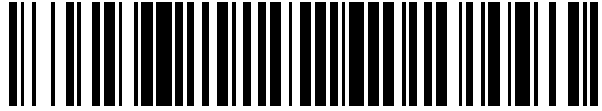


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 421 489**

51 Int. Cl.:

**H04B 7/04**

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **23.02.2010 E 10713866 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **17.04.2013 EP 2401822**

54 Título: **Estimación de la relación de potencia de canal de tráfico a potencia piloto en un sistema de comunicación inalámbrico MIMO**

30 Prioridad:

**24.02.2009 US 391796**

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

**03.09.2013**

73 Titular/es:

**TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON (PUBL)  
(100.0%)  
164 83 Stockholm, SE**

72 Inventor/es:

**CEDERGREN, ANDREAS y  
JONSSON, ELIAS**

74 Agente/Representante:

**DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto**

**ES 2 421 489 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 la relación de potencia de canal de tráfico a potencia piloto en un sistema de comunicación inalámbrico MIMO

5 La presente invención se refiere de manera general a sistemas de telecomunicación inalámbricos, y se refiere en particular a métodos y aparatos para procesar señales de entradas múltiples y salidas múltiples multiflujo en tales sistemas.

10 La red inalámbrica de Acceso Múltiple por División de Código de Banda Ancha (W-CDMA) de 3ª generación (3G) especificada por el Proyecto de Cooperación de 3ª Generación (3GPP) incluye soporte para técnicas de transmisión de entradas múltiples y salidas múltiples (MIMO). (Para detalles, ver "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical layer procedures (FDD) (Release 8)," TS 25.214 del 3GPP, disponible en <http://www.3gpp.org/ftp/Specs/html-info/25214.htm>). En Sistemas construidos según estos estándares, se puede usar un esquema MIMO 2x2 para transmitir el Canal Compartido de Enlace Descendente de Alta Velocidad (HS-DSCH) sobre dos antenas de transmisión a través de distintos flujos de datos multiplexados espacialmente. Los dos flujos usan los mismos códigos de canalización, pero están separados uno de otro mediante ponderaciones de precodificación ortogonal.

20 Debido a las imperfecciones en el canal de propagación radio entre la estación base que transmite y un terminal móvil, los dos flujos interferirán uno con otro. Esta interferencia se conoce como interferencia de reutilización de código. Para rendimiento óptimo, un receptor MIMO necesita suprimir o cancelar esta interferencia. Además de suprimir la interferencia de reutilización de código, un receptor MIMO también necesita una estimación de la potencia de interferencia de reutilización de código para calcular informes precisos de calidad de canal para realimentar a la estación base. Si el receptor calcula las estimaciones de canal en base a símbolos de canal piloto (por ejemplo, el Canal Piloto Común de W-CDMA, o el CPICH), se debe conocer o estimar la relación de la potencia de canal de tráfico (por ejemplo, el Canal Compartido de Enlace Descendente Físico de Alta Velocidad de W-CDMA, o el HS-PDSCH) a la potencia de canal piloto, por código de canalización. Esta relación de potencia de tráfico de canal a piloto por código  $\alpha_{PC}$  se usa cuando se suprime o cancela el término de reutilización de código y también se puede usar para calcular una estimación de la relación señal a interferencia más ruido (SINR) recibida para informe de calidad del canal.

35 Un planteamiento para suprimir la interferencia de reutilización de código en un receptor Rake Generalizado (G-Rake) se describe en la Publicación de Solicitud de Patente de EE.UU. N° 2008/0152053, titulada "Method and Apparatus for Determining Combining Weights for MIMO Receivers" y publicada el 26 de junio de 2008. Con este planteamiento, un receptor usa parámetros de escalado que representan la energía por código normalizada asignada a cada flujo transmitido para calcular ponderaciones de combinación que suprimen la interferencia de flujo cruzado. Estos mismos parámetros de escalado también se pueden usar para calcular la potencia de interferencia de reutilización de código estimada para los propósitos de preparar informes de calidad de canal.

40 Técnicas para estimar la relación de potencia de tráfico de canal a piloto por código  $\alpha_{PC}$  en un sistema MIMO se describen en las Solicitudes de Patente de EE.UU. N° de Serie 12/036.425 y 12/036.368, ambas de las cuales fueron presentadas el 25 de febrero de 2008 y ambas de las cuales se titulan "Code Power Estimation for MIMO Signals". No obstante, estas u otras técnicas conocidas previamente pueden ser innecesariamente complejas, en algunas situaciones, o pueden sobre estimar  $\alpha_{PC}$ , o pueden producir estimaciones excesivamente ruidosas para  $\alpha_{PC}$ .

50 La WO 2006/132593 A2 describe un método de cálculo de correlación de deterioro para por ejemplo un sistema de entradas múltiples y salidas múltiples. El método implica determinar la relación de potencia de transmisión de señal de datos a piloto y transmitir distribuciones de potencia de antena para los datos y señales piloto. Las correlaciones de deterioro se calculan como una función de la relación de potencia de transmisión de señal de datos a piloto y las distribuciones de potencia de antena de transmisión.

## COMPENDIO

55 Diversas realizaciones de la presente invención estiman una relación de potencia de tráfico de canal a piloto por código para una señal MIMO multiflujo recibida dividiendo una amplitud o nivel de potencia de símbolo de canal de tráfico media, obtenida de una pluralidad de símbolos de canal de tráfico de desensanchado, por una amplitud o nivel de potencia de símbolo piloto correspondiente obtenida a partir de una respuesta del canal de propagación estimada y uno o más de los vectores de precodificación usados para generar la señal MIMO.

60 Un método ejemplar para implementar en un receptor inalámbrico configurado para procesar una señal MIMO multiflujo recibida de esta manera incluye el cálculo de una amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio a partir de una pluralidad de símbolos de canal de tráfico de desensanchado recibidos en un primer intervalo de transmisión y la estimación de una correspondiente amplitud de símbolo piloto o nivel de potencia de símbolo piloto, en base a una respuesta del canal de propagación estimada y al menos uno de una pluralidad de

vectores de precodificación usados para generar la señal MIMO. Una relación de potencia de tráfico de canal a piloto por código para el primer intervalo de transmisión se calcula dividiendo la amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio por la correspondiente amplitud de símbolo piloto o nivel de potencia de símbolo piloto.

- 5 En algunas realizaciones, la amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio se calcula mediante muestras de desensanchado de la señal recibida en cada uno de múltiples retardos de tiempo y combinando las
- 10 muestras de desensanchado usando ponderaciones de combinación de flujo específico correspondientes a un primer flujo de la señal MIMO, para obtener cada uno de una pluralidad de símbolos de canal de tráfico combinados, y calculando la amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio a partir de la pluralidad de símbolos
- 15 de canal de tráfico combinados. En algunas de estas realizaciones, las ponderaciones de combinación de flujo específico se calculan primero usando la respuesta del canal de propagación estimada, los vectores de precodificación usados para generar la señal MIMO, y una relación de potencia por código calculada previamente calculada para un intervalo de transmisión anterior. En algunas de estas últimas realizaciones, la relación por código calculada previamente se calcula como una media ponderada de relaciones de potencia por código calculadas para dos o más intervalos de transmisión anteriores. En otras realizaciones, las ponderaciones de combinación de flujo específico se calculan en su lugar a partir de la respuesta del canal de propagación estimada, los vectores de precodificación usados para generar la señal MIMO, y una relación de potencia por código calculada previamente estimada a partir de un parámetro de relación de potencia señalado al receptor inalámbrico por una estación base.
- 20 En varias realizaciones de la invención, la correspondiente amplitud de símbolo piloto o nivel de potencia de símbolo piloto se estima como una función de la respuesta del canal de propagación estimada, el vector de precodificación para un primer flujo de la señal MIMO, y las ponderaciones de combinación de flujo específico correspondientes al primer flujo de la señal MIMO.
- 25 En algunas realizaciones, más que usar valores de símbolos obtenidos combinando los valores de desensanchado con ponderaciones de combinación de flujo específico, se calcula una amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio a partir de una pluralidad de símbolos de canal de tráfico de desensanchado recibidos en un primer intervalo de transmisión seleccionando un retardo de procesamiento de señal correspondiente a un trayecto de propagación de señal más intensa de una pluralidad de retardos de procesamiento de señal, desensanchando
- 30 muestras de la señal recibida en el retardo de procesamiento de señal seleccionado para obtener cada uno de una pluralidad de valores de desensanchado de retardo único, y calculando la amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio para un primer flujo de la señal MIMO a partir de los valores de desensanchado de retardo único, una respuesta de propagación de canal de múltiples antenas estimada correspondiente al retardo de procesamiento de señal seleccionado, y el vector de precodificación para el primer flujo de la señal MIMO. En algunas de estas realizaciones, la correspondiente amplitud de símbolo piloto o nivel de potencia de símbolo piloto se estima calculando la amplitud de símbolo piloto o nivel de potencia de símbolo piloto estimado como una función del vector de precodificación para el primer flujo de la señal MIMO y la respuesta de propagación del canal de múltiples antenas estimada correspondiente al retardo de procesamiento de señal seleccionado.
- 35 En otras realizaciones, se puede estimar una amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo media a partir de una pluralidad de símbolos de canal de tráfico de desensanchado de rama única recibidos en un primer intervalo de transmisión seleccionando un retardo de procesamiento de señal correspondiente a un trayecto de propagación de señal más intenso de una pluralidad de retardos de procesamiento de señal, desensanchando muestras de la señal recibida en el retardo de procesamiento de señal seleccionado para obtener cada uno de la pluralidad de valores de desensanchado de retardo único, y calculando la potencia media de la pluralidad de valores de desensanchado de retardo único para obtener el nivel de potencia de símbolo medio.
- 40 Cualquiera de los métodos descritos anteriormente puede incluir además el cálculo de una relación de potencia filtrada para el primer intervalo de transmisión calculando una media ponderada de la relación de potencia de tráfico de canal a piloto por código para el primer intervalo de transmisión y una o más relaciones de potencia por código calculadas para intervalos de transmisión anteriores. Cualquiera de los métodos descritos anteriormente también puede incluir el cálculo de las ponderaciones de combinación de flujo específico para un primer flujo de la señal MIMO como una función de la relación de potencia de tráfico de canal a piloto por código para el primer intervalo de transmisión, la respuesta del canal de propagación estimada, y los vectores de precodificación usados para generar
- 45 la señal MIMO, y/o el cálculo de una métrica de calidad de señal de flujo específico para el primer flujo de la señal MIMO como una función de la relación de potencia de tráfico de canal a piloto por código para el primer intervalo de transmisión, la respuesta de canal de propagación estimada, y el vector de precodificación para el primer flujo de la señal MIMO.
- 50 Realizaciones adicionales de la presente invención incluyen un aparato receptor inalámbrico (que se puede integrar en un transceptor inalámbrico configurado para operación con uno o más estándares inalámbricos) que incluyen uno o más circuitos de procesamiento configurados para llevar a cabo una o más de las técnicas de procesamiento de señal MIMO descritas en la presente memoria. Por supuesto, aquellos expertos en la técnica apreciarán que la presente invención no está limitada a los rasgos, ventajas, contextos o ejemplos anteriores, y reconocerán rasgos y ventajas adicionales tras leer la siguiente descripción detallada y tras ver los dibujos anexos.
- 55
- 60
- 65

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La Figura 1 es un diagrama de bloques funcional de un sistema de comunicación inalámbrico.  
 La Figura 2 es un diagrama de bloques funcional de un receptor inalámbrico ejemplar configurado para procesar las señales MIMO recibidas.  
 La Figura 3 ilustra circuitos de procesamiento en banda base ejemplares para un receptor inalámbrico.  
 La Figura 4 es un diagrama de flujo de proceso que ilustra un método ejemplar de procesamiento de una señal MIMO recibida.  
 La Figura 5 es un diagrama de flujo de proceso que ilustra un método ejemplar de estimación de relaciones de potencia de tráfico a piloto de flujo específico, según algunas realizaciones de la invención.  
 La Figura 6 es un diagrama de flujo de proceso que ilustra otro método ejemplar de estimación de relaciones de potencia de tráfico a piloto de flujo específico, según algunas realizaciones de la invención.  
 La Figura 7 es otro diagrama de flujo de proceso que ilustra un método ejemplar de estimación de relación de potencia de tráfico a piloto para una señal MIMO.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

Las realizaciones de la presente invención se describen en la presente memoria con respecto a las especificaciones para operación MIMO en estándares de W-CDMA, cuya operación se describe más completamente más adelante. No obstante, la invención no está limitada así, y los conceptos inventivos descritos y reivindicados en la presente memoria se pueden aplicar ventajosamente a una amplia colección de sistemas de diversidad de transmisión. Adicionalmente, el uso del término "ejemplar" se usa en la presente memoria en el sentido "ilustrativo", o "que sirve como un ejemplo," y no se pretende que implique que una realización particular es preferida sobre otra o que un rasgo particular es esencial para la presente invención. Del mismo modo, los términos "primero" y "segundo", y términos similares, se usan simplemente para distinguir un caso particular de un elemento o rasgo de otro, y no indican un orden o disposición particular, a menos que el contexto lo indique claramente de otro modo.

La Figura 1 representa un sistema de comunicación inalámbrico 100 ejemplar que emplea transmisiones de entradas múltiples y salidas múltiples (MIMO), tal como según las especificaciones de W-CDMA del 3GPP. Dentro de una Red de Acceso Radio (RAN) 102, un Controlador de Red Radio (RNC) 104 controla una pluralidad de estaciones transceptoras base (BTS) 106, también conocido en la técnica como Nodos B. Cada Nodo B 106 proporciona servicios de comunicación radio con terminales móviles de abonado 112 dentro de un área geográfica llamada una celda, que se puede dividir en sectores, como se representa en la Figura 1. El RNC 104 comunica con una Red Central (CN) 114, que a su vez está conectada a una o más redes externas 116, tales como la Red Pública Telefónica Conmutada (PSTN), Internet, o similares.

Cada estación base 106 incluye al menos una antena de transmisión primaria 108 y una antena de transmisión secundaria 110 (o bien por celda o bien por sector, dependiendo de la configuración de la red 100), 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 de Acceso de Paquetes de Enlace Descendente de Alta Velocidad (HSDPA), usando ambas antenas 108 y 110. La señal transmitida en la antena secundaria 110 se pondera en relación a la señal transmitida en la antena primaria 108, en donde las ponderaciones de transmisión pueden comprender desplazamiento de fase solamente, o pueden comprender más generalmente una cantidad compleja que tiene tanto fase como amplitud. El desplazamiento de fase empleado se puede determinar mediante realimentación desde el terminal móvil 112, formando de esta manera un sistema de diversidad de transmisión de bucle cerrado.

En una solicitud de tramitación de patente con la presente titulada "Receiver Parametric Covariance Estimation for Precoded MIMO Transmissions", Solicitud de Patente de EE.UU. N° de Serie 12/036.323, se describe un receptor G-Rake de MIMO en base a la fórmula G-Rake más general para MIMO. Para un escenario de MIMO 2x2, este receptor calcula las matrices de covarianza de deterioro correspondientes al primer y segundo flujos de una señal precodificada de doble flujo como:

$$\mathbf{R}_{\text{flujo0}} = \mathbf{R} + \alpha_{PC} (1) \mathbf{h}_{\text{eff}}(\mathbf{b}_1) \mathbf{h}_{\text{eff}}^H(\mathbf{b}_1) \quad (1)$$

y

$$\mathbf{R}_{\text{flujo1}} = \mathbf{R} + \alpha_{PC} (0) \mathbf{h}_{\text{eff}}(\mathbf{b}_0) \mathbf{h}_{\text{eff}}^H(\mathbf{b}_0) \quad (2)$$

Aquí,  $\mathbf{R}$  es esa parte de la covarianza de deterioro que no incluye la interferencia de reutilización de código. En otras palabras,  $\mathbf{R}$  captura la covarianza de deterioro que surge 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 de reutilización de código.

En las Ecuaciones (1) y (2), el término de interferencia de reutilización de código es una función de la respuesta neta efectiva correspondiente al flujo interferente. Para el flujo 0, por ejemplo, el flujo interferente es el flujo 1, y el término de reutilización de código es una función de  $\mathbf{h}_{\text{eff}}(\mathbf{b}_1)$ ; para el flujo 1, el flujo interferente es el flujo 0, y el término de reutilización de código es una función de  $\mathbf{h}_{\text{eff}}(\mathbf{b}_0)$ . Los vectores  $\mathbf{b}_0$  y  $\mathbf{b}_1$  son los vectores de precodificación aplicados a los flujos 0 y 1, respectivamente.

Más particularmente, si  $n$  indexa flujos de datos, entonces el vector de respuesta neta efectiva correspondiente al flujo de orden  $n$  se da por:

$$\mathbf{h}_{\text{eff}}(\mathbf{b}_n) = b_{0n}\mathbf{h}_1 + b_{1n}\sqrt{\frac{\gamma_p(1)}{\gamma_p(2)}}\mathbf{h}_2, \quad (3)$$

donde  $\mathbf{b}_n = [b_{1n} \ b_{2n}]^T$  es el vector de precodificación aplicado al flujo de datos de orden  $n$ . El vector  $\mathbf{h}_m$  es la respuesta del canal neta asociada con la antena de transmisión de orden  $m$  ( $m = 1$  o  $2$ ), y  $\gamma_p(1)$  y  $\gamma_p(2)$  indican la fracción de la potencia piloto total asignada a las primera y segunda antenas de transmisión, respectivamente. Cada elemento del vector de respuesta neta  $\mathbf{h}_m$  corresponde a una rama Rake dada. Por ejemplo, para la rama  $f$  (asociada con el retardo  $d_f$  y la antena de recepción  $l$ ), el elemento del vector de respuesta del canal neta se da 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 de canal (respuesta del medio) asociada con la antena de transmisión  $m$ , la antena de recepción  $l$  y el retardo de trayecto  $\tau_p$ , y  $R_{TX/RX}(\tau)$  representa la convolución de los filtros de forma de pulso de transmisión y recepción.

En las Ecuaciones (1) y (2), los términos de reutilización de código incluyen un factor de escalado  $\alpha_{PC}(n)$ , que representa la energía por código asignada al flujo interferente  $n$ . Suponiendo distribución de potencia uniforme a través de códigos de canalización, la energía por código para el flujo de orden  $n$  se da por:

$$\alpha_{PC}(n) = \left( \frac{1}{\gamma_p(1)N_p} \right) \left( \frac{N_s}{K} \right) \gamma_d(n) \Gamma_{DIP}. \quad (5)$$

Aquí,  $K$  es el número de códigos de canalización usado para cada flujo de datos (y es el mismo para cada flujo) y  $\Gamma_{DIP}$  es la relación de la potencia asignada al canal de datos (en las especificaciones de W-CDMA, el Canal Compartido de Enlace Descendente de Alta Velocidad, o HS-DSCH) a la potencia total asignada a los canales piloto (en 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 de datos de orden  $n$ , 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 para el canal de datos (típicamente dieciséis) y el canal piloto (típicamente 256), respectivamente.

Dada la construcción precedente, se necesitan las energías por código  $\alpha_{PC}(0)$  y  $\alpha_{PC}(1)$  por un receptor para calcular las matrices de covarianza de flujo específico  $R_{\text{flujo}0}$  y  $R_{\text{flujo}1}$ . Típicamente, todas las cantidades en la Ecuación (5) son conocidas por el receptor, con la posible excepción de la relación de potencia de datos a piloto  $\Gamma_{DIP}$ . En las especificaciones de W-CDMA del 3GPP, existe un suministro para señalización explícita de la relación de potencia de datos a piloto. En este caso, una estación móvil puede obtener simplemente un valor para  $\Gamma_{DIP}$  a través de un canal de control de enlace descendente, y calcular informáticamente las energías por código  $\alpha_{PC}(n)$  directamente, usando la Ecuación (5). Otro planteamiento posible, donde no se puede obtener mediante señalización un valor de  $\Gamma_{DIP}$ , es simplemente usar un valor predeterminado, nominal para  $\Gamma_{DIP}$ . No obstante, ambos de estos planteamientos sufren en precisión. En el primer caso, un valor para  $\Gamma_{DIP}$  obtenido mediante señalización explícita puede llegar a estar rápidamente desactualizado, dado que las especificaciones actualmente exigen señalización  $\Gamma_{DIP}$  sobre una base infrecuente. En el segundo caso, los valores calculados para  $\Gamma_{DIP}$  pueden ser muy imprecisos cuando la relación datos a piloto real se aleja significativamente del valor nominal, "asumido". Por lo tanto, son necesarios métodos para estimar energías por código  $\alpha_{PC}(n)$ , o alternativamente, para estimar un valor de  $\Gamma_{DIP}$  para facilitar el cálculo de las energías por código.

En un planteamiento, la relación de potencia de tráfico a piloto por código se calcula usando el GRAKE paramétrico. El GRAKE paramétrico modela el deterioro como una matriz de covarianza expresada como:

$$\mathbf{R} = \alpha \mathbf{R}_{ISI} + \beta \mathbf{R}_{Ruido}, \quad (6)$$

donde la matriz de covarianza consta de una suma de dos matrices ponderadas. Una matriz  $\mathbf{R}_{ISI}$  modela la interferencia entre símbolos (ISI) y la otra matriz  $\mathbf{R}_{Ruido}$  modela el ruido blanco y otra interferencia no modelada. El parámetro  $\alpha$  corresponde a la potencia total transmitida desde el Nodo B. Si se hace la aproximación de que toda la potencia transmitida excepto para el CPICH se usa para el HS-PDSCH, y si la potencia transmitida es igual en ambos flujos, entonces la relación de potencia de tráfico a piloto por código  $\alpha_{PC}$  se puede aproximar como:

$$\alpha_{PC} \approx \frac{1}{K} \frac{N_s}{N_p} (\alpha N_p - 1) = \frac{1}{K} (16\alpha - 1/16) \quad , \quad (7)$$

donde  $K$  es el número de códigos de canalización y  $N_s$  y  $N_p$  de nuevo representan los factores de ensanchamiento usados para el canal de datos (típicamente dieciséis) y el canal piloto (típicamente 256).

Este planteamiento tiende a sobre estimar la relación de potencia de tráfico a piloto por código. También, la estimación puede ser excesivamente ruidosa. Otro planteamiento, como se detalla además en la presente memoria, es reutilizar el límite de decisión de demodulación que se calcula informáticamente típicamente en el proceso de generación del valor suave. El límite de decisión se calcula, en base a los símbolos de datos de tráfico recibidos, y se usa para descorrelacionar los símbolos recibidos de las constelaciones de modulación de mayor orden, tales como 16 QAM y 64 QAM, para obtener valores de bit suaves para la decodificación. En algunas realizaciones de la invención, entonces, como se detalla más adelante, se calcula un límite de decisión, el límite de decisión que representa una estimación de la amplitud o potencia de los símbolos de datos recibidos de valores complejos. Un cálculo correspondiente se realiza para los símbolos CPICH recibidos. Finalmente, se puede encontrar una estimación de  $\alpha_{PC}(n)$  formando la relación de las estimaciones del límite de decisión para los datos del canal de tráfico y la amplitud o potencia del CPICH. Como se ve más adelante, son posibles varias variantes de este planteamiento general.

La Figura 2 es un diagrama de bloques que proporciona una visión general de un receptor inalámbrico configurado para procesar señales MIMO recibidas según una o más de las técnicas descritas en la presente memoria. En términos generales, las señales recibidas a través de dos (o más) antenas se acondicionan, convierten descendientemente, y muestrean digitalmente por circuitos radio 210, que están configurados para recibir señales radio formateadas según uno o más estándares de comunicación inalámbrica tales como los estándares del 3GPP para W-CDMA. Los circuitos radio 210 generan de esta manera muestras de segmentos de la señal recibida, que incluye la señal de información desde las antenas 108 y 110 a la estación base 106, y proporcionan las muestras de segmentos a los circuitos de procesamiento en banda base 220 para demodulación, detección, y procesamiento adicional.

En el diagrama de bloques de la Figura 2, los detalles de los circuitos de procesamiento en banda base 220 se ilustran en términos de bloques funcionales, los cuales incluyen los correlacionadores 225, el circuito de estimación de retardo 230, el circuito de estimación de canal y cálculo de ponderación 235, el combinador 240, el circuito de estimación de relación de potencia por código 245, el circuito de estimación de bit suave 250, y el almacenador temporal HARQ 255. Por supuesto, el diagrama de bloques funcional de la Figura 2 está simplificado; aquellos expertos en la técnica apreciarán que se omiten una serie de rasgos y elementos no necesarios para una comprensión completa de la presente invención. Además, aquellos expertos en la técnica apreciarán que las funciones ilustradas en la Figura 2 se pueden implementar usando una variedad de dispositivos programables, componentes físicos digitales, o combinaciones de los mismos. La Figura 3 ilustra de esta manera una implementación ejemplar de los circuitos de procesamiento en banda base 220, en los cuales los circuitos de procesamiento 220 comprenden los circuitos de microprocesador 310, los circuitos de procesamiento digital de señal (DSP) 320, y otros componentes físicos digitales 330, cada uno de los cuales tienen acceso a memoria 340. La memoria 340 incluye un código de programa almacenado 345, que se ejecuta por al menos los circuitos de microprocesador 320.

Igual que la Figura 2, el diagrama esquemático de la Figura 3 está simplificado; aquellos expertos en la técnica de nuevo apreciarán que se omiten una serie de rasgos y elementos no necesarios para una comprensión completa de la presente invención. Aquellos expertos en la técnica apreciarán de esta manera que los circuitos de procesamiento en banda base 220 pueden comprender, en diversas realizaciones, uno o varios microprocesadores, microcontroladores, procesadores digitales de señal, y similares, cada uno de los cuales se puede configurar con soporte lógico y/o programa fijo de máquina adecuado para llevar a cabo todas o partes de las diversas funciones ilustradas en la Figura 2, y además puede comprender diversos bloques digitales de componentes físicos configurados para llevar a cabo todas o partes de esas diversas tareas de procesamiento de señal. Los circuitos de procesamiento en banda base 220 se pueden implementar con uno o más circuitos integrados de aplicaciones específicas (ASIC), componentes físicos digitales y analógicos de serie, o algunas combinaciones de ASIC y

componentes físicos de serie. La memoria 340 puede incluir varios tipos diferentes, incluyendo, pero no limitado a, memoria instantánea, memoria solamente de lectura (ROM), memoria de acceso aleatorio (RAM), memoria caché, etc., y se puede implementar completamente o parcialmente en la placa de uno o más ASIC, o usando dispositivos de memoria separados de los circuitos restantes de los circuitos de procesamiento de banda base 220, o con alguna combinación de estos planteamientos.

Con referencia otra vez a la Figura 2, las muestras de segmentos sobre muestreados producidas por los circuitos radio 210 se proporcionan a los circuitos de procesamiento en banda base 220 para supresión de interferencia, demodulación, y detección. En particular, las muestras de segmentos se alimentan a una colección de correlacionadores 225, típicamente llamada "ramas", donde las muestras se correlacionan con los códigos de canalización, o "desensanchan", en cada uno de varios retardos para producir un vector de valores de desenganchado  $y[n]$  para cada símbolo recibido. Los retardos específicos usados por los correlacionadores 225 se determinan por el circuito de estimación de retardo 230, y típicamente incluyen retardos correspondientes a los "rayos" multitrayecto más intensos en la señal recibida. Las características del canal de propagación entre las antenas de transmisión y las antenas de recepción se miden por el circuito de cálculo de ponderación y estimación de canal 235, en base a los retardos de ramas y los símbolos piloto recibidos. El circuito de cálculo de ponderación y estimación de canal 235 también calcula las ponderaciones de combinación de supresión de interferencia,  $w$ , que se usan en el combinador 240 combina los valores de desensanchado  $y[n]$  en un combinador 240 para producir "valores suaves"  $s[n]$ , es decir, estimaciones de los valores de símbolo transmitidos.

La salida de los símbolos del HS-PDSCH de desensanchado por los correlacionadores 225 en la Figura 2 se puede indicar como:

$$y[n] = Hb_0s_0[n] + Hb_1s_1[n] + U \quad (8)$$

donde  $b_i$  es el vector de ponderación de precodificación  $2 \times 1$ ,  $H$  es una matriz de respuesta de canal  $N \times 2$  donde  $N$  es el número de retardos/ramas,  $s_i[n]$  es el símbolo de datos para el flujo  $i$ , y  $U$  es toda otra interferencia. En algunas realizaciones, el circuito de cálculo de ponderación 235 calcula las ponderaciones intermedias, es decir, las ponderaciones con una actualización de grado uno a contar para la interferencia de reutilización de código, según:

$$\begin{aligned} v_0 &= Hb_0 / R \\ v_1 &= Hb_1 / R \end{aligned} \quad (9)$$

donde  $R$  es la matriz de covarianza de deterioro estimada para todas las  $N$  ramas.

A continuación, se puede calcular una actualización de grado uno de los vectores de combinación  $N \times 1$  por el calculador de ponderación 235 para obtener los vectores de ponderación de combinación de flujo específico que cuentan para la interferencia de reutilización de código, según:

$$\begin{aligned} w_0 &= v_0 - \frac{\alpha_{pc}(1)v_1^H Hb_0}{1 + \alpha_{pc}(1)v_1^H Hb_1} v_1 \\ w_1 &= v_1 - \frac{\alpha_{pc}(0)v_0^H Hb_1}{1 + \alpha_{pc}(0)v_0^H Hb_0} v_0 \end{aligned} \quad (10)$$

donde las relaciones de potencia de tráfico a piloto de flujo específico  $\alpha_{pc}(0)$  y  $\alpha_{pc}(1)$  (correspondientes a los flujos 0 y 1, respectivamente) compensan usar símbolos piloto para estimar el canal y se calculan mediante el circuito de estimación de relación de potencia por código 245 según una de las técnicas descritas en detalle más adelante. El símbolo combinado recibido, calculado informáticamente en el combinador 240 en el receptor de la Figura 2, entonces se puede escribir como:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0[n] &= w_0^H y[n] \\ \tilde{s}_1[n] &= w_1^H y[n] \end{aligned} \quad (11)$$

Las estimaciones del valor de símbolo combinado  $\tilde{s}_0[n]$  y  $\tilde{s}_1[n]$  se suministran al circuito de estimación de bit suave, que descorrelaciona los valores de símbolos en valores de bit suave según la constelación de modulación usada para generar las señales transmitidas y una estimación del límite de decisión ( $d_i$ ), an. La estimación del límite de decisión, que está basada en la amplitud de los símbolos de canal de tráfico recibidos, se puede calcular en algunas realizaciones en el circuito de estimación de relación de potencia por código 245 como parte del proceso de

estimación de la relación de potencia de tráfico a piloto, como se describirá en detalle más adelante. En cualquier caso, los valores de bit suave producidos por el circuito de estimación de bit suave 250 se alimentan a un circuito almacenador temporal HARQ para detección y decodificación.

- 5 Debido a que la relación señal a interferencia más ruido del CPICH se debe calcular para informe del indicador de calidad de canal (CQI), en algunas realizaciones, el circuito de ponderación y estimación de canal 235 se puede configurar para calcular las SINR de flujo específico según:

$$SINR_{dual,0} = \frac{|\mathbf{w}_0^H \mathbf{b}_0 \mathbf{H}|^2}{\mathbf{w}_0^H \mathbf{R} \mathbf{w}_0 + \alpha_{pc}(1) |\mathbf{w}_1^H \mathbf{b}_0 \mathbf{H}|^2} \quad (12)$$

$$SINR_{dual,1} = \frac{|\mathbf{w}_1^H \mathbf{b}_1 \mathbf{H}|^2}{\mathbf{w}_1^H \mathbf{R} \mathbf{w}_1 + \alpha_{pc}(0) |\mathbf{w}_0^H \mathbf{b}_1 \mathbf{H}|^2}$$

10

Este cálculo además depende de las relaciones de potencia de tráfico a piloto de flujo específico.

En algunas realizaciones, el parámetro de relación de potencia de HS-PDSCH a CPICH  $\Gamma_{DIP}$ , enviado al terminal móvil desde el Nodo B, se puede usar por el terminal móvil para calcular la SINR para informe del CQI. La relación de potencia de tráfico a piloto por código se puede estimar directamente a partir del parámetro de relación de potencia  $\Gamma_{DIP}$ :

15

$$\alpha_{pc} = \frac{\Gamma_{DIP}}{15} \quad (13)$$

20

dado que los estándares del 3GPP (la TS 25.214 del 3GPP) especifican que se deberían suponer 15 códigos para el informe del CQI. El mismo  $\alpha_{pc}$  se podría usar también para calcular las ponderaciones de combinación, no obstante como se señaló anteriormente el riesgo es que el Nodo B realmente usa una relación de potencia diferente para uno o más intervalos de tiempo de transmisión (TTI).

25

Por consiguiente, en algunas realizaciones de la invención, la relación de potencia de tráfico a piloto por código usada para calcular las ponderaciones de combinación se deriva de la estimación del límite de decisión usada para demodular los datos de tráfico recibidos, si los datos de tráfico están modulados con Modulación por Desplazamiento de Fase (QPSK), Modulación de Amplitud en Cuadratura de 16 niveles (16QAM), o Modulación de Amplitud de Cuadratura de 64 niveles (64QAM). En algunas realizaciones, la estimación del límite de decisión se obtiene promediando el valor medio absoluto de los símbolos de HS-PDSCH combinados. De esta manera, para el flujo 0, la estimación del límite de decisión se puede calcular como:

30

$$d_0 = \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^N (|\text{Re} \tilde{s}_0[n]| + |\text{Im} \tilde{s}_0[n]|) \quad (14)$$

35

donde N es el número de símbolos de HS-PDSH usados en la estimación. En algunas realizaciones, la estimación se puede calcular usando todos los símbolos en un intervalo dado.

Una vez que se obtiene la estimación del límite de decisión  $d_0$ , se puede estimar entonces  $\alpha_{pc}(0)$  dividiendo la estimación del límite de decisión por una estimación correspondiente de la amplitud de símbolo, escalado, y cuadratura:

40

$$\alpha_{pc}(0) \approx \left( m \cdot \frac{2d_0}{|\text{Re}(\mathbf{w}_0^H \mathbf{H} \mathbf{b}_0)| + |\text{Im}(\mathbf{w}_0^H \mathbf{H} \mathbf{b}_0)|} \right)^2 \quad (15)$$

donde el factor de escalado  $m$  depende de la modulación usada para los datos de tráfico. Para modulación QPSK,  $m = 1$ , para 16 QAM,  $m = \sqrt{5/4}$ , y para 64 QAM,  $m = \sqrt{21/16}$ . El factor  $m$  compensa el hecho de que se usen los valores absolutos en lugar de las estimaciones de potencia para calcular la relación de potencia de tráfico a piloto. Se pueden usar las ecuaciones correspondientes para separar calcular una estimación para  $\alpha_{pc}(1)$ , correspondiente al flujo 1. Alternativamente, se puede suponer, en algunas realizaciones y/o bajo algunas

45



circunstancias que  $\alpha_{pc}(0)$  y  $\alpha_{pc}(1)$  son iguales.

5 Con el planteamiento anterior, la estimación de relación de potencia  $\alpha_{pc}$  se retardará en un intervalo o al menos retardará para la demodulación del primer flujo, ya que los símbolos combinados  $\tilde{s}[n]$  se necesitan para obtener la estimación del límite de decisión. Para los 2 últimos intervalos en un TTI de W-CDMA, se puede usar el  $\alpha_{pc}$  calculado en el intervalo previo, dado que  $\alpha_{pc}$  permanece constante durante un TTI. Para el tercer y último intervalo en el TTI, se pueden promediar los dos valores  $\alpha_{pc}$  previos, en algunas realizaciones para reducir el ruido en la estimación. No obstante, dado que la relación de tráfico a piloto por código real puede variar de un TTI a otro, la estimación de  $\alpha_{pc}$  para uso en el primer intervalo se puede realizar de manera diferente en algunas realizaciones.

10 Un planteamiento es usar el parámetro de relación de potencia del HS-PDSCH al CPICH  $\Gamma_{DIP}$ , señalado al terminal móvil por el Nodo B, para estimar  $\alpha_{pc}$  para el primer intervalo del TTI, por ejemplo, según la Ecuación (13) anterior.

15 Otro planteamiento es hacer la suposición de que  $\alpha_{pc}$  es bastante constante de TTI en TTI, y de esta manera trasladar el  $\alpha_{pc}$  desde el TTI previo. En algunas realizaciones según este planteamiento, la relación de potencia de tráfico a piloto por código se filtra, por ejemplo, según:

$$\alpha_{PC\_filtrado,n} = \lambda \alpha_{PC\_filtrado,n-1} + (\lambda - 1) \alpha_{PC,n-1} \quad , \quad (16)$$

20 donde el índice n se refiere al TTI y el valor filtrado se actualiza después de que se procesa el primer intervalo en el TTI n.  $\lambda$  es un factor de filtro que fija una constante de tiempo para la operación de suavizado;  $\lambda$  se puede fijar a 0,5, por ejemplo, o a algún otro valor adecuado que se determina por simulación, comprobación, o similar. Un valor inicial (por ejemplo, para el primer TTI procesado) para  $\alpha_{pc}$  se puede calcular a partir del parámetro de relación de potencia señalado  $\Gamma_{DIP}$ , por ejemplo, según la Ecuación (15).

25 Aún otra forma de conseguir un valor  $\alpha_{pc}$  para el primer intervalo en un TTI implica usar la Ecuación (7). Primero, para cada intervalo resolver  $\alpha$  en la Ecuación (7) y llamar al resultado  $\tilde{\alpha}$ . Es decir, calcular:

$$\tilde{\alpha} = \frac{1}{16} \left( K \alpha_{PC} + \frac{1}{16} \right) \quad , \quad (17)$$

30 donde  $\alpha_{pc}$  es el valor  $\alpha_{pc}$  estimado más recientemente.  $\tilde{\alpha}$  entonces se puede promediar o filtrar sobre diversos intervalos para obtener un valor filtrado  $\alpha'$ . Aquí,  $\alpha'$  es una medida de la potencia de celda transmitida, que debería permanecer bastante constante. La Ecuación (7) se puede usar entonces, sustituyendo  $\alpha'$  por  $\alpha$ , para obtener un valor para  $\alpha_{pc}$  para usar para el intervalo actual. Aquellos expertos en la técnica apreciarán que resolver  $\alpha$  en la Ecuación (7) además implica la aproximación de que todos los códigos se envían con la misma potencia a través de los usuarios, lo que no siempre es verdad pero puede ser una aproximación razonable en muchas circunstancias.

40 Como se señaló anteriormente, el planteamiento previo para estimar la relación de potencia de tráfico de canal a piloto en base a una estimación del límite de decisión calculado a partir de valores de símbolos combinados Rake produce un valor estimado para  $\alpha_{pc}$  que está retardado en un intervalo. Un planteamiento alternativo es hacer un "simulacro" sobre un intervalo dado, tal como el primer intervalo en un TTI, para estimar  $\alpha_{pc}$ , y entonces reprocesar el intervalo con ponderaciones de combinación calculadas usando la  $\alpha_{pc}$  estimada. De esta manera, las ponderaciones de combinación tentativas (tales como las ponderaciones de combinación para un intervalo previo, o las ponderaciones de combinación calculadas según la estimación más reciente de  $\alpha_{pc}$ ) se usan en una primera pasada de los datos del intervalo, para obtener una estimación de  $\alpha_{pc}$ . Las ponderaciones de combinación entonces se pueden volver a calcular, usando la  $\alpha_{pc}$  actualizada, para generar valores suaves y bits suaves usados para detectar la señal recibida.

50 Por supuesto, aquellos expertos en la técnica apreciarán que esta alternativa requiere ejecutar algunos o todos de la estimación del límite de decisión, el cálculo de ponderación de combinación, y los cálculos de  $\alpha_{pc}$  dos veces. Este puede resultar ser un planteamiento demasiado complejo para algunas aplicaciones. De esta manera, varias alternativas menos complejas se basan en el uso solamente de una única rama Rake para estimar la amplitud o nivel de potencia de los símbolos de datos de tráfico recibidos. Generalmente ésta debería ser la rama correspondiente al trayecto de propagación más intenso, por ejemplo, como se determina por el circuito de estimación de retardo de la Figura 2.

55 Si se usa un retardo de procesamiento único (por ejemplo, una rama Rake), la estimación de canal  $H_f$  correspondiente a ese retardo se puede usar como una ponderación. (Aquellos expertos en la técnica apreciarán

que  $\mathbf{H}_f$  es una matriz 2x2 en un sistema de MIMO 2x2, con las cuatro entradas correspondientes a los canales de propagación entre cada una de las dos antenas de transmisión y las dos antenas de recepción). Junto con los vectores de precodificación usados para generar la señal MIMO, la estimación de canal  $\mathbf{H}_f$  se puede usar para estimar la relación de potencia de tráfico de canal a piloto por código  $\alpha_{pc}$ :

$$\alpha_{pc}(0) \approx \left( m \cdot \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^N \left( \left| \operatorname{Re} \left( (\mathbf{H}_f \mathbf{b}_0)^* y_f[n] \right) \right| + \left| \operatorname{Im} \left( (\mathbf{H}_f \mathbf{b}_0)^* y_f[n] \right) \right| \right)}{(\mathbf{H}_f \mathbf{b}_0)^* \mathbf{H}_f \mathbf{b}_0} \right)^2, \quad (18)$$

donde  $y_f[n]$  es el símbolo de HS-PDSCH desensanchado  $n$  para la rama más intensa  $f$ , y  $\mathbf{H}_f \mathbf{b}_0$  es las estimaciones del canal para la rama  $f$ . Como con la Ecuación (15), el factor de escalado  $m$  compensa el hecho de que los valores absolutos se usen en lugar de las estimaciones de potencia para calcular la relación de potencia, y depende de la modulación. Para QPSK,  $m=1$ ,  $m = \sqrt{5/4}$  para 16 QAM, y  $m = \sqrt{21/16}$  para 64 QAM.

Aquellos expertos en la técnica apreciarán que el numerador del cociente de la Ecuación (18) es una estimación de la amplitud de símbolo de tráfico recibida media, aunque calculada a partir de estimaciones del valor suave obtenidas desde una única rama. El denominador es una estimación correspondiente de la amplitud de símbolo piloto del CPICH, basada en la misma rama. De esta manera, el cálculo de la Ecuación (18) se asemeja a aquél de la Ecuación (15), pero usa una estimación de símbolo obtenida de una rama Rake única, más que una estimación de símbolo obtenida combinando múltiples ramas Rake con ponderaciones de combinación. Con esta solución alternativa, una estimación para  $\alpha_{pc}$  que no está retrasada se puede obtener más fácilmente un intervalo.

Otro planteamiento alternativo se basa también en el uso de datos de desensanchado obtenidos de una rama Rake única, la más intensa. Como antes, el circuito de estimación de retardo 235 de la Figura 2 puede identificar la rama más intensa  $f$ . La estimación de símbolo de HS-PDSCH de desensanchado de esa rama se puede usar para calcular el valor medio absoluto de  $N$  símbolos:

$$t_f = \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} y_f^*[n] y_f[n], \quad (19)$$

donde  $y_f[n]$  es el símbolo del HS-PDSCH de desensanchado  $n$  para la rama  $f$ .

La amplitud de símbolo piloto correspondiente se puede calcular, usando las estimaciones de canal  $\mathbf{H}_f$  para la rama  $f$ :

$$n_f = \frac{1}{2M_0 M_1} \sum_{i=0}^{M_0-1} \sum_{j=0}^{M_1-1} (a_{0,i} \mathbf{H}_f \mathbf{b}_0 + a_{1,j} \mathbf{H}_f \mathbf{b}_1)^* (a_{0,i} \mathbf{H}_f \mathbf{b}_0 + a_{1,j} \mathbf{H}_f \mathbf{b}_1), \quad (20)$$

donde  $M_s$  es el número de puntos de la constelación para el flujo  $s$ , por ejemplo, 16 para 16QAM, o 64 para 64QAM, y  $a_{s,i}$  es el valor complejo del punto de la constelación  $i$  para el flujo  $s$ . Los puntos de la constelación están normalizados para tener una potencia media unidad.  $\mathbf{H}_f \mathbf{b}_0$  es la estimación de canal para la rama  $f$ .

La relación de potencia  $\alpha_{pc}$  se puede estimar entonces como:

$$\alpha_{pc} \approx \frac{t_f}{n_f}. \quad (21)$$

Aquellos expertos en la técnica apreciarán que el sumatorio en la Ecuación (20) es bastante complejo para calcular constelaciones de modulación más grandes como 64QAM. No obstante, la Ecuación (20) se puede reescribir como:

$$n_f = C_1 \left| \mathbf{H}_f \mathbf{b}_0 \right|^2 + C_2 \left| \mathbf{H}_f \mathbf{b}_1 \right|^2 + C_3 \operatorname{Re} \left( \mathbf{H}_f \mathbf{b}_0 \cdot (\mathbf{H}_f \mathbf{b}_1)^* \right), \quad (22)$$

donde las constantes  $C_i$ ,  $i = 1, 2, 3$ , se pueden precalcular para las diferentes alternativas de modulación (QPSK, 16QAM, 64QAM). Por ejemplo, para 64 QAM, la Ecuación (22) se puede simplificar a:

$$n_f = \frac{1}{2} \left( |H_f \mathbf{b}_0|^2 + |H_f \mathbf{b}_1|^2 \right) \quad . \quad (23)$$

Con las técnicas alternativas anteriores para estimar la relación de potencia de tráfico a piloto por código en mente, aquellos expertos en la técnica apreciarán que la Figura 4 ilustra un método ejemplar para estimar la relación de potencia de tráfico a piloto por código para una señal MIMO multiflujo, y aplicar esa relación de potencia al cálculo de ponderaciones de combinación de flujo específico y métricas de señal de flujo específico. El método ilustrado en la Figura 4 se puede implementar en el receptor inalámbrico de la Figura 2, como se trató anteriormente, o en otro receptor inalámbrico configurado para recibir y procesar una señal MIMO multiflujo.

Como se muestra en el bloque 410, el proceso comienza con el cálculo de una amplitud de símbolo media a partir de una pluralidad de símbolos de canal de tráfico de desensanchado recibidos en al menos un primer intervalo de transmisión, tal como un intervalo único de una señal de HS-DSCH de W-CDMA. En algunas realizaciones, el símbolo medio se calcula según la Ecuación (14), aunque se pueden usar fórmulas alternativas en otras realizaciones. En algunas realizaciones, se puede calcular un nivel de potencia, más que una amplitud, a partir de los símbolos de canal de tráfico de desensanchado.

Como se muestra en el bloque 420, también se calcula una amplitud de símbolo piloto correspondiente (o nivel de potencia de símbolo piloto), en base a una respuesta del canal de propagación estimada y al menos uno de una pluralidad de vectores de precodificación usados para generar la señal MIMO. En algunas realizaciones, este cálculo puede ser según el denominador del cociente en la Ecuación (15), aunque también se pueden usar fórmulas alternativas.

Como se muestra en el bloque 430, se puede calcular entonces una relación de tráfico a piloto por código para el primer intervalo de transmisión dividiendo la amplitud (o potencia) de símbolo media obtenida en el bloque 410 por la amplitud (o potencia) de símbolo piloto correspondiente obtenida en el bloque 420. Como se ve en la Ecuación (15), este cálculo también puede incluir un factor de escalado  $m$  que es específico al formato de modulación, y también puede requerir una cuadratura del cociente para convertir el resultado de una cantidad de amplitud a una cantidad de potencia, o energía.

Como se muestra en el bloque 440, la relación de potencia de tráfico de canal a piloto por código se puede usar para calcular las ponderaciones de combinación de flujo específico, por ejemplo, según las Ecuaciones (9) y (10). De manera similar, como se muestra en el bloque 450, se puede usar la relación de potencia de tráfico de canal a piloto por código para calcular las métricas de calidad de señal de flujo específico, tales como la SINR, por ejemplo, según la Ecuación (12).

Las Figuras 5, 6, y 7 ilustran detalles de diversas variantes de la técnica general ilustrada en la Figura 4 para estimar la relación de potencia de tráfico a piloto por código para una señal MIMO. De nuevo, cada una de estas técnicas se puede implementar en el receptor inalámbrico de la Figura 2, o en otro receptor inalámbrico configurado para recibir y procesar una señal MIMO multiflujo.

La técnica ilustrada en la Figura 5 basa el cálculo de amplitud de símbolo media en las estimaciones de símbolo de canal de tráfico obtenidas combinando múltiples muestras de desensanchado con ponderaciones de combinación de flujo específico. De esta manera, el diagrama de flujo del proceso comienza en el bloque 510 con el cálculo de las ponderaciones de combinación de flujo específico, en base a un valor de relación de potencia por código obtenido previamente. Como se señaló anteriormente, este valor de relación de potencia por código obtenido previamente se puede obtener de un intervalo previo, en algunas realizaciones y/o bajo algunas circunstancias, o se puede derivar de un TTI previo o como una media ponderada de varias relaciones de potencia obtenidas previamente, en algunas realizaciones, o se puede estimar en base a un parámetro de tráfico de canal a piloto de canal señalado obtenido desde una estación base. Aún en otras realizaciones, la relación de potencia obtenida previamente se puede obtener en base a un "simulacro" de los símbolos de intervalo actuales a través de uno de los procedimientos de estimación de relación de potencia descritos anteriormente.

En cualquier caso, el método ilustrado continúa, como se muestra en el bloque 520, con el desensanchado de la señal recibida en una pluralidad de retardos de tiempo (por ejemplo, ramas Rake), para obtener valores de desensanchado, y continúa en el bloque 530 con la combinación de los valores de desensanchado con las ponderaciones de combinación de flujo específico. En el bloque 540, los símbolos de canal de tráfico combinados resultantes se usan para calcular una amplitud de símbolo media de flujo específico, por ejemplo, usando la fórmula de la Ecuación (11). Este cálculo se puede repetir para un segundo (o posterior flujo), usando una versión de la Ecuación (14) adecuadamente modificada, para obtener amplitudes de símbolo medias de flujo específico para cada flujo, si se desea.

En el bloque 550, se calcula un nivel de símbolo piloto de flujo específico, usando los vectores de precodificación usados para generar la señal MIMO y las ponderaciones de combinación de flujo específico, por ejemplo, según el

denominador del cociente en la Ecuación (15). De nuevo, este cálculo pudiera ser repetido para uno o más flujos adicionales, usando el vector de precodificación correspondiente y las ponderaciones de combinación de flujo específico. No obstante, los niveles de amplitud de símbolo piloto de flujo específico se puede suponer que son iguales en algunas realizaciones. Finalmente, como se muestra en el bloque 560, se puede calcular la relación de potencia de tráfico a piloto por código de flujo específico, a partir de la amplitud de símbolo de tráfico media y la amplitud de símbolo piloto estimada, por ejemplo, según la Ecuación (15).

Los diagramas de flujo de proceso que ilustran dos técnicas de estimación de la relación de potencia de tráfico a piloto por código en base a un retardo de procesamiento único (por ejemplo, la rama Rake) se ilustran en las Figuras 6 y 7. Aquellos expertos en la técnica apreciarán que la primera técnica, ilustrada en la Figura 6, permite la estimación de las relaciones de potencia de tráfico a piloto de flujo específico, mientras que la segunda, ilustrada en la Figura 7, provoca una única relación de potencia de tráfico a piloto por código que se puede aplicar a ambos flujos de una señal de doble flujo.

Ambas técnicas comienzan con la identificación y selección de un retardo de procesamiento que corresponde al trayecto de propagación más intenso, como se muestra en los bloques 610 y 710 de las Figuras 6 y 7, respectivamente. Del mismo modo, ambas técnicas continúan con el desensanchamiento de la señal MIMO recibida, en el retardo seleccionado, para obtener un valor de desensanchado de retardo único para cada uno de una pluralidad de símbolos de canal de tráfico recibidos, como se muestra en los bloques 620 y 720 de las Figuras 6 y 7, respectivamente.

El proceso ilustrado en la Figura 6 continúa, como se muestra en el bloque 630, con el cálculo de una amplitud (o potencia) de símbolo media de flujo específico a partir de los valores de desensanchado y el vector de precodificación MIMO adecuado. Este cálculo puede tomar la forma del numerador del cociente en la Ecuación (18), en algunas realizaciones, aunque también se pueden usar otras fórmulas equivalentes. El procedimiento de estimación de la relación de potencia de flujo específico de la Figura 6 continúa, como se muestra en el bloque 640, con la estimación de la amplitud de símbolo piloto de flujo específico, en base al vector de precodificación y la estimación de la respuesta del canal de propagación de retardo único, por ejemplo, según el denominador del cociente en la Ecuación (18). Finalmente, la relación de tráfico a piloto por código de flujo específico se calcula a partir de la amplitud de símbolo media y la amplitud de símbolo piloto estimada, por ejemplo, según la Ecuación (18).

El proceso de relación de potencia por código de la Figura 7 diverge de aquél de la Figura 6 que comienza en el bloque 730, que ilustra que los valores de desensanchado de rama única obtenidos en el bloque 720 se usan para calcular una potencia de símbolo de tráfico media estimada en base a la potencia media absoluta de los valores de desensanchado, por ejemplo, según la Ecuación (19). En el bloque 740, se calcula una estimación de potencia piloto correspondiente en base a los vectores de precodificación y la respuesta del canal de retardo único, por ejemplo, usando una de las Ecuaciones (20), (22), o (23). Finalmente, como se muestra en el bloque 750, la relación de tráfico a piloto por código se calcula, por ejemplo, usando la Ecuación (23), a partir de la potencia de símbolo de tráfico media estimada y la potencia de piloto estimada.

Aquellos expertos en la técnica apreciarán que se puede seleccionar y/o adaptar una técnica particular de las técnicas descritas anteriormente según las demandas de un sistema o aplicación particular, y/o según las restricciones del diseño impuestas por la estructura o diseño del receptor inalámbrico. Aquellos expertos en la técnica apreciarán además que dos o más de las técnicas o variantes de las mismas detalladas anteriormente se pueden combinar, en algunas realizaciones. Por ejemplo, las técnicas ilustradas en la Figura 5 pueden ser más adecuadas, en algunas realizaciones, para aplicación a los segundo y tercer intervalos de un TTI de W-CDMA, con otra técnica, tal como las técnicas de rama única de la Figura 7 y la Figura 8, aplicadas al primer intervalo. De manera similar, las técnicas de filtrado tratadas anteriormente se pueden aplicar a relaciones de potencia por código obtenidas a partir de cualquiera de las técnicas de estimación anteriores, y se pueden aplicar selectivamente, en algunas realizaciones, dependiendo de cuál de las técnicas se usa para un intervalo dado.

Con las variaciones y ejemplos anteriores en mente, aquellos expertos en la técnica apreciarán que las descripciones precedentes de diversas realizaciones de métodos y aparatos para procesar una señal MIMO multiflujo recibida se dan para propósitos de ilustración y ejemplo. Como se sugirió anteriormente, se puede llevar a cabo uno o más de los procesos específicos tratados anteriormente, incluyendo los flujos de proceso ilustrados en las Figuras 4-7, en un receptor inalámbrico que comprende uno o más circuitos de procesamiento configurados adecuadamente, que pueden ser integrados en algunas realizaciones en uno o más circuitos integrados de aplicaciones específicas (ASIC). En algunas realizaciones, estos circuitos de procesamiento pueden comprender uno o más microprocesadores, microcontroladores, y/o procesadores digitales de señal programados con soporte lógico adecuado y/o programa fijo de máquina para llevar a cabo uno o más de los procesos descritos anteriormente, o variantes de los mismos. En algunas realizaciones, estos circuitos de procesamiento pueden comprender componentes físicos personalizados para llevar a cabo una o más de las funciones descritas anteriormente. Otras realizaciones de la invención pueden incluir dispositivos legibles por ordenador, tales como una memoria instantánea programable, un dispositivo de almacenamiento de datos óptico o magnético, o similares, codificados con instrucciones de programa de ordenador que, cuando se ejecutan por un dispositivo de

5 procesamiento adecuado, hacen al dispositivo de procesamiento llevar a cabo una o más de las técnicas descritas en la presente memoria para estimar el desplazamiento de frecuencia del receptor en un receptor de comunicaciones. Aquellos expertos en la técnica reconocerán, por supuesto, que la presente invención se puede llevar a cabo de otras formas que aquéllas específicamente expuestas en la presente memoria sin apartarse de las características esenciales de la invención. Las presentes realizaciones tienen que ser consideradas de esta manera en todos los aspectos como ilustrativas y no restrictivas, y todos los cambios que quedan dentro del significado y gama de equivalencia de las reivindicaciones adjuntas se pretende que sean abrazados dentro de la misma.

10

## REIVINDICACIONES

- 5 1. Un método en un receptor inalámbrico para procesar una señal de entradas múltiples y salidas múltiples, MIMO, multiflujo recibida, que comprende:
- 10 calcular (410) una amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio a partir de una pluralidad de símbolos de canal de tráfico de desensanchado recibidos en un primer intervalo de transmisión;  
estimar (420) una correspondiente amplitud de símbolo piloto o nivel de potencia de símbolo piloto, en base a una respuesta del canal de propagación estimada y al menos uno de una pluralidad de vectores de precodificación usados para generar la señal MIMO; y  
el método se **caracteriza por**  
15 calcular informáticamente (430) una relación de potencia de tráfico de canal a piloto por código para el primer intervalo de transmisión dividiendo la amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio por la correspondiente amplitud de símbolo piloto o nivel de potencia de símbolo piloto.
- 20 2. El método de la reivindicación 1, en donde calcular una amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio a partir de una pluralidad de símbolos de canal de tráfico de desensanchado recibidos en un primer intervalo de transmisión comprende:
- 25 desensanchar (520) muestras de la señal recibida en cada uno de múltiples retardos de tiempo y combinar (530) las muestras de desensanchado usando ponderaciones de combinación de flujo específico correspondientes a un primer flujo de la señal MIMO, para obtener cada uno de una pluralidad de símbolos de canal de tráfico combinados; y  
30 calcular (540) la amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio a partir de la pluralidad de símbolos de canal de tráfico combinados.
- 35 3. El método de la reivindicación 2, que además comprende calcular primero (510) las ponderaciones de combinación de flujo específico a partir de una relación de potencia por código calculada previamente calculada para un intervalo de transmisión anterior, la respuesta del canal de propagación estimada, y los vectores de precodificación usados para generar la señal MIMO.
- 40 4. El método de la reivindicación 3, en donde la relación por código calculada previamente se calcula como una media ponderada de relaciones de potencia por código calculadas para dos o más intervalos de transmisión anteriores.
- 45 5. El método de la reivindicación 2, que además comprende calcular primero (510) las ponderaciones de combinación de flujo específico a partir de la respuesta del canal de propagación estimada, los vectores de precodificación usados para generar la señal MIMO, y una relación de potencia por código calculada previamente estimada a partir de un parámetro de relación de potencia señalado al receptor inalámbrico por una estación base.
- 50 6. El método de la reivindicación 1, en donde estimar una correspondiente amplitud de símbolo piloto o nivel de potencia de símbolo piloto comprende calcular la amplitud de símbolo piloto estimada o nivel de potencia de símbolo piloto como una función de la respuesta del canal de propagación estimada, el vector de precodificación para un primer flujo de la señal MIMO, y las ponderaciones de combinación de flujo específico correspondientes al primer flujo de la señal MIMO.
- 55 7. El método de la reivindicación 1, en donde calcular una amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio a partir de una pluralidad de símbolos de canal de tráfico de desensanchado recibidos en un primer intervalo de transmisión comprende:
- 60 seleccionar (610) un retardo de procesamiento de señal correspondiente a un trayecto de propagación de señal más intensa de una pluralidad de retardos de procesamiento de señal;  
desensanchar (620) muestras de la señal recibida en el retardo de procesamiento de señal seleccionado para obtener cada uno de una pluralidad de valores de desensanchado de retardo único; y  
65 calcular (630) la amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio para un primer flujo de la señal MIMO a partir de los valores de desensanchado de retardo único, una respuesta de propagación de canal multiantena estimada correspondiente al retardo de procesamiento de señal seleccionado, y el vector de precodificación para el primer flujo de la señal MIMO.
- 70 8. El método de la reivindicación 7, en donde estimar (640) una correspondiente amplitud de símbolo piloto o nivel de potencia de símbolo piloto comprende calcular la amplitud de símbolo piloto estimada o nivel de potencia de símbolo piloto como una función del vector de precodificación para el primer flujo de la señal MIMO y la respuesta de propagación de canal multiantena estimada correspondiente al retardo de procesamiento de señal seleccionado.
- 75 9. El método de la reivindicación 1, en donde calcular una amplitud de símbolo media o nivel de potencia de

símbolo medio a partir de una pluralidad de símbolos de canal de tráfico de desensanchado recibidos en un primer intervalo de transmisión comprende:

- 5           seleccionar (710) un retardo de procesamiento de señal correspondiente a un trayecto de propagación de señal más intensa de una pluralidad de retardos de procesamiento de señal;  
desensanchar (720) muestras de la señal recibida en el retardo de procesamiento de señal seleccionado para obtener cada uno de una pluralidad de valores de desensanchado de retardo único; y  
calcular (730) la potencia media de la pluralidad de valores de desensanchado de retardo único para obtener el nivel de potencia de símbolo medio.
- 10       **10.** El método de la reivindicación 9, en donde estimar (740) una correspondiente amplitud de símbolo piloto o nivel de potencia de símbolo piloto comprende calcular la amplitud de símbolo piloto estimada o nivel de potencia de símbolo piloto como una función de una respuesta de propagación de canal multiantena estimada correspondiente al retardo de procesamiento de señal seleccionado, los vectores de precodificación usados para generar la señal MIMO, y uno o más parámetros de escalado seleccionados según la constelación de modulación para los símbolos de canal de tráfico recibidos.
- 15       **11.** El método de la reivindicación 1, que además comprende calcular una relación de potencia filtrada para el primer intervalo de transmisión calculando informáticamente una media ponderada de la relación de potencia de tráfico de canal a piloto por código para el primer intervalo de transmisión y una o más relaciones de potencia por código calculadas informáticamente para intervalos de transmisión anteriores.
- 20       **12.** El método de la reivindicación 1, que además comprende calcular informáticamente (440) las ponderaciones de combinación de flujo específico para un primer flujo de la señal MIMO como una función de la relación de potencia de tráfico de canal a piloto por código para el primer intervalo de transmisión, la respuesta del canal de propagación estimada, y los vectores de precodificación usados para generar la señal MIMO.
- 25       **13.** El método de la reivindicación 1, que además comprende calcular (450) una métrica de calidad de señal de flujo específico para el primer flujo de la señal MIMO como una función de la relación de potencia de tráfico de canal a piloto por código para el primer intervalo de transmisión, la respuesta del canal de propagación estimada, y el vector de precodificación para el primer flujo de la señal MIMO.
- 30       **14.** Los circuitos de procesamiento en banda base (220) configurados para procesar una señal de entradas múltiples y salidas múltiples, MIMO, multiflujo recibida, en donde los circuitos de procesamiento en banda base están configurados para:
- 35           calcular una amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio a partir de una pluralidad de símbolos de canal de tráfico de desensanchado recibidos en un primer intervalo de transmisión;  
estimar una correspondiente amplitud de símbolo piloto o nivel de potencia de símbolo piloto, en base a en una respuesta del canal de propagación estimada y al menos uno de una pluralidad de vectores de precodificación usados para generar la señal MIMO; y  
los circuitos de procesamiento en banda base (220) se **caracterizan por** estar configurados para  
calcular una relación de potencia de tráfico de canal a piloto por código para el primer intervalo de transmisión dividiendo la amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio por la correspondiente amplitud de símbolo piloto o nivel de potencia de símbolo piloto.
- 40           **15.** Los circuitos de procesamiento en banda base (220) de la reivindicación 14, en donde calcular la amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio a partir de la pluralidad de símbolos de canal de tráfico de desensanchado recibidos en el primer intervalo de transmisión comprende:
- 50           desensanchar (225) las muestras de la señal recibida en cada uno de múltiples retardos de tiempo y combinar (240) las muestras de desensanchado usando ponderaciones de combinación de flujo específico correspondientes a un primer flujo de la señal MIMO, para obtener cada uno de una pluralidad de símbolos de canal de tráfico combinados; y  
calcular la amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio a partir de la pluralidad de símbolos de canal de tráfico combinados.
- 55           **16.** Los circuitos de procesamiento en banda base (220) de la reivindicación 15 están configurados además para calcular primero las ponderaciones de combinación de flujo específico a partir de una relación de potencia por código calculada previamente calculada informáticamente para un intervalo de transmisión anterior, la respuesta del canal de propagación estimada, y los vectores de precodificación usados para generar la señal MIMO.
- 60           **17.** Los circuitos de procesamiento en banda base (220) de la reivindicación 16, en donde la relación por código calculada previamente se calcula informáticamente como una media ponderada de relaciones de potencia por código calculadas para dos o más intervalos de transmisión anteriores.
- 65

- 5 **18.** Los circuitos de procesamiento en banda base (220) de la reivindicación 15 están configurados además para calcular primero las ponderaciones de combinación de flujo específico a partir de la respuesta del canal de propagación estimada, los vectores de precodificación usados para generar la señal MIMO, y una relación de potencia por código calculada previamente estimada a partir de un parámetro de relación de potencia señalado al receptor inalámbrico por una estación base.
- 10 **19.** Los circuitos de procesamiento en banda base (220) de la reivindicación 14, en donde estimar la correspondiente amplitud de símbolo piloto o nivel de potencia de símbolo piloto comprende calcular la amplitud de símbolo piloto estimada o nivel de potencia de símbolo piloto como una función de la respuesta del canal de propagación estimada, el vector de precodificación para un primer flujo de la señal MIMO, y las ponderaciones de combinación de flujo específico correspondientes al primer flujo de la señal MIMO.
- 15 **20.** Los circuitos de procesamiento en banda base (220) de la reivindicación 14, en donde calcular la amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio a partir de la pluralidad de símbolos de canal de tráfico de desensanchado recibidos en el primer intervalo de transmisión comprende:
- 20       seleccionar un retardo de procesamiento de señal correspondiente a un trayecto de propagación de señal más intenso de una pluralidad de retardos de procesamiento de señal;
- 25       desensanchar muestras de la señal recibida en el retardo de procesamiento de señal seleccionado para obtener cada uno de una pluralidad de valores de desensanchado de retardo único; y
- calcular la amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio para un primer flujo de la señal MIMO a partir de los valores de desensanchado de retardo único, una respuesta de propagación del canal multiantena estimada correspondiente al retardo de procesamiento de señal seleccionado, y el vector de precodificación para el primer flujo de la señal MIMO.
- 30 **21.** Los circuitos de procesamiento en banda base (220) de la reivindicación 20, en donde estimar la correspondiente amplitud de símbolo piloto o nivel de potencia de símbolo piloto comprende calcular la amplitud de símbolo piloto estimada o nivel de potencia de símbolo piloto como una función del vector de precodificación para el primer flujo de la señal MIMO y la respuesta de propagación de canal multiantena estimada correspondiente al retardo de procesamiento de señal seleccionado.
- 35 **22.** Los circuitos de procesamiento en banda base (220) de la reivindicación 14, en donde calcular la amplitud de símbolo media o nivel de potencia de símbolo medio a partir de una pluralidad de símbolos de canal de tráfico de desensanchado recibidos en el primer intervalo de transmisión comprende:
- 40       seleccionar un retardo de procesamiento de señal correspondiente a un trayecto de propagación de señal más intenso de una pluralidad de retardos de procesamiento de señal;
- desensanchar muestras de la señal recibida en el retardo de procesamiento de señal seleccionado para obtener cada uno de una pluralidad de valores de desensanchado de retardo único; y
- calcular la potencia media de la pluralidad de valores de desensanchado de retardo único para obtener el nivel de potencia de símbolo medio.
- 45 **23.** Los circuitos de procesamiento en banda base (220) de la reivindicación 22, en donde estimar la correspondiente amplitud de símbolo piloto o nivel de potencia de símbolo piloto que comprende calcular la amplitud de símbolo piloto estimada o nivel de potencia de símbolo piloto como una función de una respuesta de propagación de canal multiantena estimada correspondiente al retardo de procesamiento de señal seleccionado, los vectores de precodificación usados para generar la señal MIMO, y uno o más parámetros de escalado seleccionados según la constelación de modulación para los símbolos del canal de tráfico recibidos.
- 50 **24.** Los circuitos de procesamiento en banda base (220) de la reivindicación 14 están configurados además para calcular una relación de potencia filtrada para el primer intervalo de transmisión calculando una media ponderada de la relación de potencia de tráfico de canal a piloto por código para el primer intervalo de transmisión y una o más relaciones de potencia por código calculadas informáticamente para intervalos de transmisión anteriores.
- 55 **25.** Los circuitos de procesamiento en banda base (220) de la reivindicación 14 están configurados además para calcular las ponderaciones de combinación de flujo específico para un primer flujo de la señal MIMO como una función de la relación de potencia de tráfico de canal a piloto por código para el primer intervalo de transmisión, la respuesta del canal de propagación estimada, y los vectores de precodificación usados para generar la señal MIMO.
- 60 **26.** Los circuitos de procesamiento en banda base (220) de la reivindicación 14 están configurados además para calcular una métrica de calidad de señal de flujo específico para el primer flujo de la señal MIMO como una función de la relación de potencia de tráfico de canal a piloto por código para el primer intervalo de transmisión, la respuesta del canal de propagación estimada, y el vector de precodificación para el primer flujo de la señal MIMO.
- 65



27. Un receptor inalámbrico (200) que comprende los circuitos de procesamiento en banda base (220) como en cualquiera de las reivindicaciones 14-26.

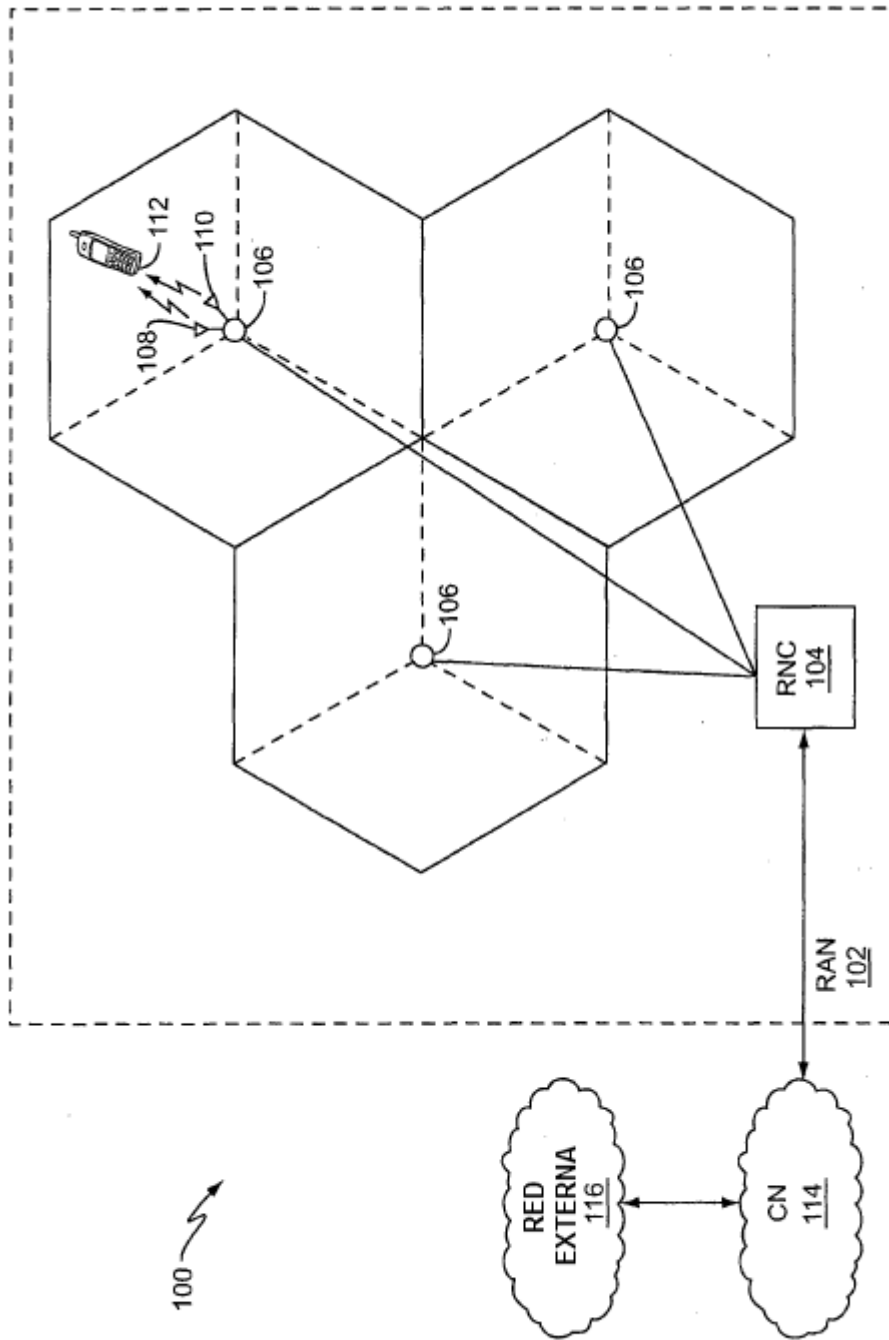


FIG. 1

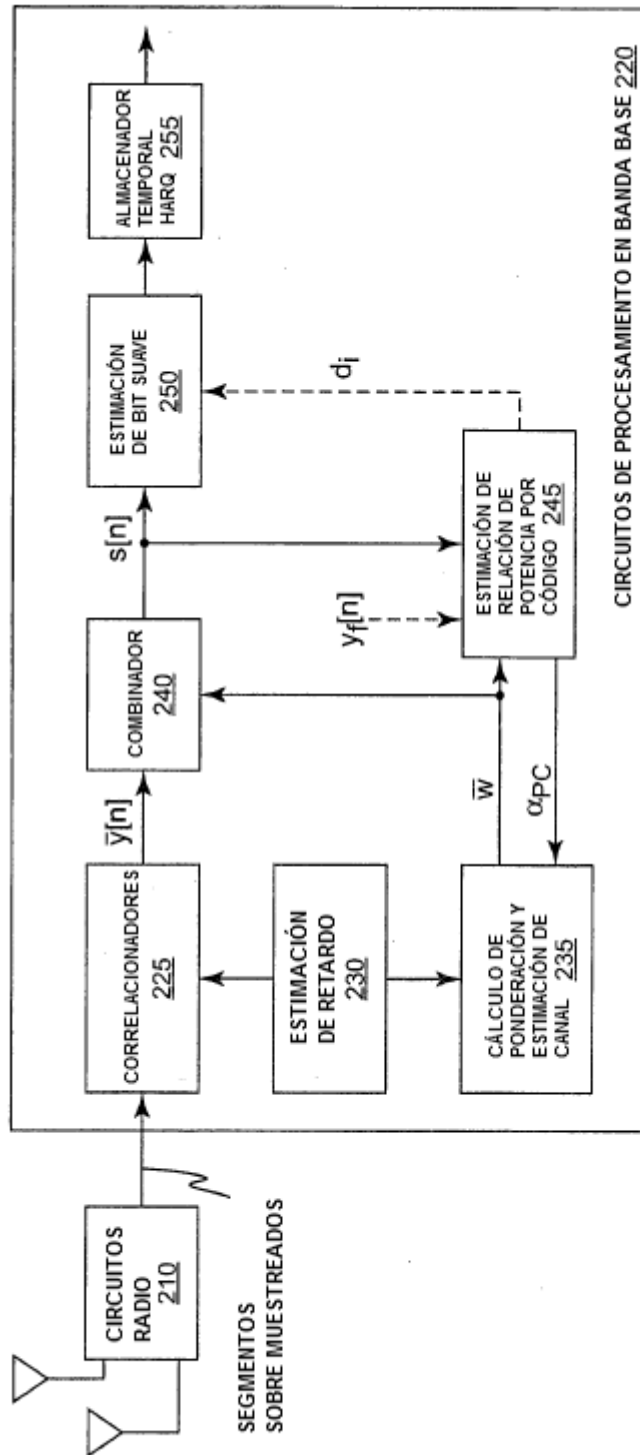


FIG. 2

200 ↗

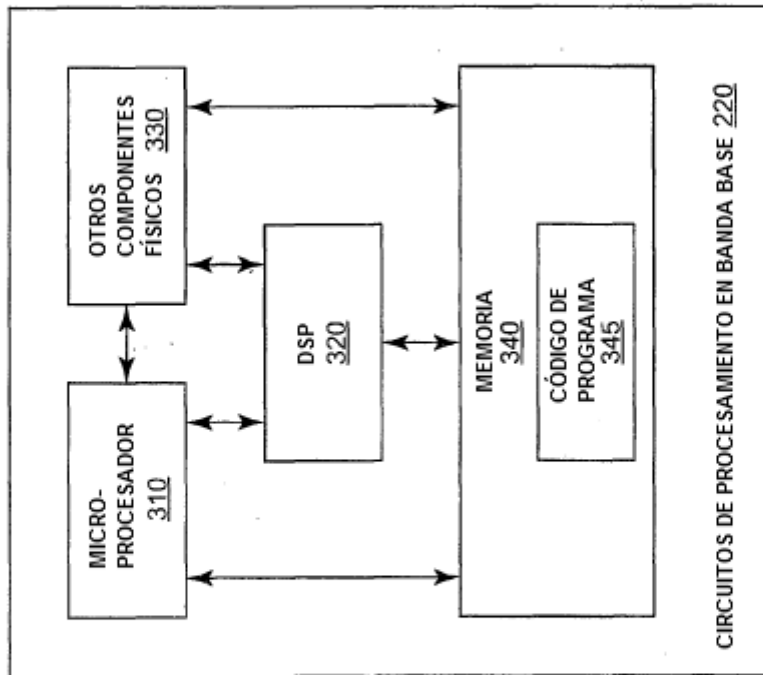


FIG. 3

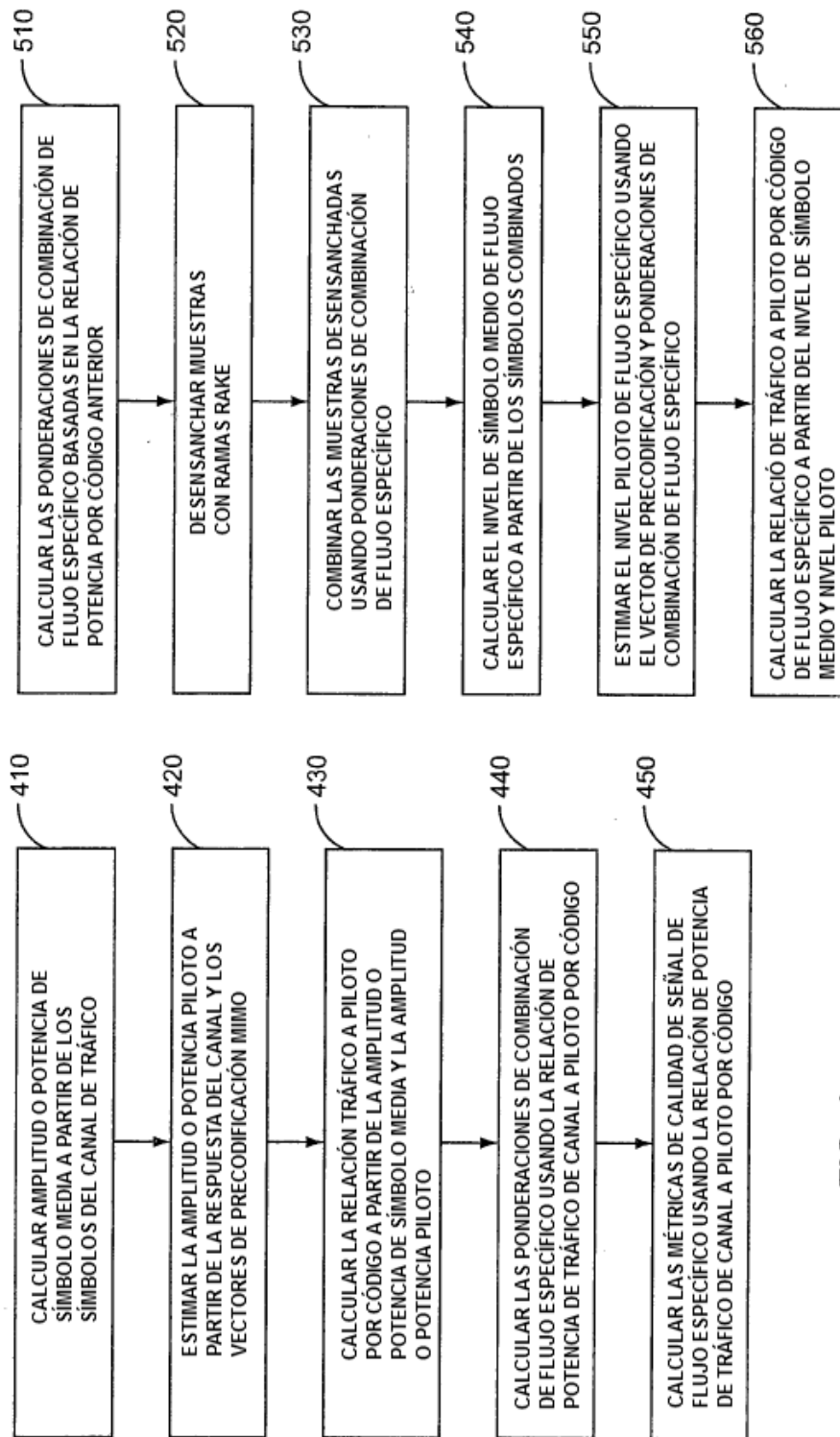


FIG. 5

FIG. 4

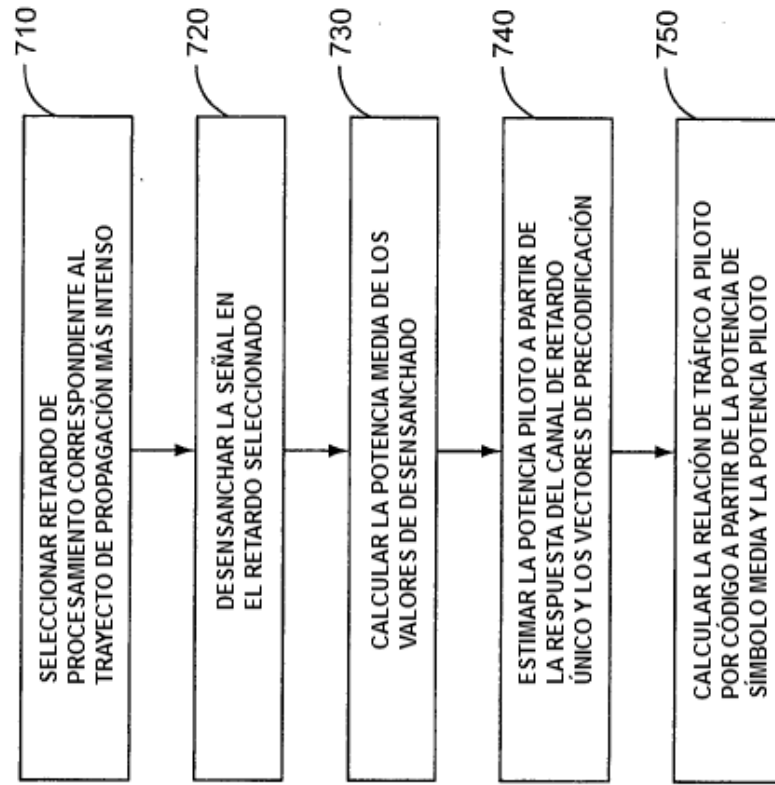


FIG. 7

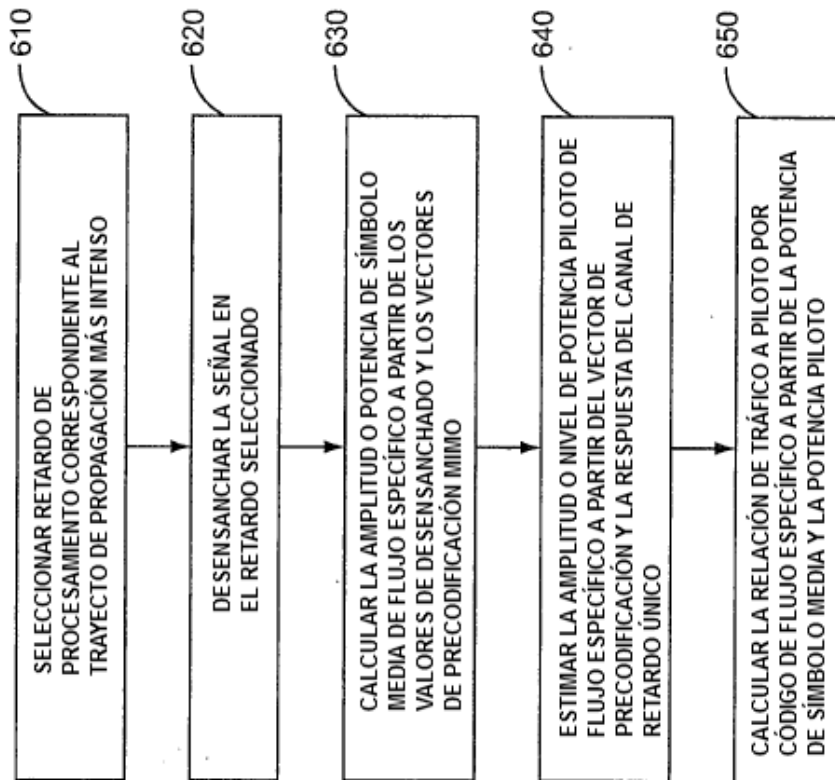


FIG. 6