

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 368 821**

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

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **09715398 .5**
96 Fecha de presentación: **22.01.2009**
97 Número de publicación de la solicitud: **2245753**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **03.11.2010**

54 Título: **ESTIMACIÓN DE POTENCIA POR CÓDIGO PARA SEÑALES MIMO.**

30 Prioridad:
25.02.2008 US 36368

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
22.11.2011

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
22.11.2011

73 Titular/es:
Telefonaktiebolaget L M Ericsson (PUBL)
164 83 Stockholm

72 Inventor/es:
GRANT, Stephen J. y
CAIRNS, Douglas A.

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

ES 2 368 821 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

Estimación de potencia por código para señales MIMO

Campo de la invención

5 La presente invención se refiere en general a sistemas de comunicaciones inalámbricas, y en particular a métodos para la estimación de la relación de potencia de datos/señal piloto en una señal precodificada recibida de múltiples entradas y múltiples salidas.

Antecedentes

10 Los sistemas de comunicaciones de espectro ensanchado son bien conocidos en la técnica y han sido desplegados de manera amplia. Una clase de receptores muy adecuados para su uso en sistemas de espectro ensanchado – tales como aquellos normalizados en la IS-95, IS-2000 (cdma2000), y en las especificaciones del Acceso Múltiple por División de Código de Banda Ancha (W-CDMA) del Proyecto de Asociación de 3ª Generación (3GPP) – es el receptor de blanqueamiento de interferencia lineal (LIW). Los receptores de LIW suprimen la interferencia además de recaptar energía de las señales para su detección. Una forma del receptor de LIW es un ecualizador transversal de segmentos (*chips*); otra es un receptor de Rastrillo G. El receptor de Rastrillo obtiene su nombre a partir de su estructura en forma de rastrillo, en la que se usan múltiples “ramas” del receptor para recibir múltiples imágenes de la señal en una señal multitrayecto recibida. Mediante la combinación coherente de las salidas de las ramas en un combinador de Rastrillo ponderado, el receptor de Rastrillo convencional puede usar la recepción multitrayecto para mejorar la Relación Señal/Interferencia más Ruido (SINR) de la señal recibida. Un receptor de Rastrillo Generalizado (Rastrillo G) mejora el rendimiento de supresión de interferencias con respecto a un receptor de Rastrillo convencional, que usa una generación más sofisticada de los pesos de combinación.

15 Recientemente, en la Versión 7 de las especificaciones del 3GPP se ha normalizado la tecnología de Múltiples Entradas, Múltiples Salidas (MIMO) 2x2. El esquema normalizado, al que se hace referencia como Matrices Adaptativas de Transmisión Dual (D-TxAA), es similar al control selectivo de velocidad por antena (S-PARC), excepto en que se aplica una precodificación unitaria adaptativa a cada uno de los flujos continuos de datos, en este caso a cada uno de uno o dos flujos continuos de datos de Canales Compartidos de Enlace Descendente de Alta Velocidad (HS-DSCH).

20 El D-TxAA se puede considerar como una ampliación del esquema de diversidad de transmisión del modo 1 de bucle cerrado (CL-1) previamente normalizado, en que los vectores de precodificación (que establecen una correspondencia de un flujo continuo de datos con las múltiples antenas de transmisión) usados para cada uno de los flujos continuos de datos D-TxAA se seleccionan del mismo libro de códigos usados para el CL-1. No obstante, por contraposición al CL-1, el D-TxAA incluye dos modos de funcionamiento – modo de flujo continuo único y modo de flujo continuo dual. En el modo de flujo continuo único, uno de los cuatro posibles vectores de precodificación del libro de códigos del CL-1 se aplica a un único flujo continuo de datos. En el modo de flujo continuo dual, se aplican pares ortogonales de vectores de precodificación (nuevamente seleccionados del libro de códigos del CL-1) a los dos flujos continuos de datos. El uso de la precodificación tiene un impacto significativo sobre el receptor, y, en particular, complica el diseño de receptores de LIW tales como los receptores de Rastrillo.

25 En una solicitud de patente en tramitación con la presente, titulada “Receiver Parametric Covariance Estimation for Precoded MIMO Transmissions”, Solicitud de Patente U.S. n.º de serie 12/036.323 (la solicitud de “Grant”), se da a conocer un receptor de Rastrillo G MIMO que funciona al nivel de los símbolos, y que se basa en la formulación más general del Rastrillo G para MIMO. Para un escenario MIMO 2x2, este receptor calcula matrices de covarianza de deterioro correspondientes al primer y el segundo flujos continuos de una señal precodificada de flujo continuo dual como:

$$R_{\text{flujocontinuo1}} = R + \alpha_{\text{PC}}(2)h_{\text{ef}}(b_2)h_{\text{ef}}^H(b_2) \tag{1}$$

y

$$R_{\text{flujocontinuo2}} = R + \alpha_{\text{PC}}(1)h_{\text{ef}}(b_1)h_{\text{ef}}^H(b_1) \tag{2}$$

30 En este caso, R es aquella parte de la covarianza de deterioro que no incluye la interferencia por reutilización de códigos. En otras palabras, R refleja la covarianza de deterioro que surge a partir de la interferencia entre símbolos (ISI), la interferencia de acceso múltiple (MAI), y el ruido. El segundo término en cada expresión es el término de interferencia por reutilización de códigos.

35 En las ecuaciones (1) y (2), el término de la interferencia por reutilización de códigos es una función de la respuesta neta efectiva correspondiente al flujo continuo interferente. Para el flujo continuo 1, por ejemplo, el flujo continuo interferente es el flujo continuo 2, y el término de reutilización de códigos es una función de $h_{\text{ef}}(b_2)$; para el flujo continuo 2, el flujo continuo interferente es el flujo continuo 1, y el término de reutilización de códigos es una función

de $h_{ef}(b_n)$. Los vectores b_1 y b_2 son los vectores de precodificación aplicados respectivamente a los flujos continuos 1 y 2.

Más particularmente, si n indexa los flujos continuos de datos, entonces el vector de la respuesta neta efectiva correspondiente al flujo continuo $n^{\text{ésimo}}$ viene dado por:

$$h_{ef}(b_n) = b_{1n} h_1 + b_{2n} \sqrt{\frac{\gamma_p(1)}{\gamma_p(2)}} h_2, \quad (3)$$

donde $b_n = [b_{1n} \quad b_{2n}]^T$ es el vector de precodificación aplicado al flujo continuo de datos $n^{\text{ésimo}}$. El vector h_m es la respuesta neta del canal asociada a la antena de transmisión $m^{\text{ésima}}$ ($m = 1$ ó 2). Cada elemento del vector de respuesta neta h_m se corresponde con una rama determinada del Rastrillo. Por ejemplo, para la rama f (asociada al retardo d_f y la antena de recepción l), el elemento correspondiente del vector de respuesta neta de canal viene dado por:

$$h_m(f) = \sum_{p=0}^{P-1} g_m(p,l) R_{TX/RX}(d_f - \tau_p), \quad (4)$$

donde P es el número de trayectos, $g_m(p,l)$ es la estimación del canal (respuesta del medio) asociada a la antena de transmisión m , la antena de recepción l y el retardo de trayecto τ_p , y $R_{TX/RX}(\tau)$ representa la convolución de los filtros de conformación de impulsos de transmisión y recepción.

En las ecuaciones (1) y (2), los términos de reutilización de códigos incluyen un factor de escala, $\alpha_{PC}(n)$, que representa la energía por código asignada al flujo continuo interferente n . Suponiendo una distribución de potencia uniforme a través de los códigos de canalización, la energía por código para el flujo continuo $n^{\text{ésimo}}$ viene dada por:

$$\alpha_{PC}(n) = \left(\frac{I}{\gamma_p(l) N_p} \right) \left(\frac{N_s}{K} \right) \gamma_d(n) \Gamma_{D/P} \quad (5)$$

En este caso, K es el número de códigos de canalización usados para cada flujo continuo de datos (y es el mismo para cada flujo continuo) y $\Gamma_{D/P}$ es la relación de la potencia asignada al canal de datos (en las especificaciones W-CDMA, el Canal Compartido de Enlace Descendente de Alta Velocidad, o HS-DSCH) con respecto a la potencia total asignada a los canales piloto (en el W-CDMA, el Canal Piloto Común, o CPICH). La cantidad $\gamma_d(n)$ indica la fracción de la potencia de datos total asignada al flujo continuo de datos $n^{\text{ésimo}}$, y $\gamma_p(1)$ indica la fracción de la potencia piloto total asignada a la primera antena de transmisión. Las cantidades N_s y N_p representan los factores de ensanchamiento usados respectivamente para el canal de datos (típicamente dieciséis) y el canal piloto (típicamente 256).

Dada la construcción anterior, un receptor necesita las energías por código $\alpha_{PC}(1)$ y $\alpha_{PC}(2)$ para calcular las matrices de covarianza específicas de cada flujo continuo $R_{\text{flujocontinuo}1}$ y $R_{\text{flujocontinuo}2}$. Típicamente, la totalidad de las cantidades de la ecuación (5) es conocida para el receptor, con la posible excepción de la relación de potencia de datos/señal piloto $\Gamma_{D/P}$. En las especificaciones del UMTS, se ha previsto la señalización explícita de la relación de potencia de datos/señal piloto. En este caso, una estación móvil puede simplemente obtener un valor para $\Gamma_{D/P}$ a través de un canal de control de enlace descendente, y calcular directamente las energías por código $\alpha_{PC}(n)$, usando la ecuación (5). Otro planteamiento posible, donde no se puede obtener un valor para $\Gamma_{D/P}$ por señalización, es simplemente usar un valor nominal, predeterminado, para $\Gamma_{D/P}$. No obstante, ambos planteamientos mencionados carecen de precisión. En el primer caso, un valor para $\Gamma_{D/P}$ obtenido mediante señalización explícita puede llegar a quedar obsoleto rápidamente, ya que las especificaciones actualmente exigen una señalización de $\Gamma_{D/P}$ de una manera poco frecuente. En el segundo caso, los valores calculados para $\Gamma_{D/P}$ pueden ser muy imprecisos cuando la relación real de datos/señal piloto se desvía significativamente con respecto al valor "supuesto" nominal. Por tanto, son necesarios métodos para la estimación de energías por código $\alpha_{PC}(n)$ o alternativamente, para la estimación de un valor para $\Gamma_{D/P}$ con el fin de facilitar el cálculo de las energías por código.

A partir del documento D1: WO 2006/132593 A se conoce la estimación de una energía por código para flujos continuos de señales MIMO recibidas, mediante el uso de un modelo paramétrico para deterioros de los flujos continuos de señal recibidos, con las siguientes etapas:

- construir un modelo paramétrico para deterioros de la señal MIMO recibida de múltiples flujos continuos;
 - medir la covarianza de deterioro;
 - ajustar el modelo paramétrico a la covarianza de deterioro medida para obtener uno o más valores de parámetros de escala; y
- 5
- calcular un valor de energía por código para un flujo continuo de la señal MIMO recibida, en función del valor o valores de parámetros de escala.

Sumario

En el presente documento se dan a conocer métodos y aparatos para la estimación de la energía por código correspondiente a uno o más flujos continuos de una señal recibida de múltiples entradas, múltiples salidas (MIMO), y de múltiples flujos continuos. La energía por código estimada se puede usar para la estimación de la interferencia por reutilización de códigos asociada a cada flujo continuo.

Una estimación para la relación de potencia de datos/señal piloto, $\Gamma_{D/P}$, se puede obtener como un subproducto de la estimación paramétrica de la covarianza de deterioro asociada a la señal MIMO recibida. Se pueden usar parámetros de ajuste obtenidos mediante el ajuste de un modelo paramétrico de la covarianza de deterioro a muestras medidas de los deterioros de las señales para calcular una estimación para $\Gamma_{D/P}$, que, a su vez, se puede usar para calcular una estimación por código para cada flujo continuo de la señal MIMO de múltiples flujos continuos. La interferencia por reutilización de códigos asociada a cada flujo continuo es una función de la energía por código y una respuesta de canal neta efectiva correspondiente a ese flujo continuo.

Por consiguiente, en un método ejemplificativo, se construye un modelo de deterioro paramétrico para una señal MIMO recibida, de manera que el modelo paramétrico omite la interferencia por reutilización de códigos. La covarianza de deterioro se mide, usando, en una o más realizaciones, datos de símbolos piloto recibidos. El modelo de deterioro paramétrico se ajusta a la covarianza de deterioro medida para obtener uno o más valores de parámetros de escala. A continuación, a partir del valor o valores de parámetros de escala, se calcula un valor de energía por código para un primer flujo continuo de datos. En algunas realizaciones, la relación de potencia de datos/señal piloto para la señal recibida se calcula en primer lugar a partir del parámetro o parámetros de escala, y el valor de energía por código se calcula a partir de la relación de potencia de datos/señal piloto.

Otra realización se refiere a un receptor de comunicaciones inalámbricas para su uso en un terminal móvil en un sistema de comunicaciones inalámbricas que utiliza señales MIMO de múltiples flujos continuos. El receptor incluye un circuito de radiocomunicaciones de etapa frontal configurado para proporcionar una señal recibida de interés y una circuitería de procesado configurada para llevar a cabo uno o más de los métodos descritos en el presente documento con el fin de estimar la interferencia por reutilización de códigos.

Breve descripción de los dibujos

La Figura 1 es un diagrama de bloques funcionales de un sistema de comunicaciones inalámbricas.

La Figura 2 es un diagrama de bloques funcionales de un receptor ejemplificativo de LIW a nivel de símbolos configurado para procesar señales recibidas, transmitidas desde por lo menos una primera y una segunda antenas de transmisión.

La Figura 3 es un diagrama de bloques funcionales de un receptor ejemplificativo de LIW a nivel de segmentos configurado para procesar señales recibidas, transmitidas desde por lo menos una primera y una segunda antenas de transmisión.

La Figura 4 es un diagrama de bloques que ilustra la composición de una señal transmitida.

La Figura 5 es un diagrama de flujo de un método ejemplificativo de estimación de la interferencia por reutilización de códigos asociada a una señal MIMO recibida de múltiples flujos continuos.

Descripción detallada

La Figura 1 representa gráficamente un sistema 100 de comunicaciones inalámbricas ejemplificativo que utiliza transmisiones de múltiples entradas, múltiples salidas (MIMO), por ejemplo según las especificaciones D-TxAA. Dentro de una Red de Acceso de Radiocomunicaciones (RAN) 102, un Controlador de Red de Radiocomunicaciones (RNC) 104 controla una pluralidad de estaciones transceptoras base (BTS) 106, conocidas también en la técnica como Nodos B. Cada Nodo B 106 proporciona servicios de radiocomunicaciones con terminales móviles 112 de abonado dentro de un área geográfica denominada célula, la cual se puede dividir en sectores, tal como se representa gráficamente en la Figura 1. El RNC 104 se comunica con una Red Central (CN) 114, que, a su vez, está conectada a una o más redes externas 116, tales como la Red Telefónica Pública Conmutada (PSTN), Internet, o similares.

En el presente documento se describen realizaciones de la presente invención con respecto a las normas WCDMA, incluyendo las especificaciones para el D-TxAA, el cual se describe posteriormente de forma más detallada. No obstante, la invención no queda limitada de este modo, y los conceptos de la misma dados a conocer y reivindicados en el presente documento se pueden aplicar de manera ventajosa a una amplia gama de sistemas de diversidad de transmisión.

Cada estación base 106 incluye por lo menos una antena 108 de transmisión principal y una antena 110 de transmisión secundaria (o bien por célula o bien por sector, dependiendo de la configuración de la red 100), tal como se muestra en la Figura 2. La estación base 106 puede transmitir una señal de información, tal como una señal de voz precodificada o una señal de datos precodificada de Acceso por Paquetes de Enlace Descendente de Alta Velocidad (HSDPA), usando ambas antenas 108 y 110. La señal transmitida en la antena secundaria 110 se pondera con respecto a la señal transmitida en la antena primaria 108, en donde los pesos de transmisión pueden comprender únicamente desviación de fase, o de forma más general pueden comprender una cantidad compleja que tenga tanto fase como amplitud. El desplazamiento de fase utilizado se puede determinar por realimentación desde el terminal móvil 112, formando de este modo un sistema de diversidad de transmisión de bucle cerrado.

Existen dos tipos principales de arquitecturas de receptor de LIW. Una usa la ecualización a nivel de símbolos, que se basa típicamente en técnicas de estimación de máxima probabilidad. Este tipo de receptor incluye el receptor 200 de Rastrillo G, ilustrado en forma de diagrama de bloques en la Figura 2. El procesador 202 de radiocomunicaciones genera muestras de segmentos a partir de una señal recibida, que incluye la señal de información transmitida desde las antenas 108 y 110 en la estación base 106. Las muestras de segmentos se suministran a un circuito 204 de colocación de ramas, que determina los "retardos de rama", que incluyen habitualmente retardos multitrayecto, usados para demodular en ensanchamiento una señal CDMA recibida en una unidad 206 de correlación. Los retardos de rama se proporcionan también a un ordenador 208 de ponderación que calcula pesos de combinación los cuales se usan para combinar los valores demodulados en ensanchamiento en un combinador 210 con el fin de producir valores flexibles, o estimaciones de los valores de símbolos.

Otro tipo de receptor de LIW es un ecualizador a nivel de segmentos, que incluye típicamente una ecualización transversal 300 de segmentos de Mínimo Error Cuadrático Medio (MMSE), tal como se ilustra en forma de diagrama de bloques en la Figura 3. Un procesador 302 de radiocomunicaciones genera muestras de segmentos a partir de una señal recibida. Las muestras de segmentos se suministran a un circuito 304 de colocación de tomas, que determina los retardos de toma, en relación con retardos multitrayecto, para un filtro 306 de Respuesta Impulsional Finita (FIR). Los retardos de toma seleccionados se proporcionan también a una calculadora 308 de pesos que calcula coeficientes (o pesos) de filtro para el filtro 306 de FIR. El filtro 306 de FIR filtra las muestras de segmentos para producir una señal que es demodulada en ensanchamiento por un correlador 310 con el fin de producir estimaciones de símbolos.

Con el fin de ofrecer un contexto para una descripción detallada de modelos de deterioro, en el presente documento se proporcionan antecedentes adicionales del esquema MIMO de D-TxAA normalizado por el 3GPP en las especificaciones del Acceso por Paquetes de Alta Velocidad (HSPA) Versión 7. En la Figura 4 se muestra una vista de alto nivel del esquema. En el HSPA (no MIMO) Versión 6, la velocidad teórica máxima de datos de enlace descendente es 14,4 Mbps, que se logra usando 15 códigos, QAM 16, y una velocidad de codificación 1. Con el D-TxAA, esta velocidad de pico se puede doblar hasta 28,8 Mbps transmitiendo en paralelo un segundo flujo continuo de datos codificado por separado, cuando las condiciones de los canales lo requieran. Típicamente, esto se produce con relaciones de señal/ruido (SNRs) altas y cuando el canal es de rango completo. En escenarios deficientes en cuanto al rango y/o con SNRs menores, el segundo flujo continuo de datos se puede desactivar, tal como se indica en la figura, de manera que se transmite solamente un único flujo continuo de datos HSPA.

El D-TxAA usa una forma de precodificación unitaria aplicada a los flujos continuos de datos HS-DSCH usando la matriz de pesos de precodificación B. Los vectores de pesos (columnas de B) aplicados a cada flujo continuo se extraen del mismo libro de códigos de cuatro pesos solamente de fase usados para la opción de diversidad de transmisión del modo 1 de bucle cerrado (CL-1) definida en la Versión 99 de las especificaciones del 3GPP:

$$u_i = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{\pi}{4}(2i-1)} \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (6)$$

Aquellos expertos en la materia apreciarán que, aunque en el D-TxAA, tal como está normalizado actualmente, se usan pesos solamente de fase, la transmisión MIMO puede usar de manera más general también una ponderación de amplitud. Además, el libro de códigos del cual se extraen los vectores de pesos no queda limitado en modo alguno a cuatro entradas.

En cualquier caso, para la situación de la transmisión D-TxAA de un único flujo continuo, el vector de pesos es uno solo de los cuatro posibles vectores del libro de códigos del CL-1. Para la situación de la transmisión de flujo continuo dual, los dos vectores de pesos usados se seleccionan de manera que son ortogonales; por tanto, B es unitaria. Con respecto al libro de códigos de CL-1 según se define en la Ecuación (1), los emparejamientos ortogonales son por lo tanto (1,3) y (2,4) y permutaciones de los mismos.

Con esta estructura, existen fundamentalmente ocho modos diferentes de transmisor correspondientes a las elecciones diferentes de B y a los diferentes modos – 4 modos de flujo continuo único y 4 modos de flujo continuo dual. Los modos de flujo continuo único quedan definidos por

$$B \in \{[u_1 \ 0], [u_2 \ 0], [u_3 \ 0], [u_4 \ 0]\}, \quad (7)$$

y los modos de flujos continuo dual por

$$B \in \{[u_1 \ u_3], [u_2 \ u_4], [u_3 \ u_1], [u_4 \ u_2]\} \quad (8)$$

El equipo de usuario (UE) realiza una selección del “mejor” modo de transmisor a través de la maximización de algún parámetro tal como la velocidad de datos, la SINR, la potencia recibida por flujo continuo, o similares. El UE indica su configuración de precodificación preferida a través de una realimentación, denominada información de control de precodificación (PCI), transmitida al Nodo B sobre el canal de control físico dedicado de alta velocidad (HS-DPCCH), tal como se muestra en la Figura 4. La realimentación PCI 405 informa al planificador en el Nodo B sobre el número preferido de flujos continuos de datos y el(los) vector(es) de pesos de precodificación preferido(s). El Nodo B señala la matriz de precodificación B realmente usada, así como el número de flujos continuos realmente transmitido, sobre el canal de control compartido de alta velocidad de enlace descendente (HS-SCCH). Esta información se usa para configurar el receptor en el UE.

Tal como puede observarse en la Figura 4, varias señales diferentes forman la señal transmitida compuesta en cada antena. Las mismas incluyen las siguientes: el flujo o los dos flujos continuos 410 de datos del canal compartido de enlace descendente de alta velocidad (HS-DSCH) que se precodifican, usando la matriz B, en el bloque 420. Varias señales de canales dedicados (por ejemplo, voz y/o control), incluyendo señales 430 de voz, que se pueden configurar usando la diversidad de transmisión del CL-1 haciendo uso de la matriz V en el bloque 440; y una serie de otras señales suplementarias 450 (por ejemplo, señales piloto, voz, control, etcétera) que no están precodificadas. La matriz de precodificación V viene dada por

$$V = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_{K_v}], \quad (9)$$

donde K_v es el número de canales dedicados, configurados en diversidad de transmisión de CL-1. Cada vector de precodificación (columna de V) viene dado por uno de los 4 posibles vectores en el libro de códigos de CL-1.

Es importante observar que cuando el transmisor está configurado en el modo de flujo continuo dual, se usa el mismo conjunto de códigos de canalización (ensanchamiento) para ambos flujos continuos. Esto crea una auto-interferencia que debe ser resuelta por el receptor. En otras palabras, cuando el receptor demodula cada flujo continuo, debe suprimir la interferencia de flujo continuo cruzado del otro flujo continuo.

Tal como se ha descrito anteriormente, son necesarias las cantidades de energía por código $\alpha_{pc}(1)$ y $\alpha_{pc}(2)$ para caracterizar (o estimar) de forma precisa deterioros de las señales específicos de cada flujo continuo para una señal MIMO de flujo continuo dual. Además, estas cantidades de energía por código se pueden calcular directamente, usando la ecuación (5), si se conoce un valor para la relación de potencia de datos/señal piloto. De este modo, en un planteamiento de estimación de valores para $\alpha_{pc}(1)$ y $\alpha_{pc}(2)$, se obtiene en primer lugar una estimación de $\Gamma_{D/P}$. Esta estimación se obtiene como un subproducto de la construcción paramétrica de R, que aparece en ambas ecuaciones (1) y (2).

Tal como se ha explicado anteriormente, R es aquella parte de las matrices de covarianza de deterioro para cada uno del flujo continuo 1 y 2 que no incluye los efectos de reutilización de código. Tal como se muestra en la solicitud de Grant descrita anteriormente, se puede formar una estimación paramétrica de R usando parámetros de ajuste (obtenidos a partir de un proceso de ajuste de mínimos cuadrados) que modifican a escala dos o más términos del modelo de interferencia. Se puede demostrar que los propios parámetros de ajuste son una función de $\Gamma_{D/P}$. Como consecuencia, se puede formar un sistema de ecuaciones, basándose en un subconjunto de los parámetros de ajuste estimados. A partir de este sistema de ecuaciones se puede calcular directamente un valor para $\Gamma_{D/P}$. La capacidad de formar dicho sistema de ecuaciones es una consecuencia directa de la presencia de múltiples antenas de transmisión, con las cuales se corresponden los múltiples parámetros de ajuste.

Tal como se muestra en la solicitud de Grant, R se puede construir de la manera siguiente:

$$R = \alpha_1 R_{11} + \alpha_2 R_{22} + \alpha_{12}^+ R_{12}^+ + j \alpha_{12}^- R_{12}^- + \beta R_N \quad (10)$$

En este caso, el término de la matriz de deterioro R_{11} se corresponde con una primera antena de transmisión, el término R_{22} se corresponde con una segunda antena de transmisión, y los términos R_{12}^+ y R_{12}^- se corresponden conjuntamente con ambas antenas. El término R_N se corresponde con el ruido más interferencia de otras células.

Los parámetros de escala $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_{12}^+, \alpha_{12}^-$, y β reflejan las energías de las diversas fuentes de deterioro.

La construcción paramétrica de R incluye tres etapas. En la primera etapa, se calculan directamente los términos de deterioro $R_{11}, R_{22}, R_{12}^+, R_{12}^-$ y R_N , basándose en estimaciones de los canales de propagación, información de las formas de los impulsos de los segmentos, e información de los retardos de las ramas del receptor. En la segunda etapa, se generan muestras del proceso de deterioro a partir de valores demodulados en ensanchamiento de los canales piloto, a partir de las cuales se determina un valor "medido" de R. (Los procedimientos para medir la covarianza de deterioro de señales son bien conocidos. En la publicación de solicitud de patente U.S. 2005/0201447 se describe un proceso de este tipo). El valor medido se indica como R_{medida} . En la tercera etapa, se forma un sistema de ecuaciones en los cinco parámetros de escala desconocidos $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_{12}^+, \alpha_{12}^-$, y β igualando la parte derecha de la ecuación (10) a R_{medida} . La resolución de este sistema de ecuaciones usando un planteamiento de mínimos cuadrados produce estimaciones de los cinco parámetros de escala.

Se puede obtener una estimación de la relación de potencia de datos/señal piloto $\Gamma_{D/P}$ como un subproducto del proceso anterior de estimación de parámetros. Tal como se muestra en la solicitud de Grant, varios de los parámetros de escala son funciones de la relación de potencia de datos/señal piloto $\Gamma_{D/P}$. Para el caso especial en el que no se precodifican (por ejemplo, configuradas en diversidad de transmisión de CL-1) señales de la célula propia que no sean las señales de datos, los verdaderos valores subyacentes de los primeros dos parámetros de ajuste vienen dados por

$$\begin{aligned} \alpha_{1,verdadero} &= \frac{1}{\gamma_p(1)N_p} \left[\frac{1}{2} \Gamma_{D/P} + \gamma_0(1) \Gamma_{D/P} + \gamma_p(1) \right] \\ \alpha_{2,verdadero} &= \frac{1}{\gamma_p(2)N_p} \left[\frac{1}{2} \Gamma_{D/P} + \gamma_0(2) \Gamma_{D/P} + \gamma_p(2) \right] \end{aligned} \quad (11)$$

Estas expresiones pueden servir también como buenas aproximaciones, incluso cuando algunas señales de la célula propia (por ejemplo, la voz) estén precodificadas.

La mayoría de los términos de la ecuación (11) se han definido en relación con la ecuación (5). Entre los restantes, $\Gamma_{D/P}$ indica la relación de la potencia asignada a todas las señales suplementarias (es decir, voz, control, etcétera) con respecto a la potencia total asignada a los canales piloto. La cantidad $\gamma_0(m)$ indica la fracción de la potencia de señales suplementarias asignada a la antena de transmisión $m^{\text{ésima}}$.

Igualando la parte derecha de la ecuación (11) a las estimaciones correspondientes a α_1 y α_2 obtenidas en el proceso descrito anteriormente de estimación de parámetros de mínimos cuadrados, se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones en las dos incógnitas $\Gamma_{D/P}$ y $\Gamma_{D/P}$:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \gamma_0(1) \\ \frac{1}{2} & \gamma_0(2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Gamma_{D/P} \\ \Gamma_{D/P} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_p(1)(N_p \alpha_1 - 1) \\ \gamma_p(2)(N_p \alpha_2 - 1) \end{bmatrix} \quad (12)$$

Los términos restantes en este sistema (que no sean $\Gamma_{D/P}$ y $\Gamma_{D/P}$) o bien son conocidos para el receptor o bien se puede realizar una estimación de los mismos. El factor de ensanchamiento de la señal piloto, N_p , es siempre conocido para el receptor. (Típicamente, $N_p = 256$). La distribución de la potencia de las señales piloto a través de las antenas, representada anteriormente por $\gamma_p(1)$ y $\gamma_p(2)$, es típicamente fija, y puede ser conocida para el terminal móvil mediante una señalización explícita de capas superiores. Alternativamente, los valores de la distribución de potencia de las señales piloto $\gamma_p(1)$ y $\gamma_p(2)$ se pueden estimar, se pueden suavizar en un periodo de tiempo prologando, puesto que la distribución es fija para un emplazamiento celular dado. Obsérvese que en muchos casos $\gamma_p(1) = \gamma_p(2) = \frac{1}{2}$; es decir, la potencia de las señales piloto está distribuida uniformemente entre las antenas de transmisión. De modo similar, los factores de distribución de la potencia de señales suplementarias $\gamma_0(1)$ y $\gamma_0(2)$, en algunos casos, podrían no darse a conocer al terminal móvil a través de ningún mecanismo de señalización explícita. No obstante, la potencia de señales suplementarias se asigna de manera frecuente únicamente a la primera antena de transmisión, es decir, $\gamma_0(1) = 1$ y $\gamma_0(2) = 0$. En ausencia de cualquier información previa, esta distribución se puede usar como valor de configuración por defecto en la estimación de $\Gamma_{D/P}$.

Suponiendo $\gamma_p(1) = \gamma_p(2) = \frac{1}{2}$ y $\gamma_0(1) = 1$ y $\gamma_0(2) = 0$, el sistema de ecuaciones en la ecuación (12) se puede resolver para $\Gamma_{D/P}$, produciendo la siguiente estimación:

$$\Gamma_{DP} = N_p \alpha_2 - 1 \quad (13)$$

De este modo, después de realizar el proceso de ajuste por mínimos cuadrados en la construcción de R, únicamente se requiere la estimación del parámetro α_2 para calcular Γ_{DP} , usando una fórmula muy sencilla. (Aquellos expertos en la materia apreciarán que el cálculo de Γ_{DP} usando la ecuación (12) es solamente un poco más complejo cuando se usan otras distribuciones de potencia de señales piloto o distribuciones de potencia de señales suplementarias). Con esta estimación disponible, las energías por código deseadas $\alpha_{PC}(1)$ y $\alpha_{PC}(2)$ se pueden calcular fácilmente, usando la ecuación (5).

Aquellos expertos en la materia reconocerán que también se puede obtener una estimación de la relación de potencia de señales suplementarias/señales piloto, Γ_{DP} , resolviendo el sistema de ecuaciones de la ecuación (12).

Esta cantidad en general no es necesaria para calcular las energías por código $\alpha_{PC}(1)$ y $\alpha_{PC}(2)$. En cualquier caso, dado el caso especial de $\gamma_p(1) = \gamma_p(2) = 1/2$ y $\gamma_0(1) = 1$ y $\gamma_0(2) = 0$, una estimación de Γ_{DP} viene dada por:

$$\Gamma_{DP} = \frac{1}{2} N_p (\alpha_1 - \alpha_2). \quad (14)$$

La Figura 5 ilustra de este modo un método para la estimación de la interferencia por reutilización de códigos asociada a una señal MIMO recibida de múltiples flujos continuos, basándose en el análisis anterior. Aquellos expertos en la materia apreciarán que las técnicas dadas a conocer anteriormente, aunque descritas en términos de una señal MIMO precodificada, de flujo continuo dual, se pueden ampliar fácilmente para abarcar otras señales MIMO de múltiples flujos continuos.

Por consiguiente, se construye un modelo paramétrico para deterioros de la señal asociados a la señal MIMO de múltiples flujos continuos, tal como se muestra en el bloque 510. Se ha descrito anteriormente un planteamiento para construir un modelo de este tipo. No obstante, también se pueden usar otras estructuras de modelos.

Por ejemplo, la solicitud de patente en tramitación con la presente, titulada "Reduced-Complexity Parametric Covariance Estimation for Precoded MIMO Transmissions", Solicitud de Patente U.S. n.º de serie 12/036.337 (la solicitud de "Grant/Cairns"), da a conocer un modelo paramétrico para la estimación de deterioros de señales asociados a una MIMO que utiliza menos términos que el modelo de la ecuación (10).

Según la solicitud de Grant/Cairns:

$$R = (\Gamma_{DP} + \Gamma_{DP}) \left(\frac{1}{2N_p \gamma_p(1)} R_{11} + \frac{1}{2N_p \gamma_p(2)} R_{22} \right) + \frac{1}{N_p} (R_{11} + R_{22}) + \beta R_n \quad (15)$$

(Tal como se explica en la solicitud de Grant/Cairns, la formulación de la ecuación (15) es exacta bajo ciertas circunstancias y una aproximación razonable en otras). La solicitud de Grant/Cairns prosigue mostrando que la expresión anterior se puede reformular como:

$$R = \mu (k_1 R_{11} + k_2 R_{22}) + k_3 (R_{11} + R_{22}) + \beta R_n \quad (16)$$

pudiéndose ajustar de manera más adecuada la parte derecha de dicha expresión a la covarianza de deterioro medida para la señal MIMO con el fin de obtener valores estimados para los parámetros de ajuste μ y β .

Dado este modelo, únicamente el parámetro de ajuste μ depende de la relación de potencia de datos/señal piloto Γ_{DP} , y de hecho depende de la suma de Γ_{DP} y la relación de potencia de señales suplementarias/señales piloto Γ_{DP} . Si no se conoce un valor para Γ_{DP} , se puede realizar una estimación de Γ_{DP} , o simplemente se puede asignar un valor nominal, tal como cero, a Γ_{DP} . Si se "supone" que Γ_{DP} es cero, entonces, para el modelo dado anteriormente, el valor estimado correspondiente a Γ_{DP} es simplemente igual al parámetro de ajuste μ .

En el bloque 520, se mide la covarianza de deterioro o la covarianza de datos, para proporcionar una muestra actualizada de los deterioros de la señal. Aquellos expertos en la materia apreciarán que el hecho de medir la covarianza de deterioro o la covarianza de datos dependerá de la implementación del receptor. Típicamente, un receptor de Rastrillo G está configurado para realizar mediciones de covarianza de deterioro usando datos de canales piloto. La covarianza de deterioro medida se puede obtener a través del siguiente planteamiento, suponiendo que se utilice el denominado "esquema de señales piloto de diversidad" definido en la normativa.

En primer lugar, se calcula la respuesta neta medida correspondiente a cada antena de transmisión, de acuerdo con:

$$\hat{h}_A = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_p(n) s_A^*(n). \quad (17)$$

En este caso, $x_p(n)$ es un vector de símbolos piloto demodulados en ensanchamiento para el supersímbolo n -ésimo en un intervalo (los elementos del vector se corresponden con salidas de las ramas), en donde la demodulación en ensanchamiento se realiza sobre 512 segmentos (dos periodos de símbolos piloto); $s_A(n)$ es el supersímbolo piloto n -ésimo correspondiente a la antena de transmisión A ($A=1$ ó $A=2$); y $N=5$ es el número de supersímbolos piloto por intervalo. Para la primera antena, los supersímbolos piloto vienen dados simplemente por $s_1(n) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1+j)$ para todo n . Para la segunda antena, los supersímbolos piloto vienen dados por $s_2(n) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1+j)(-1)^{n+1}$ donde $i=0 \dots 14$ indexa los 15 intervalos dentro de cada trama de radiocomunicaciones WCDMA.

Seguidamente se calcula la covarianza de deterioro medida correspondiente a cada antena de transmisión, según:

$$\hat{R}_A = \frac{1}{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left(x_p(n) s_A^*(n) - \hat{h}_A \right) \left(x_p(n) s_A^*(n) - \hat{h}_A \right)^H \quad (18)$$

Finalmente, se calcula la matriz global de covarianza de deterioro medida (excluyendo la reutilización de códigos) como:

$$\hat{R} = \hat{R}_1 + \hat{R}_2 \quad (19)$$

En referencia una vez más a la Figura 5, en el bloque 530 el modelo paramétrico construido en el bloque 510 se "ajusta" a la covarianza de deterioro medida obtenida en el bloque 520. Se puede usar un planteamiento de mínimos cuadrados u otro planteamiento de ajuste, tratando las ecuaciones con cantidades complejas como dos ecuaciones de valor real, tal como es bien sabido en la técnica. Una vez que se han determinado valores instantáneos para los parámetros de escala, los mismos adicionalmente se pueden suavizar, o filtrar, sobre estimaciones sucesivas de los valores de los parámetros de escala, para reducir el ruido de la estimación.

En el bloque 540, se calcula la relación de potencia de datos/señal piloto $\Gamma_{D/P}$ a partir de los parámetros de ajuste obtenidos en el bloque 530. Dado el modelo de deterioro completo de la ecuación (10), la relación de potencia de datos/señal piloto se puede obtener resolviendo el sistema de la ecuación (12), donde α_1 y α_2 son valores de parámetros de ajuste obtenidos en el bloque 530. Para otros modelos de deterioro, aquellos expertos en la materia pueden obtener fácilmente la relación entre los parámetros de ajuste y $\Gamma_{D/P}$, y resolver la ecuación o sistema de ecuaciones resultante para obtener una estimación de $\Gamma_{D/P}$.

En el bloque 550, se calculan energías por código específicas de cada flujo continuo $\alpha_{PC}(1)$ y $\alpha_{PC}(2)$, sobre la base de la relación de potencia de datos/señal piloto $\Gamma_{D/P}$, usando la ecuación (5). A continuación, las energías por código específicas de cada flujo continuo se pueden usar en el bloque 560 para calcular una estimación para la interferencia por reutilización de códigos asociada a cada flujo continuo:

$$\begin{aligned} R_{\text{reutilización1}} &= \alpha_{PC}(1) h_{ef}(b_1) h_{ef}^H(b_1) \\ R_{\text{reutilización2}} &= \alpha_{PC}(2) h_{ef}(b_2) h_{ef}^H(b_2) \end{aligned} \quad (20)$$

donde $R_{\text{reutilización1}}$ representa la interferencia del primer flujo continuo (hacia el segundo flujo continuo) y $R_{\text{reutilización2}}$ representa la interferencia del segundo flujo continuo. A continuación, la interferencia por reutilización de códigos específica de cada flujo continuo se puede usar para estimar el deterioro global específico de cada flujo continuo de acuerdo con las ecuaciones (1) y (2):

$$\begin{aligned} R_{\text{flujo1}} &= R + R_{\text{reutilización2}} \\ R_{\text{flujo2}} &= R + R_{\text{reutilización1}} \end{aligned} \quad (21)$$

De este modo, la interferencia por reutilización de códigos del flujo continuo 2 forma parte de los deterioros globales de la señal específicos de cada flujo continuo para el flujo continuo 1, y viceversa. Aquellos expertos en la materia apreciarán que este planteamiento se puede ampliar fácilmente a señales que incluyan más de dos flujos continuos.

Aquellos expertos en la materia apreciarán además que las estimaciones del deterioro específico de cada flujo continuo calculadas de acuerdo con las técnicas anteriores se pueden usar con varios fines, tales como el cálculo de pesos de combinación supresores de interferencias para detectar y demodular los flujos continuos de datos de

transmisión. La covarianza de deterioro estimada también se puede usar, por ejemplo, para estimar la calidad de los canales, es decir, estimar o predecir la relación señal/ruido más interferencia u otro parámetro de calidad del canal.

5 De este modo, realizaciones de la presente invención proporcionan métodos para la estimación de la interferencia por reutilización de códigos asociada a una señal recibida de múltiples entradas, múltiples salidas (MIMO), de múltiples flujos continuos. Las técnicas dadas a conocer son aplicables a receptores de LIW tanto a nivel de símbolos (Rastrillo G) como a nivel de segmentos (ecualizador de segmentos), las dos arquitecturas principales para los receptores de W-CDMA avanzados. Aquellos expertos en la materia apreciarán que el diseño particular de un receptor de LIW de acuerdo con las técnicas de la invención, y la nomenclatura asociada usada en relación con dicho receptor, pueden variar según la normativa de la red involucrada, aunque dichas variaciones no están
10 vinculadas a la compresión o explicación de la presente invención. Por otra parte, debe entenderse que las redes y dispositivos de radiocomunicaciones ilustrados y descritos en el presente documento se han simplificado; es probable que las implementaciones reales dispongan de entidades adicionales que se han omitido en el presente documento por motivos de claridad.

15 Sin embargo, un terminal móvil ilustrativo 112 incluye uno o los dos circuitos ejemplificativos 200 ó 300 de receptor, ilustrados respectivamente en las Figuras 2 y 3. Estos circuitos de receptor se pueden implementar usando varios circuitos de procesamiento, incluyendo conversores A/D, filtros, DSPs u otros procesadores digitales, memorias, y similares. En por lo menos una realización ejemplificativa, el terminal móvil 112 incluye uno o más DSPs y/o Circuitos Integrados de Aplicación Específica (ASICs) u otros dispositivos programables para implementar el receptor 112, incluyendo un receptor de Rastrillo G según se ilustra en la Figura 2. Los circuitos de procesamiento se
20 pueden configurar para incluir lógica de procesamiento con el fin de llevar a cabo uno o más de los métodos descritos en el presente documento. De este modo, debe entenderse que por lo menos una parte de la funcionalidad de la presente invención se puede materializar como instrucciones de ordenador almacenadas, en forma de micro-código, microprogramas, software, etcétera.

25 De forma más general, la presente invención se puede implementar en hardware, software, o esencialmente cualquier combinación de los mismos, de acuerdo con las necesidades de un diseño en particular. Aunque la presente invención se ha descrito en este documento con respecto a características, aspectos y realizaciones particulares de la misma, resultará evidente que son posibles numerosas variaciones, modificaciones, y otras realizaciones dentro del amplio alcance de la presente invención.

REIVINDICACIONES

1. Método de estimación de energía por código para uno o más flujos continuos de una señal recibida de múltiples entradas, múltiples salidas (MIMO), de múltiples flujos continuos, caracterizado porque el método comprende:
- 5 construir (510) un modelo paramétrico para deterioros de la señal MIMO recibida de múltiples flujos continuos, omitiendo el modelo paramétrico la interferencia por reutilización de códigos;
- medir (520) la covarianza de deterioro o covarianza de datos asociada a la señal MIMO recibida de múltiples flujos continuos;
- 10 ajustar (530) el modelo paramétrico a la covarianza de deterioro o covarianza de datos medida para obtener uno o más valores de parámetros de escala; y
- calcular (540, 550) un valor de energía por código para un primer flujo continuo de la señal MIMO recibida de múltiples flujos continuos, en función del valor o valores de los parámetros de escala.
2. Método de la reivindicación 1, caracterizado porque el modelo paramétrico comprende un primer y un segundo términos de modelo modificados a escala por un primer y un segundo parámetros de escala, respectivamente, y caracterizado además porque el primer término de modelo se calcula en función de estimaciones de un primer canal de propagación correspondientes a una primera antena de transmisión y el segundo término del modelo se calcula en función de estimaciones de un segundo canal de propagación correspondientes a una segunda antena de transmisión, y en donde el valor o valores de los parámetros de escala se corresponden con el primer y el segundo parámetros de escala.
- 15 3. Método de la reivindicación 1, caracterizado porque la medición (520) de la covarianza de deterioro asociada a la señal MIMO recibida de múltiples flujos continuos comprende calcular la covarianza de deterioro medida, a partir de una pluralidad de valores de símbolos piloto demodulados en ensanchamiento.
- 20 4. Método de la reivindicación 1, caracterizado porque el cálculo (540, 550) del valor de la energía por código comprende estimar (540) una relación de potencia de datos/señal piloto para la señal MIMO recibida de múltiples flujos continuos, basándose en el factor o factores de escala, y calcular (550) el valor de la energía por código en función de la relación estimada de potencia de datos/señal piloto.
- 25 5. Método de la reivindicación 1, caracterizado porque el método comprende además calcular (560) la interferencia por reutilización de códigos asociada a dicho primer flujo continuo en función del valor de energía por código y una primera respuesta de canal neta efectiva correspondiente al primer flujo continuo.
- 30 6. Método de la reivindicación 5, caracterizado porque el método comprende además:
- calcular un valor de energía por código para un segundo flujo continuo de la señal MIMO recibida de múltiples flujos continuos, en función del valor o valores de los parámetros de escala; y
- calcular la interferencia por reutilización de códigos asociada a dicho segundo flujo continuo en función del valor de energía por código y una segunda respuesta de canal neta efectiva correspondiente a segundo flujo continuo.
- 35 7. Receptor (200, 300) de comunicaciones inalámbricas, que comprende un circuito (202, 302) de radiocomunicaciones de etapa frontal configurado para recibir una señal de múltiples entradas, múltiples salidas (MIMO), de múltiples flujos continuos, y uno o más circuitos de procesamiento, caracterizado porque el circuito o circuitos de procesamiento están configurados para:
- 40 construir un modelo paramétrico para deterioros de la señal MIMO recibida de múltiples flujos continuos, omitiendo el modelo paramétrico la interferencia por reutilización de códigos;
- medir la covarianza de deterioro o covarianza de datos asociada a la señal MIMO recibida de múltiples flujos continuos;
- ajustar el modelo paramétrico a la covarianza de deterioro o covarianza de datos medida para obtener uno o más valores de parámetros de escala; y
- 45 calcular un valor de energía por código para un primer flujo continuo de la señal MIMO recibida de múltiples flujos continuos, en función del valor o valores de los parámetros de escala.
- 50 8. Receptor (200, 300) de comunicaciones inalámbricas de la reivindicación 7, caracterizado además porque el circuito o circuitos de procesamiento están configurados para construir un modelo paramétrico que comprende un primer y un segundo términos de modelo modificados a escala respectivamente por un primer y un segundo parámetros de escala, en donde el primer término del modelo se calcula en función de estimaciones de un primer canal de propagación correspondientes a una primera antena de transmisión y el segundo término del modelo se

calcula en función de estimaciones de un segundo canal de propagación correspondientes a una segunda antena de transmisión, y en donde el valor o valores de los parámetros de escala se corresponden con el primer y el segundo parámetros de escala.

5 9. Receptor (200, 300) de comunicaciones inalámbricas de la reivindicación 7, caracterizado además porque el circuito o circuitos de procesado están configurados para medir la covarianza de deterioro asociada a la señal MIMO recibida de múltiples flujos continuos mediante el cálculo de la covarianza de deterioro medida, a partir de una pluralidad de valores de símbolos piloto demodulados en ensanchamiento.

10 10. Receptor (200, 300) de comunicaciones inalámbricas de la reivindicación 7, caracterizado además porque el circuito o circuitos de procesado están configurados para calcular el valor de la energía por código mediante la estimación de una relación de potencia de datos/señal piloto para la señal MIMO recibida de múltiples flujos continuos, sobre la base del factor o factores de escala, y mediante el cálculo del valor de la energía por código en función de la relación estimada de potencia de datos/señal piloto.

15 11. Receptor (200, 300) de comunicaciones inalámbricas de la reivindicación 7, caracterizado porque el circuito o circuitos de procesado están configurados además para calcular la interferencia por reutilización de códigos asociada a dicho primer flujo continuo en función del valor de la energía por código y una primera respuesta de canal neta efectiva correspondiente al primer flujo continuo.

12. Receptor (200, 300) de comunicaciones inalámbricas de la reivindicación 11, caracterizado porque el circuito o circuitos de procesado están configurados además para:

20 calcular un valor de energía por código para un segundo flujo continuo de la señal MIMO recibida de múltiples flujos continuos, en función del valor o valores de los parámetros de escala; y

calcular la interferencia por reutilización de códigos asociada a dicho segundo flujo continuo en función del valor de la energía por código y una segunda respuesta de canal neta efectiva correspondiente al segundo flujo continuo.

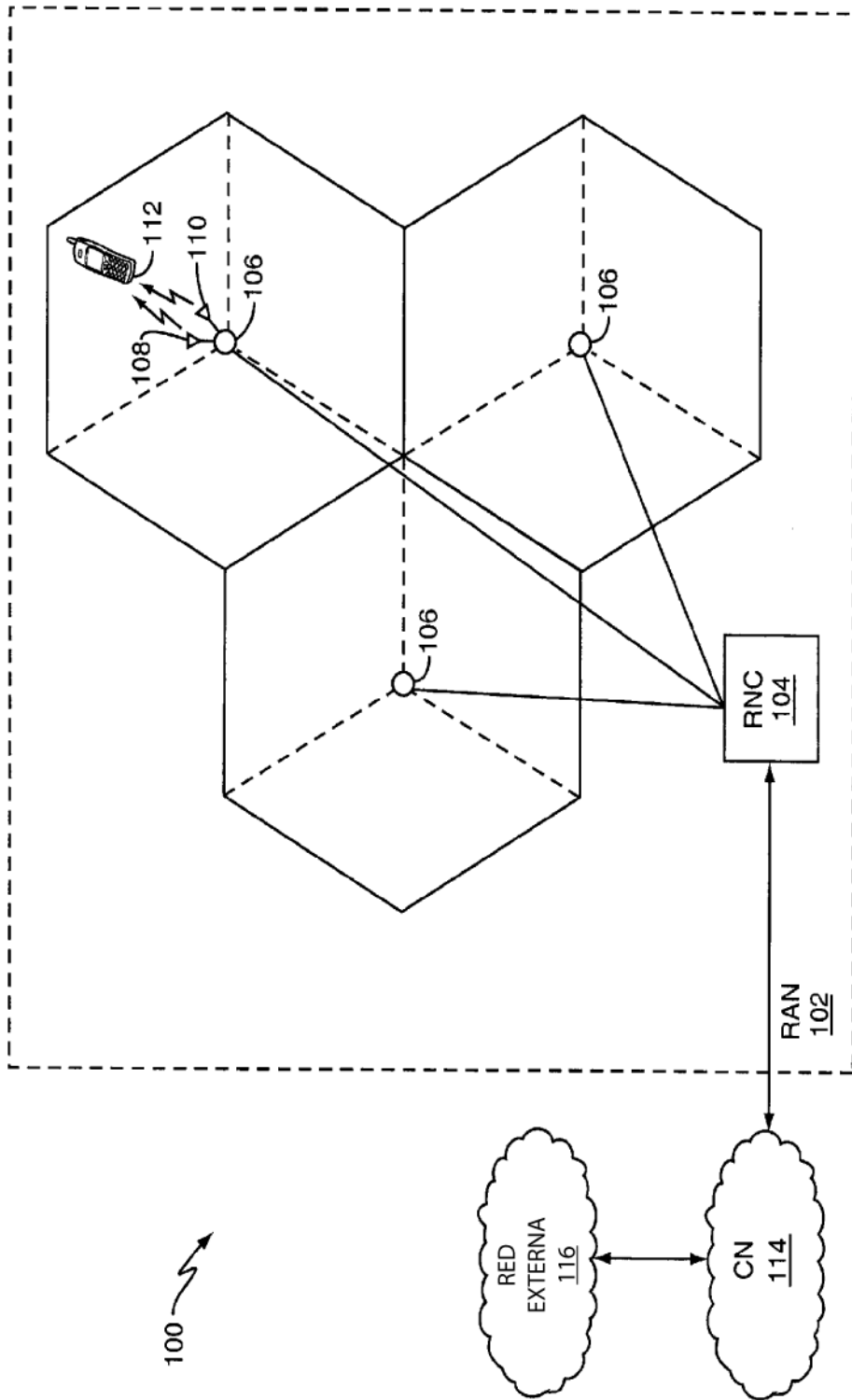


FIG. 1

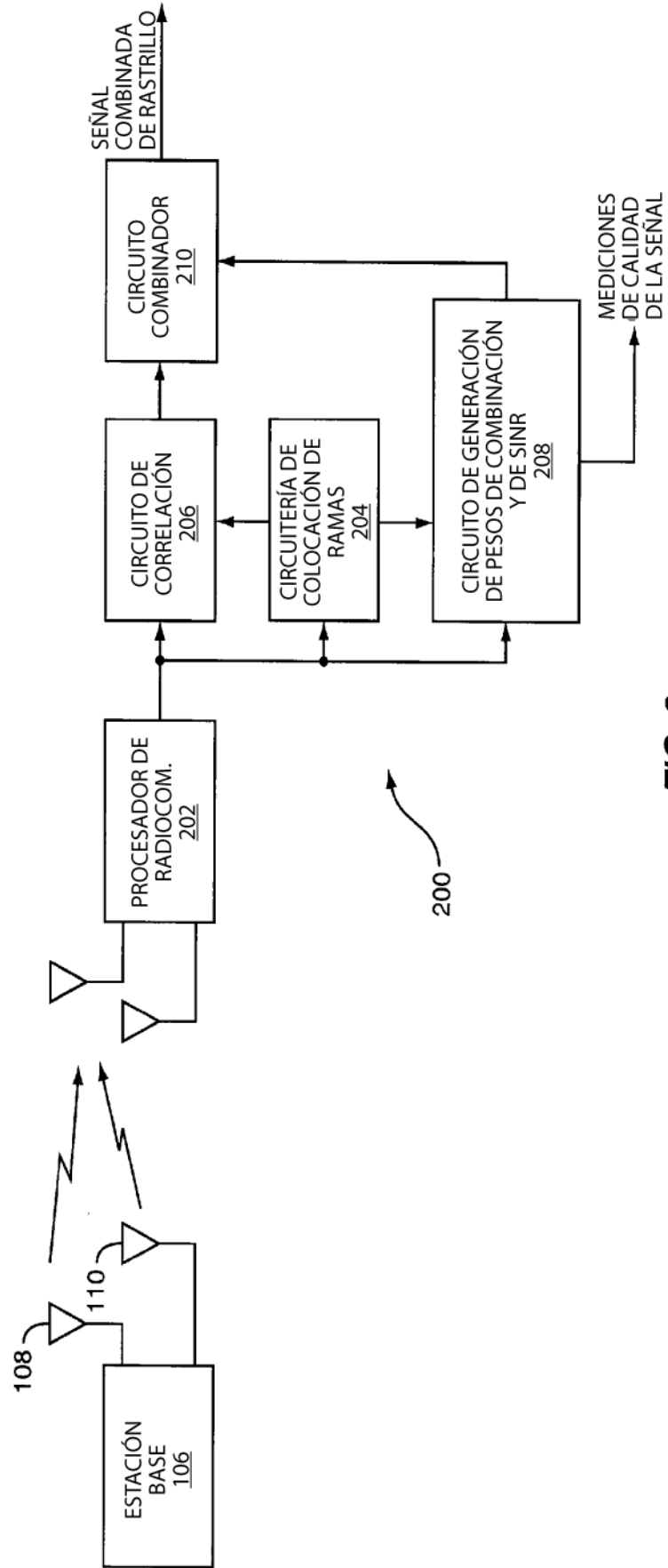


FIG. 2

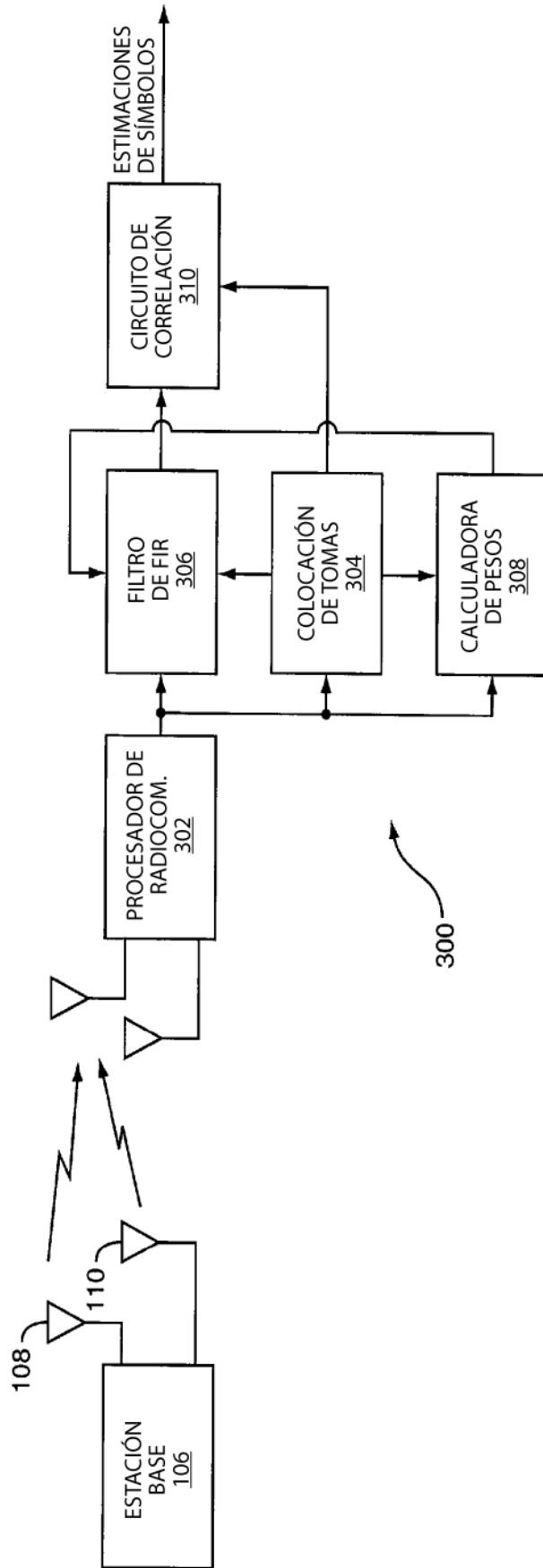


FIG. 3

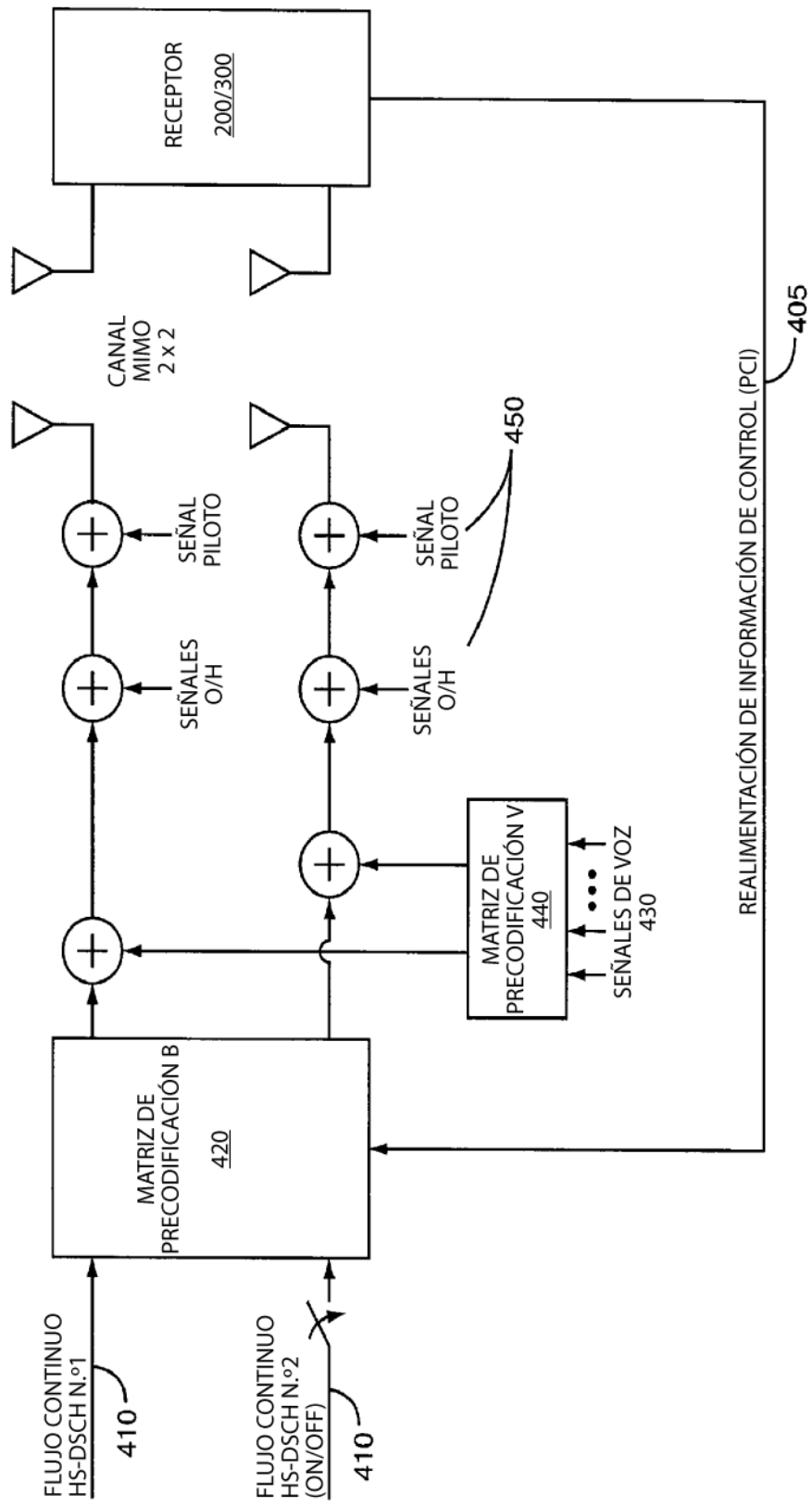


FIG. 4

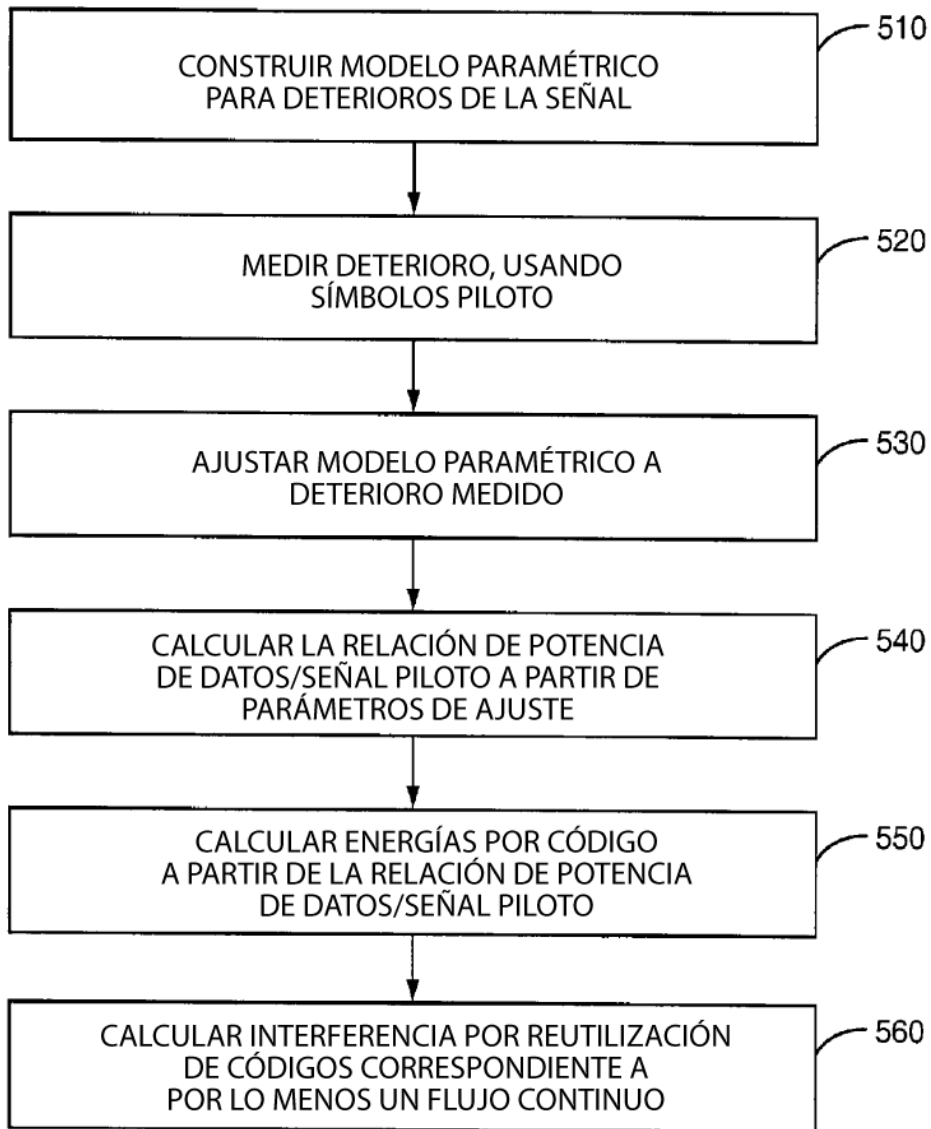


FIG. 5