



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 364 884**

51 Int. Cl.:
H04B 1/707 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **08758687 .1**

96 Fecha de presentación : **21.05.2008**

97 Número de publicación de la solicitud: **2162995**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **17.03.2010**

54 Título: **Método y aparato para eliminar las dependencias de amplitud del canal piloto desde la salida del receptor RAKE.**

30 Prioridad: **22.05.2007 US 752014**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
16.09.2011

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
16.09.2011

73 Titular/es: **Telefonaktiebolaget LM Ericsson (publ)**
164 83 Stockholm, SE

72 Inventor/es: **Jonsson, Elias y**
Cedergren, Andreas

74 Agente: **Elzaburu Márquez, Alberto**

ES 2 364 884 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

Método y aparato para eliminar las dependencias de amplitud del canal piloto desde la salida del receptor RAKE.

5 Campo técnico

La presente invención se refiere de manera general a los métodos y aparatos para el procesamiento de las señales de comunicación inalámbricas recibidas, y concretamente se refiere a la generación de símbolos programables a partir de una señal de canal de tráfico que usa ponderaciones de combinación derivadas de las estimaciones del canal de propagación del canal piloto, tales que los símbolos programables resultantes no varían con los cambios en la relación de la amplitud del canal piloto al canal de tráfico.

10 Antecedentes

En sistemas de comunicación inalámbricos, una estación base típicamente transmite varios canales físicos. Los canales físicos se pueden separar en una variedad de formas, incluyendo por frecuencia, tiempo, o código, o mediante alguna combinación de éstas. En los sistemas de Acceso Múltiple por División de Código de Banda Ancha (WCDMA) definidos por el Proyecto de Cooperación de 3ª Generación (3GPP), se emplean numerosos canales físicos. Por ejemplo, algunos de los canales definidos por el enlace descendente (transmisiones de la estación base a móvil) incluye el canal físico dedicado de enlace descendente (DPCH) para transportar el tráfico de datos específico del usuario, y el canal piloto común (CPICH), que se usa por las estaciones móviles para derivar la información sobre otros canales (tal como el DPCH) transmitidos por una estación base. El 3GPP también ha definido un Canal Compartido de Enlace Descendente Físico de Alta Velocidad (HS-PDSCH), que puede transportar el tráfico de datos dirigido a varias estaciones móviles.

Una señal recibida difiere de la señal transmitida de varias maneras debido a los efectos de la señal que pasa a través del canal de propagación, que incluye el medio de transmisión (por ejemplo el aire) así como los componentes analógicos del equipo de transmisión y recepción. En los sistemas inalámbricos en particular, tales efectos sobre la señal de radiofrecuencia incluyen el desvanecimiento multitrayecto, la interferencia de otras señales que pasan a través del medio, y el ruido térmico. La señal recibida en el receptor por lo tanto se puede considerar como una señal compuesta que consta de una componente deseada y una o más componentes deterioradas que representan la distorsión causada por el canal de propagación, por ejemplo, la interferencia y el ruido.

Los símbolos piloto se transmiten a menudo entre los símbolos de información en los canales físicos. Estos símbolos piloto se usan en los receptores móviles para propósitos de sincronización y para derivar la información sobre el entorno de propagación experimentado por las señales transmitidas por la estación base y recibidas por los receptores móviles. Esta última información puede incluir las estimaciones del canal de propagación, que modela los efectos del canal de propagación. Estas estimaciones del canal se usan por el receptor para invertir los efectos del canal y reconstruir los símbolos transmitidos. En términos generales, cuanto más exactamente se modela el canal de propagación en el receptor, entonces más exactamente se pueden reconstruir y descodificar los símbolos transmitidos.

La estimación del canal es bien conocida en la técnica y se trata, por ejemplo, en "Comunicaciones Digitales" 4ª Edición, por John G. Proakis. McGraw-Hill, 2000. En general, los estimadores del canal comparan las muestras de la señal recibida con los símbolos "conocidos" para producir estimaciones de la respuesta del canal. Estos símbolos conocidos, o símbolos piloto, se pueden derivar de un canal físico específicamente diseñado para transportar los símbolos piloto. Por ejemplo, el 3GPP ha definido un canal piloto común (CPICH) que se puede usar por el terminal móvil como una fuente de los símbolos piloto para la estimación del canal. En general, los símbolos piloto se pueden transmitir en los canales específicamente diseñados para transportar los símbolos piloto, o se puede intercalar entre los bits de información en un canal principalmente previsto para transportar el tráfico de datos. Aunque los símbolos piloto se pueden usar para varios propósitos, el término "símbolo piloto" como se usa aquí dentro se refiere a los símbolos usados para los propósitos de estimación del canal, y el "canal piloto" se refiere a un canal físico que transporta los símbolos piloto.

En los sistemas WCDMA, el CPICH se usa comúnmente para proporcionar una referencia de fase para el proceso de demodulación, dado que la señal CPICH recibida es a menudo más fuerte que otras señales recibidas y las estimaciones de canal exactas se pueden obtener de él. En algunos casos, las estimaciones del canal de propagación derivadas de los símbolos CPICH recibidos pueden ser muy útiles en la reconstrucción y demodulación de otros símbolos. Por ejemplo, debido a que el DPCH y el CPICH se pueden transmitir usando gran parte del mismo equipo de radiofrecuencia en la estación base, y desde la misma antena, los dos canales pueden experimentar esencialmente la misma respuesta de propagación. En otras palabras, los dos canales experimentarán retardos y cambios de fase similares, y padecerán similares respuestas multitrayecto. De esta manera, se reconoce que las estimaciones del canal basadas en las señales CPICH recibidas pueden ser útiles para la estimación de la respuesta del canal experimentada por las señales del DPCH.

No obstante, la potencia del CPICH será en muchos casos mucho mayor que la potencia de un canal de tráfico, tal como el DPCH, transmitido por la misma estación base. Adicionalmente, las potencias de transmisión para el canal

de tráfico y el CPICH diferirán en algunos casos en una cantidad desconocida con el móvil, y puede diferir en cantidades que varían en el tiempo. Si los símbolos piloto también están disponibles en el canal de tráfico, entonces se puede estimar la amplitud de la respuesta del canal de tráfico mediante un estimador de canal, y comparar con la respuesta del canal piloto estimado para determinar una relación entre la amplitud del canal piloto y la amplitud del canal de tráfico. En este caso, las estimaciones del canal piloto se pueden escalar mediante esta relación para obtener las estimaciones de la respuesta del canal de tráfico. Debido a que la diferencia de amplitud se contabiliza, las estimaciones del canal de tráfico resultantes son en gran parte independientes de la amplitud del canal piloto. Este planteamiento se describe por la Publicación de la Solicitud de Patente 2007/0072552 A1.

Una técnica alternativa se revela en la US 2003/0179733 que revela un receptor RAKE que tiene un combinador que usa los coeficientes de ponderación multitrayecto que son proporcionales a la relación de la señal del trayecto a la interferencia (SIR_i) e inversamente proporcional al valor SIR promedio.

No obstante, otros canales, tal como el HS-PDSCH, no pueden transportar los símbolos piloto desde los cuales se puede estimar fácilmente la amplitud del canal de tráfico. En este caso, la técnica no es práctica.

SUMARIO

Se revelan los métodos y aparatos para el procesamiento de las señales de comunicación recibidas, en los que se estiman los coeficientes del canal de propagación usando los símbolos del canal piloto; se forma una métrica de señal a interferencia para el canal piloto; se determinan las ponderaciones de combinación como una función de las estimaciones del canal de propagación, de manera que las ponderaciones de combinación son inversamente proporcionales a la métrica de señal a interferencia; se usan las ponderaciones de combinación para escalar las muestras de una muestra recibida para producir las muestras ponderadas; y las muestras ponderadas se combinan para formar los símbolos programables correspondientes a un canal de tráfico deseado para la decodificación.

De esta manera, los símbolos piloto de un canal piloto se pueden usar para estimar la respuesta del canal de propagación para un canal de tráfico y determinar las ponderaciones de combinación para usar en un receptor RAKE para producir los símbolos programables que estiman los símbolos del canal de tráfico. Los símbolos programables obtenidos son considerablemente independientes de la amplitud transmitida del canal piloto.

En una realización, se configura un receptor RAKE para generar las ponderaciones de combinación como una función de los coeficientes del canal de propagación estimados a partir de los símbolos piloto de un canal piloto, y además como una función de una matriz de covarianza que representa las correlaciones de los deterioros de la señal observados en las ramas del receptor RAKE, en la que las ponderaciones de combinación son inversamente proporcionales a la raíz cuadrada de una métrica de señal a interferencia derivada de los símbolos piloto. Las ponderaciones de combinación se usan para escalar las muestras de una señal recibida para obtener las muestras escaladas; las muestras escaladas se combinan para obtener símbolos programables a partir de un canal deseado para la decodificación. En resumen las muestras escaladas con las ponderaciones de combinación derivadas de esta manera eliminan la variación en los símbolos programables causada por las variaciones en la relación de la amplitud del canal piloto recibido al canal de tráfico.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La Fig. 1 es un diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones digital.

La Fig. 2 es un diagrama de bloques que ilustra los bloques funcionales de un receptor configurado para obtener los símbolos programables para la decodificación.

La Fig. 3 muestra un diagrama de flujo de una realización de un método para el procesamiento de una señal recibida.

La Fig. 4 ilustra un diagrama de flujo de otra realización de un método para el procesamiento de una señal recibida.

La Fig. 5 es un diagrama de bloques que ilustra los bloques funcionales de otro receptor configurado para obtener símbolos programables para la decodificación.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

La Fig. 1 ilustra un diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones digital inalámbrico típico, que comprende una estación base 100 de un sistema de comunicaciones de radiofrecuencia (RF) celular, y un receptor 102, que puede ser parte de un terminal móvil. En el sistema ilustrado, la estación base 100 comunica con el receptor 102 a través de las señales de comunicaciones transmitidas sobre un interfaz aéreo. Por supuesto, en la mayoría de los sistemas de comunicaciones algunos o todos los dispositivos de comunicaciones son tanto dispositivos de comunicaciones de transmisión como de recepción. Para los propósitos de la siguiente descripción, la estación base 100 se considera que consta de una unidad de transmisión que aplica la modulación necesaria a la señal de manera que se puede transmitir sobre un interfaz aéreo al receptor 102. El receptor 102 implementa un proceso de demodulación que corresponde al proceso de modulación implementado por la estación base 100, permitiendo por ello al receptor recuperar la información transmitida originalmente a partir de la señal recibida.

En particular, de acuerdo con una o más realizaciones de la presente invención, el receptor 102 estima los

- 5 coeficientes del canal de propagación que usan los símbolos recibidos desde un canal piloto; forma una métrica de señal a interferencia para el canal piloto; genera las ponderaciones de combinación como una función de los coeficientes del canal de propagación, de manera que las ponderaciones de combinación son inversamente proporcionales a la métrica de señal a interferencia; y escala las muestras de la señal recibida para obtener las muestras ponderadas. Las muestras ponderadas se combinan para producir los símbolos programables que se pueden descodificar. Los símbolos programables generados por el planteamiento anteriormente mencionado son considerablemente independientes de la amplitud de la respuesta del canal piloto, simplificando de esta manera la descodificación posterior. El funcionamiento detallado del receptor se tratará más adelante.
- 10 La estación base 100 comunica con el receptor 102 sobre un canal de transmisión 104. Dos canales físicos, un canal piloto común, o CPICH 106, y un Canal Compartido de Enlace Descendente Físico de Alta Velocidad, o HS-PDSCH 108, se transmiten sobre el canal de transmisión 104. El canal de transmisión 104 representa el medio físico sobre el cual se transportan los canales físicos. En general, los canales físicos corresponden a señales de radio moduladas y se pueden separar mediante códigos de esparcimiento y/o multiplexación en el tiempo. Dependiendo
- 15 de la configuración de la estación base, múltiples canales físicos pueden, no obstante, ser transmitidos a través del mismo medio, usando las mismas o similares frecuencias de transmisión. De esta manera, el CPICH 106 y el HD-PDSCH 108 se pueden transmitir en la práctica a través de un canal de transmisión esencialmente idéntico, y en particular puede experimentar casi idéntica propagación multitrayecto.
- 20 El receptor 102 recibe simultáneamente las señales a partir de los canales CPICH y HS-PDSCH 106 y 108, respectivamente, usando, por ejemplo, distintas ramas de un receptor RAKE. El CPICH se emite dentro de cada celda de una red de telecomunicaciones celular usando un código de esparcimiento específico y sin control de potencia, a un nivel de potencia seleccionado de manera que incluso las estaciones móviles fuera del límite de la celda previstas pueden recibirlo. De esta manera, la potencia de la señal del CPICH transmitida en muchos casos
- 25 será mucho mayor que la potencia de una señal HS-PDSCH transmitida desde la misma estación base. Adicionalmente, las potencias de transmisión en el HS-PDSCH y el CPICH diferirán en la mayoría de los casos en una cantidad desconocida del móvil, y puede diferir en cantidades que varían con el tiempo.
- 30 El HS-PDSCH 108 y el CPICH 106 se transmiten típicamente usando una gran parte del mismo equipo de radiofrecuencia en la estación base, y desde la misma antena. Por consiguiente, los dos canales experimentarán esencialmente la misma respuesta de propagación. Por consiguiente, las estimaciones del canal en base a las señales del CPICH recibidas son útiles para la estimación de la respuesta del canal experimentada por las señales HS-PDSCH.
- 35 La Figura 2 ilustra un receptor ejemplar para el procesamiento de las señales recibidas de acuerdo con una realización de la presente invención. El receptor 102 comprende un receptor frontal 202, que incluye circuitos de radiofrecuencia y analógicos. El procesamiento en el receptor frontal 202 puede incluir el filtrado, la amplificación, la mezcla hacia abajo en banda base usando osciladores locales en fase y de cuadratura, la conversión analógica a digital (A/D), y la sincronización, que provocan una secuencia de muestras digitales de la señal recibida. Estas
- 40 muestras se pueden procesar además para reconstruir los símbolos del canal deseado, por ejemplo el HS-PDSCH 108.
- 45 El receptor 102 también incluye el procesamiento de la señal en banda base de la secuencia de muestra recibida para recuperar (o "detectar") los símbolos de información del canal físico deseado de acuerdo con la modulación aplicada en la estación base 100. En el receptor ejemplar 102 de la Figura 2, este procesamiento de la señal en banda base se basa en el uso de un modelo del medio de transmisión, es decir una respuesta del canal modelada, para generar las ponderaciones de combinación para combinar las salidas de desesparcimiento de las ramas del receptor RAKE.
- 50 En el receptor de la Figura 2, un grupo de "ramas" del correlador RAKE 204 se usan para obtener las versiones retardadas en el tiempo de la señal recibida. Los retardos de tiempo se pueden seleccionar para corresponder a los retardos experimentados por los rayos multitrayecto recibidos. Debido a que cada rama del RAKE correlaciona una versión retardada de la señal recibida contra el código de esparcimiento usado para crear la señal transmitida, las salidas de los correladores RAKE 204 son muestras "desesparcidas", retardadas en el tiempo de la señal recibida. El
- 55 procesamiento en banda base en el receptor 102 también comprende un bloque de procesamiento del canal piloto 206, un generador de la ponderación de combinación 212, el combinador 214, y el descodificador 216.
- 60 En el receptor 102 de la Figura 2, las señales y_f son salidas de los correladores RAKE 204, y corresponden a un canal deseado tal como el HS-PDSCH. Estas señales se pueden representar como $y_f = h_f^{\text{Datos}} s + n_f$, donde h_f^{Datos} es la respuesta del canal de propagación relacionada con el canal de tráfico transmitido para el retardo de tiempo/rama f , s es el símbolo original transmitido, y n_f es el ruido térmico e interferencia en el retardo de tiempo/rama f . Las salidas de las ramas y_f se combinan en el circuito combinador 214 para producir un símbolo programable, que incluye una componente de ruido, representada por $\tilde{s} + \tilde{n}$. Las ponderaciones de combinación se proporcionan por el generador de ponderación de combinación 212, usando las estimaciones del canal piloto y una métrica de señal a

interferencia (SIR) producida por el bloque de procesamiento del canal piloto 206.

En el bloque de procesamiento del canal piloto 206, las estimaciones del canal de propagación del canal piloto

$h_{est,f}^{CPICH}$ se calculan para cada retardo de tiempo/ rama f . Es decir, para cada rama RAKE en los correladores RAKE 204 asignados a la señal deseada, se calcula una estimación del canal correspondiente para las señales del canal piloto por el estimador del canal 208, usando los símbolos piloto. Incluso aunque estas estimaciones son para el canal piloto, no el canal de tráfico, las estimaciones son sin embargo útiles para la generación de las ponderaciones de combinación para la reconstrucción de los símbolos del canal de tráfico desconocidos.

Las estimaciones del canal de propagación del canal piloto $h_{est,f}^{CPICH}$ se pueden usar para generar las ponderaciones

de combinación $w_f = \left(h_{est,f}^{CPICH} / I_f \right)^*$, donde I_f es una estimación de la potencia de ruido más interferencia en relación con el canal piloto (CPICH) para la retardo de tiempo/ rama f , y (*) indica la operación conjugada compleja. En este caso, la salida del combinador 214, que escala las salidas de ramas y_f con las ponderaciones de combinación w_f y las sumas, será:

$$\begin{aligned} \sum_{f=1}^F w_f \cdot y_f &= \sum_{f=1}^F y_f \left(\frac{h_{est,f}^{CPICH}}{I_f} \right)^* \\ &= s \sum_{f=1}^F h_f^{Data} \left(\frac{h_{est,f}^{CPICH}}{I_f} \right)^* + \sum_{f=1}^F n_f \left(\frac{h_{est,f}^{CPICH}}{I_f} \right)^* = \tilde{s} + \tilde{n} \end{aligned} \quad \text{Eq. (1)}$$

En el decodificador 216, los símbolos programables producidos por el combinador 214 se procesan y decodifican de acuerdo con la modulación aplicada por el canal de tráfico en la estación base 100. Por ejemplo, los valores de bit programables para la modulación QPSK se pueden generar tomando la parte real e imaginaria de la salida $\tilde{s} + \tilde{n}$. Estos valores de bit programables entonces se cuantifican y procesan además para la decodificación.

Para la decodificación óptima, los valores de los símbolos programables \tilde{s} deberían ser preferentemente independientes de la amplitud del canal piloto. No obstante, el examen de la Ec. (1) indica que esto no es así si las

ponderaciones de combinación son $\left(h_{est,f}^{CPICH} / I_f \right)^*$. Más bien,

$$\tilde{s} = s \sum_{f=1}^F h_f^{Data} \left(\frac{h_{est,f}^{CPICH}}{I_f} \right)^* \quad \text{Eq. (2)}$$

De esta manera, los símbolos programables son una función tanto de la amplitud de la respuesta del canal piloto así como la amplitud de la respuesta del canal de tráfico. Como resultado, los valores de los símbolos programables variarán ambos como una función de la pérdida del canal de propagación del canal piloto, la cual debería ser similar a la pérdida del canal de propagación para el canal de tráfico, y como una función de la amplitud del canal piloto transmitido, la cual puede diferir de la amplitud del canal de tráfico transmitido.

Supongamos que las respuestas del canal de propagación para los canales de tráfico y piloto son tales que $h_f^{CPICH} = q \cdot h_f^{Data}$ en un tiempo de símbolo dado, para algún número real no negativo q . Es decir, q es la relación de amplitud entre los canales de tráfico y piloto transmitidos, en un tiempo de símbolo dado, y es generalmente desconocida para el receptor. De esta manera, la respuesta del canal piloto estimada variará dependiendo de la potencia del canal piloto transmitida.

Si el estimador del canal 208 proporciona las estimaciones exactas de la respuesta del canal piloto, entonces

$$h_{est,f}^{CPICH} \approx h_f^{CPICH}, y$$

$$h_{est,f}^{CPICH} \approx q \cdot h_f^{Data} \quad . \quad \text{Eq. (3)}$$

La sustitución de la Ec. (3) en la Ec. (2) produce:

$$\bar{s} \approx s \sum_{f=1}^F h_f^{Data} \left(\frac{q \cdot h_{est,f}^{DATA}}{I_f} \right)^* = q \cdot s \sum_{f=1}^F \frac{|h_f^{Data}|^2}{I_f} \quad . \quad \text{Eq. (4)}$$

De ahí que, el símbolo estimado es una función no solamente de la respuesta del canal de propagación del canal de tráfico h_f^{Datos} , sino también de la relación de amplitud q entre el canal piloto transmitido y el canal de tráfico transmitido.

En el receptor 102, es preferible eliminar la dependencia de los símbolos estimados en la amplitud del canal piloto. Un beneficio de eliminar esta dependencia es una reducción en el margen dinámico requerido en los cuantificadores de símbolos incluidos en el bloque descodificador 216. La dependencia de los símbolos estimados en la amplitud del canal piloto puede ser eliminada considerablemente si el generador de la ponderación de combinación 212 proporciona las ponderaciones de combinación de la forma:

$$w_f = \frac{h_{est,f}^{CPICH}}{I_f} \cdot \frac{1}{\sqrt{SIR_{fll}^{CPICH}}} \quad . \quad \text{Eq. (5)}$$

Estas ponderaciones de combinación difieren de aquéllas usadas en la Ec. (1) en el factor $\frac{1}{\sqrt{SIR_{fll}^{CPICH}}}$. Aquí SIR_{fll}^{CPICH} es un valor de la relación de la señal a interferencia (SIR) filtrado para el canal piloto CPICH. Es decir, la potencia de ruido más interferencia I_f se estima para el canal piloto para cada retardo de tiempo/rama f , y se calcula

una métrica de señal a interferencia; $\sum_{f=1}^F \frac{|h_{est,f}^{CPICH}|^2}{I_f}$. Esto se hace en el bloque de procesamiento del canal piloto 206. El filtrado de varias métricas de SIR determinadas sucesivamente se puede realizar, dado que las métricas individuales pueden ser ruidosas.

Usando las estimaciones del canal de propagación del canal piloto, y las métricas SIR, el generador de la ponderación de combinación 212 de la Fig. 2 produce las ponderaciones de combinación de la Ec. (5). Cuando estas ponderaciones se usan por el combinador 214, la salida del combinador 214 llega a ser:

$$\begin{aligned} \sum_{f=1}^F w_f \cdot y_f &= \sum_{f=1}^F y_f \left(\frac{h_{est,f}^{CPICH}}{I_f \sqrt{SIR_{fll}^{CPICH}}} \right) \\ &= s \sum_{f=1}^F h_f^{Data} \left(\frac{h_{est,f}^{CPICH}}{I_f \sqrt{SIR_{fll}^{CPICH}}} \right)^* + \sum_{f=1}^F n_f \left(\frac{h_{est,f}^{CPICH}}{I_f \sqrt{SIR_{fll}^{CPICH}}} \right)^* = \bar{s} + \bar{n} \end{aligned}$$

y la estimación del símbolo programable:

$$\bar{s} = s \sum_{f=1}^F \frac{h_f^{Data} (h_{est,f}^{CPICH})^*}{I_f} \cdot \frac{1}{\sqrt{SIR_{fll}^{CPICH}}} \quad . \quad \text{Eq. (6)}$$

Suponiendo que no hay desvanecimiento material durante el periodo de tiempo de filtrado en el que se determina la

SIR_{fili}^{CPICH} , entonces la SIR_{fili}^{CPICH} es aproximadamente constante, dado que el CPICH se transmite con amplitud constante. Por lo tanto, la SIR_{fili}^{CPICH} es aproximadamente igual a $\frac{\sum_{f=1}^F |h_f^{CPICH}|^2}{I_f}$, donde h_f^{CPICH} es la respuesta del canal de propagación real para el canal piloto CPICH durante el símbolo transmitido s. Recordando que $h_f^{CPICH} = q \cdot h_f^{Datos}$, entonces:

$$SIR_{fili}^{CPICH} \approx q^2 \sum_{f=1}^F \frac{|h_f^{Data}|^2}{I_f} = q^2 \cdot SIR^{Data} \quad \text{Eq. (7)}$$

La sustitución de la Ec. (7) en la Ec. (6) produce:

$$\begin{aligned} \tilde{s} &= s \sum_{f=1}^F \frac{h_f^{Data} (h_{est,f}^{CPICH})^*}{I_f} \cdot \frac{1}{\sqrt{SIR_{fili}^{CPICH}}} \\ &\approx s \sum_{f=1}^F \frac{|h_f^{Data}|^2}{I_f} \cdot \frac{q}{q} \cdot \frac{1}{\sqrt{SIR^{Data}}} = s \sqrt{SIR^{Data}} \end{aligned}$$

De ahí que, el símbolo estimado \tilde{s} ya no es una función de la amplitud del canal piloto, sino que es aproximadamente igual al símbolo original escalado por un término de señal a interferencia respecto al canal de tráfico. La dependencia del símbolo estimado \tilde{s} en la amplitud del canal piloto se ha eliminado considerablemente; cualquier dependencia residual es una función de las imprecisiones en el proceso de estimación del canal y de las aproximaciones tratadas anteriormente.

Un escalado teóricamente correcto de los símbolos programables los haría proporcionales a la SIR^{Datos} , mientras que en el análisis anterior son proporcionales a $\sqrt{SIR^{Data}}$. No obstante, las simulaciones muestran que esto no importa; la eliminación de la dependencia de la amplitud del canal piloto es más importante.

La Figura 3 es un diagrama de flujo para un método empleado por un receptor ejemplar 102. El bloque 302 ilustra la estimación de los coeficientes del canal de propagación que usan los símbolos recibidos a partir de un canal piloto. Esta estimación se realiza en el estimador del canal 208 de la Figura 2. Como se explicó anteriormente, estos coeficientes del canal de propagación corresponden a la respuesta del canal experimentada por el canal piloto, por ejemplo el CPICH 106, sino que también corresponde estrechamente a la respuesta del canal experimentada por un canal de tráfico asociado, por ejemplo el HS-PDSCH 108.

El bloque 304 de la Figura 3 ilustra la formación de una métrica de señal a interferencia para el canal piloto, de nuevo usando los símbolos recibidos a partir del canal piloto. La métrica de SIR se puede formar en un estimador de SIR 210, como se ilustra en la Figura 2, y se deriva como una función de la respuesta del canal piloto estimada y la potencia de ruido más interferencia estimada observada en el canal piloto.

El bloque 306 ilustra la determinación de las ponderaciones de combinación. Estas ponderaciones de combinación son una función de las estimaciones de propagación del canal piloto del bloque 302, y son inversamente proporcionales a la raíz cuadrada de la métrica de SIR del bloque 304. Las ponderaciones de combinación se pueden formar por el generador de ponderación de combinación 212 de la Figura 2, de acuerdo con la Ec. (5) anterior. No obstante, aquellos expertos en la técnica reconocerán que puede ser ventajoso el escalado adicional de las ponderaciones de combinación en cualquier implementación del receptor dada, para encajar mejor el margen de la salida del combinador 214 al margen dinámico del descodificador 216.

El bloque 308 representa el escalado de las muestras de la señal recibidas usando las ponderaciones de combinación. En el receptor 102 de la Figura 2, las muestras de la señal recibidas corresponden a las salidas de las ramas RAKE 204, y_f . El escalado se realiza en el combinador 214 y produce muestras ponderadas. Después del escalado, el combinador 214 combina las muestras ponderadas para obtener un símbolo programable a partir del canal deseado para la descodificación, como se ilustra por el bloque 310. Este símbolo programable, como se

demuestra anteriormente, es considerablemente independiente de la amplitud de transmisión del canal piloto.

Los métodos y aparatos tratados anteriormente también son aplicables a un receptor RAKE que emplea la cancelación de interferencia. Si se emplea la cancelación de interferencia, entonces las ponderaciones de

5 combinación $\frac{h_{est,f}^{CPICH}}{I_f} \cdot \frac{1}{\sqrt{SIR_{\beta_{ii}}^{CPICH}}}$ se sustituyen por $\frac{R^{-1}h_{est}^{CPICH}}{\sqrt{SIR_{\beta_{ii}}^{CPICH}}}$ donde R es la matriz de covarianza de la interferencia y

h_{est}^{CPICH} es un vector columna con entradas $h_{est,f}^{CPICH}$. La estimación de la matriz de covarianza R se puede realizar usando cualquiera de una serie de métodos bien conocidos en la técnica, y se representa en el bloque 402 del diagrama de flujo de la Figura 4. El diagrama de flujo ilustrado por la Figura 4 es por otra parte muy similar al diagrama de flujo de la Figura 2, excepto que el bloque 404 ilustra que las ponderaciones de combinación se determinan como una función de la matriz de covarianza R, así como las estimaciones de propagación del canal piloto $h_{est,f}^{CPICH}$. No obstante, las ponderaciones de combinación son inversamente proporcionales a la métrica de señal a interferencia, justo como en el diagrama de flujo anterior.

15 La Figura 5 representa un receptor de cancelación de interferencia de acuerdo con una o más realizaciones de la presente invención. El generador de covarianza de interferencia 502 produce la matriz de covarianza R, que representa las correlaciones de los deterioros de la señal causados por las señales interferentes, como se observa en las ramas de los correladores RAKE 204. La matriz de covarianza R se suministra al generador de ponderación de combinación 504, junto con las estimaciones de propagación del canal piloto y las métricas de la señal a interferencia producidas por el estimador del canal 208 y el estimador de SIR 210, respectivamente, del bloque de procesamiento del canal piloto 206. El generador de ponderación de combinación 504 produce las ponderaciones de

20 combinación $\frac{R^{-1}h_{est}^{CPICH}}{\sqrt{SIR_{\beta_{ii}}^{CPICH}}}$ para usar por el combinador 214.

25 Usando el análisis similar al anterior, la salida del combinador 214, si se omite el término de SIR de las ponderaciones de combinación se puede mostrar que sea:

$$y^T \cdot (R^{-1}h_{est}^{CPICH})^* = s(h^{Data})^T \cdot (R^{-1}h_{est}^{CPICH})^* + n^T \cdot (R^{-1}h_{est}^{CPICH})^* = \tilde{s} + \tilde{n},$$

donde el superíndice T indica la trasposición de una matriz, y las multiplicaciones son multiplicaciones de vectores.

30 De nuevo \tilde{s} depende de la amplitud de transmisión del canal piloto.

Esta dependencia se puede eliminar reemplazando las estimaciones del canal ponderadas por $R^{-1}h_{est}^{CPICH} \frac{1}{\sqrt{SIR_{\beta_{ii}}^{CPICH}}}$, donde $SIR_{\beta_{ii}}^{CPICH}$ se obtiene filtrando sucesivamente determinadas métricas SIR $(h_{est}^{CPICH})' \cdot (R^{-1}h_{est}^{CPICH})^*$.

35 En adición a los bloques funcionales representados, los receptores ilustrados en las FIG. 2 y 5 pueden incluir circuitos de procesamiento en banda base adicionales (no se muestran), que proporcionan funciones tales como la supervisión de los circuitos tratados previamente, la gestión de memoria, la interconexión con otros circuitos de operación, la realización de funciones de comunicaciones de nivel más alto, etc. Como se entenderá fácilmente, los circuitos frontales de receptor 202, los correladores RAKE 204, el estimador del canal 208, el estimador de SIR 210, el generador de la covarianza 502, los generadores de ponderación de combinación 212 y 504, el combinador 214, y el decodificador 216 cada uno se puede implementar usando componentes físicos digitales y/o analógicos, microprocesadores que ejecutan los componentes lógicos, o una combinación. Los circuitos pueden constar de procesadores especializados o de propósito general, o procesadores digitales de señal (DSP), o uno o más de cada. El receptor frontal 202 puede constar de conmutadores, filtros, amplificadores, y otros circuitos analógicos para acondicionar las señales de radiofrecuencia recibidas por una o más antenas (no se muestran), y además puede constar de mezcladores, osciladores locales, y convertidores analógico a digital (A/D), para suministrar una señal de convertida hacia abajo y digitalizada a los correladores RAKE 204.

45 El receptor 102 además se puede combinar con circuitos transmisores para proporcionar un dispositivo transceptor completo. Este dispositivo transceptor se puede configurar como un terminal de usuario final, portátil, tal como un radioteléfono celular, o como un dispositivo de comunicaciones fijo.

50 Con estas y otras variaciones y extensiones en mente, aquellos expertos en la técnica apreciarán que la descripción anteriormente mencionada y los dibujos anexos representan ejemplos no limitativos de los métodos y aparatos

enseñados aquí dentro para el procesamiento de las señales recibidas para eliminar las dependencias de la amplitud de transmisión del canal piloto de los símbolos estimados a partir de un canal de tráfico deseado. Como tal, la presente invención no se limita por la descripción anteriormente mencionada y los dibujos anexos. En su lugar, la presente invención se limita solamente por las reivindicaciones siguientes y sus equivalente legales.

5

REIVINDICACIONES

1. Un método para el procesamiento de una señal recibida, que comprende:

5 estimar los coeficientes del canal de propagación usando los símbolos recibidos desde un canal piloto;
 formar una métrica de señal a interferencia para dicho canal piloto usando dichos símbolos;
 determinar las ponderaciones de combinación como una función de los coeficientes del canal de propagación
 y la métrica de señal a interferencia, en donde las ponderaciones de combinación son inversamente
 10 proporcionales a la raíz cuadrada de la métrica de señal a interferencia y a la potencia de ruido más
 interferencia;
 escalar las muestras de la señal recibida usando las ponderaciones de combinación para obtener las
 muestras ponderadas; y
 combinar las muestras ponderadas para obtener símbolos programables a partir de un canal deseado para la
 15 descodificación,
 en el que los coeficientes del canal de propagación corresponden a las ramas de un receptor RAKE, y en el
 que la métrica de señal a interferencia comprende una suma de las relaciones de señal a interferencia para
 dichas ramas.

20 2. El método de la reivindicación 1, en el que la determinación de las ponderaciones de combinación comprende
 dividir los coeficientes del canal de propagación por las potencias de interferencia medidas en las ramas de un
 receptor RAKE y por la raíz cuadrada de la métrica de señal a interferencia.

25 3. El método de la reivindicación 2, en el que la formación de una métrica de señal a interferencia comprende
 formar sucesivos términos de señal a interferencia que comprenden las sumas de las relaciones señal a
 interferencia de dichas ramas, y el filtrado de dichos términos sucesivos de señal a interferencia para obtener la
 métrica de señal a interferencia.

30 4. El método de la reivindicación 1, en el que la determinación de las ponderaciones de combinación como una
 función de los coeficientes del canal de propagación además comprende la determinación de las ponderaciones de
 combinación como una función de una matriz de covarianza que representa las correlaciones de los deterioros de la
 señal observados en las ramas de un receptor RAKE.

35 5. El método de la reivindicación 4, en el que los símbolos recibidos desde un canal piloto son símbolos piloto
 recibidos a partir de un canal piloto común y el canal deseado es un canal de enlace descendente compartido.

6. El método de la reivindicación 4, en el que el canal piloto es un canal piloto común (CPICH) de un sistema
 WCDMA y el canal deseado es un canal compartido de enlace descendente físico de alta velocidad (HS-PDSCH) de
 un sistema WCDMA.

40 7. El método de la reivindicación 4, en el que la formación de una métrica de señal a interferencia comprende la
 formación de sucesivos términos de señal a interferencia y el filtrado de dichos sucesivos términos de señal a
 interferencia para obtener dicha métrica de señal a interferencia.

- 45 8. Un receptor, que comprende:

un estimador de canal configurado para estimar los coeficientes del canal de propagación usando los
 símbolos recibidos desde un canal piloto;
 un estimador de SIR configurado para generar una métrica de señal a interferencia para dicho canal piloto
 usando dichos símbolos;
 50 un generador de ponderación de combinación configurado para generar las ponderaciones de combinación
 como una función de los coeficientes del canal de propagación y la métrica de señal a interferencia, en donde
 las ponderaciones de combinación son inversamente proporcionales a la raíz cuadrada de la métrica de señal
 a interferencia y a la potencia de ruido más interferencia; y
 un combinador configurado para escalar las muestras de la señal recibida usando las ponderaciones de
 55 combinación y combinar las muestras escaladas para obtener los símbolos programables a partir de un canal
 deseado para la descodificación,
 en el que los coeficientes del canal de propagación corresponden a las ramas de un receptor RAKE, y en el
 que la métrica de señal a interferencia comprende una suma de las relaciones señal a interferencia para
 dichas ramas.

60 9. El receptor de la reivindicación 8, en el que el generador de ponderación de combinación genera las
 ponderaciones de combinación dividiendo los coeficientes del canal de propagación por las potencias de
 interferencia medidas en las ramas de un receptor RAKE y por la raíz cuadrada de la métrica de señal a
 interferencia.

65

10. El receptor de la reivindicación 9, en el que el estimador de SIR se configura para formar sucesivos términos de señal a interferencia que comprenden las sumas de las relaciones señal a interferencia de dichas ramas, y filtrar dichos términos sucesivos de señal a interferencia para obtener la métrica de señal a interferencia.
- 5 11. El receptor de la reivindicación 8, en el que el generador de ponderación de combinación se configura además para generar las ponderaciones de combinación como una función de una matriz de covarianza que representa las correlaciones de los deterioros de la señal observados en las ramas de un receptor RAKE.
- 10 12. El receptor de la reivindicación 11, en el que los símbolos recibidos desde un canal piloto son símbolos piloto recibidos a partir de un canal piloto común y el canal deseado es un canal de enlace descendente compartido.
- 15 13. El receptor de la reivindicación 11, en el que el canal piloto es un canal piloto común (CPICH) de un sistema WCDMA y el canal deseado es un canal compartido de enlace descendente físico de alta velocidad (HS-PDSCH) de un sistema WCDMA.
- 20 14. El receptor de la reivindicación 11, en el que el estimador de SIR se configura además para formar sucesivos términos de señal a interferencia y filtrar los sucesivos términos de señal a interferencia para obtener la métrica de señal a interferencia.

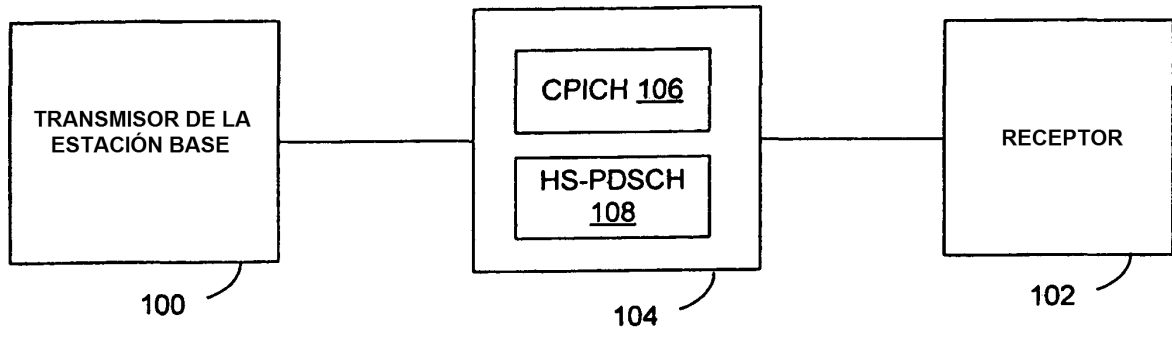


FIG. 1

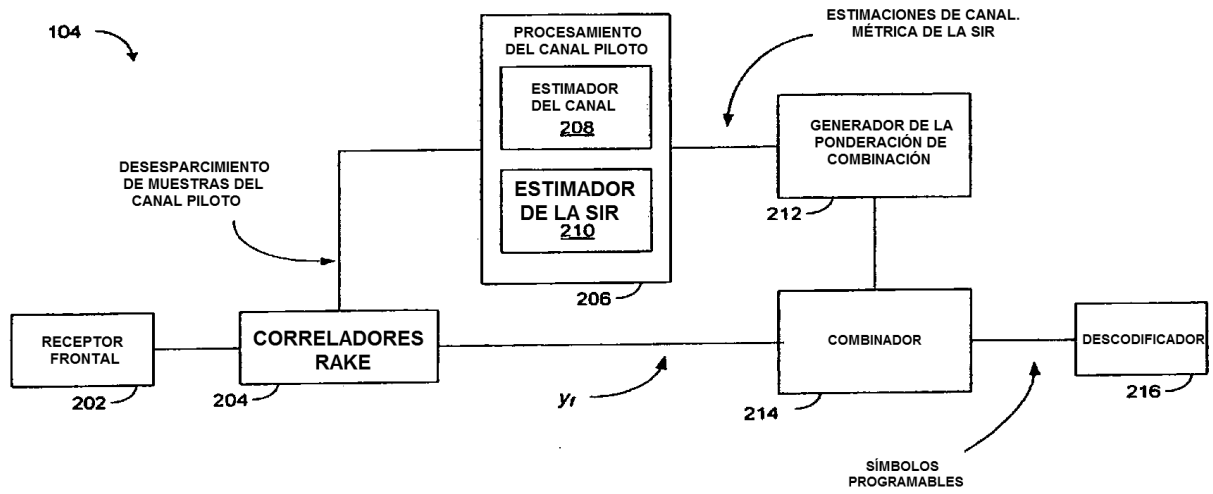


FIG. 2

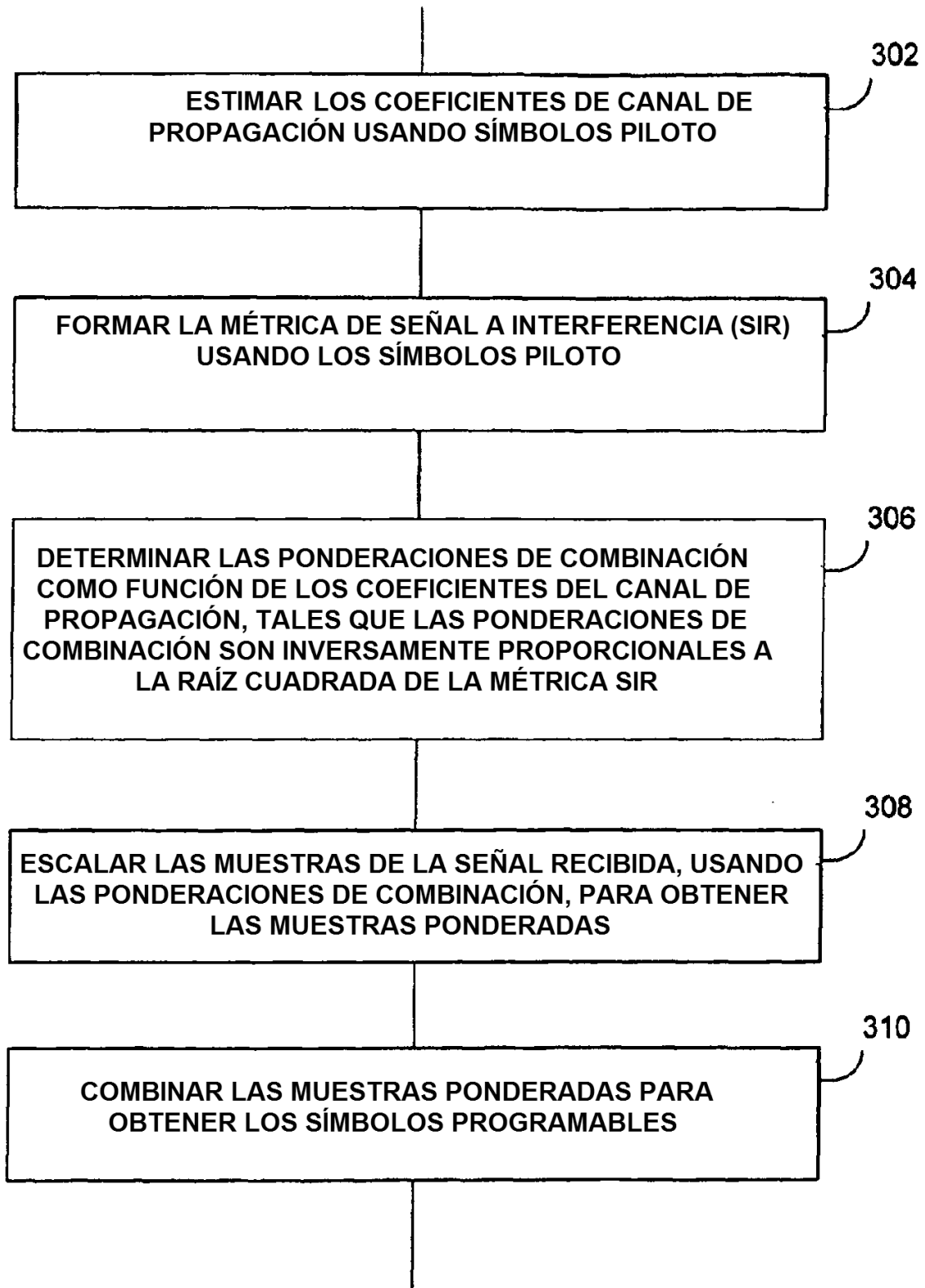


FIG. 3

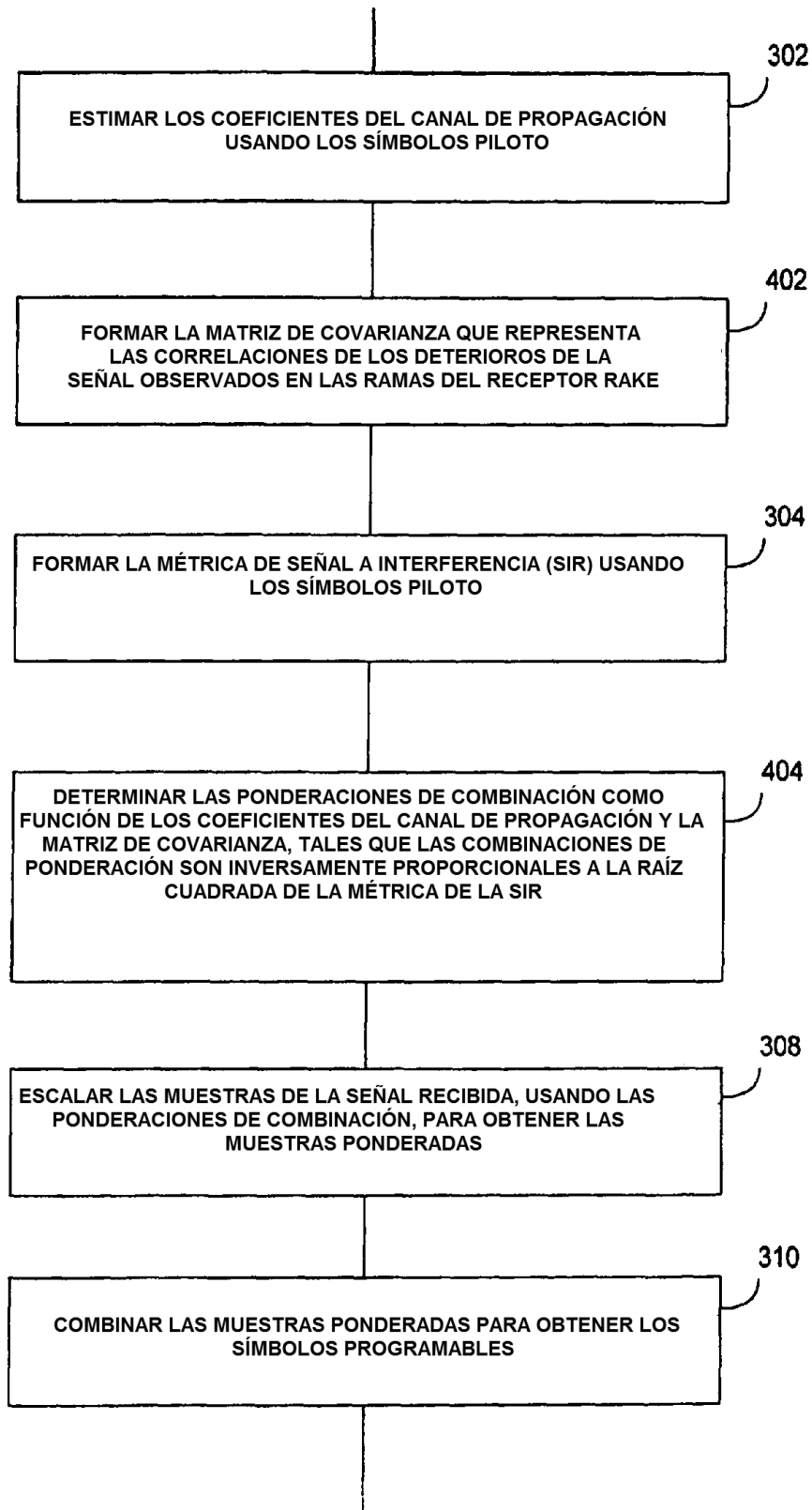


FIG. 4

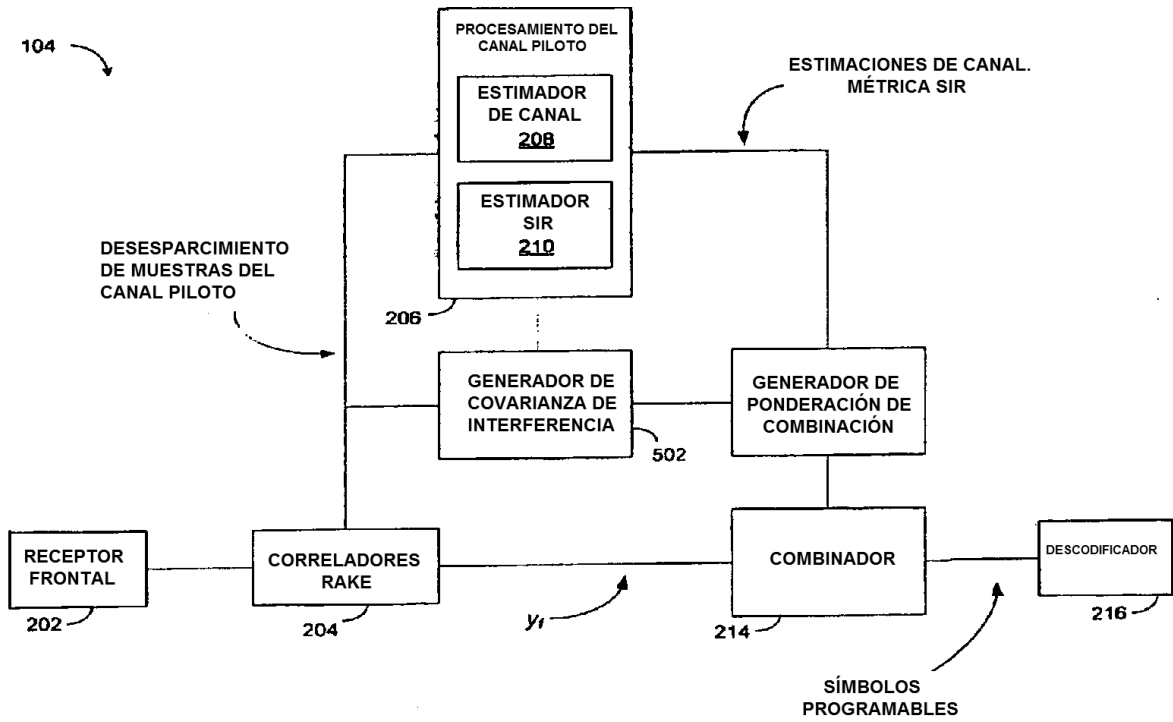


FIG. 5