por:

$$f_{A,B}(x,y) = f_{A|B}(x)f_B(y) = f_{B|A}(y)f_A(x). \quad (D1)$$

10

Señalar que como consecuencia de la notación para las distribuciones de probabilidad, también el condicionamiento se expresa como subíndices.

Una solución de la ecuación anterior ahora provoca la famosa regla de Bayes:

$$f_{A|B}(x) = \frac{f_{B|A}(y)f_A(x)}{f_B(y)}. \quad (D2)$$

15

Señalar que las reglas anteriores se comprenden mejor usando los diagramas de círculos de intersección. Las pruebas formales para obtener los resultados para las distribuciones de probabilidad pueden usar por ejemplo versiones de límite infinitesimal de motivaciones para los casos de probabilidad.

Probabilidad condicional del modelo mínimo y expresiones generales

En esta sección se derivan algunas propiedades generales de un estimador mínimo. Hacia ese fin, se introduce la siguiente notación. La estimación del filtro de Kalman o del suavizador de Kalman de  $P^{E+N+Noise}(t')$  se indica por:

$$\begin{aligned} \hat{x}_{p^{E+N+Noise}}^{Kalman}(t' | Y^t) &\equiv \hat{x}_{p^{E+N+Noise}}^{Kalman}(t' | \{y(s)\}_{s \in [-\infty, t]}) \\ &= \hat{x}_{p^{E+N+Noise}}^{Kalman}(t' | \{y(s)\}_{s \in [t-T_{Lag}, t]}, \hat{x}_{p^{E+N+Noise}}^{Kalman}(t-T_{Lag} | Y^{t-T_{Lag}})). \end{aligned} \quad (D3)$$

20

Aquí  $t'$  indica algunos momentos dentro de  $[t-T_{Lag}, t]$ . En caso de  $t' = t$ , se usa el filtro de Kalman del apéndice C. Las distribuciones condicionales son, bajo condiciones suaves, todas estadísticas suficientes Gaussianas, es decir solamente se necesitan propiedades de segundo orden para describir las distribuciones de probabilidad condicional. Esto se refleja en el condicionamiento en la última expresión de (D3). La distribución condicional se desprende como:

$$f_{\hat{x}_{p^{E+N+Noise}}^{Kalman}(t') | Y^t}(x) \in N(\hat{x}_{p^{E+N+Noise}}^{Kalman}(t' | t), (\sigma_{p^{E+N+Noise}}^{Kalman}(t' | t))^2), \quad (D4)$$

25

donde  $\hat{x}_{p^{E+N+Noise}}^{Kalman}$  indica que la estimación se calcula con el filtro de Kalman o, si  $t' < t$ , el suavizador de Kalman. Las cantidades  $\hat{x}_{p^{E+N+Noise}}^{Kalman}(t' | t)$  y  $(\sigma_{p^{E+N+Noise}}^{Kalman}(t' | t))^2$  indican la estimación de potencia y la covarianza correspondientes, respectivamente, es decir las entradas al estimador. Señalar que (D4) supone que se usa la estimación correspondiente en el tiempo  $t-T_{Lag}$  como valor inicial para el filtro de Kalman.

30

Entonces la distribución condicional para el valor mínimo de la estimación de potencia se puede desarrollar adicionalmente. Hacia ese fin el siguiente modelo se asume para la relación entre  $x_{p^{E+N+Noise}}^0(t') = P^{0,E+N+Noise}(t') \equiv P^{E+N}(t') + P_N(t')$  que representa la potencia verdadera y  $\hat{x}_{p^{E+N+Noise}}^{Kalman}(t' | t) = \hat{P}^{E+N+Noise}(t' | t)$  que representa la estimación:

$$x_{p^{E+N+Noise}}^0(t') = \hat{x}_{p^{E+N+Noise}}^{Kalman}(t' | t) + \Delta x_{p^{E+N+Noise}}(t' | t) \quad (D5)$$

$$x_{p^{E+N+Noise}}^0(t') \in N(\hat{x}_{p^{E+N+Noise}}^{Kalman}(t' | t), (\sigma_{p^{E+N+Noise}}^{Kalman}(t' | t))^2). \quad (D6)$$

35

Esto está en línea con la discusión anterior sobre estadísticas suficientes. La notación para la distribución de  $\Delta x_{pE+N+Noise}(t' | t)$  se simplifica en lo sucesivo a:

$$f_{\Delta x}(x). \tag{D7}$$

5 Señalar que esta distribución no tiene que ser asumido que sea Gaussiana (aunque esta es mayoritariamente la suposición hecha).

La distribución de probabilidad condicional del valor mínimo de  $x_{pE+N+Noise}^0(t') = P^{0,E+N+Noise}(t')$ ,  $t' \in [t-T_{Lag}, t]$ , va a ser estimada entonces usando los datos  $y(t)$ , obtenidos a partir del intervalo de tiempo  $[-\infty, t]$ . En este punto es adecuado referirse a la Figura 9, la cual muestra los intervalos de tiempo que se usan en el desarrollo de los algoritmos de estimación que siguen más adelante.

10 La Fig. 9 ilustra un diagrama que muestra las variaciones de tiempo 110 de una cantidad relacionada con la potencia  $P$ . En un caso típico, la cantidad relacionada con la potencia es una representación de  $P^{E+N+Noise}(t)$ . Durante algunos intervalos de tiempo, la cantidad relacionada con la potencia  $P$  presenta valores elevados. No obstante, en algunas ocasiones, la cantidad relacionada con la potencia llega a ser pequeña, indicando que muchas de las contribuciones usuales a la potencia medida están ausentes.

15 Como se verá más adelante, estimaciones más suaves se requieren teóricamente como entradas para el algoritmo de estimación de la probabilidad condicional para la potencia mínima que funciona durante el intervalo de tiempo  $[t-T_{Lag}, t]$ . Para retener formalmente de manera óptima en el desarrollo, las estimaciones más suaves también se deberían calcular usando todos los datos en  $[t-T_{Lag}, t]$ . No obstante, en una implementación práctica, estas estimaciones más suaves se calculan típicamente usando solamente una instantánea corta de los datos alrededor del ejemplo de tiempo suavizado seleccionado. Varias de tales estimaciones suavizadas, a partir de  $[t-T_{Lag}, t]$ , se combinan entonces para estimar la distribución de probabilidad condicional. En la discusión que viene el intervalo  $[t-T_{Lag}, t]$  se mantiene en todas las cantidades aunque, para no complicar el desarrollo demasiado. Una simplificación adicional se puede obtener mediante la sustitución de la estimación más suave con una estimación del filtro de Kalman. Las simulaciones indican que esto se puede hacer con muy poca pérdida de rendimiento.

25 La distribución condicional del valor mínimo se puede escribir ahora como sigue (véase (D5)):

$$f_{\min\{x_{pE+N+Noise}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} | Y^t, \min x_{pE+N+Noise}^0(t-T_{Lag})}(x), \tag{D8}$$

donde la última cantidad de (D8) indica la información inicial del valor mínimo. A continuación se usa extensivamente la regla de Bayes y la definición de la media condicional, para las distribuciones de probabilidad.

Entonces aplicamos la regla de Bayes y la definición de la probabilidad condicional a (D8) usando las definiciones:

$$A := \min\{x_{pE+N+Noise}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{Lag}, t]}$$

$$B := \min x_{pE+N+Noise}^0(t-T_{Lag})$$

$$C := Y^t$$

30 La siguiente cadena de igualdades mantiene entonces, usando la regla de Bayes, la definición de las distribuciones de probabilidad condicional, y el resultado  $f_{B,C|A}(x,y) = f_{(B|A),(C|A)}(x,y)$  (el último resultado se comprueba fácilmente mediante el dibujo de un diagrama de tres círculos):

$$\begin{aligned}
 f_{A|B,C}(x) &= \frac{f_{B,C|A}(x,y)f_A(x)}{f_{B,C}(x,y)} = \frac{f_{(B|A),(C|A)}(x,y)f_A(x)}{f_{B,C}(x,y)} \\
 &= \frac{f_{(B|A)|(C|A)}(x)f_{C|A}(y)f_A(x)}{f_{B,C}(x,y)} = \frac{f_{B|A,C}(x)f_{C|A}(y)f_A(x)}{f_{B,C}(x,y)} \\
 &= \frac{f_{B|A,C}(x)f_{A|C}(x)f_C(y)}{f_{B,C}(x,y)}. \tag{D9}
 \end{aligned}$$

El último paso se puede verificar de nuevo fácilmente dibujando los diagramas de círculos. Ahora, de acuerdo con las definiciones anteriores, el primer factor del numerador de (D9) es uno anterior y de ahí que desaparezca el condicionamiento. El segundo factor del numerador se expandirá además más adelante, mientras que el último factor del numerador y el denominador se pueden tratar como partes de una constante de normalización. La sustitución regresiva de las definiciones de A, B y C demuestra entonces la relación:

5

$$\begin{aligned}
 &f_{\min\{x_{pE+N+Noise}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} | Y^t, \min x_{pE+N+Noise}^0(t-T_{Lag})\}(x) \\
 &= \frac{1}{C} f_{\min\{x_{pE+N+Noise}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} | Y^t}(x) f_{\min x_{pE+N+Noise}^0(t-T_{Lag})}(x). \tag{D10}
 \end{aligned}$$

Una consecuencia de (D10) que necesita ser tenida en cuenta es que un problema de suavización está a mano. El paso de pre procesamiento basado en el filtrado de Kalman tratado anteriormente por lo tanto formalmente necesita incluir un paso suavizador de Kalman. En la práctica, el filtro de Kalman es normalmente suficiente sin embargo.

10

Expansión final de la media condicional de la potencia mínima

El punto de partida de esta subsección es la ecuación (D10) que expresa que la pdf (función de distribución de probabilidad) condicional se da como el producto de uno anterior (valor inicial) y un factor dependiente de la medición. El anterior se suministra por el usuario y debería reflejar la incertidumbre anterior con respecto a  $P_N$ . Señalar que siempre que la ventana deslizante se mueve y una nueva estimación se calcula, la misma anterior se aplica de nuevo. El anterior por lo tanto no se actualiza en el ajuste básico del estimador.

15

Para expresar la pdf condicional completa se necesita algún tratamiento adicional del primer factor de (D10). La distribución de error  $f_{\Delta P}(x)$  de (D7), junto con las definiciones (D5) y (D6) será fundamental para este fin. Además, en los cálculos de más adelante,  $F()$  indica una distribución acumulativa, es decir la integral de  $f$ .  $\text{Pr}(\cdot)$  indica la probabilidad de un evento.

20

Las siguientes igualdades ahora tienen el primer factor de (D10):

$$\begin{aligned}
 F_{\min\{x_{pE+N+Noise}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} | Y^t}(x) &= \text{Pr}\left(\min\{x_{pE+N+Noise}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} \leq x \mid Y^t\right) \\
 &= 1 - \text{Pr}\left(\min\{x_{pE+N+Noise}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} > x \mid Y^t\right) \\
 &= 1 - \text{Pr}\left(\forall t', \Delta x_{pE+N+Noise}(t' | t) > x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t' | t)\right) \\
 &= 1 - \prod_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} \text{Pr}\left(\Delta x_{pE+N+Noise}(t' | t) > x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t' | t)\right) \\
 &= 1 - \prod_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} \left(1 - \text{Pr}\left(\Delta x_{pE+N+Noise}(t' | t) \leq x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t' | t)\right)\right) \\
 &= 1 - \prod_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} \left(1 - F_{\Delta x(t'|t)}\left(x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t' | t)\right)\right). \tag{D11}
 \end{aligned}$$

La cuarta igualdad de (D11) se desprende a partir de la suposición de que el suavizador de Kalman proporciona

unas estadísticas suficientes, es decir (D5) y (D6). La última igualdad se desprende a partir de (D7). Obviamente, la suposición más natural es usar una distribución Gaussiana para  $F_{\Delta P(s)}$ . No obstante, (D11) realmente permite otras distribuciones también.

El paso final en la derivación del primer factor de la función de distribución es diferenciar (D11), obteniendo:

$$f_{\min\{x_{pE+N+Noise}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{Log}, t]}} | Y^t(x) = \frac{dF_{\min\{x_{pE+N+Noise}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{Log}, t]}} | Y^t(x)}{dx}$$

$$= \sum_{t' \in [t-T_{Log}, t]} f_{\Delta x(t'|t)}(x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)) \prod_{\substack{q \in [t-T_{Log}, t] \\ q \neq t'}} (1 - F_{\Delta x(t'|t)}(x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(q|t))) \quad (D12)$$

5

Combinando con (D10), da el resultado final:

$$f_{\min\{x_{pE+N+Noise}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{Log}, t]}} | Y^t, \min x_{pE+N+Noise}^0(t-T_{Log})(x)$$

$$= \frac{1}{c} \left( \sum_{t' \in [t-T_{Log}, t]} f_{\Delta x(t'|t)}(x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)) \prod_{\substack{q \in [t-T_{Log}, t] \\ q \neq t'}} (1 - F_{\Delta x(t'|t)}(x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(q|t))) \right) f_{\min x_{pE+N+Noise}^0(t-T_{Log})(x)} \quad (D13)$$

Este resultado constituye la salida 64 a la que se refiere en conexión con la Fig. 5. La expresión puede parecer compleja. Es afortunadamente sencillo evaluar dado que es una función unidimensional de las distribuciones Gaussianas Gaussianas y acumulativa dada por:

10

$$f_{\Delta x(t'|t)}(x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)} e^{-\frac{(x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t))^2}{2(\sigma_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t))^2}} \quad (D14)$$

$$F_{\Delta x(t'|t)}(x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)) = \int_{-\infty}^{x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)} f_{\Delta x(t'|t)}(y) dy$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( -\frac{(x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t))}{\sqrt{2} \sigma_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)} \right) \quad (D15)$$

Las cantidades  $\hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)$  y  $\sigma_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)$  están fácilmente disponibles como salidas del suavizador de Kalman, o el filtro de Kalman más simple.

#### APÉNDICE E

#### 15 Estimación de la distribución de probabilidad condicional del aumento de ruido

El aumento de ruido verdadero se da por:

$$N_R(t) = \frac{P^{0,Total}(t)}{P_N^0(t)}. \quad (E1)$$

5 Ya que las cantidades anteriores necesitan ser sustituidas por las variables estocásticas descritas por las distribuciones de probabilidad condicional derivadas en las partes previas de esta revelación de invención. Las entradas se constituyen por las cantidades 63A, 63B y 64 a las que se refiere en conexión con la Fig. 5, o por las expresiones (C18), (C19) y (D13).

Señalar que la distribución del denominador se puede esperar que varíe lentamente, de ahí que su tasa de actualización puede ser significativamente más lenta que la de la distribución del numerador. La tasa de actualización de la distribución del numerador necesita ser rápida, para hacer el seguimiento de las variaciones rápidas de potencia debidas por ejemplo al tráfico de datos a ráfagas de alta velocidad en la celda.

10 Para expresar el modelo se hace una suposición similar a (D5) y (D6) para la potencia total, es decir:

$$P^{0,Total}(t) = \hat{P}^{Total}(t|t) + \Delta P^{Total}(t) \quad (E2)$$

$$P^{0,Total}(t) \in N\left(\hat{P}^{Total}(t|t), \left(\sigma_{P^{Total}}^{Kalman}(t|t)\right)^2\right) \quad (E3)$$

La segunda entrada a la derivación de la distribución de probabilidad condicional para el aumento de ruido es la distribución condicional de la potencia mínima, es decir: (D13).

La última entrada a la derivación de la distribución de probabilidad condicional del aumento de ruido es la anterior:

$$15 \quad f_{N_r^0}(z). \quad (E4)$$

El siguiente paso procede como en la derivación de (D9) y (D10). Las siguientes definiciones se introducen:

$A := N_r(t)$ , variable independiente  $z$ .

$B := N_r^0$ , variable independiente  $z$ .

$B := P^{0,Total}(t)$ , variable independiente,  $x$ .

$$20 \quad C := \min\{x_{PE+N+N_{tot}}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{Log}]}, \text{ variable independiente } y.$$

De estas definiciones se desprende que (véase la derivación de (D9)):

$$\begin{aligned} f_{A|B,C,D}(z) &= \frac{f_{B,C,D|A}(z, x, y) f_A(z)}{f_{B,C,D}(z, x, y)} = \frac{f_{(B|A),(C,D|A)}(z, x, y) f_A(z)}{f_{B,C,D}(x, y, z)} \\ &= \frac{f_{(B|A)|(C,D|A)}(z) f_{C,D|A}(x, y) f_A(z)}{f_{B,C,D}(x, y, z)} = \frac{f_{B|C,D,A}(z) f_{C,D|A}(x, y) f_A(z)}{f_{B,C,D}(x, y, z)} \\ &= \frac{f_{B|C,D,A}(z) f_{A|C,D}(z) f_{C,D}(x, y)}{f_{B,C,D}(x, y, z)}. \end{aligned} \quad (E5)$$

25 Ahora, de acuerdo con las anteriores definiciones, el primer factor del numerador de (E5) es uno anterior y de ahí que desaparezca el condicionamiento. El segundo factor del numerador se expandirá además más adelante, mientras que el último factor del numerador y el denominador se pueden tratar como partes de una constante de normalización. La sustitución regresiva de las definiciones de  $A$ ,  $B$  y  $C$  entonces prueba la relación:

$$\begin{aligned}
 & f_{N_r(t)N_r^0, P^{0, Total}(t), \min\{x_{pE+N+N}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{Lag}, t]}}(z) \\
 &= \frac{1}{C_{N_r}} f_{N_r(t)N_r^0, P^{0, Total}(t), \min\{x_{pE+N+N}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{Lag}, t]}}(z) f_{N_r}(z)
 \end{aligned} \tag{E6}$$

Dado que la distribución condicional de  $P^{0, Total}(t)$  se puede calcular fácilmente a partir de (C14) y (C15), y dado que

la distribución condicional de  $\min\{x_{pE+N+N}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{Lag}, t]}$  está disponible en (D13), es sencillo calcular la distribución condicional del primer factor de (E6) como el cociente de las dos variables estocásticas correspondientes.

Para mostrar cómo se hace esto la distribución de probabilidad de un cociente se deriva primero. La distribución de probabilidad del cociente Z de dos variables estocásticas independientes X e Y se desprende a partir de:

$$\begin{aligned}
 F_Z(z) &= \Pr(Z \leq z) = \Pr(X/Y \leq z) = \Pr(X \leq Yz) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{yz} f_{X,Y}(x, y) dx dy \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \left( \int_{-\infty}^{yz} f_X(x) dx \right) f_Y(y) dy \quad \Rightarrow \\
 f_Z(z) &= \frac{dF_Z(z)}{dz} = \int_{-\infty}^{\infty} \left( \frac{d}{dz} \int_{-\infty}^{yz} f_X(x) dx \right) f_Y(y) dy = \int_{-\infty}^{\infty} y f_X(yz) f_Y(y) dy.
 \end{aligned} \tag{E7}$$

10 Aquí  $P^{0, Total}(t)$  y  $\min_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} P^{0, E+N}(t') + P_N^0(t')$  corresponde a X e Y, respectivamente. Alternativamente, en caso de que se use la estimación de la potencia total para la valoración de la distribución condicional del valor mínimo,  $P^{0, Total}(t)$  y  $\min_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} P^{0, Total}(t')$  corresponde a X e Y, respectivamente.

De ahí que, mediante la discretización de las variables y y z, se desprenda que:

$$\begin{aligned}
 & f_{N_r(t)N_r^0, P^{0, Total}(t), \min\{x_{pE+N+N}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{Lag}, t]}}(z_i) \\
 & \approx \frac{1}{C_{N_r}} \sum_{j=1}^N y_j \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{pTotal}^{Kalman}(t|t)} e^{-\frac{1}{2} \frac{(y_j z_i - x_{pTotal}^{Kalman}(t|t))^2}{(\sigma_{pTotal}^{Kalman}(t|t))^2}} \\
 & \times \frac{1}{C \sqrt{2\pi}} \sum_{\substack{t' \in [t-T_{Lag}, t] \\ q \neq t'}} \frac{1}{\sigma_{pE+N+N}^{Kalman}(t'|t)} \left( y_j e^{-\frac{(y_j - \hat{x}_{pE+N+N}^{Kalman}(t'|t))^2}{2(\sigma_{pE+N+N}^{Kalman}(t'|t))^2}} \right) f_{\min x_{pE+N+N}^0(t')}(y_j) \Delta y f_{N_r^0}(z_i), \\
 & i = 1, \dots, N.
 \end{aligned} \tag{E8}$$

Señalar que la discretización es necesaria para evaluar las integrales en las expresiones que no se pueden resolver analíticamente. Los medios de discretización que las distribuciones de probabilidad condicional exactas se aproximan mediante histogramas.

**APÉNDICE F**

**5 Estimación del aumento de ruido y la desviación estándar correspondiente**

Con referencia a [2], páginas 123-126, la estimación del aumento de ruido óptimo se da por la media de la distribución de probabilidad condicional del aumento de ruido (E8). Es por lo tanto sencillo obtener la estimación y la varianza:

$$\begin{aligned}
 \hat{N}_R(t | \mathbf{Y}^t) &= \int_{-\infty}^{\infty} z f_z(z) dz = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y f_x(yz) f_Y(y) dy dz \\
 &\approx \sum_{i=1}^M z_i \sum_{j=1}^N y_j \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{pTotal}^{Kalman}(t | t)} e^{-\frac{1}{2} \frac{(y_j z_i - \hat{x}_{pTotal}^{Kalman}(t|t))^2}{(\sigma_{pTotal}^{Kalman}(t|t))^2}} \\
 &\times \frac{1}{c\sqrt{2\pi}} \sum_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} \frac{1}{\sigma_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t' | t)} \left( y_j e^{-\frac{(y_j - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t))^2}{2(\sigma_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t))^2}} \right. \\
 &\times \left. \prod_{\substack{q \in [t-T_{Lag}, t] \\ q \neq t'}} \left( 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( -\frac{y_j - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(q | t)}{\sqrt{2} \sigma_{pE+N+Noise}^{Kalman}(q | t)} \right) \right) f_{\min x_{pE+N+Noise}^0(t')}(y_j) \right) \Delta y \Delta z \quad (F1)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \hat{\sigma}_{N_R}^2(t | \mathbf{Y}^t) &\approx \sum_{i=1}^M (z_i - \hat{N}_R(t | \mathbf{Y}^t))^2 \sum_{j=1}^N y_j \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{pTotal}^{Kalman}(t | t)} e^{-\frac{1}{2} \frac{(y_j z_i - \hat{x}_{pTotal}^{Kalman}(t|t))^2}{(\sigma_{pTotal}^{Kalman}(t|t))^2}} \\
 &\times \frac{1}{c\sqrt{2\pi}} \sum_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} \frac{1}{\sigma_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t' | t)} \left( y_j e^{-\frac{(y_j - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t))^2}{2(\sigma_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t))^2}} \right. \\
 &\times \left. \prod_{\substack{q \in [t-T_{Lag}, t] \\ q \neq t'}} \left( 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( -\frac{y_j - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(q | t)}{\sqrt{2} \sigma_{pE+N+Noise}^{Kalman}(q | t)} \right) \right) f_{\min x_{pE+N+Noise}^0(t')}(y_j) \right) \Delta y \Delta z. \quad (F2)
 \end{aligned}$$

10

Señalar que (F1) y (F2) son válidas también para el caso en el que las distribuciones de probabilidad condicional del valor mínimo de la potencia total se usan en su lugar. La modificación es trivial.

(F1) y (F2) es el resultado final de la estimación. Se debería señalar que estas dos cantidades se obtienen sin ninguna estimación intermedia de cualquier suelo de ruido. Señalar también que el estimador es óptimo y suave.

**REFERENCIAS**

- 5 [1] H. Holma y A. Toskala, WCDMA para UMTS – Acceso Radio para Comunicaciones Móviles de Tercera Generación. Chichester, Reino Unido: Wiley, 2000, página 111.
- [2] T. Söderström, Sistemas Estocásticos de Tiempo Discreto. Londres, Reino Unido: Springer, 2002, páginas 12-14, 123-126, 142, 149-150, 247.

**REIVINDICACIONES**

1. El método para la estimación del aumento de ruido en un sistema de comunicaciones inalámbrico (70), que comprende los pasos de:
  - medir (210) la potencia de banda ancha total recibida;
  - 5     estimar (212) una distribución de probabilidad para una primera cantidad de potencia (63A, 63B) a partir de al menos dicha potencia de banda ancha total recibida medida (61A);
  - calcular (216) una distribución de probabilidad condicional de una medida del suelo de ruido (64) en base a al menos dicha potencia de banda ancha total recibida medida (61A);
  - 10    proporcionar (214) una distribución de probabilidad condicional para una medida del aumento de ruido, basada al menos en dicha distribución de probabilidad para dicha primera cantidad de potencia y dicha distribución de probabilidad condicional y dicha medida del suelo de ruido (64); y
  - calcular (220) un valor de dicha medida del aumento de ruido en base a dicha distribución de probabilidad condicional para dicha medida de aumento de ruido.
- 15    2. El método de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende el paso adicional de calcular una desviación estándar de dicho valor de medición del aumento de ruido en base a dicha distribución de probabilidad condicional para dicha medida del aumento de ruido.
3. El método de acuerdo con la reivindicación 1 o 2, en el que dicha primera cantidad de potencia es una cantidad de potencia de banda ancha total recibida.
- 20    4. El método de acuerdo con la reivindicación 3, en el que dicho paso de cálculo se basa en dicha distribución de probabilidad estimada para dicha cantidad de potencia de banda ancha total recibida y las distribuciones de probabilidad estimadas previamente para dicha cantidad de potencia de banda ancha total recibida.
5. El método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, que comprende los pasos adicionales de:
  - medir las cantidades  $(C/I)_i$  relacionadas con las potencias del enlace radio de una propia celda (30) de dicho sistema de comunicaciones inalámbrico (70); y
  - 25     estimar una distribución de probabilidad condicional para una segunda cantidad de potencia (62A, 62B) de dicha potencia de banda ancha total recibida medida (61A) y dichas cantidades medidas relacionadas con las potencias del enlace radio  $(C/I)_i$ ;
  - dicha cantidad de potencia (62A, 62B) que es una suma de la potencia de interferencia de la celda colindante, la potencia de interferencia del sistema no de comunicación en banda y la potencia del suelo de ruido térmico;
  - 30     por el cual dicho paso de cálculo (216) se basa además en dicha distribución de probabilidad para dicha segunda cantidad de potencia (62A, 62B) y la distribución de probabilidad estimada previamente para dicha cantidad de potencia.
- 35    6. El método de acuerdo con la reivindicación 5, en el que dichas cantidades relacionadas con las potencias de enlace radio son niveles de interferencia  $(C/I)_i$ , por el cual las potencias del enlace de radio son derivables relacionando los niveles de interferencia para las cantidades asociadas con dicha potencia de banda ancha total recibida (61A).
7. El método de acuerdo con la reivindicación 5 o 6, en el que dichos pasos de estimación de una distribución de probabilidad para una cantidad de potencia y de estimación de una distribución de probabilidad para una cantidad de potencia de banda ancha total recibida se realizan mediante el filtrado de Kalman variable con el tiempo.
- 40    8. El método de acuerdo con la reivindicación 7, en el que dicha primera cantidad de potencia corresponde con a menos un estado del filtro de Kalman.
9. El método de acuerdo con la reivindicación 8, en el que dicho filtrado de Kalman variable con el tiempo tiene un vector de estado  $x(t)$  de:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{pmatrix} P_1^{Code}(t) \\ \vdots \\ P_n^{Code}(t) \\ P^{E+N+Noise}(t) \end{pmatrix},$$

donde  $P_1^{Code}(t), \dots, P_n^{Code}(t)$  son potencias del enlace radio y  $P^{E+N+Noise}(t)$  es dicha suma de la potencia de interferencia de la celda colindante, la potencia de interferencia del sistema no de comunicación en banda y la potencia del suelo de ruido térmico.

- 5 **10.** El método de acuerdo con la reivindicación 8 o 9, en el que dicho filtrado de Kalman variable con el tiempo además comprende suavizar para lograr dicha distribución de probabilidad estimada para dicha segunda cantidad de potencia.
- 11.** El método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 5 a 10, en el que dicho paso de calcular una distribución de probabilidad condicional de dicha medida del suelo de ruido se basa además en una distribución de probabilidad condicional de un valor extremo de dicha segunda cantidad de potencia (62A, 62B).
- 10 **12.** El método de acuerdo con la reivindicación 11, en el que dicho valor extremo es un valor mínimo de dicha segunda cantidad de potencia (62A, 62B).
- 13.** El método de acuerdo con la reivindicación 11 o 12, en el que dicho paso de calcular una distribución de probabilidad condicional de una medida del suelo de ruido se realiza dentro de una ventana deslizante.
- 15 **14.** El método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 13, en el que dicha medida del aumento de ruido es un cociente de un numerador y un denominador, dicho numerador que comprende al menos una variable estocástica que corresponde a dicha distribución de probabilidad estimada para dicha primera cantidad de potencia (63A, 63B) y dicho denominador que comprende una variable estocástica que corresponde a dicha distribución de probabilidad condicional de dicha medida del suelo de ruido (64).
- 20 **15.** El método de acuerdo con la reivindicación 14, en el que dicho numerador se selecciona de una lista de:
- la potencia total de banda ancha recibida;
  - una suma de la potencia de interferencia de la celda colindante, la potencia de interferencia en banda externa y la potencia de ruido térmico;
  - una suma de la potencia del enlace de radio de la propia celda y la potencia de ruido térmico;
  - una suma de la potencia del enlace radio TPC de la propia celda y la potencia de ruido térmico;
  - una suma de la potencia del enlace radio E-UL de la propia celda y la potencia de ruido térmico.
- 16.** El método de acuerdo con la reivindicación 14 o 15, en el que dicho denominador de dicha medida del suelo de ruido (64) comprende un elemento de la lista de:
- 30 una suma de la potencia de interferencia de la celda colindante, la potencia de interferencia en banda externa y la potencia de ruido térmico;
- una suma de la potencia de interferencia de la celda colindante y la potencia de ruido térmico; y
  - la potencia total de banda ancha recibida.
- 17.** El método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 16, en el que dicha medida del suelo de ruido (64) se considera para una distribución de probabilidad anterior de la potencia del suelo de ruido, establecida sobre una colección representativa de las estaciones base de radio.
- 35 **18.** El método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 17, que comprende el paso adicional de:
- obtener una distribución de probabilidad determinada anterior de un valor del suelo de ruido;
  - por el cual dicho paso de cálculo se basa además en dicha distribución de probabilidad determinada anterior de dicho valor del suelo de ruido.
- 40 **19.** El método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 18, en el que el paso de calcular un valor de dicha medida del aumento de ruido comprende el cálculo de una media condicional de dicha distribución de

probabilidad condicional para dicha medida del aumento de ruido.

**20.** El método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 19, que además comprende el paso de calcular una desviación estándar de dicho valor de dicha medida del aumento de ruido en base a dicha distribución de probabilidad condicional para dicha medida del aumento de ruido.

5 **21.** El método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 20, en el que dicho sistema de comunicaciones inalámbrico (70) es un sistema de Acceso Múltiple por División de Código de Banda Ancha – WCDMA-.

**22.** El método para el control de admisión en un sistema de comunicaciones inalámbrico (70), que comprende los pasos de:

10       estimar el aumento de ruido en dicho sistema de comunicaciones inalámbrico (70) de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 21;

          realizar el control de admisión en base a dicho aumento de ruido estimado.

**23.** El método de acuerdo con la reivindicación 22, en el que dicho paso de realizar el control de admisión comprende el control del enlace ascendente mejorado.

**24.** El nodo (20, 72) de un sistema de comunicaciones inalámbrico (70), dicho nodo que comprende:

15       los medios (80) para obtener las medidas de la potencia de banda ancha total recibida (61A);

          los medios (81) para la estimación de una distribución de probabilidad para una primera cantidad de potencia (63A, 63B) a partir de dicha potencia de banda ancha total recibida medida (61A);

          los medios (82) para el cálculo de una distribución de probabilidad condicional de una medida del suelo de ruido (64) en base a al menos dicha potencia de banda ancha total recibida medida (61A);

20       los medios (82) para proporcionar una distribución de probabilidad condicional para una medida de aumento de ruido, basada al menos en dicha distribución de probabilidad para dicha primera cantidad de potencia (63A, 63B) y dicha distribución de probabilidad condicional de dicha medida del suelo de ruido (64); y

          los medios (83) para el cálculo de un valor de dicha medida del aumento de ruido en base a dicha distribución de probabilidad condicional para dicha medida del aumento de ruido.

25 **25.** El nodo de acuerdo con la reivindicación 24, en el que dichos medios (80) para la obtención de las medidas de la potencia de banda ancha total recibida comprende medios para la medición de la potencia de banda ancha total recibida.

**26.** El nodo de acuerdo con la reivindicación 24 o 25, en el que dicho nodo es una estación base de radio (20).

30 **27.** El nodo de acuerdo con la reivindicación 24, en el que dichos medios (80) para la obtención de las medidas de la potencia de banda ancha total recibida comprende medios para la recepción de datos que representan la potencia de banda ancha total recibida.

**28.** El nodo de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 24 a 27, en el que dicho nodo es un nodo de un sistema WCDMA.

**29.** El sistema de comunicaciones inalámbrico (70), que comprende:

35       al menos un primer nodo (20, 72) de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 24 a 28;

          un segundo nodo (72) conectado a o integrado con dicho al menos un primer nodo para el intercambio de información;

          dicho segundo nodo (72) a su vez que comprende los medios (85) para el control de admisión.

40 **30.** El sistema de comunicaciones inalámbrico de acuerdo con la reivindicación 29, en el que dicho al menos un primer nodo es una estación base de radio (20) y dicho segundo nodo es un controlador de red de radio (72).

**31.** El sistema de comunicaciones inalámbrico de acuerdo con la reivindicación 29 o 30, en el que dichos medios (85) para el control de admisión comprenden los medios para el control del enlace ascendente mejorado.

**32.** El sistema de comunicaciones inalámbrico de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 29 a 31, en el que dicho sistema de comunicaciones inalámbrico (70) es un sistema que utiliza WCDMA.

45

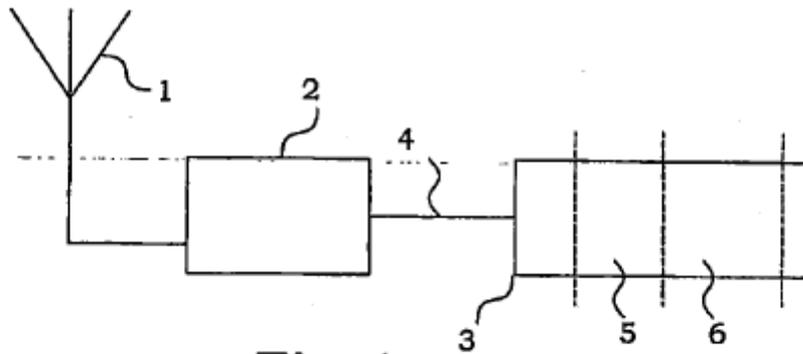


Fig. 1

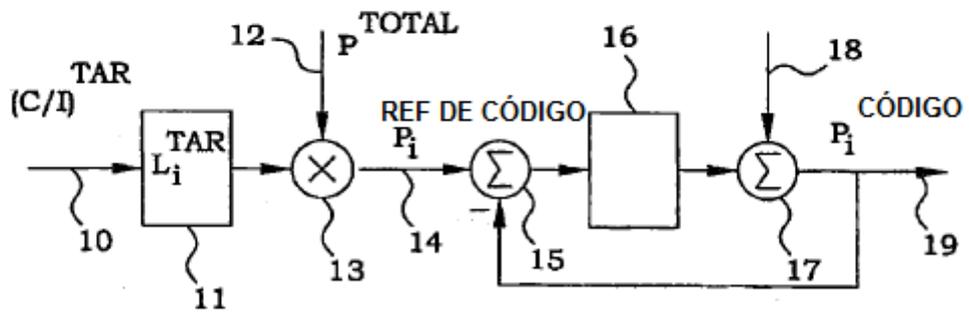
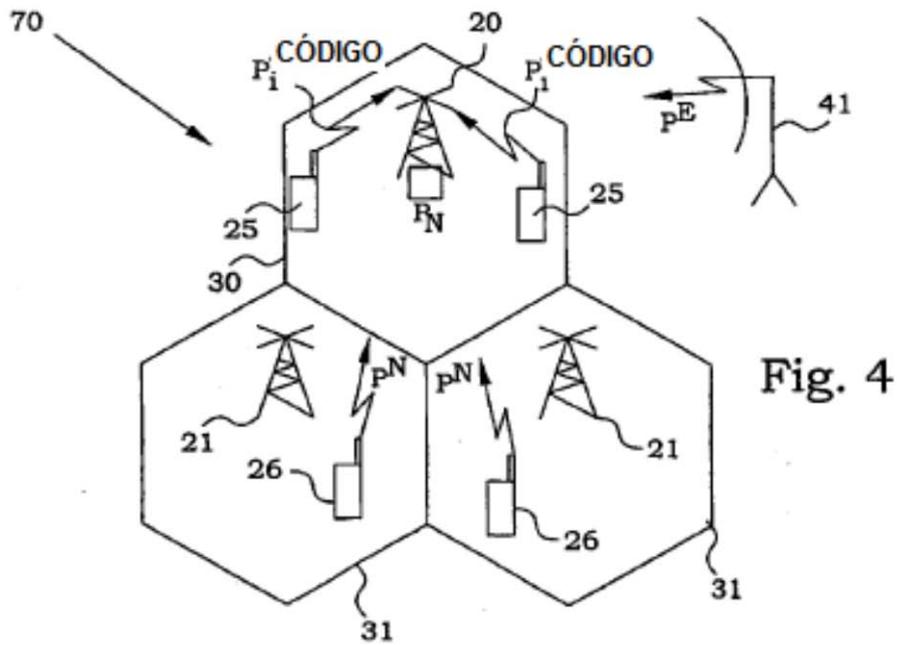
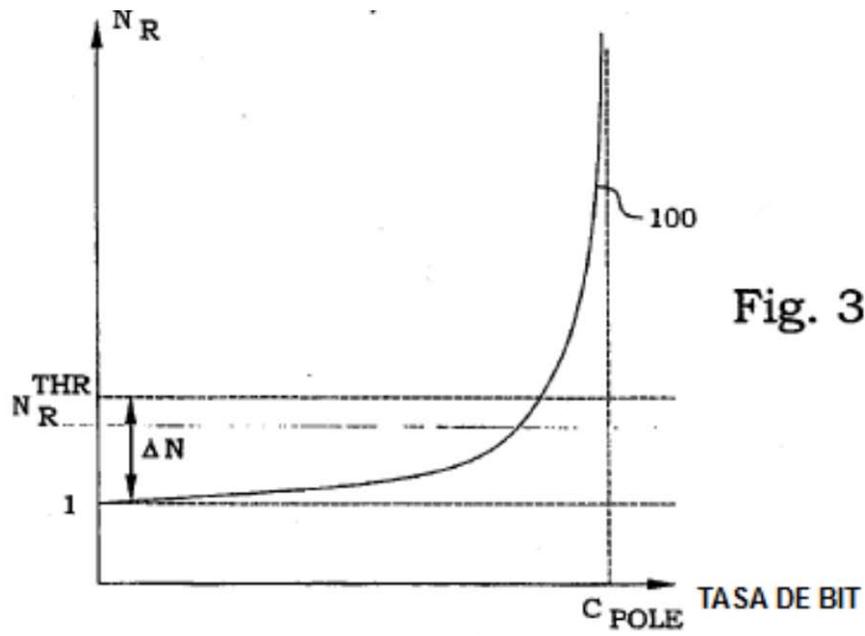


Fig. 2



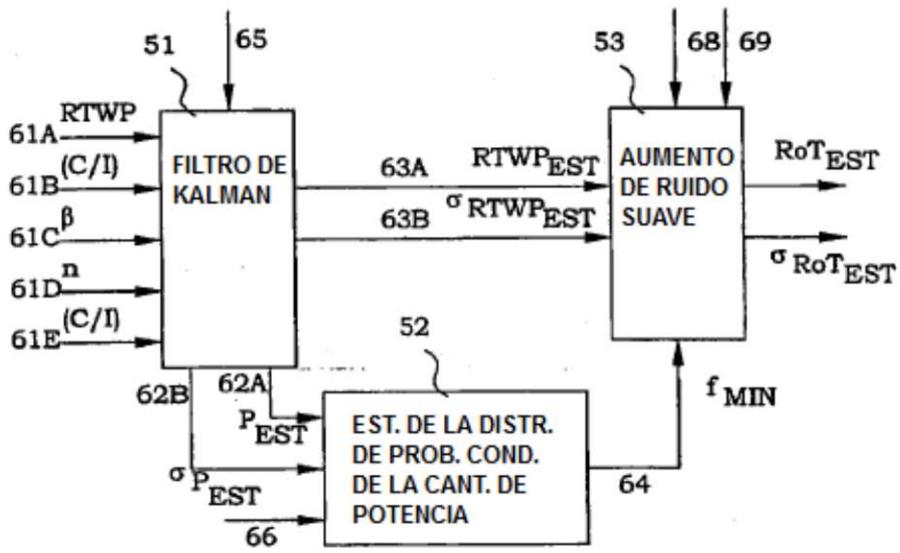


Fig. 5

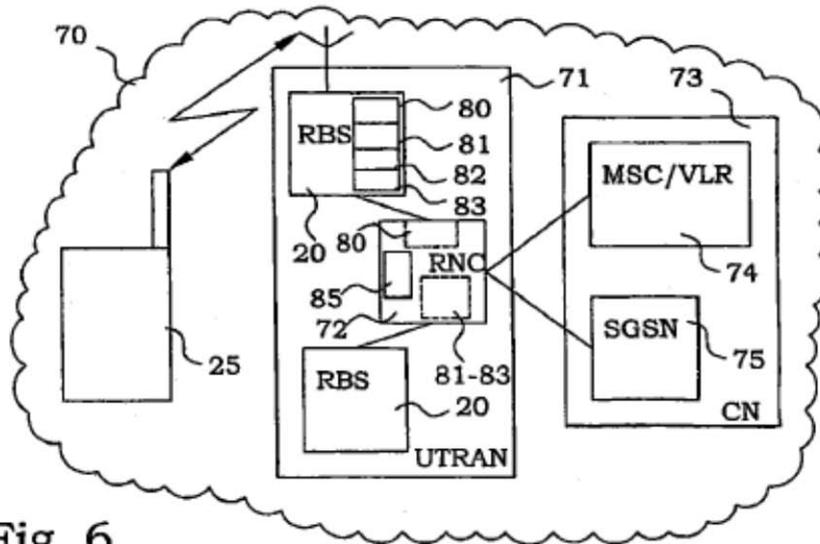


Fig. 6

AUMENTO DEL RUIDO

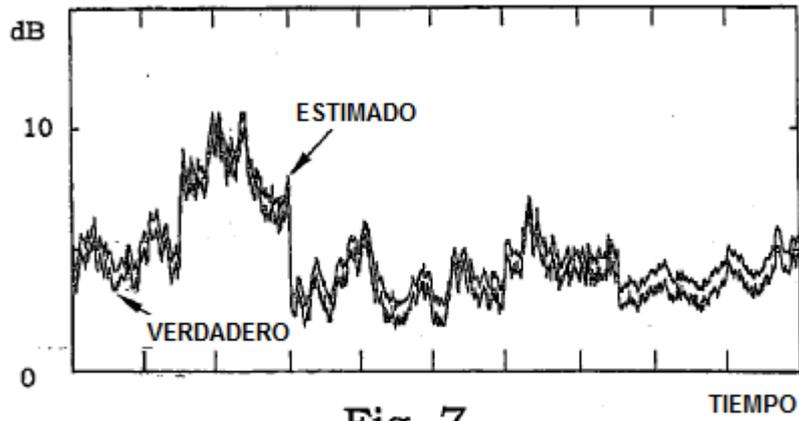


Fig. 7

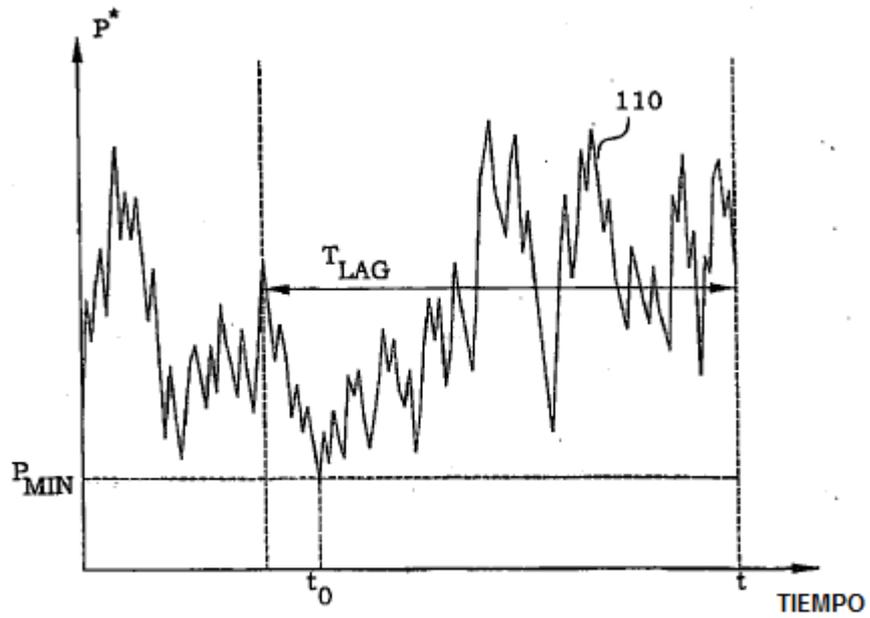


Fig. 9

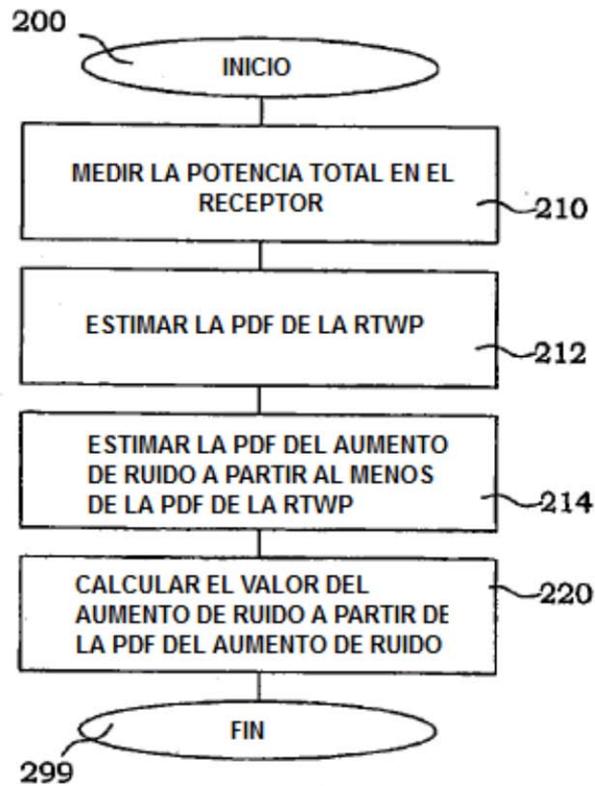


Fig. 8A

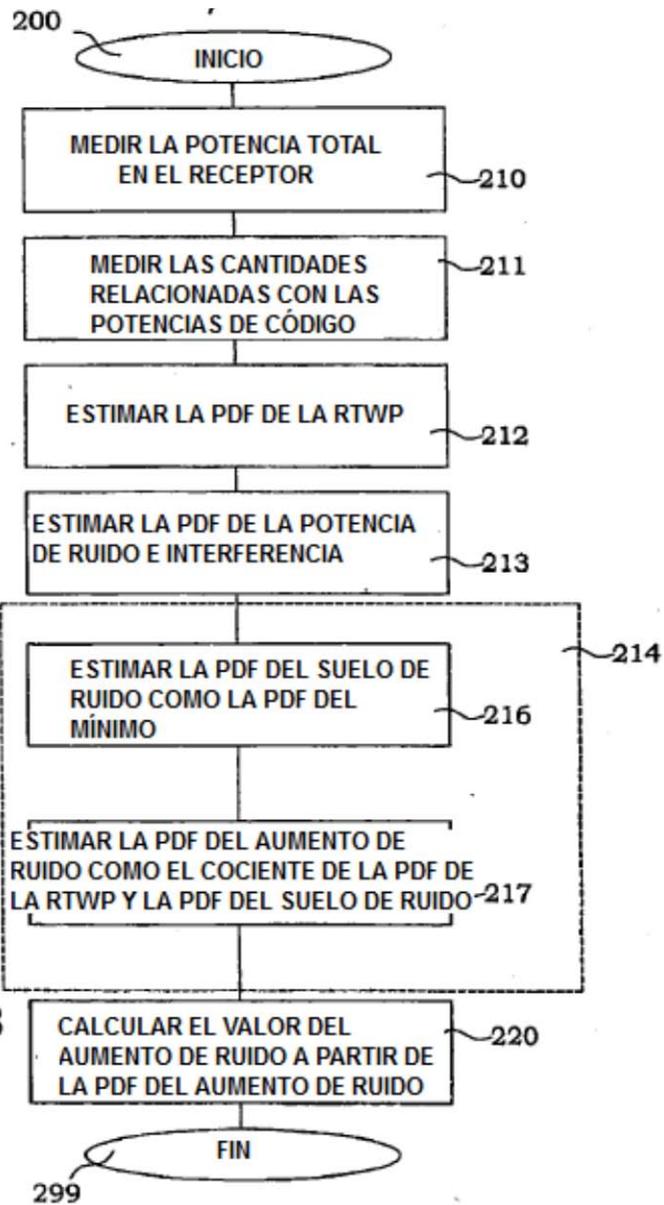


Fig. 8B