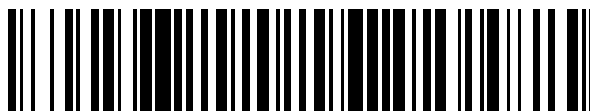


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 425 225**

51 Int. Cl.:

H04B 1/7117 (2011.01)

H04B 1/712 (2011.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **04.10.2005** **E 05795998 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **22.05.2013** **EP 1800417**

54 Título: **Aparato, métodos y productos de programas informáticos para selección de retardo en un receptor de espectro ensanchado**

30 Prioridad:

06.10.2004 US 959923

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

14.10.2013

73 Titular/es:

TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON (PUBL)
(100.0%)

PATENT UNIT
164 83 STOCKHOLM, SE

72 Inventor/es:

CAIRNS, DOUGLAS A.;
BOTTOMLEY, GREGORY B. y
KHAYRALLAH, ALI S.

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 425 225 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

Aparato, métodos y productos de programas informáticos para selección de retardo en un receptor de espectro ensanchado

ANTECEDENTES DE LA INVENCION

La presente invención se refiere a radiocomunicaciones, y más concretamente, a un aparato, métodos y productos de programa informático para procesar señales de comunicaciones de espectro ensanchado.

Las técnicas de transmisión de señales de espectro ensanchado son ampliamente usadas en sistemas de comunicaciones, tales como redes de telefonía celular de acceso múltiple por división de código (CDMA). Con referencia a la FIGURA 1, un símbolo de información está modulado típicamente por una secuencia de ensanchado antes de la transmisión desde una estación de transmisión 110 de manera que el símbolo se representa por un número de segmentos en la señal transmitida. En el receptor 120, la señal recibida se desensancha usando un código de desensanchado, que es típicamente el conjugado del código de ensanchado. El receptor 120 que incluye un procesador radio 122 que realiza la conversión descendente, el filtrado y/u otras operaciones para producir una señal en banda base que se proporciona a un procesador en banda base 124. El procesador en banda base 124 desensancha la señal en banda base para producir estimaciones de símbolos que se proporcionan a un procesador adicional 126, que puede realizar operaciones de procesamiento de señal adicionales, tales como decodificación de corrección de errores.

En sistemas CDMA de secuencia directa (DS-CDMA) coherentes, se usa comúnmente recepción RAKE coherente. Este tipo de receptor desensancha la señal recibida correlacionando la secuencia de segmentos para producir valores desensanchados que se combinan ponderadamente según los coeficientes de canal estimados. La ponderación puede eliminar la rotación de fase del canal y ajustar los valores desensanchados para proporcionar valores "suaves" que son indicativos de los símbolos transmitidos.

La propagación multitrayecto de la señal transmitida puede conducir a dispersión en el tiempo, que causa múltiples ecos resolubles de la señal transmitida para llegar al receptor. En un receptor RAKE convencional, los correlacionadores están típicamente alineados con ecos seleccionados de la señal deseada. Cada correlacionador produce valores desensanchados que se combinan ponderadamente como se describió anteriormente. Aunque un receptor RAKE puede ser efectivo en ciertas circunstancias, la interferencia de uno mismo y multiusuario puede degradar el rendimiento causando pérdida de ortogonalidad entre los canales definidos de secuencia de ensanchado.

Un receptor RAKE "generalizado" (G-RAKE) ha sido propuesto para proporcionar rendimiento mejorado en tales entornos de interferencia. Un receptor G-RAKE convencional típicamente usa ponderaciones de combinación que son una función de los coeficientes del canal y una covarianza de ruido que incluye información en relación con las señales de interferencia. Estas ponderaciones w se pueden expresar como:

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{c}, \quad (1)$$

donde $\mathbf{R}$ es una matriz de covarianza de ruido y $\mathbf{c}$ es un vector de coeficiente del canal.

Un procesador en banda base típico para un receptor G-RAKE se ilustra en la FIGURA 2. Las muestras de segmentos se proporcionan a una unidad de colocación de rama 230, que determina dónde colocar las ramas (seleccionando retardos para una o más antenas) mediante una unidad de correlación 210. La unidad de correlación 210 desensancha uno o más canales de tráfico y produce valores desensanchados de tráfico. Los trayectos seleccionados también se proporcionan a un ordenador de ponderación 240, que calcula las ponderaciones de combinación que se usan para combinar los valores desensanchados en un combinador 220 para producir valores suaves.

Se puede proporcionar una funcionalidad similar usando una estructura de ecualizador de segmentos, como se muestra en la FIGURA 3. En tal estructura, las muestras de segmentos se proporcionan a una unidad de colocación de derivadores 330, que determina dónde colocar los derivadores del filtro (es decir, qué retardos para una o más antenas) para un filtro de respuesta al impulso finita (FIR) 310. Las ubicaciones de derivador seleccionadas también se proporcionan a un calculador de ponderación 340 que calcula los coeficientes (o ponderaciones) del filtro para el filtro 310. El filtro 310 filtra las muestras de segmento para producir una señal que se desensancha por un correlacionador 320 para producir estimaciones de símbolos.

Un ordenador de ponderación convencional para un receptor G-RAKE se ilustra en la FIGURA 4. Las muestras de señal se proporcionan a una unidad de correlación 410 que desensancha símbolos a partir de un piloto o canal de tráfico para producir valores desensanchados iniciales. La modulación de símbolos se elimina de estos valores por un eliminador de modulación 420, y los valores resultantes se proporcionan a un rastreador de canal 430 que genera

estimaciones de canal. Los valores desensanchados y las estimaciones de canal se proporcionan a un estimador de covarianza de ruido 450, que produce una estimación de la covarianza de ruido del conjunto de retardos en uso. Las estimaciones de canal y la estimación de covarianza de ruido se proporcionan a un calculador de ponderación 440, que calcula las ponderaciones de combinación (coeficientes de filtro) de los mismos.

Un receptor G-RAKE difiere de un receptor RAKE tradicional en que considera retardos además de aquéllos correspondientes a ecos de la señal deseada. Estos otros retardos se eligen típicamente para proporcionar información acerca de la interferencia de manera que el receptor puede suprimir la interferencia.

En un receptor RAKE práctico (RAKE tradicional o G-RAKE), las restricciones de componentes físicos y/o soporte lógico limitan típicamente el número de "ramas" que se pueden usar en un momento dado. En un receptor RAKE tradicional, estas ramas se eligen típicamente de manera que se recoge una cantidad máxima de la energía de la señal deseada. En un receptor G-RAKE, no obstante, los criterios de selección de ramas también pueden recoger información de la señal de interferencia de manera que se puede lograr una cantidad deseada de supresión de interferencia.

Se han propuesto una variedad de estrategias para seleccionar ramas para receptores RAKE. La Patente de EE.UU. N° 5.572.552 de Dent et al. describe un proceso por el cual se colocan ramas según una métrica de relación señal a ruido (SNR) que se calcula como una función de los coeficientes del canal, niveles de potencia y, opcionalmente, el código de ensanchado. La Patente de EE.UU. N° 6.363.104 de Bottomley describe la estimación de la SNR para diferentes combinaciones de posiciones de rama como una función de estimaciones del canal y estimaciones de la matriz de correlación de deterioro para cada combinación candidata, y la selección de una combinación de ramas que maximiza la SNR. La Patente de EE.UU. N° 6.683.924 de Ottosson et al. describe un proceso de selección de ramas en base a diferenciales de tiempo e intensidades de señales relativas de trayectos de señal. "Low complexity implementation of a downlink CDMA generalized RAKE receiver," y "On the performance of a practical downlink CDMA generalized RAKE receiver," por Kutz et al., Actas de Conf. Tecnol. Veh. del IEEE, Vancouver, Canadá (24-28 de septiembre de 2002), describen otras técnicas de selección.

La Solicitud de Patente de EE.UU. N° 2001/0028677 muestra métodos de recuperación de información codificada en una señal de espectro ensanchado transmitida según una secuencia de ensanchado. Una señal de espectro ensanchado se correlaciona con una secuencia de ensanchado para producir una pluralidad de correlaciones de desplazamiento de tiempo. Un subconjunto de la pluralidad de correlaciones de desplazamiento de tiempo se pueden seleccionar entonces, y las correlaciones de tráfico correspondientes se pueden combinar entonces usando una combinación ponderada para estimar la información codificada en la señal de espectro ensanchado transmitida.

COMPENDIO DE LA INVENCION

La presente invención se refiere a un método según la reivindicación independiente 1 y un receptor de comunicaciones de espectro ensanchado según la reivindicación independiente 12. Se definen realizaciones ventajosas en las reivindicaciones dependientes.

Según algunas realizaciones de la presente invención, se proporcionan métodos para recuperar una señal a partir de una señal compuesta que incluye señales de una o más fuentes. Las características de canal y de correlación se determinan para la señal compuesta. Las ponderaciones de combinación respectivas para información de la señal compuesta se determinan para los respectivos de una pluralidad de retardos candidatos en base a las características de canal y de correlación determinadas. Un grupo de retardos, por ejemplo, retardos de correlacionador RAKE o derivadores de filtro ecualizador de segmentos, se selecciona a partir de la pluralidad de retardos candidatos en base a las ponderaciones determinadas. La información de la señal compuesta para los retardos seleccionados se procesa según un código de ensanchado para generar una estimación de símbolo.

Una respuesta del canal en el dominio del tiempo y la correlación de cantidad se puede determinar y las ponderaciones respectivas determinadas a partir de la respuesta del canal en el dominio del tiempo y la correlación de cantidad. La correlación de cantidad puede ser una covarianza de ruido. El grupo seleccionado de retardos puede incluir un grupo de retardos, por ejemplo retardos de correlacionador o derivadores de filtro ecualizador de segmentos, que tienen las mayores ponderaciones asociadas.

Un planteamiento en el dominio de la frecuencia se puede usar para determinar ponderaciones para retardos de correlacionador y/o derivadores de filtro ecualizador de segmentos. Se determina una respuesta en frecuencia ponderada que incluye información de ruido, y las ponderaciones respectivas se determinan a partir de la respuesta en frecuencia ponderada, por ejemplo, convirtiendo la respuesta del canal efectiva al dominio del tiempo para determinar los coeficientes de un modelo de canal efectivo en el dominio del tiempo correspondiente. Los retardos con los mayores coeficientes se pueden seleccionar.

Según las realizaciones de la presente invención, se pueden seleccionar retardos de manera incremental para inclusión en un grupo de retardos. Un primer retardo se selecciona para el grupo de retardos, por ejemplo, usando las técnicas anteriormente descritas o alguna otra técnica de selección. Una estimación de contenido de señal y de

ruido se estima para los respectivos de una pluralidad de unos segundos retardos a partir de una ponderación asociada con el primer retardo. Uno o más de la pluralidad de segundos retardos se selecciona para el grupo de retardos en base a la estimación de contenido de señal y de ruido generada. Se puede determinar una correlación entre la información de la señal compuesta para el primer retardo y la información de la señal compuesta para el segundo retardo, y la estimación de contenido de señal y de ruido para el segundo retardo se puede determinar a partir de la correlación y ponderación asociadas con el primer retardo. Una estimación de contenido de señal y de ruido se puede generar sin invertir una matriz de covarianza de ruido.

En algunas realizaciones de presente invención, las estimaciones de contenido de señal y de ruido respectivas para los respectivos de la pluralidad de segundos retardos se puede generar a partir de la ponderación asociada con el primer retardo. Seleccionar un segundo retardo para el grupo de retardos en base a la estimación de contenido de señal y de ruido generada puede incluir seleccionar de entre la pluralidad de segundos retardos en base a las estimaciones de contenido de señal y de ruido. Tal proceso puede darse iterativamente, por ejemplo, se puede seleccionar un primer de los segundos retardos, seguido por determinar nuevas ponderaciones respectivas para los respectivos del grupo de retardos seleccionado incluyendo el primero seleccionado de los segundos retardos, generar nuevas estimaciones de contenido de señal y de ruido para los respectivos de la pluralidad de segundos retardos aún no seleccionados, y seleccionar un segundo de los segundos retardos en base a las nuevas estimaciones de contenido de señal y de ruido. La selección de un nuevo retardo candidato puede incluir la sustitución de uno seleccionado previamente del grupo de retardos seleccionado en base a una comparación de estimaciones de contenido de señal y de ruido.

Aún en aspectos adicionales de la presente invención, los retardos, por ejemplo los retardos del correlacionador RAKE y/o derivadores de filtro ecualizador de segmentos, se puede evaluar de una manera agregada, por ejemplo, como "súper ramas". Una estimación de contenido de señal y de ruido agregada se genera para un conjunto de retardos. El conjunto de retardos se evalúa para inclusión en el grupo de retardos seleccionados en base a la estimación de contenido de señal y de ruido agregada.

Aún en realizaciones adicionales de la presente invención, una señal se recupera a partir de una señal compuesta. Las características de canal y de correlación se determinan para la señal compuesta. Las ponderaciones de combinación respectivas para información de la señal compuesta se determinan para los respectivos de una pluralidad de retardos candidatos en base a las características de canal y de correlación determinadas. Se selecciona un primer retardo para inclusión en un grupo de retardos. Una estimación de contenido de señal y de ruido se genera para un segundo retardo a partir de una ponderación asociada con el primer retardo. El segundo retardo se selecciona para inclusión en el grupo de retardos en base a la estimación de contenido de señal y de ruido generada. La información de la señal compuesta para los retardos seleccionados se procesa según un código de ensanchado para generar una estimación de símbolo.

En realizaciones adicionales de la presente invención, un receptor de comunicaciones de espectro ensanchado incluye un procesador radio configurado para recibir una señal radio que incluye señales de una pluralidad de fuentes y producir una señal en banda base compuesta que incluye señales de una pluralidad de fuentes. El receptor además incluye un procesador en banda base configurado para determinar las características de canal y de correlación para la señal compuesta, determinar las ponderaciones respectivas para información a partir de la señal compuesta para los respectivos de la pluralidad de retardos candidatos en base a las características de canal y de correlación determinadas, seleccionar un grupo de retardos de la pluralidad de retardos candidatos en base a las ponderaciones determinadas, y procesar información a partir de la señal compuesta para los retardos seleccionados según un código de ensanchado para generar una estimación de símbolo.

Según realizaciones adicionales de la presente invención, un producto de programa informático incluye un código de programa informático que incluye código configurado para realizar el método.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La FIGURA 1 es un diagrama de bloques que ilustra un sistema de comunicaciones de espectro ensanchado convencional.

La FIGURA 2 es un diagrama de bloques que ilustra un procesador en banda base convencional con una estructura RAKE generalizada.

La FIGURA 3 es un diagrama de bloques que ilustra un procesador en banda base convencional con una estructura de ecualizador de segmentos.

La FIGURA 4 es un diagrama de bloques que ilustra un ordenador de ponderación para un receptor RAKE generalizado.

La FIGURA 5 es un diagrama de bloques que ilustra un aparato de procesamiento de señal según algunas realizaciones de la presente invención.

La FIGURA 6 es un diagrama de bloques que ilustra un receptor radio según realizaciones adicionales de la presente invención.

La FIGURA 7 es un diagrama de bloques que ilustra un aparato de procesamiento de señal con una estructura RAKE generalizada según realizaciones adicionales de la presente invención.

La FIGURA 8 es un diagrama de bloques que ilustra un aparato de procesamiento de señal con una estructura de ecualizador de segmentos según realizaciones adicionales de la presente invención.

La FIGURA 9 es un diagrama de bloques que ilustra un aparato de procesamiento de señal con una unidad de rama de sondeo según realizaciones adicionales de la presente invención.

Las FIGURAS 10, 13 a 16 son diagramas de flujo que ilustran diversas operaciones de selección de ramas de correlacionador y derivador de filtro según diversas realizaciones de la presente invención.

Las FIGURAS 11 a 12 son diagramas de flujo que ilustran diversas operaciones de selección de ramas de correlacionador y derivadores de filtro,

La FIGURA 17 es un diagrama de bloques que ilustra un modelo de sistema para un sistema de comunicaciones de espectro ensanchado.

La FIGURA 18 es un diagrama de flujo que ilustra operaciones de selección de ramas de correlacionador y derivadores de filtro.

La FIGURA 19 es un diagrama de bloques que ilustra un estimador de covarianza de ruido no paramétrico.

La FIGURA 20 es un diagrama de bloques que ilustra un estimador de covarianza de ruido paramétrico.

DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LAS REALIZACIONES EJEMPLARES

La presente invención se describirá ahora más plenamente en lo sucesivo con referencia a los dibujos anexos, en los cuales se muestran realizaciones de la invención. No obstante, esta invención no se debería interpretar como limitada a las realizaciones expuestas en la presente memoria. Más bien, estas realizaciones se proporcionan de manera que esta descripción sea minuciosa y completa, y transmitirá completamente el alcance de la invención a los expertos en la técnica. Números iguales se refieren a elementos iguales en todas partes.

También se entenderá que, como se usa en la presente memoria, los términos “que comprende”, “comprende”, “incluye” y “que incluye” son de composición abierta, es decir, se refieren a uno o más elementos, pasos y/o funciones indicados sin excluir uno o más elementos, pasos y/o funciones no indicados. También se entenderá que el término “y/o” como se usa en la presente memoria se refiere a y abarca cualquiera y todas las posibles combinaciones de uno o más de los asuntos enumerados asociados. Se entenderá además que cuando se describe transferencia, comunicación u otra interacción como que ocurre “entre” elementos, tal transferencia, comunicación u otra interacción puede ser unidireccional y/o bidireccional.

La presente invención se describe más adelante con referencia a diagramas de bloques y/o ilustraciones operacionales de métodos, aparatos y productos de programa informático según las realizaciones de la invención. Se entenderá que cada bloque de los diagramas de bloques y/o ilustraciones operacionales, y combinaciones de bloques en los diagramas de bloques y/o ilustraciones operacionales, se pueden implementar por componentes físicos analógicos y/o digitales y/o instrucciones de programa informático. Estas instrucciones de programa informático se pueden proporcionar a un procesador de un ordenador de propósito general, ordenador de propósito especial, ASIC, y/u otros aparatos de procesamiento de datos programables, de manera que las instrucciones, que ejecutan a través del procesador del ordenador y/u otros aparatos de procesamiento de datos programables, crean medios para implementar las funciones/acciones especificadas en los diagramas de bloques y/o ilustraciones operacionales. En algunas implementaciones alternativas, las funciones/acciones señaladas en las figuras pueden darse fuera del orden señalado en los diagramas de bloques y/o ilustraciones operacionales. Por ejemplo, dos operaciones mostradas como que ocurren en sucesión se pueden ejecutar, de hecho, sustancialmente concurrentemente o las operaciones se pueden ejecutar algunas veces en el orden inverso, dependiendo de la funcionalidad/acciones implicadas.

Según algunas realizaciones de la presente invención, el aparato electrónico puede incluir un receptor radio configurado para proporcionar las operaciones descritas en la presente memoria. Tal receptor se puede incluir en cualquiera de una serie de tipos de dispositivos, incluyendo, pero no limitado a: aparatos de teléfono celulares y otros terminales inalámbricos, estaciones base celulares y otros tipos de nodos de red radio, y dispositivos receptores cableados. El código de programa informático para llevar a cabo las operaciones de la presente invención se puede escribir en un lenguaje de programación orientado a objeto, un lenguaje de programación procedimental, o código de más bajo nivel, tal como lenguaje ensamblador y/o micro código. El código de programa puede ejecutarse enteramente en un procesador único y/o a través de múltiples procesadores, como un paquete de soporte lógico autónomo o como parte de otro paquete de soporte lógico.

Según diversas realizaciones de la invención, la determinación de retardos, por ejemplo, trayectos de señal tales como las ramas del correlacionador RAKE o derivadores de filtro ecualizador, se pueden lograr determinando las ponderaciones de retardos candidatos a partir de las características de canal y de correlacionador para una señal compuesta. En algunas realizaciones ejemplares, se puede usar un criterio de ponderación máxima para seleccionar retardos de correlacionador y/o derivadores de filtro ecualizador. En otras realizaciones ejemplares, se puede usar una métrica de la relación señal a ruido derivada de las ponderaciones para identificar retardos o derivadores deseables. En realizaciones adicionales, se puede usar una respuesta en frecuencia del canal para calcular las ponderaciones, que se pueden seleccionar por una ponderación máxima u otro criterio.

La FIGURA 5 ilustra un aparato de procesamiento de señal 500 según algunas realizaciones de la presente

invención. El aparato 500 incluye un estimador de símbolo 510, por ejemplo, una combinación de una unidad de correlación y combinador como se usa en una arquitectura de receptor RAKE generalizado o una combinación de un filtro FIR y un correlacionador como se usa en un ecualizador de segmentos. El estimador de símbolos 510 procesa una señal compuesta según un código de ensanchado usando retardos, por ejemplo, los retardos de correlacionador o derivadores de filtro, seleccionados a partir de una pluralidad de retardos candidatos por un selector de retardos 520. El selector de retardo 520 selecciona los retardos en respuesta a las ponderaciones de combinación generadas por un determinador de ponderación 530. Las ponderaciones de combinación 530 se generan en respuesta a las características de canal y de correlación determinadas por un determinador de canal y correlación 540.

Como se describe en detalle más adelante, el aparato y las operaciones a lo largo de las líneas descritas con referencia al aparato 500 se puede implementar de una serie de formas diferente según diversas realizaciones de la presente invención. Por ejemplo, según diversas realizaciones de la invención, la selección de retardos, por ejemplo retardos de ramas de correlacionador, derivadores de filtro ecualizador y/o fuentes de señal (por ejemplo, antenas diferentes), ocurre en base a un criterio de ponderación máximo. En otras realizaciones ejemplares, se puede usar una métrica de la relación señal a ruido derivada de tales ponderaciones para identificar retardos de correlacionador (ramas) o derivadores deseables. En realizaciones adicionales, se puede usar una respuesta en frecuencia del canal para calcular ponderaciones, que se pueden seleccionar por una ponderación máxima u otro criterio.

Se puede apreciar que el aparato y los métodos según diversas realizaciones de la invención se pueden implementar de manera general usando circuitos electrónicos analógicos y/o digitales. Por ejemplo, los bloques funcionales 510-540 se pueden implementar usando un código de programa que se ejecuta en un dispositivo de procesamiento de datos, tal como un microprocesador o procesador digital de señal (DSP), o en circuitería de procesamiento de datos incluida en un dispositivo electrónico de propósito especial, tal como un ASIC de comunicaciones. La presente invención también se puede integrar como un código informático configurado de manera que, cuando se ejecuta en un dispositivo de procesamiento de datos, proporciona las operaciones anteriormente descritas.

La FIGURA 6 ilustra un receptor 600 que incluye un aparato de procesamiento de señal a lo largo de las líneas mostradas en la FIGURA 5. Las señales radio, que pueden incluir información de múltiples fuentes de transmisión, se reciben por una antena 670 y proporcionan a un procesador radio 650, que realiza el filtrado, conversión descendente y otros procesos que producen una señal en banda base compuesta. La señal en banda base se proporciona a un procesador de banda base que incluye un estimador de símbolo 610, un selector de retardo 620, un determinador de canal y correlación 640 y un determinador de ponderación 630, que puede funcionar de la misma manera que los elementos correspondientes descritos más adelante con referencia a la FIGURA 5. Las estimaciones de símbolos producidas por el estimador de símbolo 610 se proporcionan a un procesador adicional 660, que puede realizar otras funciones de procesamiento de señal, tal como decodificación de corrección de errores.

La FIGURA 7 ilustra un aparato de procesamiento de señal 700 según realizaciones adicionales de la presente invención. El aparato 700 incluye un estimador de símbolo 710 que procesa una señal compuesta para generar una estimación de símbolo. El estimador de símbolo 710 incluye una unidad de correlación 712 y un combinador 714. La unidad de correlación 712 correlaciona la señal compuesta con un código de ensanchado que usa los retardos de correlación seleccionados a partir de los retardos candidatos por un selector de retardo de correlación 720 en respuesta a las ponderaciones determinadas por un determinador de ponderación 730. El determinador de ponderación 730 determina las ponderaciones en respuesta a las características de canal y de correlación, por ejemplo, una combinación de una estimación de canal y una estimación de correlación de cantidad, tal como una estimación de covarianza de ruido, determinada por un determinador de canal y de correlación.

La FIGURA 8 ilustra un aparato de procesamiento de señal 800 con una estructura de ecualizador de segmentos alternativa según realizaciones adicionales de la presente invención. El aparato 800 incluye un estimador de símbolo 810 que procesa una señal compuesta para generar una estimación de símbolo. El estimador de símbolo 810 incluye un filtro 812 que filtra la señal compuesta y un correlacionador 814 que correlaciona la salida del filtro 812 con un código de ensanchado. Los derivadores del filtro 812 se seleccionan de una pluralidad de derivadores candidatos por un selector de derivador de filtro 820 en respuesta a las ponderaciones de combinación generadas por un determinador de ponderación 830. Los coeficientes del filtro 812 corresponden a los coeficientes (es decir, ponderaciones) para los derivadores seleccionados. El determinador de coeficientes 830 determina los coeficientes en respuesta a las características de canal y de correlación de la señal compuesta determinada por un determinador de canal y de correlación 840.

Los retardos candidatos, por ejemplo, los retardos de correlacionador y/o derivadores de filtro, proporcionados a un aparato de procesamiento de señal tales como aquéllos ilustrados en las FIGURA 5-8 se pueden generar en cualquiera de una serie de formas diferentes. Por ejemplo, se puede usar un planteamiento de "rama de sondeo" para generar retardos candidatos a lo largo de las líneas descritas en la Solicitud de Patente de EE.UU. N° de Serie 09/845.950, presentada el 30 de abril de 2001 (publicada como Publicación de Solicitud de Patente de EE.UU. N° US 2001/0028677) anteriormente mencionada.

Tal implementación se ilustra en la FIGURA 9. Como se muestra en la FIGURA 9, un aparato de procesamiento de señal 900 según algunas realizaciones de la presente invención incluye un estimador de símbolo 910 que incluye una unidad de correlación 912 que correlaciona una señal compuesta con un código de ensanchado de canal de tráfico, y un combinador 914 que combina ponderadamente las correlaciones producidas por el correlacionador 912. El correlacionador 912 usa retardos seleccionados de una pluralidad de retardos candidatos por un selector de retardo de correlación 920 en respuesta a ponderaciones generadas por un determinador de ponderación 930. Las ponderaciones se generan en base a las características de canal y de correlación generadas por un determinador de canal y correlación 940. Los retardos candidatos proporcionados al selector de retardo de correlación 920 se generan por una unidad de sondeo 950. La unidad de sondeo 950 puede identificar los retardos candidatos, por ejemplo, correlacionando la señal compuesta con un código de canal piloto, como se describe en la Solicitud de Patente de EE.UU. N° de Serie 09/845.950 anteriormente mencionada. Se entenderá que se pueden usar otras formas de identificación de retardos candidatos o derivadores de filtro con la presente invención.

La FIGURA 10 es un diagrama de flujo que ilustra operaciones de procesamiento de señal ejemplares según algunas realizaciones de la presente invención. Las características de canal y de correlación se determinan para una señal compuesta que incluye una señal deseada junto con las señales de interferencia de una o más fuentes de transmisión (bloque 1010). Las ponderaciones respectivas se determinan para los respectivos de los retardos candidatos en base a las características de canal y de correlación para la señal compuesta (bloque 1020). Un grupo de los retardos candidatos se selecciona en base a las ponderaciones, por ejemplo, seleccionando aquellos retardos que tiene las mayores ponderaciones asociadas o una estimación de señal a ruido deseable derivada de las ponderaciones (bloque 1030). Aquí, "la mayor ponderación asociada" se puede interpretar como la magnitud más grande, la magnitud cuadrada más grande, etc. La información de la señal compuesta a partir de los retardos seleccionados se procesa según un código de ensanchado para generar una estimación de símbolo para una señal deseada en la señal compuesta (bloque 1040).

Como ejemplo, se puede usar un criterio de ponderación máximo para seleccionar retardos, por ejemplo retardos de correlacionador RAKE o derivadores de filtro ecualizador de segmentos. Hablando en términos de una estructura G-RAKE, suponiendo que se ha identificado un conjunto de N retardos de correlacionador candidatos, y dada una característica de correlación en forma de una matriz de covarianza de ruido $\mathbf{R}_N$ y una característica de canal en forma de un vector de coeficientes de canal $\mathbf{c}_N$ para los N retardos candidatos, las ponderaciones de combinación $\mathbf{w}_N$ para los retardos candidatos se pueden dar por:

$$\mathbf{w}_N = \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{c}_N. \quad (2)$$

Las ponderaciones de combinación $\mathbf{w}_N$ se pueden determinar usando, por ejemplo, inversión de matriz directa u otro método para resolver un sistema lineal de ecuaciones (por ejemplo, el método de Gauss-Seidel). Se puede seleccionar un subconjunto de los N retardos candidatos, según algunas realizaciones de la invención, seleccionando aquellos retardos que tiene las ponderaciones asociadas mayores.

La FIGURA 11 muestra operaciones de procesamiento de señal ejemplares según tal planteamiento. Se determinan coeficientes de canal y una matriz de covarianza para una señal compuesta y un conjunto de retardos candidatos (bloque 1110). Las ponderaciones para retardos candidatos se generan a partir de los coeficientes de canal y la matriz de covarianza (bloque 1120). Se seleccionan los retardos candidatos que tienen las mayores ponderaciones (bloque 1130). La señal compuesta se correlaciona con un código de ensanchado en los retardos seleccionados (bloque 1140). Las correlaciones producidas se combinan según las ponderaciones recalculadas para generar una estimación de símbolo (bloque 1150). Se puede realizar un recálculo usando (2) donde N se sustituye por el número de retardos seleccionado.

La FIGURA 12 muestra operaciones ejemplares en una implementación de ecualizador de segmentos alternativa. Se determinan coeficientes de canal y una matriz de covarianza para una señal compuesta y un conjunto de derivadores de filtro candidatos (bloque 1210). Se generan ponderaciones para derivadores de filtro candidato a partir de los coeficientes del canal y la matriz de covarianza (bloque 1220). Se seleccionan los derivadores de filtro candidato que tiene las mayores ponderaciones (bloque 1230). La señal compuesta se filtra usando un filtro de respuesta al impulso finito (FIR) con coeficientes no cero solamente para los derivadores seleccionados (bloque 1240). Esto se puede implementar, por ejemplo, usando un filtro con retardos programables. Los coeficientes de filtro se obtienen recalculando las ponderaciones. La salida del filtro FIR se correlaciona con una secuencia de ensanchado para generar una estimación de símbolo (bloque 1250).

Se entenderá que la selección de retardo se puede hacer de una serie de maneras diferentes. Por ejemplo, las ponderaciones se pueden ordenar en orden de magnitud ascendente o descendente y los primeros (o los últimos) M retardos seleccionados. Alternativamente, se puede usar una técnica de búsqueda iterativa. Por ejemplo, uno podría buscar la ponderación de magnitud más grande, seleccionar el retardo asociado, y eliminar ese retardo (y ponderación) de consideración. Se entenderá además que se pueden usar "correlaciones de cantidad" distintas de la

covarianza de ruido. Por ejemplo, para combinación de error cuadrático medio mínimo (MMSE), se podría usar una matriz de correlación de datos generada correspondiente a valores de desensanchado piloto.

Según aspectos de la presente invención, los retardos de correlacionador RAKE, los derivadores de filtro ecualizador de segmentos u otros retardos se pueden seleccionar en una forma incremental determinando un cambio de contenido de señal y de ruido asociado con añadir retardos o conjuntos de retardos particulares. Para propósitos de la siguiente discusión, se supone una estructura G-RAKE, y un grupo de M ramas candidatas ya han sido seleccionados. Para tal conjunto de M ramas, un vector $M \times 1$ $\mathbf{c}$ contiene los derivadores de canal correspondientes y una matriz $M \times M$ $\mathbf{R}$ contiene los coeficientes de correlación correspondientes. La matriz $\mathbf{R}$ es Hermitiana, y es invertible, excepto en casos degenerados. Un vector $M \times 1$ $\mathbf{w}$ contiene las ponderaciones de combinación para las M ramas respectivas. La salida del combinador z es una suma ponderada de los valores desensanchados, representados por un vector $M \times 1$ $\mathbf{r}$:

$$\mathbf{z} = \mathbf{w}^H \mathbf{r}. \quad (3)$$

Para un vector ponderado de combinación $\mathbf{w}$, la relación señal a ruido (SNR) se puede expresar como:

$$\gamma = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{c} \mathbf{c}^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}}. \quad (4)$$

Para una implementación G-RAKE, las ponderaciones de combinación que teóricamente maximizan la SNR se puede dar por:

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{c}. \quad (5)$$

Por consiguiente, la SNR se puede dar por:

$$\gamma = \mathbf{c}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{c}. \quad (6)$$

Si se desea añadir una nueva rama al grupo seleccionado, el efecto de añadir la nueva rama en la SNR se puede determinar a partir de las ponderaciones y la covarianza de ruido para las ramas seleccionadas previamente. La colocación de la nueva rama perdura en un vector de derivador de canal actualizado $\mathbf{c}'$:

$$\mathbf{c}' = \begin{bmatrix} \mathbf{c} \\ \chi \end{bmatrix}, \quad (7)$$

en donde χ representa un nuevo derivador de canal correspondiente a la nueva rama. La nueva matriz de correlación $\mathbf{R}'$ se puede escribir como:

$$\mathbf{R}' = \begin{bmatrix} \mathbf{R} & \boldsymbol{\rho} \\ \boldsymbol{\rho}^H & \sigma^2 \end{bmatrix}, \quad (8)$$

en donde el vector $M \times 1$ $\boldsymbol{\rho}$ contiene los coeficientes de correlación entre las antiguas ramas y la nueva rama y σ^2 es la varianza de ruido de la nueva rama. El inverso $\mathbf{R}'^{-1}$ de la nueva matriz de correlación $\mathbf{R}'$ se puede escribir como:

$$\mathbf{R}'^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}^{-1} + \alpha \mathbf{R}^{-1} \boldsymbol{\rho} \boldsymbol{\rho}^H \mathbf{R}^{-1} & -\alpha \mathbf{R}^{-1} \boldsymbol{\rho} \\ -\alpha \boldsymbol{\rho}^H \mathbf{R}^{-1} & \alpha \end{bmatrix}, \quad (9)$$

donde

$$\alpha^{-1} = \sigma^2 - \boldsymbol{\rho}^H \mathbf{R}^{-1} \boldsymbol{\rho} \quad (10).$$

Usando la ecuación (9), un nuevo vector de ponderación óptimo se puede dar por:

$$\mathbf{w}' = \mathbf{R}'^{-1} \mathbf{c}' = \begin{bmatrix} \mathbf{w} + \Delta \mathbf{w} \\ w \end{bmatrix}, \quad (11)$$

donde un vector de incremento de ponderación $\Delta \mathbf{w}$ se da por:

$$\Delta \mathbf{w} = \alpha \mathbf{R}^{-1} \rho \rho^H \mathbf{w} - \alpha \mathbf{R}^{-1} \rho \chi, \quad (12)$$

y representa un cambio a las antiguas ponderaciones óptimas debido a la inserción de la nueva rama. La ponderación w de la nueva rama se puede dar por:

$$w = -\alpha \rho^H \mathbf{w} + \alpha \chi. \quad (13)$$

Suponiendo que una rama de "ruido", es decir, una rama que no corresponde a un eco de la señal deseada, está siendo evaluada para la inserción, el derivador del canal χ se puede fijar a cero, de manera que:

$$\mathbf{c}' = \begin{bmatrix} \mathbf{c} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Para tal caso, la ecuación (23) se puede simplificar a:

$$\Delta \mathbf{w} = \alpha \mathbf{R}^{-1} \rho \rho^H \mathbf{w}, \quad (15)$$

y la ecuación (13) se puede simplificar a:

$$w = -\alpha \rho^H \mathbf{w}. \quad (16)$$

Una nueva SNR γ' se puede expresar en términos de la antigua SNR γ , usando las ecuaciones (9) y (10):

$$\gamma' = \mathbf{c}'^H \mathbf{R}'^{-1} \mathbf{c}' = \gamma + \Delta \gamma, \quad (17)$$

donde el incremento de la SNR $\Delta \gamma$ se puede dar por:

$$\Delta \gamma = \alpha \mathbf{w}^H \rho \rho^H \mathbf{w} = \frac{\mathbf{w}^H \rho \rho^H \mathbf{w}}{\sigma^2 - \rho^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{w}}. \quad (18)$$

El incremento de la SNR $\Delta \gamma$ representa el cambio en la SNR atribuible a la inserción de la nueva rama.

El análisis de la ecuación (18) revela que el numerador se puede maximizar haciendo coincidir el nuevo vector de correlación ρ con el antiguo vector de ponderación $\mathbf{w}$, y que el denominador se puede minimizar cuando el nuevo vector de correlación ρ se hace coincidir con la antigua inversa de la correlación $\mathbf{R}^{-1}$. De esta manera, para maximizar el incremento de la SNR $\Delta \gamma$, el nuevo vector de correlación ρ puede estar a lo largo del vector propio del valor propio más grande de la antigua inversa de la correlación $\mathbf{R}^{-1}$. Debido a que la antigua correlación $\mathbf{R}$ es invertible, no tiene un espacio nulo, así, para esta condición óptima, el nuevo vector de correlación ρ plantea estar en el espacio nulo de la antigua correlación $\mathbf{R}$. Esto se puede interpretar que significa que la nueva rama debería proporcionar información acerca de una dimensión no cubierta bien por las ramas existentes.

Según algunas realizaciones de la presente invención, se puede proporcionar una técnica simplificada para determinar un incremento de la SNR que no implique inversión de la matriz. Una aproximación de primer orden $\tilde{\mathbf{w}}'$ para las nuevas ponderaciones se puede dar por:

$$\tilde{\mathbf{w}}' = \begin{bmatrix} \mathbf{w} \\ \tilde{w} \end{bmatrix}. \quad (19)$$

En lugar de fijar la ponderación $\tilde{w}$ para la nueva rama usando la ecuación (13), se puede determinar un valor para la ponderación $\tilde{w}$ que maximiza la SNR γ' para w' . Usando las ecuaciones (4), (8) y (14):

$$\tilde{\gamma}' = \frac{\tilde{w}'^H c' c'^H \tilde{w}'}{\tilde{w}'^H R' \tilde{w}'} = \frac{w^H c c^H w}{w^H R w + \tilde{w}^* \rho^H w + w^H \rho \tilde{w} + \tilde{w}^* \sigma^2 \tilde{w}}. \quad (20)$$

El numerador de la ecuación (20) no depende de la ponderación w . El denominador se puede minimizar mediante:

$$\tilde{w} = -\frac{\rho^H w}{\sigma^2}, \quad (21)$$

que provoca un valor máximo para una SNR aproximada γ' dada por:

$$\tilde{\gamma}' = \frac{w^H c c^H w}{w^H R w - |\rho^H w|^2 / \sigma^2}. \quad (22)$$

Un incremento de la SNR aproximada $\Delta\tilde{\gamma}'$ se puede dar por:

$$\Delta\tilde{\gamma}' = \tilde{\gamma}' - \gamma = \gamma \left(\frac{|\rho^H w|^2 / \sigma^2}{w^H R w - |\rho^H w|^2 / \sigma^2} \right). \quad (23)$$

Esta expresión puede ser más fácil de calcular que la ecuación (18), ya que no requiere inversión de la matriz. Teóricamente, la SNR aproximada γ' debería ser menor que la SNR γ calculada según la ecuación (17). Si el número de antiguas ramas no es demasiado pequeño, entonces la SNR aproximada $\tilde{\gamma}'$ puede aproximar estrechamente la SNR γ calculada según la ecuación (17). Por consiguiente, la SNR aproximada $\tilde{\gamma}'$ (o el incremento $\Delta\tilde{\gamma}'$) se puede usar para evaluar la nueva rama.

La FIGURA 13 ilustra operaciones ejemplares para seleccionar incrementalmente las ramas G-RAKE según algunas realizaciones de la presente invención. Se supone que han sido seleccionados uno o más miembros de un conjunto de retardos, y que las ponderaciones asociadas y la matriz de covarianza se han determinado (bloque 1310). Las estimaciones de la SNR se generan para uno o más retardos candidatos a partir de las ponderaciones predeterminadas y la matriz de covarianza para los retardos seleccionados previamente (bloque 1320). Uno o más nuevos retardos se seleccionan en base a las estimaciones de la SNR (bloque 1330), y el(los) nuevo(s) retardo(s) se usa(n) para procesar la señal compuesta (bloque 1340). La selección puede ser aditiva y/o puede implicar la sustitución de un retardo seleccionado previamente, por ejemplo, si el "antiguo" retardo fue añadido por el proceso incremental, su estimación de la SNR se puede retener en memoria y comparar con estimaciones de la SNR determinadas nuevamente para nuevas ramas candidatas para determinar si sustituir el antiguo retardo con el nuevo retardo.

La FIGURA 14 ilustra operaciones ejemplares para seleccionar de manera incremental retardos según realizaciones adicionales de la presente invención. De nuevo, se supone que un conjunto de M retardos ya ha sido seleccionado de una pluralidad de L retardos candidatos, y que las ponderaciones asociadas y la matriz de covarianza se han determinado (bloque 1410). Las estimaciones de la SNR para los $L-M$ retardos candidatos restantes se generan a partir de las ponderaciones y la matriz de covarianza de los M retardos (bloque 1420). Estas estimaciones de la SNR corresponden al conjunto de M retardos ya seleccionados más un retardo adicional. El conjunto de retardos seleccionados se actualiza seleccionando los retardos candidatos restantes que tienen la mayor estimación de la SNR (bloque 1430), y usando el conjunto actualizado de retardos en procesar la señal compuesta (bloque 1440).

Un planteamiento incremental alternativo según realizaciones adicionales de la presente invención se ilustra en la FIGURA 15. Un conjunto de M retardos se selecciona de una pluralidad de L retardos candidatos, y las ponderaciones asociadas y la matriz de covarianza se determinan (bloque 1510). Las estimaciones de la SNR para los retardos candidatos restantes se generan a partir de las ponderaciones y la matriz de covarianza para los retardos seleccionados previamente (bloque 1520). Se selecciona un retardo con la mejor estimación de la SNR

(bloque 1530). Si el número deseado de nuevos retardos se ha seleccionado (bloque 1540), el grupo actualizado de retardos seleccionados se usa para procesar la señal compuesta (bloque 1550). Si no, no obstante, se calculan nuevas ponderaciones y una nueva métrica de covarianza para el grupo seleccionado de retardos incluyendo el retardo seleccionado nuevamente (bloques 1560, 1510), se generan nuevas estimaciones de la SNR para los retardos candidatos restantes (bloque 1520), y se selecciona otro nuevo retardo (bloque 1530). El planteamiento ilustrado en la FIGURA 15 puede ser más intensivo informáticamente que las operaciones de la FIGURA 14, pero puede aprovechar más información y, de esta manera, puede proporcionar resultados más precisos, por ejemplo, puede hacer un mejor trabajo de evitar elecciones redundantes.

Según realizaciones adicionales de la presente invención, se puede implementar un planteamiento incremental para seleccionar retardos o derivadores tratando grupos de retardos de forma agregada, es decir, como "súper ramas". Debido a consideraciones de complejidad, un receptor puede no ser capaz de evaluar cada rama individualmente. Para reducir la complejidad, el receptor podría identificar grupos de ramas a ser evaluadas como un grupo. Si el grupo en su conjunto indica un nivel deseable de mejora de la SNR, el grupo en su conjunto se puede añadir al conjunto seleccionado de ramas sin evaluar individualmente cada rama del grupo.

Las operaciones ejemplares para cada planteamiento se ilustran en la FIGURA 16. Un conjunto de M retardos se selecciona de una pluralidad de L retardos candidatos, y se determinan las ponderaciones asociadas y la matriz de covarianza (bloque 1610). Una estimación de la SNR agregada para un grupo (o grupos) de los retardos candidatos restantes se genera a partir de las ponderaciones y la matriz de covarianza para los retardos seleccionados previamente (bloque 1620). Se selecciona el grupo de R retardos con la mejor estimación de la SNR (bloque 1630). Si la actualización de los retardos seleccionados es completa (bloque 1640), el conjunto actualizado, incluyendo el grupo seleccionado de R retardos, se usa para procesar la señal compuesta (bloque 1650). Si no, se determinan las ponderaciones actualizadas y una nueva matriz de covarianza (bloques 1660, 1610), se generan las nuevas estimaciones de la SNR (bloque 1620), y se selecciona un nuevo conjunto de retardos (bloque 1630). Un criterio de integridad es que se ha usado el número total de ramas disponibles. Se apreciará que el planteamiento basado en grupo ilustrado en la FIGURA 16 se puede combinar con el planteamiento de evaluación individual de la FIGURA 15, por ejemplo, las súper ramas se pueden evaluar junto con las ramas individuales.

Se puede señalar que en la determinación del derivador del canal y los parámetros de correlación para una súper rama, el proceso de agregación puede destruir información útil asociada con las ramas individuales en la súper rama. En otras palabras, es posible para las ramas componentes presentar una correlación útil con las ramas ya seleccionadas, pero la correlación puede cancelar en la agregación de la súper rama. Para la súper rama, se pueden usar estimaciones de la SNR exactas (por ejemplo, la ecuación (18)) o aproximadas (por ejemplo, la ecuación (23)). Si la estimación de la SNR es grande, indica que el grupo o subgrupos son de interés. Si el receptor tiene cálculos de repuesto, puede decidir investigar las ramas individuales en el grupo en detalle. Alternativamente, puede identificar el grupo para más escrutinio en una evaluación futura. Si la mejora de la SNR es pequeña, el receptor puede descartar el grupo. Si una súper rama proporciona una mejora de la SNR significativa, se puede usar directamente en el combinador G-RAKE, es decir, no es necesario tratar las ramas componentes individualmente en el combinador, ya que se puede aplicar la misma ponderación a cada una.

Una súper rama se puede ver como un promedio de un número de ramas. Se puede ver además como una combinación paso bajo, que puede provocar pérdida de información que aumenta según aumenta el número de ramas. Este aspecto se puede extender usando una estructura tipo Hadamard. Por ejemplo, suponiendo que un grupo incluye 2^j ramas, se puede aplicar un vector de ponderación $+1/-1$ a las ramas y sumar el resultado. Las secuencias de Hadamard proporcionan todas (2^{j-1}) las secuencias balanceadas (mismo número de $+1$ y -1). Estas se pueden usar para intentar obtener una súper rama con una mejora de la SNR significativa. Esto se puede ver como una forma de precombinación simplificada que usa solamente los $+1$ y los -1 .

Aún se pueden describir otros aspectos de la presente invención en términos de una estructura de ecualizador de segmentos, aunque estos planteamientos también son aplicables a la selección de retardos de correlacionador G-RAKE. Seleccionar ramas de combinación en un receptor G-RAKE se puede ver como análogo a fijar todos los coeficientes de un filtro FIR ecualizador de segmentos a 0 excepto para un subconjunto pequeño. La formulación del ecualizador de segmentos se puede realizar en el dominio de la frecuencia.

La FIGURA 17 ilustra una estructura de enlace descendente representativa para una señal de espectro ensanchado (por ejemplo, IS-2000 y CDMA) para un terminal conectado a una única estación base. La nomenclatura usada en la FIGURA 17 es como sigue: $x_i(t)$ representa la señal ensanchada/aleatorizada del usuario de orden i ; E_i representa la energía por símbolo de la señal de usuario de orden i ; h_{TX} es la respuesta al impulso del filtro de transmisión; $c(t)$ es la respuesta del canal que varía con el tiempo; h_{RX} es la respuesta al impulso del filtro de recepción; y $n(t)$ es el ruido blanco Gaussiano aditivo complejo con varianza N_0 .

Un filtro adaptado de ruido coloreado para el sistema en la FIGURA 17 se da por:

$$H_E(\omega) = \frac{H_{TX}^*(\omega) H_c^*(\omega) X_0^*(\omega) e^{j\omega t_0}}{E_I |H_{TX}(\omega) H_c(\omega)|^2 + N_0}, \quad (24)$$

donde $H_{TX}(\omega)$ es la transformada de Fourier de h_{TX} , $H_c(\omega)$ es la transformada de Fourier de $c(t)$, $X_0(\omega)$ es la transformada de Fourier de $x_0(t)$, y

$$E_I = \sum_{k=1}^K E_k. \quad (25)$$

En el contexto del modelo de sistema presunto y la estructura supuesta del ecualizador de segmentos, los términos de la ecuación (24) se pueden asociar con el filtro de recepción, el filtro FIR o el filtro de ponderación, y el correlacionador. Estos términos se pueden combinar mediante la inspección:

filtro de recepción $\sim H_{TX}^*(\omega)$;

$$\text{Filtro FIR} \sim H_{\omega}(\omega) = \frac{H_c^*(\omega) e^{-j\omega t_0}}{E_I |H_{TX}(\omega) H_c(\omega)|^2 + N_0}; \quad (26)$$

y

correlacionador $\sim X_0^*(\omega)$.

Un problema es cómo calcular una respuesta en frecuencia ponderada en el filtro de ponderación. Este filtro de ponderación se puede dar por (26).

Para un sistema dado, el producto de $H_{TX}(\omega) H_c(\omega) H_{RY}(\omega)$ es la transformada de Fourier $H_{NET}(\omega)$ de los coeficientes de canal netos. $H_{RY}(\omega)$ es típicamente conocida exacta o aproximadamente en el receptor. Por lo tanto, $H_{TX}^*(\omega) H_c^*(\omega)$ se puede calcular como sigue:

$$H_{TX}^*(\omega) H_c^*(\omega) = \left(\frac{H_{NET}(\omega)}{H_{RY}(\omega)} \right)^*, \quad (27)$$

y solamente la energía de señal E_I y la varianza de ruido N_0 son necesarias para calcular la respuesta en frecuencia $H_E^*(\omega)$. Para obtener estimaciones de la energía de señal E_I y la varianza de ruido N_0 , se usa un procedimiento como se describe, por ejemplo, en la Solicitud de EE.UU. Número de Serie 10/943274, presentada el 17 de septiembre de 2005 y titulada "Method and Apparatus for CDMA Receivers" por Douglas A. Cairns y Leonid Krasny.

La FIGURA 18 ilustra un método ejemplar para seleccionar retardos de correlacionador o la FIGURA 18 ilustra un método ejemplar para seleccionar retardos de correlacionador o derivadores de filtro usando una respuesta en frecuencia ponderada según algunas realizaciones de la presente invención. Se determinan los coeficientes del canal, una respuesta del filtro de recepción, las energías de la señal y una varianza de ruido (bloque 1810). Una respuesta en frecuencia ponderada (por ejemplo, la ecuación (26)) se determina a partir de estos factores (bloque 1820). Esta respuesta en frecuencia ponderada se convierte al dominio del tiempo para producir una respuesta en frecuencia ponderada en el dominio del tiempo (bloque 1830). Los retardos del correlacionador o derivadores de filtro FIR se seleccionan en base a las ponderaciones (bloque 1840). Una señal compuesta se procesa usando los retardos o derivadores seleccionados (bloque 1850).

Los diagramas de bloques y de flujo de las FIGURA 5-16 y 18 ilustran la arquitectura, funcionalidad, y operaciones de posibles implementaciones del aparato, los métodos y los productos de programa informático según diversas realizaciones de la presente invención. También se debería señalar que, en algunas implementaciones alternativas, las acciones señaladas en los diagramas pueden darse fuera del orden señalado en las figuras. Por ejemplo, dos operaciones mostradas en sucesión se pueden ejecutar, de hecho, considerablemente concurrentemente, o las operaciones algunas veces se pueden ejecutar en el orden inverso, dependiendo de la funcionalidad implicada.

Variaciones adicionales del aparato, los métodos y los productos de programa informático anteriormente descritos también caen dentro del alcance de la presente invención. Por ejemplo, las técnicas que usan "correlaciones de

cantidad", por ejemplo, covarianza de ruido o correlaciones de datos, pueden obtener tales correlaciones usando planteamientos paramétricos o no paramétricos. Un planteamiento no paramétrico puede implicar, por ejemplo, usar un conjunto de ramas de sondeo o ramas existentes para medir las correlaciones de cantidad. Un planteamiento paramétrico puede implicar, por ejemplo, el cálculo de una correlación de ruido usando estimaciones de canal y/u otras cantidades.

Un estimador de covarianza de ruido no paramétrico convencional que se puede usar con la presente invención se describe en la Patente de EE.UU. N° 6.363.104 de Bottomley et al se muestra en la FIGURA 19. Las estimaciones de canal se proporcionan a una unidad de señal de eliminación 1910, que sustrae las estimaciones del canal a partir de valores desensanchados (modulación eliminada) para formar valores de error. Un procesador de error 1920 recibe los valores de error e incluye un ordenador de correlación de ruido 1922 en donde los errores se multiplican por los conjugados de los otros errores para producir valores de correlación de ruido. Estos valores de correlación de ruido se proporcionan entonces a un suavizador 1924 que promedia los valores en el tiempo, por ejemplo, múltiples intervalos.

Un estimador de covarianza de ruido paramétrico que se puede usar con la presente invención se describe en la Solicitud de EE.UU. N° de Serie 10/800.167, presentada el 12 de marzo de 2004, titulada "Method and Apparatus for Parameter Estimation in a Generalized Rake Receiver", se muestra en la FIGURA 20. Una unidad de señal de eliminación 2010 produce una señal de error que se usa para realizar una medición de correlación de ruido en un ordenador de correlación de ruido 2022 de un subprocesador 2020. Las mediciones se fijan a un modelo de covarianza de ruido que incluye elementos de estructura proporcionados por un ordenador de elementos de estructura 2024 y parámetros de ajuste determinados por un estimador de parámetros G-RAKE 2026. Los parámetros de ajuste y los elementos de estructura se combinan por un ordenador de covarianza de ruido 2028 para producir una estimación de covarianza de ruido.

Para planteamientos no paramétricos, las ramas se pueden colocar en retardos candidatos para medir datos o correlaciones de ruido. Para un ecualizador de segmentos, las muestras se pueden correlacionar con otras muestras en base a los retardos candidatos. Para planteamientos paramétricos, se puede introducir un concepto de ramas de sondeo "virtuales", es decir, un planteamiento paramétrico puede permitir la evaluación de retardos o derivadores candidatos incluso si no está disponible la información de los retardos o derivadores físicos correspondientes reales.

Se apreciará además que la presente invención también abarca realizaciones en las que se usan múltiples antenas de recepción. Por ejemplo, la selección de rama o derivador se podría hacer sobre una base antena por antena, o se podrían usar correlaciones de cantidad combinadas para seleccionar retardos desde múltiples antenas. La presente invención también cubre realizaciones en las que se proporciona diversidad de transmisión. Por ejemplo, para diversidad de transmisión con realimentación, se podrían usar pilotos de múltiples antenas de transmisión para calcular las estimaciones de canal compuesto. Para un traspaso suave, las soluciones ponderadas se podrían calcular separadamente, y usar para seleccionar a partir de un conjunto fusionado de retardos candidatos. Alternativamente, se podría usar una métrica de SNR conjunta. Para diversidad de transmisión que usa un código Alamouti, se podría usar la misma selección de rama para ambas señales transmitidas. Para aplicaciones de entradas múltiples, salidas múltiples (MIMO), la selección del retardo se puede realizar separadamente para cada señal, o se podría usar un planteamiento que maximice la SNR mínima.

En los dibujos y la especificación, han sido descritas realizaciones ilustrativas típicas de la invención y, aunque se emplean términos específicos, se usan en un sentido genérico y descriptivo solamente y no para propósitos de limitación, el alcance de la invención que se expone en las siguientes reivindicaciones.

REIVINDICACIONES

1. Un método de recuperación de una señal a partir de una señal compuesta, incluyendo señales de una o más fuentes, el método que comprende:

- determinar (1010) las características de canal y de correlación para la señal compuesta;
- determinar (1020) las ponderaciones de combinación respectivas para una información a partir de la señal compuesta para los respectivos de una pluralidad de retardos candidatos en base a las características de canal y de correlación determinadas;

caracterizado porque el método además comprende

- seleccionar (1030) un primer retardo a partir de la pluralidad de retardos candidatos para inclusión en un grupo de retardos;
- generar una estimación de contenido de señal y de ruido para los respectivos de una pluralidad de segundos retardos a partir de una ponderación asociada con el primer retardo;
- seleccionar uno o más de los respectivos de la pluralidad de segundos retardos para inclusión en el grupo de retardos en base a la estimación de contenido de señal y de ruido generada; y
- procesar (1040) una información a partir de la señal compuesta para los retardos seleccionados según un código de ensanchado para generar una estimación de símbolo.

2. Un método según la reivindicación 1, en donde generar una estimación de contenido de señal y de ruido para un segundo retardo a partir de una ponderación asociada con el primer retardo comprende:

- determinar una correlación entre una información de señal compuesta para el primer retardo y una información de señal compuesta para el segundo retardo; y
- generar la estimación de contenido de señal y de ruido para el segundo retardo a partir de la correlación y la ponderación asociadas con el primer retardo.

3. Un método según la reivindicación 1:

- en donde generar una estimación de contenido de señal y de ruido para un segundo retardo a partir de una ponderación asociada con el primer retardo comprende generar estimaciones respectivas de contenido de señal y de ruido para los respectivos de la pluralidad de segundos retardos a partir de la ponderación asociada con el primer retardo; y
- en donde seleccionar el uno o más de los respectivos de la pluralidad de segundos retardos para inclusión en el grupo de retardos en base a la estimación de contenido de señal y de ruido generada comprende seleccionar de entre la pluralidad de segundos retardos en base a las estimaciones de contenidos de señal y de ruido.

4. Un método según la reivindicación 3, en donde seleccionar de entre la pluralidad de segundos retardos en base a las estimaciones de contenido de señal y de ruido comprende seleccionar segundos retardos cuyas estimaciones de contenido de señal y de ruido asociadas indican una mejora más grande de la relación señal a ruido.

5. Un método según la reivindicación 3:

- en donde seleccionar de entre la pluralidad de segundos retardos en base a las estimaciones de contenido de señal y de ruido comprende seleccionar uno primero de los segundos retardos;
- en donde determinar las ponderaciones de combinación respectivas para una información a partir de la señal compuesta para los respectivos de una pluralidad de retardos candidatos en base a las características de canal y de correlación determinadas comprende determinar nuevas ponderaciones de combinación respectivas para los respectivos del grupo seleccionado de retardos incluyendo el primero seleccionado de los segundos retardos;
- en donde generar las estimaciones de contenido de señal y de ruido respectivas para los respectivos de la pluralidad de segundos retardos a partir de la ponderación asociada con el primer retardo comprende generar nuevas estimaciones de contenido de señal y de ruido para los respectivos de la pluralidad de segundos retardos aún no seleccionados; y
- en donde seleccionar de entre la pluralidad de segundos retardos en base a las estimaciones de contenido de señal y de ruido comprende seleccionar uno segundo de los segundos retardos en base a las nuevas estimaciones de contenido de señal y de ruido.

6. Un método según la reivindicación 5, en donde seleccionar uno segundo de los segundos retardos en base a las nuevas estimaciones de contenido de señal y de ruido comprende sustituir el segundo de los segundos retardos para uno seleccionado previamente del grupo seleccionado de retardos en base a una comparación de las estimaciones de contenido de señal y de ruido.

7. Un método según la reivindicación 3, en donde seleccionar de entre la pluralidad de segundos retardos en base a las estimaciones de contenido de señal y de ruido comprende:

- generar una estimación de contenido de señal y de ruido agregada para un conjunto de los segundos retardos; y
- determinar si seleccionar el conjunto de segundos retardos para inclusión en el grupo de retardos seleccionados en base a la estimación de contenido de señal y de ruido agregada.

8. Un método según la reivindicación 1, en donde procesar la información a partir de la señal compuesta para los retardos seleccionados según un código de ensanchado para generar una estimación de símbolo comprende:

- generar las correlaciones respectivas de la señal compuesta con el código de ensanchado para los respectivos de los retardos seleccionados; y
- combinar las correlaciones generadas para generar la estimación de símbolo.

9. Un método según la reivindicación 1, en donde procesar la información a partir de la señal compuesta para los retardos seleccionados según un código de ensanchado para generar una estimación de símbolo comprende:

- filtrar la señal compuesta usando un filtro que tiene derivadores de filtro correspondientes a los respectivos de los retardos seleccionados; y
- correlacionar las señales de comunicaciones de espectro ensanchado filtradas con el código ensanchado para generar la estimación de símbolo.

10. Un método según la reivindicación 1, en donde determinar las características de canal y de correlación para la señal compuesta comprende determinar la característica de correlación paramétricamente y no paramétricamente.

11. Un método según la reivindicación 1, en donde determinar las características de canal y de correlación para la señal compuesta comprende determinar la característica de correlación a partir de las correlaciones de la señal compuesta en la pluralidad de retardos candidatos.

12. Un receptor de comunicaciones de espectro ensanchado (600) que comprende:

- un procesador radio (650) configurado para recibir una señal radio que incluye señales de una o más fuentes y producir una señal en banda base compuesta que incluye señales de una o más fuentes; y
- un procesador en banda base configurado para determinar (640) las características de canal y de correlación para la señal compuesta, determinar (630) las ponderaciones de combinación respectivas para información a partir de la señal compuesta para los respectivos de una pluralidad de retardos candidatos en base a las características de canal y de correlación determinadas,

caracterizado porque el procesador en banda base está configurado además:

- para seleccionar (620) un primer retardo a partir de la pluralidad de retardos candidatos para inclusión en un grupo de retardos, para generar una estimación de contenido de señal y de ruido para los respectivos de una pluralidad de segundos retardos a partir de una ponderación asociada con el primer retardo, seleccionar (620) uno o más de los respectivos de la pluralidad de segundos retardos para inclusión en el grupo de retardos en base a la estimación generada de contenido de señal y de ruido, y procesar (610) una información a partir de la señal compuesta para los retardos seleccionados según un código de ensanchado para generar una estimación de símbolo.

13. Un receptor según la reivindicación 12, en donde el procesador en banda base es operativo para generar una estimación de contenido de señal y de ruido agregada para un conjunto de los segundos retardos, y determinar si seleccionar el conjunto de los segundos retardos para inclusión en el grupo de retardos seleccionados en base a la estimación de contenido de señal y de ruido agregada.

14. Un receptor según la reivindicación 12, en donde el procesador en banda base es operativo para generar correlaciones respectivas de la señal compuesta con el código de ensanchado para los respectivos de los retardos seleccionados, y combinar las correlaciones generadas para generar la estimación de símbolo.

15. Un receptor según la reivindicación 12, en donde el procesador en banda base es operativo para filtrar la señal compuesta usando un filtro que tiene derivadores de filtro que corresponden a los respectivos de los retardos seleccionados y correlacionar las señales de comunicaciones de espectro ensanchado filtradas con el código de ensanchado para generar la estimación de símbolo.

16. Un producto de programa informático para recuperar una señal a partir de una señal compuesta que incluye

señales de una o más fuentes, el producto de programa informático que comprende un código de programa informático integrado en un medio de almacenamiento legible por ordenador, el código de programa informático configurado para realizar el método según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 11.

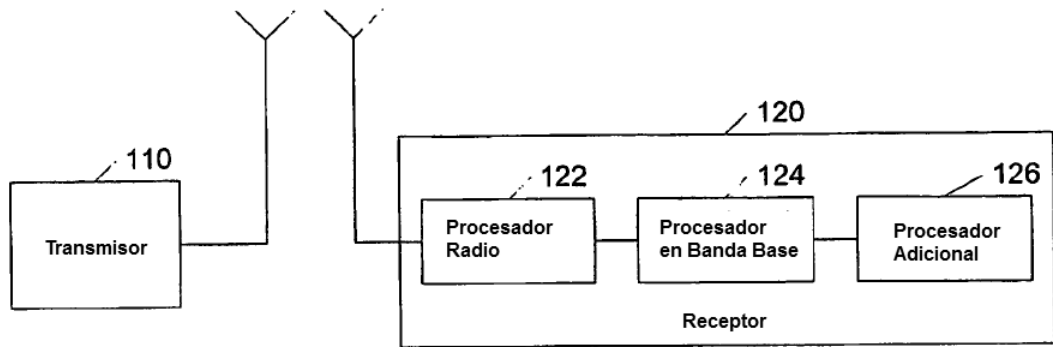


FIG. 1
Técnica Anterior

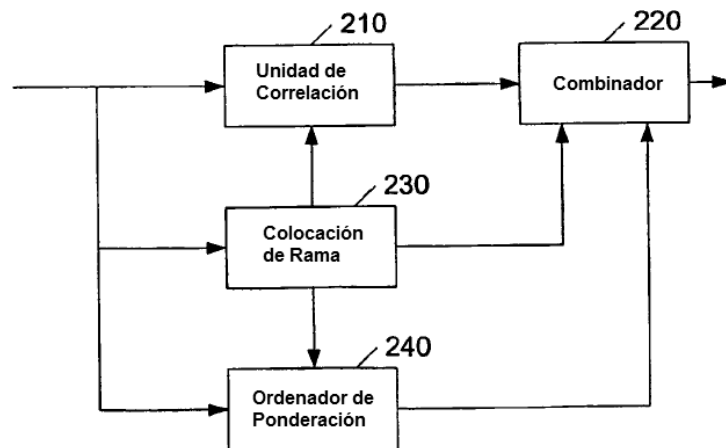


FIG. 2
Técnica Anterior

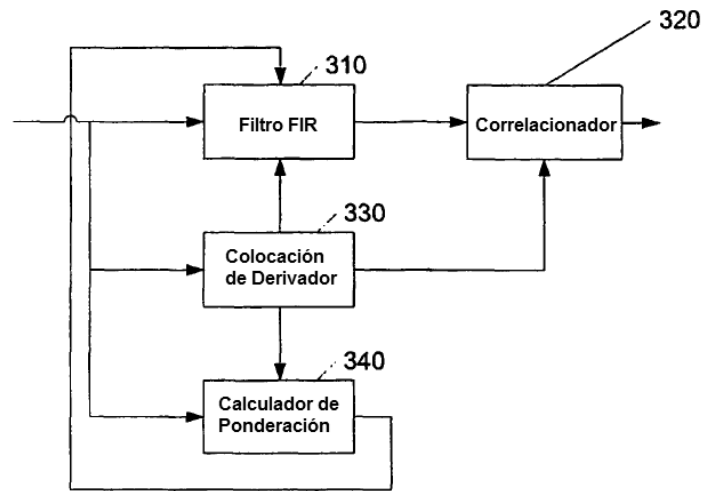


FIG. 3
Técnica Anterior

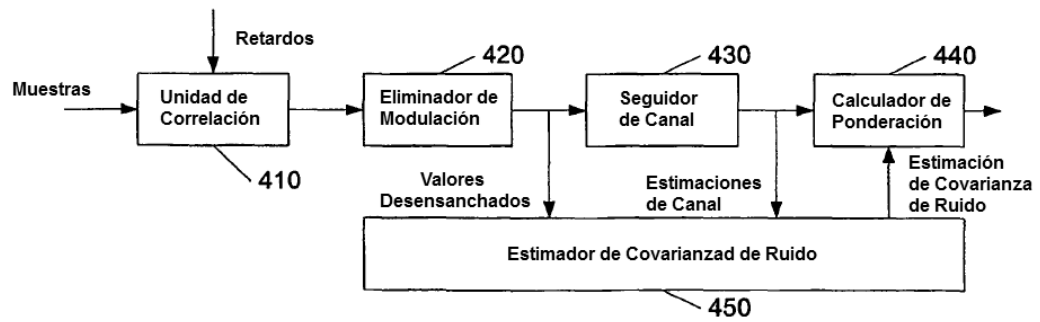


FIG. 4
Técnica Anterior

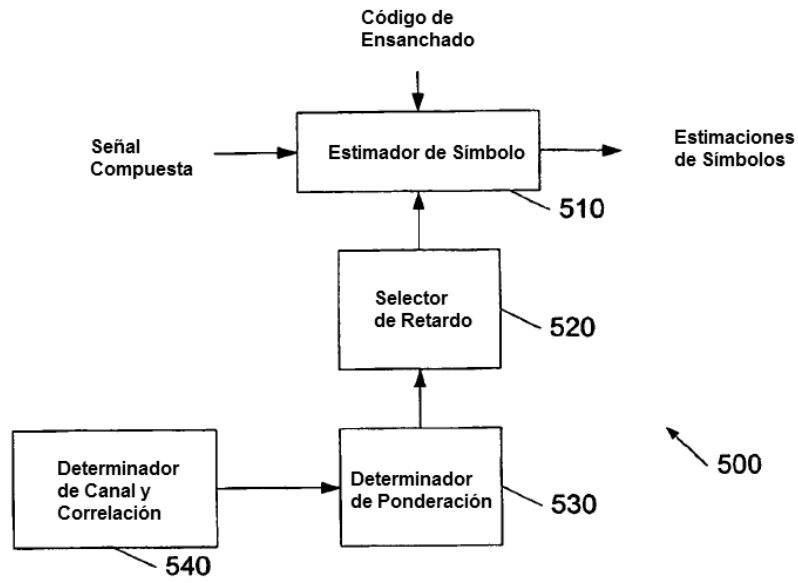


FIG. 5

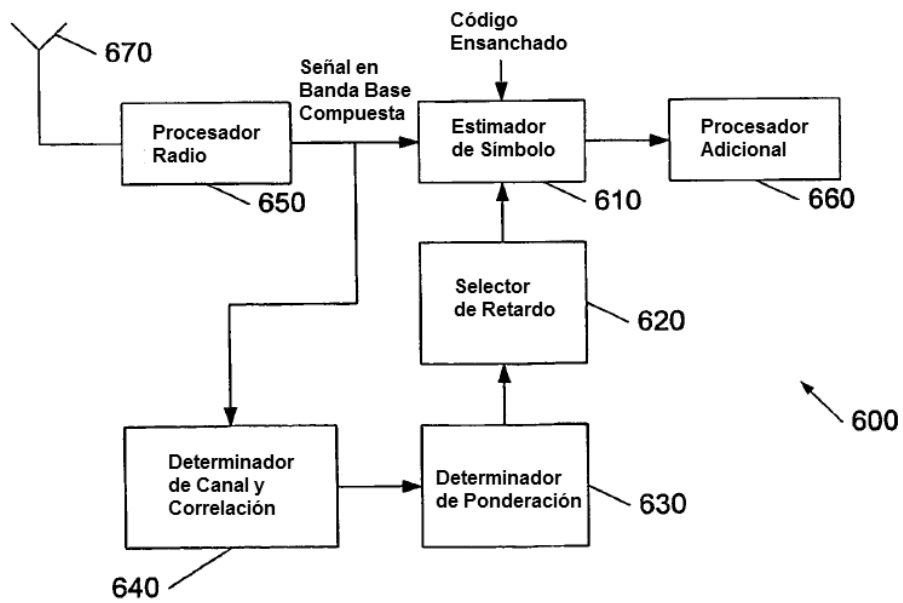


FIG. 6

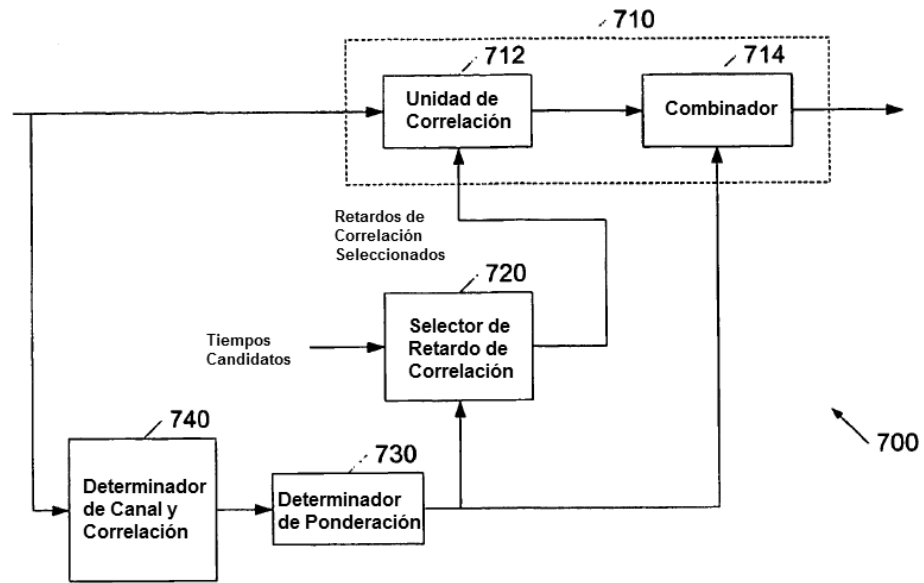


FIG. 7

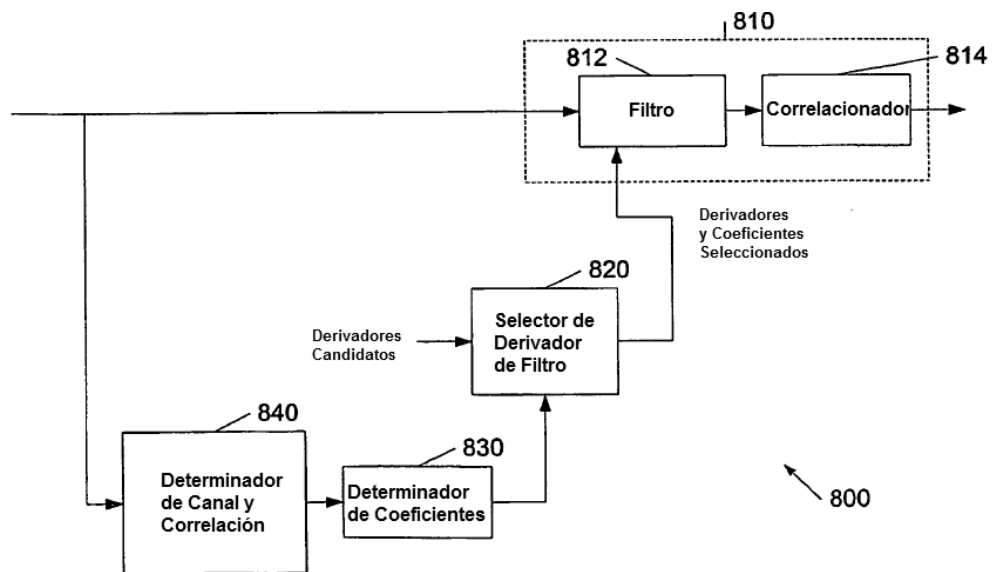


FIG. 8

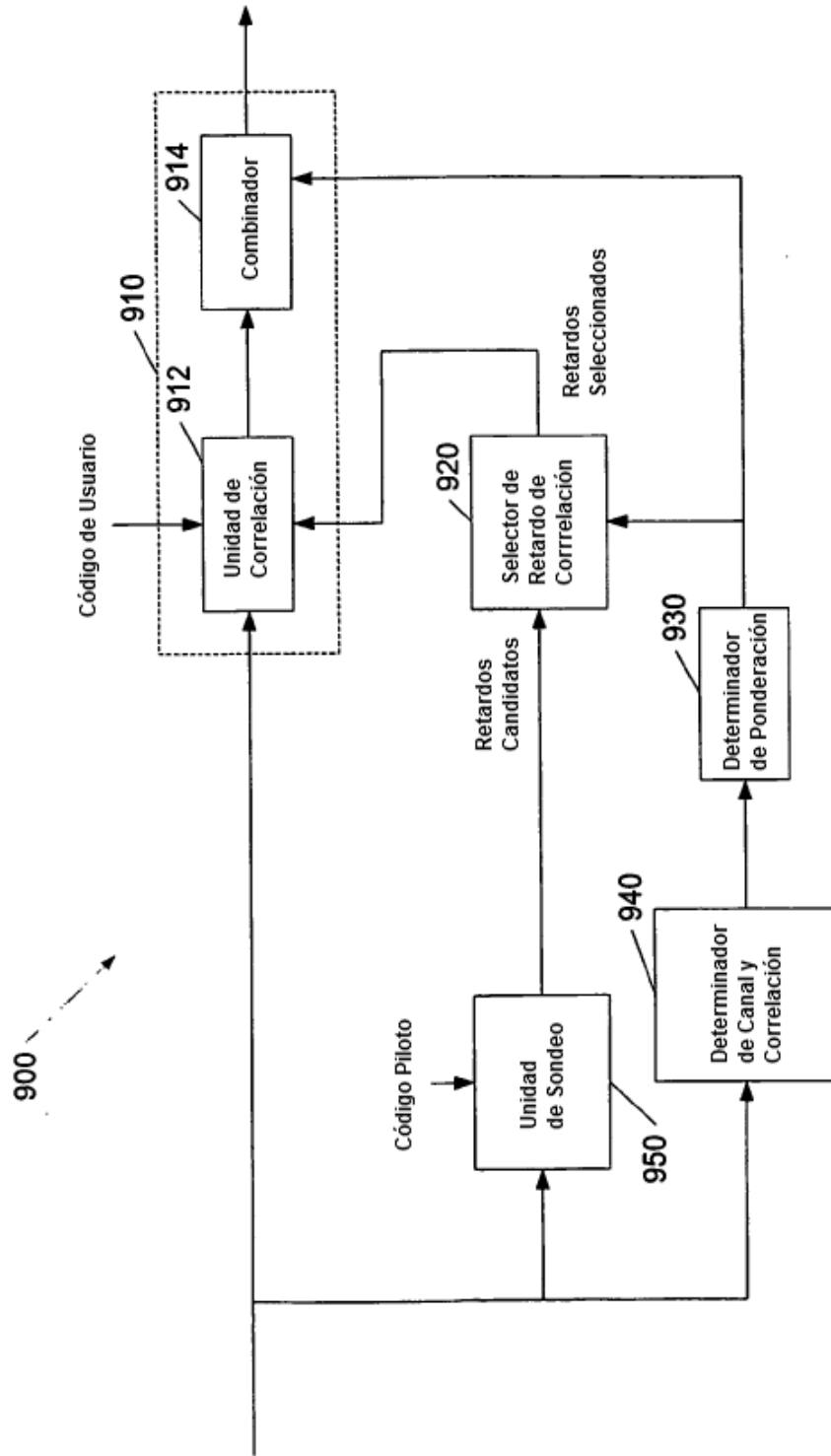


FIG. 9

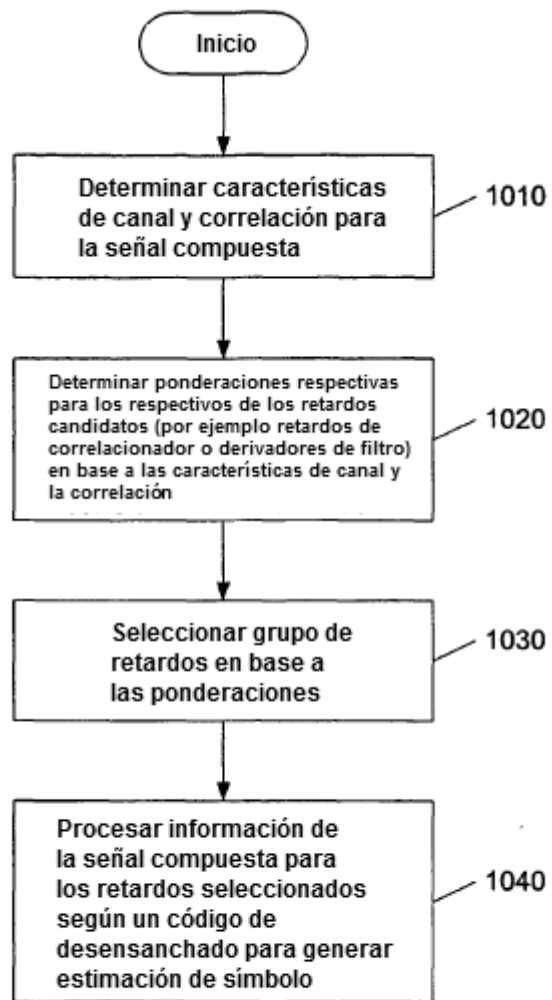


FIG. 10

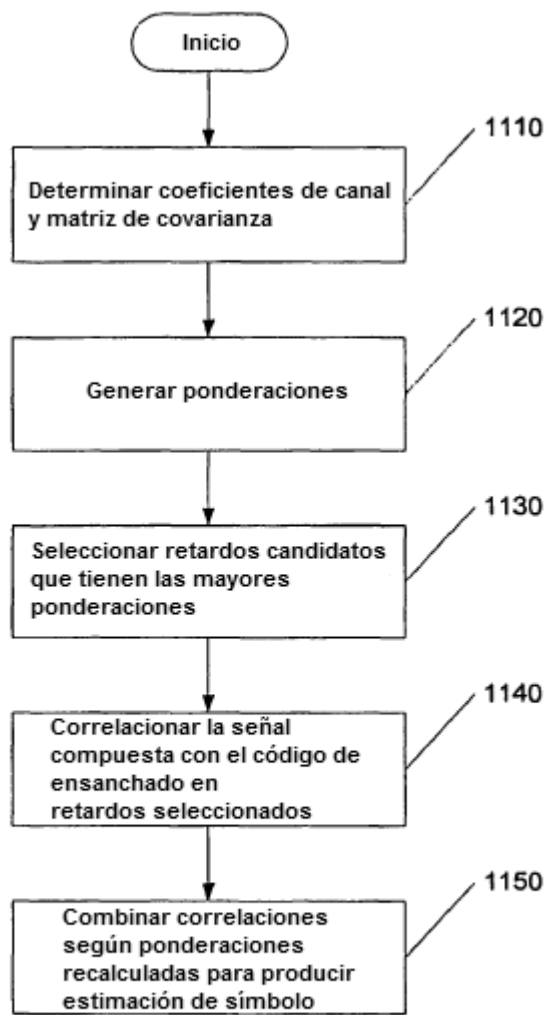


FIG. 11

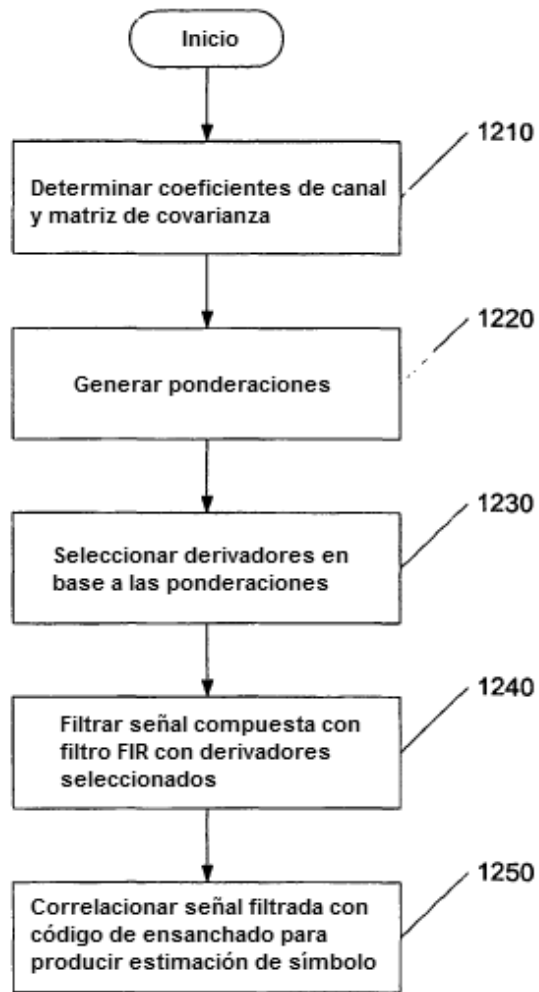


FIG. 12

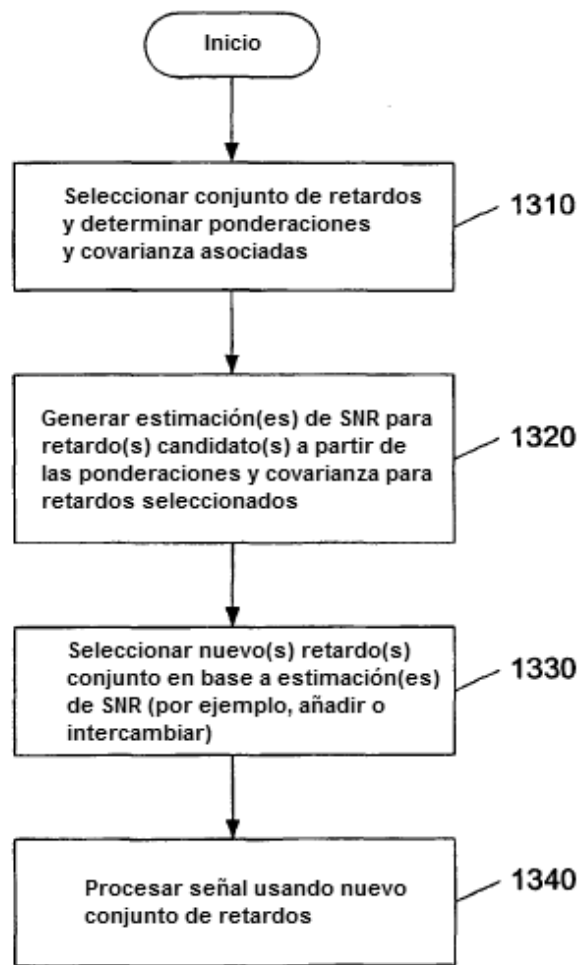


FIG. 13

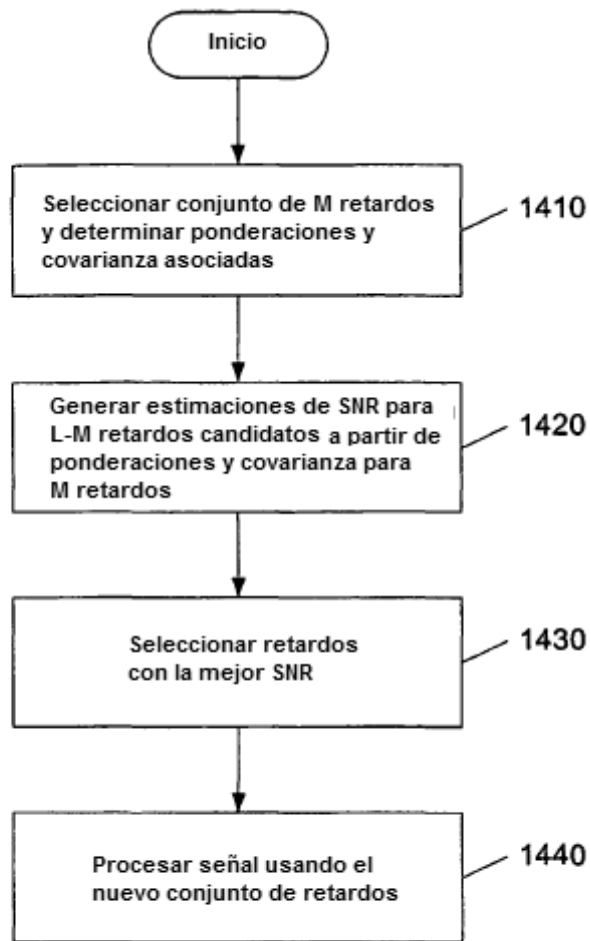


FIG. 14

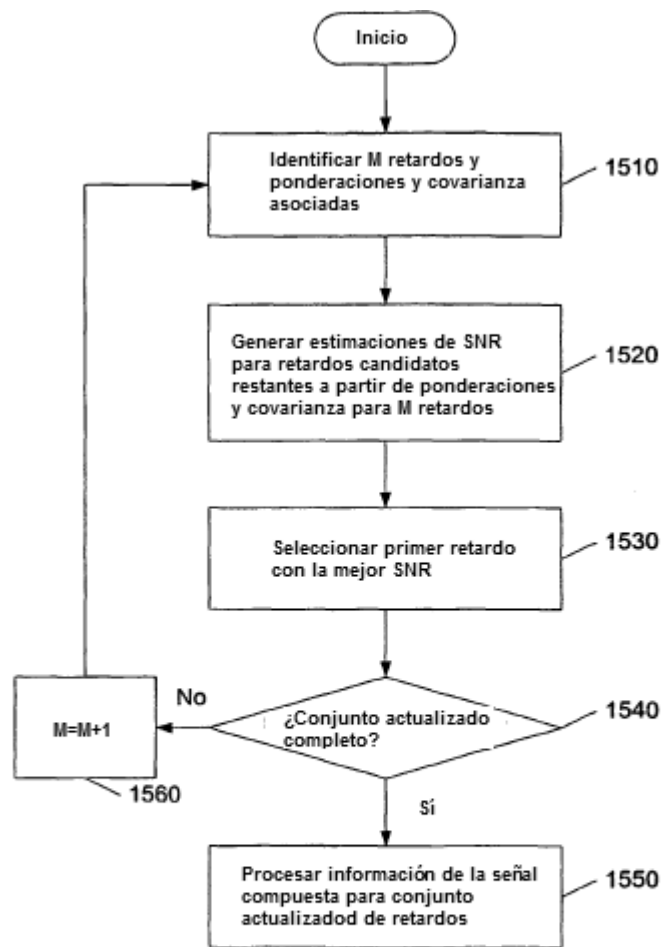


FIG. 15

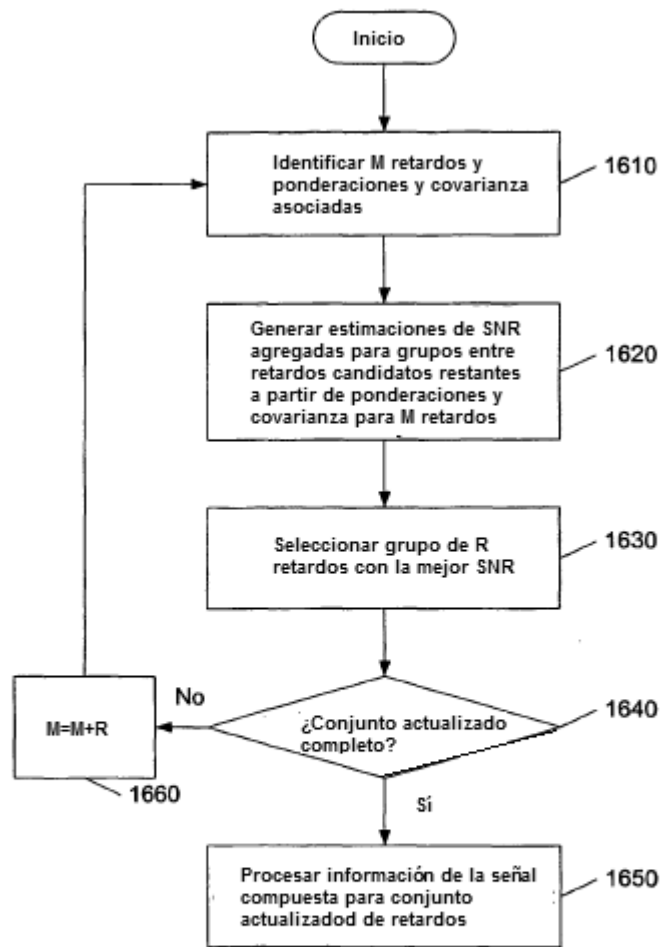


FIG. 16

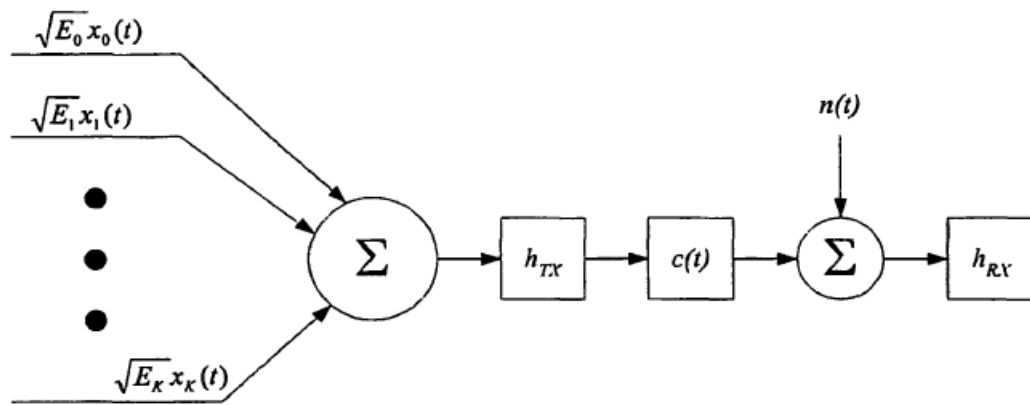


FIG. 17

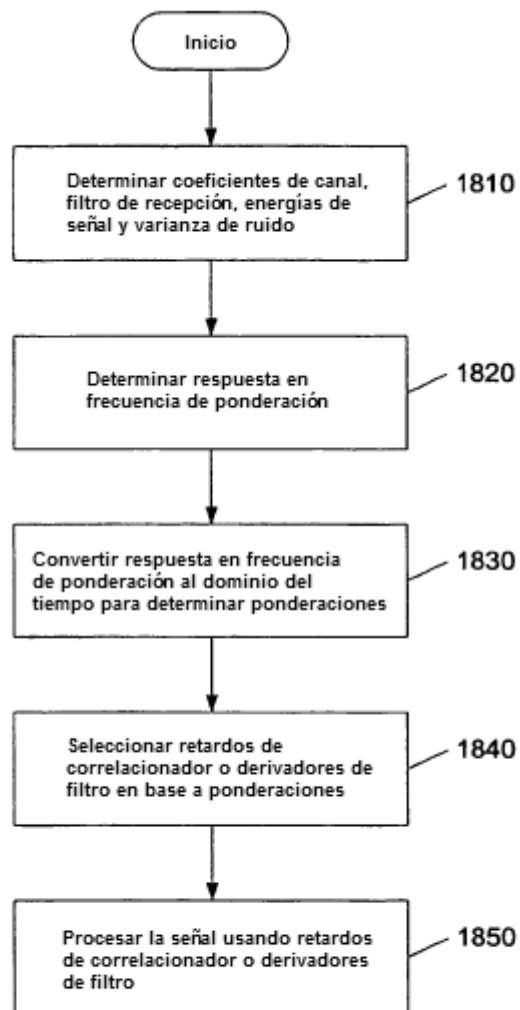


FIG. 18

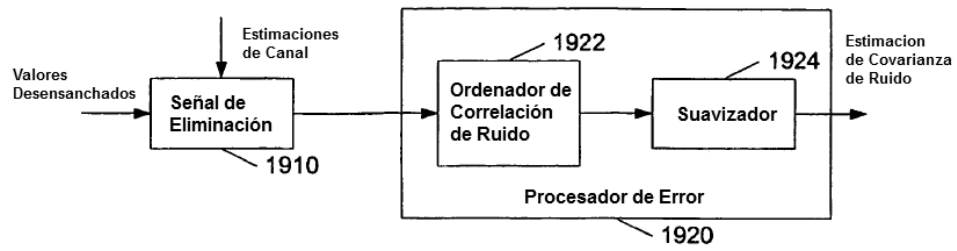


FIG. 19

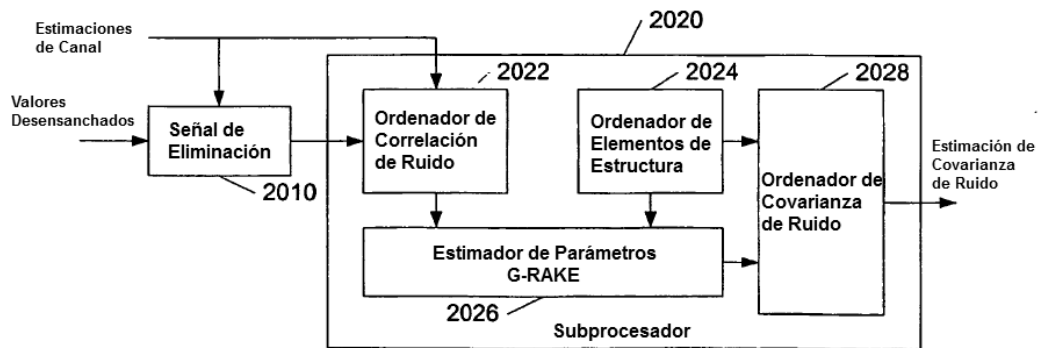


FIG. 20