

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 433 919**

51 Int. Cl.:

H04L 25/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **02.06.2010** **E 10729941 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **07.08.2013** **EP 2438723**

54 Título: **Estimación secuencial continua de objetos dispersantes**

30 Prioridad:

04.06.2009 US 478520

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

13.12.2013

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

**DENT, PAUL W. y
KRASNY, LEONID**

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 433 919 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Estimación secuencial continua de objetos dispersantes

5 **CAMPO TÉCNICO**

La presente invención se refiere, en general, a una estimación de canal y, más particularmente, a un seguimiento de los parámetros de objetos dispersantes usados para determinar las estimaciones de canal conforme un transmisor y/o un receptor se desplazan dentro de un canal inalámbrico, donde los parámetros de objetos dispersantes caracterizan los objetos dispersantes en el canal.

10

ANTECEDENTES

En un sistema de comunicación inalámbrica, una señal transmitida se refleja en los objetos del entorno (por ejemplo, edificios, colinas, etc.), que se denominan en la presente memoria como objetos dispersantes. Las reflexiones llegan a un receptor desde diferentes direcciones y con diferentes retardos. Las reflexiones o múltiples trayectos pueden caracterizarse por un retardo de trayecto y un coeficiente de retardo complejo. Los coeficientes complejos de retardo muestran una variación temporal rápida debido a la movilidad del vehículo, mientras que los retardos de trayecto son relativamente constantes durante un gran número de periodos de símbolo OFDM.

15

20

La estimación de canal es el procedimiento de caracterización del efecto del canal de radio sobre la señal transmitida. Las estimaciones de canal, que imitan el efecto del canal sobre la señal transmitida, pueden ser usadas para la cancelación de interferencias, la combinación de diversidad, la detección de ML y otros propósitos. Muchas técnicas de estimación de canal usadas normalmente, por ejemplo, divulgadas en el documento US2005/0163257, no producen estimaciones suficientemente precisas del canal para su uso con modulaciones de orden superior. Además, es difícil predecir cómo cambiará el canal debido a la movilidad del vehículo. Por lo tanto, existe una necesidad de nuevas técnicas de estimación de canal que produzcan estimaciones de canal más precisas para una modulación de orden superior y que permitan la predicción y el seguimiento del canal.

25

SUMARIO

La solicitud US N° 12/478.473, publicada como US 2010/0309994 con el miembro de la familia de patentes EP 2438724, proporciona un método mejorado de estimación de canal basado en una caracterización precisa de los objetos dispersantes. El documento US 2010/0309994, al que se hace referencia en adelante como la solicitud 12/478.473, caracteriza los objetos dispersantes mediante la determinación de un conjunto de parámetros de objetos dispersantes en base a muestras de señal derivadas de señales recibidas durante un período de evaluación. Los parámetros de objetos dispersantes incluyen retardos de trayecto, así como los coeficientes de dispersión y las frecuencias Doppler asociadas que caracterizan los objetos dispersantes en el canal inalámbrico. La presente invención extiende las enseñanzas de la solicitud 12/478.473 para incluir el seguimiento de las caracterizaciones de los objetos dispersantes conforme cambian debido al movimiento del transmisor y/o el receptor dentro del canal inalámbrico. Más particularmente, la presente invención permite que el receptor realice un seguimiento de los parámetros de objetos dispersantes en base a las muestras de señal derivadas a partir de las señales recibidas después del periodo de evaluación inicial, sin necesidad de que el receptor repita todo el procedimiento de cálculo de la solicitud 12/478.473. De esta manera, la presente invención permite que el receptor use muestras de señal derivadas a partir de las señales recién recibidas para actualizar un conjunto existente de parámetros de objetos dispersantes.

30

35

40

45

En términos generales, un receptor inalámbrico según la presente invención determina un primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes en base a muestras de señal derivadas a partir de las señales recibidas durante uno o más intervalos de tiempo anteriores, estima una respuesta de frecuencia de canal para un intervalo de tiempo subsiguiente, y actualiza los parámetros de objetos dispersantes en el primer conjunto en base a la respuesta de frecuencia de canal estimada para determinar un conjunto actualizado de parámetros de objetos dispersantes para el intervalo de tiempo subsiguiente. El receptor puede usar el conjunto actualizado de parámetros de objetos dispersantes para determinar las estimaciones de canal para el canal inalámbrico. En una realización ejemplar, el receptor usa un procedimiento de actualización secuencial continuo, por ejemplo, un procedimiento Prony inverso de periodo por símbolo, para actualizar los parámetros de objetos dispersantes. En otra realización ejemplar, el receptor usa un enfoque Doppler integrado para actualizar los parámetros de objetos dispersantes.

50

55

60

En la realización de actualización secuencial continua, el receptor actualiza los parámetros de objetos dispersantes actualizando las respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco determinadas para un periodo de evaluación inicial. El receptor usa las respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco actualizadas para actualizar el primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes. Más particularmente, el receptor determina un primer conjunto de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco en base a las muestras de señal derivadas a partir de las señales recibidas durante un periodo de evaluación inicial que comprende una pluralidad de intervalos de tiempo, y

determina un primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes para el periodo de evaluación inicial en base al primer conjunto de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco. Posteriormente, el receptor determina un segundo conjunto de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco en base a las muestras de señal derivadas a partir de las señales recibidas durante un intervalo de tiempo subsiguiente, y determina un conjunto actualizado de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco en base al primer conjunto y el segundo conjunto de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco. A continuación, el receptor actualiza el primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes en base a las respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco actualizadas para determinar el conjunto actualizado de parámetros de objetos dispersantes. El receptor puede usar el conjunto actualizado de parámetros de objetos dispersantes para determinar nuevas estimaciones de canal.

En la realización Doppler integrada, el receptor predice, en primer lugar, los parámetros de objetos dispersantes para el intervalo de tiempo subsiguiente en base a los parámetros de objetos dispersantes determinados previamente, y corrige los errores en la predicción en base a las diferencias entre las respuestas de frecuencia de canal derivadas de los parámetros de objetos dispersantes predichos y las respuestas de frecuencia de canal derivadas a partir de muestras de una señal recibida durante el intervalo de tiempo subsiguiente. El receptor puede usar los parámetros de objetos dispersantes actualizados para determinar nuevas estimaciones del canal.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

- La Figura 1 muestra la relación entre diferentes objetos dispersantes y diferentes retardos de trayecto con relación a un transmisor y un receptor en un sistema inalámbrico.
- La Figura 2 muestra vectores de frecuencia Doppler ejemplares asociados con los objetos dispersantes con relación al receptor en un instante de tiempo particular.
- La Figura 3 muestra un procedimiento para realizar un seguimiento de los parámetros de objetos dispersantes según una realización ejemplar de la presente invención,
- La Figura 4 muestra un procedimiento CSIPA para realizar un seguimiento de los parámetros de objetos dispersantes según una realización ejemplar de la presente invención.
- La Figura 5 muestra un transmisor ejemplar.
- La Figura 6 muestra un receptor ejemplar según una realización ejemplar de la presente invención.
- La Figura 7 muestra las respuestas de impulsos medidas de canal, obtenidas a partir de los datos de un ensayo de campo.
- La Figura 8 mapea la intensidad de los rayos de señal en el dominio Doppler.
- La Figura 9 muestra un método ejemplar para determinar los retardos de trayecto y los parámetros Doppler correspondientes según la presente invención.
- Las Figuras 10A y 10B muestran detalles para implementar los métodos de transformación de la Figura 7.
- La Figura 11 muestra el cambio en θ debido a las diferencias de retardos de tiempo.
- La Figura 12 muestra un procedimiento Doppler integrado para realizar un seguimiento de los parámetros de objetos dispersantes según una realización ejemplar de la presente invención.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

Típicamente, las señales transmitidas, que viajan a través de canales de comunicación inalámbricos, encuentran diversos objetos dispersantes, por ejemplo, edificios, montañas, árboles, etc., antes de llegar a un receptor. Tal como se usa en la presente memoria, la expresión "objeto dispersante" se refiere tanto a objetos dispersantes individuales como a grupos de objetos dispersantes que están muy cerca unos de otros para ser separados. La estimación de canal es el procedimiento de caracterizar el efecto de estos objetos dispersantes sobre la señal transmitida. Típicamente, las estimaciones de canal usadas por los receptores pueden incluir coeficientes complejos de la respuesta de impulso de canal en una serie de retardos separados homogéneamente, por ejemplo, retardos separados homogéneamente en un sistema CDMA (Code Division Multiple Access, acceso múltiple por división de código), así como coeficientes complejos indicativos de la respuesta de frecuencia del canal en una serie de frecuencias separadas homogéneamente, por ejemplo, frecuencias de subportadora separadas homogéneamente en un sistema OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex, multiplexación por división ortogonal de frecuencia). El receptor puede usar las estimaciones de canal, que representan una aproximación del efecto del canal sobre la señal transmitida, para cancelar interferencias, combinación de diversidad, detección de ML y otros propósitos.

Con el fin de caracterizar los objetos dispersantes, el receptor determina los retardos de trayecto, los coeficientes complejos de retardo y/o los parámetros Doppler correspondientes a los objetos dispersantes. Idealmente, cada objeto dispersante en el canal de múltiples trayectos corresponde a un retardo de trayecto diferente. Sin embargo, hay situaciones en las que diferentes objetos dispersantes causan señales reflejadas que tienen el mismo retardo de trayecto a pesar de que las señales reflejadas recorren diferentes trayectos. Por ejemplo, la Figura 1 muestra una pluralidad de elipses que rodean un transmisor 12 y un receptor 14, donde el transmisor 12 y el receptor 14 marcan los focos de las elipses, donde un objeto 10 dispersante está incluido en una de las elipses, y donde las diferentes elipses corresponden a un retardo de trayecto diferente. De esta manera, los trayectos de los diferentes objetos 10

dispersantes posicionados a lo largo de la misma elipse tienen el mismo retardo de trayecto, mientras que los trayectos de los diferentes objetos 10 dispersantes posicionados a lo largo de diferentes elipses tienen diferentes retardos de trayecto. Por ejemplo, los dos objetos 10a, 10b dispersantes están en la elipse 2, mientras que el objeto 10c dispersante están en la elipse 1. De esta manera, el retardo de trayecto asociado con el trayecto 18c difiere del retardo de trayecto asociado con el trayecto 18a o el trayecto 18b, donde el trayecto 18a y el trayecto 18b tienen el mismo retardo de trayecto. Debido a que los objetos 10a y 10b dispersantes aplican el mismo retardo de trayecto a una señal transmitida, el receptor 14 no puede usar solo el retardo de trayecto para distinguir el objeto 10a dispersante asociado con el trayecto 18a del objeto 10b dispersante asociado con el trayecto 18b.

Debido a que no puede usarse solo el retardo de trayecto para caracterizar los objetos 10 dispersantes, el receptor 14 puede usar otro parámetro caracterizador, tal como un parámetro Doppler, para caracterizar y distinguir adicionalmente los diferentes objetos 10 dispersantes. Por ejemplo, los objetos 10 con el mismo retardo en diferentes posiciones angulares sobre la misma elipse de retardo exhiben diferentes desplazamientos Doppler para un transmisor 12 y/o un receptor 14 en movimiento. De esta manera, el receptor 14 puede determinar el desplazamiento Doppler (o la tasa equivalente de cambio de retardo) para distinguir adicionalmente entre los objetos 10 dispersantes que tienen retardos de trayecto idénticos. La Figura 2 muestra un ejemplo de los diferentes vectores de frecuencia Doppler asociados con los objetos dispersantes con relación a un receptor 14 móvil en un instante particular. Mediante la determinación de la manera en la que el efecto Doppler cambia los coeficientes complejos de retardo con el tiempo, por ejemplo, durante múltiples periodos de símbolo OFDM, el receptor 14 puede distinguir entre diferentes trayectos 18 que tienen el mismo retardo de trayecto, pero causado por diferentes objetos 10 dispersantes.

En consecuencia, el receptor 14 de la presente invención determina un conjunto de parámetros de objetos dispersantes que caracterizan diferentes objetos 10 dispersantes. Los parámetros ejemplares de los elementos dispersantes comprenden el retardo de trayecto, los coeficientes de dispersión complejos y la tasa de cambio (por ejemplo, tasa de cambio de frecuencia Doppler o de retardo) debida al movimiento del receptor 14 y/o el transmisor 12. La solicitud de patente US N° 12/478.473, de los presentes solicitantes, proporciona unos medios ejemplares para determinar los parámetros de objetos dispersantes para múltiples objetos dispersantes durante un período de evaluación, por ejemplo, múltiples períodos de símbolos OFDM. La solicitud 12/478.473 determina un conjunto de parámetros de objetos dispersantes para una pluralidad de objetos dispersantes en un canal inalámbrico durante un periodo de evaluación. El conjunto determinado de parámetros de objetos dispersantes comprende un conjunto coeficientes de dispersión y tasas de cambio asociadas (por ejemplo, tasa de cambio de frecuencia Doppler o de retardo) para cada uno de los retardos de trayecto. Cada conjunto de coeficientes de dispersión corresponde a uno o más objetos 10 dispersantes que tienen el mismo retardo de trayecto. El receptor 14 puede usar los parámetros de objetos dispersantes para determinar las estimaciones de canal para los intervalos de tiempo del periodo de evaluación.

Conforme el transmisor 12 y/o el receptor 14 se desplazan dentro del canal, los parámetros de objetos dispersantes para los objetos 10 dispersantes individuales pueden cambiar. El receptor 14 puede realizar un seguimiento de los parámetros de objetos dispersantes mediante la determinación, de manera independiente, de un nuevo conjunto de parámetros de objetos dispersantes, por ejemplo, tal como se describe en la solicitud 12/478.473, para cada nuevo período de evaluación. Sin embargo, la potencia de procesamiento necesaria para dicho esfuerzo puede ser innecesariamente grande e innecesariamente repetitiva. De esta manera, se desea un método alternativo para realizar un seguimiento de los parámetros de objetos dispersantes.

La Figura 3 muestra un método 50 ejemplar implementado por el receptor 14 para realizar un seguimiento de los parámetros de objetos dispersantes. El receptor 14 determina un primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes en base a una o más muestras de señal recibidas durante uno o más intervalos de tiempo anteriores (bloque 52), y realiza una estimación de la respuesta de frecuencia de un canal para un intervalo de tiempo subsiguiente (bloque 54). En base al primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes, un nuevo conjunto de muestras de señal recibidas durante el intervalo de tiempo subsiguiente, y la respuesta de frecuencia estimada de canal, el receptor 14 actualiza uno o más parámetros de objetos dispersantes en el primer conjunto para determinar un conjunto actualizado de parámetros de objetos dispersantes para el intervalo de tiempo subsiguiente (bloque 56). La presente invención proporciona diversos métodos para implementar los procedimientos de estimación y actualización de los bloques 54 y 56. En una realización, puede realizarse un seguimiento de los parámetros de objetos dispersantes usando un procedimiento secuencial de actualización continua, por ejemplo, un procedimiento de Prony inverso por periodo de símbolo. En otra realización, puede realizarse un seguimiento de los parámetros de objetos dispersantes usando un enfoque Doppler integrado. A continuación, se describen ambos enfoques en términos de muestras de señal OFDM en los símbolos OFDM recibidos durante múltiples periodos de símbolo OFDM. Sin embargo, se apreciará que la presente invención se aplica a cualquier muestra de señal multiplexada por división de frecuencia correspondiente a múltiples intervalos de tiempo de un periodo de evaluación, donde el

receptor usa las muestras de señal para caracterizar un canal de comunicación inalámbrica y/o los objetos dispersantes en el canal de comunicación inalámbrica.

5 La Figura 4 muestra una realización ejemplar del procedimiento 60 de actualización secuencial continua, donde el receptor 14 actualiza el conjunto de parámetros de objetos dispersantes usando información obtenida a partir del símbolo OFDM recibido más recientemente. En términos generales, el receptor 14 determina un primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes para el primer período de evaluación, tal como se describe en la solicitud de patente 12/478.473, indicada anteriormente, y actualiza el primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes conforme llegan nuevos símbolos al receptor 14. Más particularmente, el receptor 14 determina una matriz de ruido blanco acumulado para el primer período de evaluación, donde los elementos de la matriz de ruido blanco representan las respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco para múltiples retardos de trayecto (bloque 62). A continuación, el receptor 14 determina el primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes para el primer período de evaluación en base a la matriz de ruido blanco acumulado (bloque 64). Cuando un nuevo símbolo OFDM llega al receptor 14, el receptor 14 actualiza la matriz de ruido blanco acumulado en base a las muestras de señal en el nuevo símbolo OFDM (bloque 66), y determina un nuevo conjunto de parámetros de objetos dispersantes en base a la matriz actualizada de ruido blanco acumulado (bloque 68).

20 En la realización más simple, el receptor 14 determina nuevas respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco en base a las nuevas muestras de señal derivadas a partir del símbolo recién recibido, y añade las nuevas respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco a las respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco determinadas previamente para actualizar la matriz de ruido blanco acumulado. Aunque esta realización es la más simple, la misma tiene en cuenta también las respuestas de frecuencia de canal correspondientes a todos los símbolos OFDM recibidos previamente. Por lo tanto, un enfoque "siempre acumulativo" de este tipo da igual importancia al símbolo OFDM más reciente y a los símbolos OFDM más antiguos.

25 En otra realización, el receptor 14 elimina los efectos de los símbolos OFDM más antiguos mediante el uso de una ventana deslizante de tamaño fijo para actualizar la matriz de ruido blanco acumulado. Más particularmente, el receptor 14 determina las nuevas respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco para las nuevas muestras de señal. Posteriormente, el receptor 14 actualiza la matriz de ruido blanco acumulado mediante la adición de las nuevas respuestas de frecuencia de canal a, y la eliminación de las respuestas de frecuencia de canal más antiguas de, la matriz de ruido blanco acumulado determinada previamente.

30 En todavía otra realización, el receptor 14 usa técnicas de olvido exponencial para actualizar la matriz de ruido blanco acumulado. Con olvido exponencial, el receptor 14 aplica factores de ponderación progresivamente más pequeños a las respuestas de frecuencia de canal más antiguas de manera que la matriz de ruido blanco acumulado actualizada da más importancia a las respuestas de frecuencia de canal determinadas para los símbolos OFDM recibidos más recientemente. En consecuencia, el receptor 14 escala una matriz de ruido blanco acumulado actual en un factor menor de la unidad y, a continuación, genera una matriz actualizada de ruido blanco acumulado mediante la adición de las nuevas respuestas de frecuencia de canal determinadas en base al nuevo símbolo OFDM a la matriz escalada de ruido blanco acumulado.

35 Una realización alternativa de la presente invención usa un enfoque Doppler integrado para realizar un seguimiento de los parámetros de objetos dispersantes para diferentes objetos dispersantes. Esta realización no se basa en o no mantiene el conjunto de parámetros de objetos dispersantes indicado anteriormente, sino que usa un procedimiento de seguimiento de Kalman que realiza un seguimiento de los retardos de trayecto y sus derivadas. El procedimiento de seguimiento de Kalman mejora sucesivamente las estimaciones de los parámetros de objetos dispersantes en base a una comparación de las respuestas de frecuencia de canal predichas, derivadas de los parámetros de objetos dispersantes, con las respuestas de frecuencia de canal reales, derivadas de las muestras de señal recibidas recientemente.

40 En una realización del enfoque Doppler integrado, los parámetros de objetos dispersantes para un nuevo periodo de símbolo se predicen a partir de los coeficientes de dispersión, sus correspondientes retardos de trayecto, y sus derivadas determinadas para un periodo de símbolo anterior. Posteriormente, el receptor 14 predice las respuestas de frecuencia de canal para el nuevo período de símbolos en base a los parámetros predichos de los elementos dispersantes, y compara las respuestas de frecuencia de canal predichas con las respuestas de frecuencia de canal reales observadas para el nuevo periodo de símbolo. En base a la diferencia resultante, el receptor 14 corrige los parámetros de objetos dispersantes predichos para reducir el error para futuras predicciones.

45 La presente invención proporciona también formas para realizar un seguimiento de los objetos 10 dispersantes en el canal inalámbrico. Durante largos períodos de tiempo, un parámetro de objetos dispersantes, que es objeto de seguimiento, puede debilitarse conforme el objeto 10 dispersante correspondiente se aleja, mientras que otros

nuevos parámetros de objetos dispersantes se fortalecen conforme los objetos dispersantes correspondientes se acercan. Para abordar esto, la presente invención puede usar el enfoque Doppler integrado para realizar un seguimiento de los parámetros de objetos dispersantes para un conjunto existente de objetos dispersantes, y usa una versión del procedimiento de actualización secuencial continua para buscar y, a continuación, añadir o eliminar parámetros de objetos dispersantes correspondientes a objetos dispersantes más fuertes o más débiles, respectivamente.

Antes de describir los detalles del procedimiento de seguimiento de la presente invención, a continuación, se proporcionan los detalles asociados con la solicitud 12/478.473. En términos generales, la invención 12/478.473 determina el retardo de trayecto real y la información de parámetros Doppler para una pluralidad de objetos dispersantes en un canal inalámbrico. En base al retardo de trayecto y la información de frecuencia Doppler, el receptor determina estimaciones de canal útiles para el procesamiento de modulación de orden superior, predicción de canal, etc. Más particularmente, el receptor 14 aplica una transformación frecuencia-a-tiempo a una pluralidad de muestras de señal de subportadora OFDM recibidas durante una pluralidad de periodos de símbolo OFDM para determinar un conjunto de retardos de trayecto separados de manera no homogénea y un conjunto de coeficientes complejos de retardo asociados. Además, el receptor 14 aplica una transformación tiempo-a-frecuencia a los coeficientes complejos de retardo determinados para los retardos de trayecto individuales durante múltiples periodos de símbolo OFDM para determinar un conjunto de parámetros Doppler que comprende una pluralidad de frecuencias Doppler separadas de manera no homogénea y sus coeficientes de dispersión correspondientes para retardos de trayecto individuales.

Debido a que las operaciones de transformación de la invención 12/478.473 no se limitan a determinar los valores de salida a tiempos o intervalos de frecuencia separados homogéneamente, los retardos de trayecto separados de manera no homogénea, los coeficientes complejos de retardo asociados, y los conjuntos de parámetros Doppler asociados tienen menos errores que los producidos mediante técnicas convencionales. Por lo tanto, las operaciones de transformación descritas en ese documento caracterizan completamente los objetos 10 dispersantes mientras evitan los problemas de exactitud de la técnica anterior. La mayor exactitud de las caracterizaciones resultantes de los objetos dispersantes permite que el receptor 14 realice un mejor seguimiento de las estimaciones de canal.

Para facilitar la explicación detallada siguiente, en primer lugar, las Figuras 5 y 6 muestran detalles internos simplificados de un transmisor 12 OFDM y un receptor 14 OFDM ejemplares, respectivamente. El transmisor 12 comprende una antena 13, una unidad 20 de transformación inversa de Fourier, un conversor 22 paralelo-a-serie, un modulador 24 y un amplificador 26 de potencia. En general, el transmisor usa una Transformada de Fourier Discreta Inversa (Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT) para codificar los símbolos, y el receptor usa una Transformada Discreta de Fourier (Discrete Fourier Transform, DFT) para decodificar las señales. Sin embargo, la IDFT y la DFT pueden ser intercambiadas, y son tan similares que, en la presente memoria, se hace referencia a las mismas simplemente como unidades 20 de Transformada de Fourier. Los valores de señal a transmitir ($S_1 \dots S_n$) son introducidos a la unidad 20 de transformada de Fourier, que puede ser un circuito FFT (o IFFT) cableado especializado o una implementación con DSP. La unidad 20 de transformada de Fourier transforma los n valores de entrada a al menos n valores de salida. Es ventajoso usar más de n valores de entrada, lo cual se denomina "sobremuestreo". Por ejemplo, $n = 700$ valores de entrada pueden ser transformados a $m = 1.024$ valores de salida, usando una FFT de 1.024 puntos. Las 524 entradas no usadas se pondrían a cero, lo que representa 262 contenedores espectrales vacíos a cada lado de los 700 contenedores espectrales usados para los 700 valores de entrada. El sobre-muestreo simplifica el filtrado anti-solapamiento ("anti-aliasing") posterior necesario para limitar la energía del espectro fuera de banda.

La unidad 22 de conversión paralelo-a-serie convierte los valores de salida de la unidad 20 de transformada de Fourier a una forma en serie seleccionándolos sucesivamente en un orden fijo. Cada valor es complejo, de manera que el flujo en serie comprende un flujo de partes reales y un flujo de partes imaginarias, es decir, un flujo de valores (I, Q). El flujo de valores I y el flujo de valores Q son convertidos a señales I y Q continuas en el tiempo mediante una conversión de digital a analógico y realizando un filtrado dentro del modulador 24. Es necesario que la respuesta de frecuencia del filtro deje pasar las frecuencias correspondientes a los contenedores espectrales usados, por ejemplo, los 700 contenedores ejemplificados anteriormente, mientras atenúa las frecuencias fuera de los 1.024 contenedores ejemplares. De esta manera, el sobremuestreo deja un margen entre la banda de paso requerida y la banda de corte necesaria, de manera que el filtro no tiene que tener una tasa de corte con un escalonamiento imposible. El modulador 24 usa además las señales I y Q continuas en el tiempo para modular señales de frecuencia portadora de onda senoidal y cosenoidal, respectivamente, para generar una señal de radiofrecuencia con modulación OFDM, que es amplificada a un nivel de potencia de transmisión en el amplificador 26 y es transmitida a través de la antena 13.

La Figura 6 muestra un receptor 14 según una realización ejemplar de la presente invención. El receptor 14 comprende una antena 15, elementos receptores del lado de cliente (por ejemplo, un amplificador 30, un convertidor

32 descendente, convertidor 34 de serie-a-paralelo, y una unidad 36 de transformada de Fourier), un procesador 38 de canal y un procesador 40 de señal. Los elementos receptores del lado de cliente generan una pluralidad de muestras de señal correspondientes a una pluralidad de frecuencias a partir de una señal recibida por la antena 15. Más particularmente, el amplificador 30 amplifica un símbolo OFDM recibido a través de la antena 15, y el convertidor 32 descendente realiza una conversión descendente del símbolo OFDM amplificado a la banda base digital compleja. El convertidor 32 descendente puede comprender cualquier convertidor descendente conocido que tenga medios para seleccionar una frecuencia de funcionamiento, medios para filtrar la señal recibida para seleccionar el ancho de banda de la señal centrado en la frecuencia de funcionamiento seleccionada, y medios para muestrear y convertir de analógico-a-digital la señal filtrada para generar las señales I, Q digitales, complejas. Por ejemplo, el convertidor 32 descendente puede comprender un convertidor descendente homodino o de FI cero, un convertidor descendente de FI cero o un convertidor descendente superheterodino convencional en el que la señal FI final es demodulada mezclándola con formas de onda coseno y seno de señal de referencia en una disposición mezclador en cuadratura. Los convertidores descendentes ejemplares incluyen los descritos en las patentes US N° 5.048.059 (reeditada como RE37.138), 5.084.669 y 5.070.303.

Como en el caso del transmisor 12, es útil sobremuestrear la señal filtrada con el fin de permitir una especificación relajada para los filtros de selección de señal. A continuación las muestras I, Q digitales desde el convertidor descendente de I, Q son ensambladas en un bloque mediante el convertidor 34 de serie-a-paralelo, que puede comprender, por ejemplo una memoria DSP. A continuación, la unidad 36 de transformada de Fourier aplica una transformada de Fourier, que es el procedimiento inverso o conjugado a la unidad 20 de transformada de Fourier de transmisión. La salida de la unidad 36 de transformada de Fourier comprende el mismo número de muestras que el número de muestras en el bloque de entrada que, con el sobremuestreo, es mayor que n. Sin embargo, sólo se usan n muestras, y el resto, que corresponden a componentes espectrales fuera de banda no suprimidos por completo por los filtros de selección de señal, se descartan. Las muestras \hat{S}_1 a \hat{S}_n de salida corresponden a las muestras introducidas al transmisor 12, con la adición de ruido de la transmisión y cualquier efecto de distorsión causado por el canal de propagación. El procesador 38 de canal procesa las muestras \hat{S}_1 a \hat{S}_n para determinar las estimaciones de canal. El procesador 40 de señal usa las estimaciones de canal para procesar (por ejemplo, decodificar) las muestras \hat{S}_1 a \hat{S}_n para recuperar los símbolos de datos S_1 a S_n transmitidos.

Más particularmente, el procesador 38 de canal aplica una transformación tiempo-a-frecuencia a las muestras piloto dentro de las muestras \hat{S}_1 a \hat{S}_n para determinar un conjunto de retardos de trayecto separados de manera no homogénea y los coeficientes complejos de retardo correspondientes. Se apreciará que la transformación frecuencia-a-tiempo puede ser aplicada conjuntamente a una matriz de símbolos piloto obtenida a partir de múltiples periodos de símbolo OFDM para determinar una matriz de coeficientes complejos de retardo, donde una fila determinada de la matriz de coeficientes de retardo corresponde a un periodo de símbolo OFDM determinado, y donde una columna determinada de la matriz de coeficientes de retardo corresponde a un retardo de trayecto determinado dentro del conjunto de retardos de trayecto separados de manera no homogénea. Se apreciará además que la operación conjunta puede ser reemplazada alternativamente por una operación individual, en la que la transformación frecuencia-a-tiempo se aplica individualmente a los conjuntos individuales de muestras piloto a partir de periodos de símbolos OFDM individuales. En este caso, las diferentes filas de la matriz de coeficientes de retardo son producidas por operaciones de transformación frecuencia-a-tiempo individuales aplicadas a las muestras de señal a partir de símbolos OFDM individuales, donde las diferentes filas de la matriz corresponden a diferentes periodos de símbolo OFDM. En general, los coeficientes complejos de retardo en cada columna de la matriz resultante corresponden a un retardo de trayecto común, más o menos una pequeña diferencia de retardo de trayecto. Se apreciará que aunque la operación de determinar conjuntamente un conjunto común de retardos separados de manera no homogénea que se aplican durante múltiples periodos de símbolo OFDM diferentes representa una implementación preferida, otras implementaciones de la invención pueden determinar los valores de retardo, de manera independiente, para cada periodo de símbolo OFDM.

Posteriormente, el procesador 38 de canal aplica una transformación tiempo-a-frecuencia a las columnas individuales de la matriz de coeficientes de retardo para determinar un espectro Doppler para cada retardo de trayecto. La determinación de un espectro Doppler a partir de una columna de coeficientes de retardo para un retardo de trayecto determinado supone que el retardo de trayecto es común a todos los periodos de símbolo OFDM de la columna y, de esta manera, es óptima cuando el receptor determina los retardos de trayecto conjuntamente durante múltiples periodos de símbolo OFDM diferentes. Sin embargo, la determinación individual de los retardos de trayecto podría ser usada para cada periodo de símbolo OFDM, siempre que los coeficientes de retardo en columnas individuales de la matriz resultante sean conformados al mismo retardo de trayecto antes del análisis Doppler de la columna de coeficientes complejos de retardo. Esta operación de conformación puede realizarse rotando cada coeficiente de retardo un ángulo de fase de $W_c dT$, donde W_c representa la frecuencia central de la señal, y dT representa la cantidad de cambio de retardo necesaria para conformar el retardo de trayecto para un coeficiente de retardo complejo en una columna particular a un retardo común para esa columna.

En cualquier caso, cada espectro Doppler comprende un conjunto de parámetros Doppler determinados, cada uno de los cuales comprende una pluralidad de frecuencias Doppler separadas de manera no homogénea y sus correspondientes coeficientes de dispersión complejos. A diferencia de la determinación conjunta de los retardos de trayecto durante diferentes periodos de símbolo OFDM, la determinación de los espectros Doppler no es una operación conjunta durante diferentes retardos de trayecto. En su lugar, el procesador 38 de canal determina individualmente el espectro Doppler para un retardo de trayecto determinado, por ejemplo, una columna de retardo. La recopilación de conjuntos diferentes de parámetros Doppler determinados para los retardos diferentes de entre los retardos de trayecto separados de manera no homogénea en una matriz produce una matriz de parámetros Doppler, donde una columna determinada de la matriz de parámetros Doppler proporciona un conjunto de parámetros Doppler para un retardo de trayecto determinado a partir del conjunto de retardos de trayecto separados de manera no homogénea, y donde cada entrada en la matriz de parámetros Doppler comprende al menos una frecuencia Doppler y un coeficiente complejo asociado para un retardo de trayecto particular. El procesador 38 de canal usa los retardos de trayecto separados de manera no homogénea y los parámetros Doppler correspondientes para caracterizar el canal, por ejemplo, para determinar las estimaciones de canal tal como se describe en la presente memoria o según cualquier medio conocido. Debido a que los retardos de trayecto y los parámetros Doppler son considerablemente más exactos que los obtenidos a partir de los enfoques convencionales, las estimaciones de canal resultantes son también considerablemente más precisas, tal como se ha descrito anteriormente.

El receptor 14 simplificado de la Figura 6 se ha ilustrado deliberadamente en la misma forma que el transmisor 12 simplificado de la Figura 5 para explicar que los procedimientos del transmisor 12 y del receptor 14 son esencialmente inversos entre sí, con el resultado de que n muestras complejas (S_1, S_2, \dots, S_n) introducidas al transmisor 12 aparecen en la salida del receptor, estableciendo, de manera efectiva, n canales de comunicación paralelos. Estos se emplean normalmente para enviar información digital, usando una constelación de modulación adecuada para asignar los patrones de bits a los puntos en el plano I, Q complejo. Un sistema práctico de comunicación OFDM comprende muchos más detalles que los que mostrados en las Figuras 5 y 6, tal como conformación de pulso, prefijos cíclicos, ecualizadores y similares, que, aunque no esenciales para la comprensión de la presente invención, pueden encontrarse en las descripciones siguientes del presente solicitante presentadas en los Estados Unidos: "Method and Apparatus for Communicating with Root-Nyquist, Self-Transform Pulse Shapes" (patente US 2009/0003472) y "Compensation of Diagonal ISI in OFDM Signals" (patente US 2009/0225899).

El método mejorado se describirá más detalladamente usando un esquema de transmisión OFDM ejemplar. En la descripción siguiente, se hará referencia a diferentes períodos e intervalos de tiempo. En consecuencia, en primer lugar se proporcionará una explicación de los diferentes periodos de tiempo implicados, seguida por los detalles asociados con las transformaciones de la invención, descritas en la presente memoria.

Una señal de banda ancha es producida mediante la modulación de una frecuencia portadora con una forma de onda dependiente del tiempo que cambia rápidamente, en un corto período de tiempo que puede denominarse un intervalo de modulación, un periodo de chip, o similares. Este es el período de tiempo más corto implicado. Un símbolo OFDM comprende un gran número de dichos intervalos de modulación (al menos tantos como frecuencias de subportadora en el símbolo OFDM). El conjunto de muestras de modulación, separadas en el tiempo por el intervalo de modulación, se calcula realizando una transformación inversa de Fourier de un conjunto de fases y amplitudes, uno por cada frecuencia de subportadora. Los símbolos de datos se codifican en la elección de cada fase y amplitud mediante algún esquema de modulación elegido, por ejemplo, 256 QAM, de manera que cada frecuencia de subportadora transporta un símbolo de datos.

La duración total de la salida de la forma de onda dependiente del tiempo producida por la IFT es igual al recíproco de la separación de frecuencias subportadoras, y se denomina periodo de símbolo OFDM. Este puede ampliarse añadiendo lo que se denomina un prefijo cíclico, pero algunos sistemas OFDM, conocidos como OFDM con forma de impulso, no necesitan extender la duración del símbolo OFDM para acomodar un prefijo cíclico. En efecto, se permite que las repeticiones cíclicas del símbolo OFDM en los símbolos OFDM con forma de impulso se solapen con los símbolos contiguos y, por lo tanto, no añaden una sobrecarga temporal. Por lo tanto, el uso potencial de un prefijo cíclico se ignora en el resto de la descripción. Un número de símbolos OFDM pueden ser recogidos durante un intervalo de tiempo de análisis total, siendo, por lo tanto, el intervalo de tiempo de análisis total un número entero de periodos de símbolo OFDM.

Se hará referencia a diversos dominios de tiempo y dominios de frecuencia que también se explican en la presente memoria. El dominio de la frecuencia de la señal comprende el intervalo de frecuencias de la primera a la última frecuencia de subportadora OFDM usadas. La señal OFDM existe también como una forma de onda temporal en el dominio del tiempo de la señal, que está relacionada con el dominio de la frecuencia de la señal mediante la

Transformada de Fourier.

5 Aparece un segundo dominio de la frecuencia cuando se observan las variaciones en las señales que llegan a través de los rayos dispersados que se reciben desde diferentes objetos con diferentes desplazamientos Doppler, debido a que tienen diferentes velocidades relativas con respecto a la estación de comunicación. Por lo tanto, si se elimina la modulación de los símbolos de datos, todavía se percibiría que la señal en cualquier frecuencia subportadora varía con el tiempo y, por lo tanto, posee un espectro de anchura finita. Este espectro Doppler existe también en el dominio de la frecuencia, pero es muy estrecho incluso en comparación con una única separación de frecuencia subportadora OFDM. Por ejemplo, una separación de frecuencia subportadora típica es de 15 kHz, mientras que un espectro Doppler típico es sólo de 100 - 200 Hz de anchura. La variación temporal de la señal que da lugar al espectro Doppler es de un periodo de símbolo OFDM al siguiente, y se requiere un intervalo de análisis total de muchos periodos de símbolo OFDM para resolver el espectro Doppler.

15 El valor de la amplitud y la fase de una frecuencia de subportadora determinada en un símbolo OFDM determinado, ignorando la modulación del símbolo de datos, es el resultado de la suma de muchas ondas dispersadas de diferente fase y la amplitud, y estas pueden sumarse de manera constructiva o destructiva en cada contenedor de frecuencia de subportadora. Si se traza un gráfico de la fase y la amplitud resultantes en función de la frecuencia de subportadora, esta exhibirá una variación de frecuencia que es la respuesta de frecuencia de canal. Si se aplica una transformación de frecuencia inversa a la respuesta de frecuencia de canal, se obtendrá la respuesta de impulso de canal. La respuesta de impulso indica muy aproximadamente que la señal compuesta comprende la suma de una serie de rayos con un retardo relativo, y es un gráfico de la fase y la amplitud en función del retardo. Por lo tanto, se denomina como el dominio de retardo.

25 La multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM) es un método de reducción de la complejidad de los métodos de equalización necesarios para la comunicación de datos a alta velocidad en un canal de múltiples trayectos. Usando el transmisor 12 y el receptor 14 descritos anteriormente, las señales recibidas desde un transmisor 12 OFDM se aplican a la unidad 36 de transformada de Fourier para producir un valor numérico complejo en cada uno de entre la pluralidad de contenedores de frecuencia de subportadora para cada período de bloque OFDM. Por ejemplo, el receptor 14 puede procesar datos que comprenden un sistema OFDM de 1.296 subportadoras que tiene una separación de frecuencia de subportadora de 15 kHz, de esta manera, cada periodo de símbolo OFDM tiene aproximadamente una duración de 66,7 μ s (el recíproco de 15 kHz). El ancho de banda total ocupado de dicha señal es algo mayor de 1.296 x 15 kHz o 19,44 MHz y, por lo tanto, el periodo de símbolo es 1/19.44 MHz, o 51,44 ns. Para generar y analizar dicha señal, puede usarse una unidad 36 de transformada de Fourier de 2.048 puntos, dejando un margen para el filtrado, tal como se ha descrito anteriormente. En el sistema de ensayo anterior, cada cuarta frecuencia subportadora contenía un símbolo piloto conocido, lo que significa que las fases de las frecuencias de subportadora de piloto se establecieron a valores acordados previamente entre el receptor 14 y el transmisor 12. De esta manera, se transmiten los símbolos 324 piloto por cada intervalo de símbolo OFDM de 66,7 μ S. Los símbolos piloto se usan para estimar la fase en canales contiguos mediante interpolación tanto en el dominio de la frecuencia como en el dominio del tiempo. Para recopilar datos desde el sistema de ensayo, el valor complejo recibido para cada frecuencia de subportadora piloto fue promediado durante 8 períodos de símbolos OFDM sucesivos para proporcionar un valor por cada $8 \times 66,7 = 533 \mu$ s. Esta es una densidad de muestreo adecuada para velocidades relativas modestas entre el transmisor 12 y el receptor 14. De esta manera, como una primera etapa en la suavización de las estimaciones de canal, se empleó un promedio en el dominio del tiempo de las muestras correspondientes a la misma frecuencia en el dominio de la frecuencia. Esto es típico de los métodos de estimación de canal convencionales, pero no de la implementación preferida según la presente invención.

50 Si los 324 símbolos piloto se extraen de la salida de la unidad 36 de transformación de Fourier de recepción y se eliminan las rotaciones de fase conocidas del patrón de símbolos piloto acordado previamente, el resultado es una estimación de la fase de canal de transmisión y la atenuación en puntos separados homogéneamente a intervalos de 60 kHz a lo largo del dominio de la frecuencia. Puede aplicarse una transformación de frecuencia inversa a los mismos para producir coeficientes complejos de retardo. En algunos sistemas CDMA y TDMA, estos coeficientes complejos de retardo pueden representar una primera estimación de la respuesta de impulso de canal del canal.

55 En algunos sistemas, los símbolos piloto están separados de manera homogénea tanto en una primera mitad de las subportadoras como en una segunda mitad de las subportadoras, pero la separación entre la primera mitad y la segunda mitad no es proporcional. Esto puede ser gestionado tratando los símbolos de la primera mitad y de la segunda mitad como dos símbolos separados con desplazamiento de frecuencia entre los pilotos de una mitad y los pilotos de la otra mitad. El método descrito en la presente memoria puede gestionar un desplazamiento de frecuencia arbitrario entre los pilotos de un símbolo, o símbolo parcial, y los pilotos de otro símbolo, o símbolo parcial, y todavía procesarlos conjuntamente para descubrir un conjunto común de retardos de elementos dispersantes. Además,

cuando los símbolos que ya han sido decodificados se incluyen en el cálculo, es posible que puedan usarse todas las frecuencias de subportadora OFDM, y no sólo las que tienen símbolos piloto conocidos.

5 La Figura 7 muestra los valores típicos de las magnitudes de respuesta de impulso calculadas a partir de los datos de ensayo de campo registrados durante la conducción a través de Estocolmo, Suecia. En la Figura 7, sólo se muestran las magnitudes del valor para cada contenedor de retardo, aunque los valores son en realidad complejos. Una vez conocida la respuesta de impulso del canal, esta puede ser usada para calcular las fases y amplitudes de canal para las otras frecuencias de subportadora que se encuentran entre los canales piloto. A continuación, estos valores se usan como referencias de fase de canal para la decodificación de símbolos de datos transportados en las
10 frecuencias de subportadora moduladas con datos. Tal como se ha descrito anteriormente, el ruido u otros impedimentos en estas referencias de fase pueden dificultar el uso de modulaciones de orden superior, tales como 256 QAM y/o la predicción de estimaciones de canal para intervalos de tiempo futuros.

15 Los coeficientes complejos de retardo desde intervalos de tiempo sucesivos pueden ser almacenados para formar una matriz de dos dimensiones. La aplicación de una transformación tiempo-a-frecuencia individual al conjunto de coeficientes de retardo asociados con retardos individuales resulta en un espectro Doppler para cada retardo. Los espectros Doppler diferentes para retardos diferentes pueden ser recopilados en una nueva matriz 2-D denominada matriz de parámetros Doppler. Debido a que los componentes de señal están ahora separados tanto por el retardo como por las velocidades relativas del receptor 14 (o transmisor 12) con respecto a sus objetos 10 dispersantes, que
20 están relacionados con la relación entre el receptor 14 y el objeto 10 dispersante, los objetos 10 dispersantes se separan ahora en dos dimensiones espaciales (distancia y ángulo) con la expectativa de que los objetos 10 dispersantes individuales puedan ser distinguidos unos de los otros. De hecho, este parece ser el caso, tal como se muestra en la gráfica de la Figura 8, que muestra una gráfica de la intensidad de los rayos de señal en la matriz de parámetros Doppler de un segmento corto de datos de ensayo de campo que comprenden estimaciones de canal
25 parcialmente pre-suavizadas, de 8 símbolos, 40.324 frecuencias de subportadora, recopiladas durante un periodo de 21,32 ms.

30 Sin embargo, existen una serie de problemas en el uso de transformaciones de dominio tiempo-a-frecuencia o frecuencia-a-tiempo de la técnica anterior para llevar a cabo lo indicado anteriormente. Uno de los problemas es que las operaciones de transformación convencionales se basan en la suposición de que los retardos de trayecto se distribuirán en contenedores temporales separados homogéneamente y, de manera similar, que las frecuencias Doppler se distribuirán en contenedores de frecuencia separados homogéneamente. Por ejemplo, una suposición fundamental en el análisis de Fourier es que toda la función que está siendo transformada es la suma de los armónicos de una frecuencia fundamental común, lo que significa que se supone que la función es repetitiva con un
35 periodo de repetición que es el recíproco de esa frecuencia fundamental común. Por consiguiente, los intentos de usar el análisis de Fourier de una función sobre muestras 1 a N, que incluyen la muestra k, para predecir la función para una muestra N + k futura, devolverá simplemente el mismo valor que la muestra k, lo que es prácticamente inútil.

40 El algoritmo conocido como algoritmo de Prony implementa una transformación de tiempo-a-frecuencia que puede ser usada para generar la matriz de parámetros Doppler sin la suposición de retardos de trayecto o frecuencias Doppler separados homogéneamente. El algoritmo de Prony se ha aplicado tradicionalmente a diversos campos, tales como la codificación de predicción lineal del habla, radiogoniometría usando redes de antenas y el análisis espectral en Espectroscopia de Resonancia Magnética Nuclear. Una versión en la aritmética de campos finitos, conocida como el algoritmo Massey-Berlekamp, se usa para la decodificación de códigos correctores de errores Reed-Solomon. Básicamente, el algoritmo de Prony es un método de análisis espectral que no presupone que el
45 espectro se distribuye en intervalos de frecuencia relacionadas de manera integral.

50 A diferencia de otras transformaciones, el algoritmo de Prony está formulado específicamente para analizar espectralmente segmentos de tiempo finitos de una señal y, por lo tanto, proporciona resultados precisos. El algoritmo de Prony descompone el segmento de señal en una suma de decaimiento exponencial, de crecimiento exponencial o sinusoides estáticas, todas ellas descritas por la expresión:

55
$$C e^{(\alpha + j\omega)t}, \tag{1}$$

60 en la que C es un coeficiente complejo indicativo de la fase y la amplitud, α es el factor de crecimiento (+) o decaimiento (-) exponencial, y ω es la frecuencia angular, Prony expresa una señal S(t) según:

$$S(t) = \sum_{k=1}^M C_k e^{(\alpha_k + j\omega_k)t} \quad (2)$$

5

Cuando la forma de onda de la señal es registrada a intervalos de tiempo idt separados homogéneamente, la Ecuación (2) se convierte en:

$$S_i = \sum_{k=1}^M C_k e^{(\alpha_k + j\omega_k)idt} \quad (3)$$

15

Haciendo que

$$Z_k = e^{(\alpha_k + j\omega_k)idt}$$

20

la Ecuación (3) se convierte en:

$$S_i = \sum_{k=1}^M C_k Z_k^i \quad (4)$$

25

30 Se ha informado acerca de muchas variaciones o mejoras del algoritmo de Prony, y puede encontrarse buen compendio de estas técnicas en el libro de Debasis Kundu "Computational Aspects in Statistical Signal Processing", Capítulo 14. En la referencia anterior, se informa acerca de una modificación del algoritmo de Prony por Kundu y Mitra, adaptada para detectar sinusoides no amortiguadas.

35 La invención 12/478.473 proporciona un algoritmo Prony inverso modificado para una transformación frecuencia-a-tiempo ejemplar, donde el algoritmo Prony inverso modificado está adaptado para aceptar una entrada que comprende valores de canal tomados a frecuencias de muestreo separadas homogéneamente a lo largo del dominio de la frecuencia, tal como en el sistema de ensayo de OFDM descrito anteriormente, y para producir una salida de parámetros de dominio de retardo, que comprende retardos separados de manera no homogénea y sus coeficientes complejos de retardo asociados (fase y amplitud de una señal retardada). Los retardos de trayecto resultantes, separados de manera no homogénea, no están restringidos a múltiplos de ningún intervalo de tiempo particular, por ejemplo, un período de muestreo de señal de 51,44 ns.

45 El algoritmo Prony inverso modificado descrito en la presente memoria es diferente del expresado normalmente por la Ecuación (2) anterior. Normalmente, si las frecuencias Z_k y sus coeficientes de amplitud/fase asociados C_k se hubieran obtenido usando un método de análisis de Prony, entonces, el método inverso, concretamente, la determinación de la señal en los tiempos t deseados (diferentes de los tiempos idt determinados) implicaría la sustitución de las frecuencias y los coeficientes determinados en la Ecuación (2). Por lo tanto, la Ecuación (2) representa la inversa convencional del procedimiento de análisis de frecuencia Prony.

50

La Ecuación (2) puede escribirse también en función de Z_k como:

$$S(t) = \sum_{k=1}^M C_k Z_k^t \quad (5)$$

55

60 Por el contrario, la transformación frecuencia-a-tiempo descrita en la presente memoria, denominada en la presente memoria algoritmo Prony inverso modificado, comprende un algoritmo para la determinación de los retardos T_i y sus coeficientes de retardo $S_{i,q}$ complejos asociados en la ecuación:

$$C_q(W) = \sum_{i=1}^M S_{i,q} e^{j\omega T_i} \quad (6)$$

5

10 Dada la respuesta de frecuencia del canal $C_{k,q}$ en el instante q a N frecuencias de muestreo separadas homogéneamente $\omega_k = \omega_0 + (k-1) \Delta\omega$, $k = 1, \dots, N$, la Ecuación (6) se convierte en:

$$C_{k,q} = \sum_{i=1}^M S_{i,q} e^{-j(\omega_0 + (k-1)\Delta\omega)T_i}, \quad k = 1, \dots, N. \quad (7)$$

15

20 Con las definiciones

$$A_i = S_i e^{-j\omega_0 T_i} \quad \text{y} \quad Z_i = e^{-j\Delta\omega T_i},$$

25

la Ecuación (7) se convierte en:

$$C_k = \sum_{i=1}^M A_i Z_i^{k-1}, \quad k = 1, \dots, N. \quad (8)$$

30

35 La Ecuación (8) todavía no representa el algoritmo Prony inverso modificado descrito en la presente memoria, si no que representa la inversa del algoritmo Prony inverso modificado. El algoritmo Prony inverso modificado es un método para resolver (por ejemplo, mediante inversión) la Ecuación (8) para Z_i y $A_{i,q}$ conociendo $C_{k,q}$, y usando la Ecuación (9) para determinar los retardos de trayecto T_i una vez determinados Z_i

$$T_i = \frac{j \log(Z_i)}{\Delta\omega} \quad (9)$$

40

45 La Ecuación (9) proporciona valores puramente reales para T_i , siempre que Z_i esté restringido a ser puramente imaginario. Esto significa que Z_i debería estar sobre el círculo unitario (es decir, magnitud = 1) de manera que su logaritmo tendrá una parte real igual a cero.

Lo indicado anteriormente representa la inversa tiempo-frecuencia de restringir el algoritmo de Prony para encontrar sólo sinusoides no amortiguadas (por ejemplo, todos $\alpha_k = 0$ en la Ecuación (2)). En primer lugar, se trata de adaptar el método de Prony para resolver la Ecuación (8). Esto se consigue haciendo que T_i sean las raíces de un polinomio $P(T)$ para $i = 1, \dots, M$. Los coeficientes de este polinomio $P(p_0, p_1, p_2, \dots, p_M)$ pueden encontrarse multiplicando todos los factores $(T-T_1)(T-T_2)\dots(T-T_M)$, conociendo los valores T_i . Por el contrario, conociendo los coeficientes $(p_0, p_1, p_2, \dots, p_M)$ los valores T_i pueden encontrarse usando programas de búsqueda de raíces, bien desarrollados, fiables y rápidos.

50

55 Haciendo que

$$p_0 C_{1,q} + p_1 C_{2,q} + p_2 C_{3,q} \dots + p_M C_{M+1,q} = \sum_{k=0}^M p_k C_{k+1,q}, \quad (10)$$

60

y sustituyendo $C_{k,q}$ en la Ecuación (8) se obtiene:

5

$$\sum_{k=0}^M p_k \sum_{i=1}^M A_{i,q} Z_i^k. \tag{11}$$

10

Intercambiando el orden de la suma, la Ecuación (11) se convierte en:

15

$$\sum_{i=1}^M A_{i,q} \sum_{k=0}^M p_k Z_i^k = \sum_{i=1}^M A_{i,q} P(z_i). \tag{12}$$

20

Sin embargo, por definición z_i son las raíces de $P(z)$ y, por lo tanto, todos los $P(z_i)$ son iguales a cero. De esta manera, $p_0 C_{1,q} + p_1 C_{2,q} + p_2 C_{3,q} \dots + p_M C_{M+1,q} = 0$ representa una ecuación para los coeficientes de P . Debido a que esto es cierto para $M + 1$ valores sucesivos cualquiera de $C_{k,q}$, pueden obtenerse otras ecuaciones para resolver para los coeficientes, lo que conduce a:

25

$$\begin{bmatrix} C_1 & C_2 & C_3 & \dots & C_{M+1} \\ C_2 & C_3 & C_4 & \dots & C_{M+2} \\ C_3 & C_4 & C_5 & \dots & C_{M+3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{N-M} & C_{N-M+1} & C_{N-M+2} & \dots & C_N \end{bmatrix} \begin{pmatrix} p_0 \\ p_1 \\ p_2 \\ \vdots \\ p_M \end{pmatrix} = 0. \tag{13}$$

30

35

En aras de la simplicidad, el índice q se ha eliminado de los valores C en la matriz de la Ecuación (13). Sin embargo, debería entenderse que todos los valores C en la matriz pertenecen al mismo periodo (q -ésimo) de símbolo. Debido a que el polinomio proporciona las mismas raíces si se le aplica un factor de escala arbitrario, Prony procedió a hacer $p_0 = 1$ en la Ecuación (13), moviéndolo a la parte derecha de la ecuación y, a continuación, resolviendo para los p valores restantes.

40

En "Mathematical Notes, Nota 59", titulada "An Improved Prony Algorithm for Exponential Analysis", Harold J, Price sostiene que la solución descrita anteriormente según Prony no es óptima. Debido al ruido en la señal recibida, que corrompe los valores C observados, la Ecuación (13) no se cumplirá exactamente, sino que debería expresarse como:

45

50

$$\begin{bmatrix} C_1 & C_2 & C_3 & \dots & C_{M+1} \\ C_2 & C_3 & C_4 & \dots & C_{M+2} \\ C_3 & C_4 & C_5 & \dots & C_{M+3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{N-M} & C_{N-M+1} & C_{N-M+2} & \dots & C_N \end{bmatrix} \begin{pmatrix} p_0 \\ p_1 \\ p_2 \\ \vdots \\ p_M \end{pmatrix} = \varepsilon. \tag{14}$$

55

60

A continuación, la solución deseada debería minimizar la longitud del vector ϵ de error. Debido a que es la dirección del vector p , y no la longitud, lo que determina las raíces del polinomio, la búsqueda del mejor valor p usando la Ecuación (14) debería buscar solo en el espacio de la dirección, manteniendo la longitud de p inalterada, por ejemplo, estableciendo $|p| = 1$.

La longitud al cuadrado del vector de error viene dada por $\epsilon^{\#}\epsilon = p^{\#}[C]^{\#}[C]p$. Si p es normalizado a una longitud unitaria dividiendo por su propia longitud $\sqrt{p^{\#}p}$, entonces

$$\epsilon^{\#}\epsilon = \frac{p^{\#}[C]^{\#}[C]p}{p^{\#}p}. \quad (15)$$

Derivando la expresión anterior con respecto a p (por ejemplo, calculando del gradiente con respecto a p) e igualando el gradiente a cero, proporciona una ecuación que se cumple en los máximos y los mínimos de la expresión $(p^{\#}p)2[C]^{\#}[C]p - (p^{\#}[C]^{\#}[C]p)2p = 0$, lo que conduce a:

$$[C]^{\#}[C]p = \frac{(p^{\#}[C]^{\#}[C]p)}{p^{\#}p}p = \lambda p, \quad (16)$$

$$\lambda = \frac{(p^{\#}[C]^{\#}[C]p)}{p^{\#}p}$$

en la que λ es un escalar real. La Ecuación (16) representa la definición de un vector propio de una matriz, concretamente, de manera que el producto de la matriz con un vector da como resultado el mismo vector, a cuya longitud se le aplica un factor de escala λ . De esta manera, los máximos y mínimos de $\epsilon^{\#}\epsilon$ se producen cuando p es un vector propio de $[C]^{\#}[C]$ y el valor propio asociado es el valor de $\epsilon^{\#}\epsilon$ en ese punto. De esta manera, el mínimo absoluto se obtiene seleccionando p para que sea el vector propio asociado con el valor propio más pequeño de $[C]^{\#}[C]$.

En primer lugar, las Ecuaciones (13) y (14) pueden ser simplificadas haciendo que todas las raíces de $P(z)$ tengan una magnitud unitaria. La justificación física de esto es que el efecto de un rayo retardado sumado a un rayo sin retardo crea una variación sinusoidal de la respuesta de frecuencia del canal en el dominio de la frecuencia, y esta curva sinusoidal es de amplitud constante, es decir, no amortiguada. En el libro de Debasis Kundu, indicado anteriormente, se muestra que el polinomio $P(z)$ es un palíndromo conjugado en el caso en el que todas las raíces corresponden a sinusoides no amortiguadas y se encuentran en el círculo unidad. Es decir, el polinomio tiene la forma $p_{M-1} = P^*$. Para mostrar esto, téngase en cuenta que un factor individual puede escribirse en la forma $z - e^{-j\phi}$ o, de manera equivalente, como $e^{j\phi/2}z - e^{-j\phi/2} = bz - b^* = (b, b^*)$. Por lo tanto, un factor individual es evidentemente un palíndromo conjugado. Mediante el método de inducción, si un polinomio palindrómico conjugado de orden N es todavía palindrómico cuando se extiende a un orden $N+1$ mediante una multiplicación por un factor extra, tal como (b, b^*) , entonces el producto de cualquier número de dichos factores proporciona un palíndromo conjugado.

La propiedad palindrómica conjugada de $P(z)$ puede aprovecharse mejor escribiendo la Ecuación (14) en términos de sus partes real e imaginaria, respectivamente, indicadas por R y J , como:

$$\begin{matrix}
 5 \\
 10 \\
 15 \\
 20 \\
 25
 \end{matrix}
 \left[\begin{array}{ccc|ccc}
 CR_1 & \dots & CR_{M/2} & -CI_1 & \dots & -CI_{M/2} \\
 \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
 CR_{N-M} & \dots & CR_{N-M/2+1} & -CI_{N-M} & \dots & -CI_{N-M/2+1} \\
 \hline
 CI_1 & \dots & CI_{M/2} & CR_1 & \dots & CR_{M/2} \\
 \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
 CI_{N-M} & \dots & CI_{N-M/2+1} & CR_{N-M} & \dots & CR_{N-M/2+1} \\
 \hline
 CR_{M+1} & \dots & CR_{M/2+1} & CI_{M+1} & \dots & CI_{M/2+1} \\
 \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
 CR_N & \dots & CR_{N-M/2+2} & CI_N & \dots & CI_{N-M/2+2} \\
 \hline
 CI_{M+1} & \dots & CI_{M/2+1} & -CR_{M+1} & \dots & -CR_{M/2+1} \\
 \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
 CI_N & \dots & CI_{N-M/2+2} & -CR_N & \dots & -CR_{N-M/2+2}
 \end{array} \right]
 \begin{matrix}
 \left(\begin{array}{c}
 PR_0 \\
 \vdots \\
 PR_{M/2} \\
 PI_0 \\
 \vdots \\
 PI_{M/2}
 \end{array} \right) = \varepsilon. \quad (17)
 \end{matrix}$$

30 La Ecuación (17) tiene la forma anterior si M es par. Cuando M es impar, hay una ligera modificación debido a que el coeficiente central del polinomio palindrómico conjugado es real. La Ecuación (17) tiene el doble de ecuaciones con el mismo número de variables que antes, pero todas las cantidades son reales. Llamando Q a la matriz en la Ecuación (17) y llamando q al vector de los valores p dispuestos como en la Ecuación (17), ahora el error ε se minimiza cuando q es el vector propio de Q[#]Q asociado con el valor propio más pequeño. De esta manera, el algoritmo Prony inverso modificado descrito en la presente memoria se reduce a encontrar los vectores propios de una matriz real, que, debido a su hemi-simetría de bloque y al hecho de que los bloques tienen una estructura de Hankel, puede admitir una solución más eficiente que en el caso de una matriz sin estructura. Si se desea, la Ecuación (17) puede ser reescrita con un orden inverso PR₀ ... PR_{M/2} y PI₀ ... PI_{M/2}, lo que hace que las cuatro particiones de cada matriz sean de tipo Toeplitz en lugar de Hankel.

Una vez encontrado el vector propio q, el polinomio P(Z) palindrómico conjugado puede ser construido y sus raíces Z_i pueden ser encontradas. A continuación, los retardos T_i se encuentran usando la Ecuación (9). A continuación, deben encontrarse los coeficientes de amplitud/fase A_i en la Ecuación (8). La Ecuación (8) puede escribirse:

$$\begin{matrix}
 45 \\
 50 \\
 55
 \end{matrix}
 \begin{pmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \\ \vdots \\ C_N \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ Z_1 & Z_2 & Z_3 & \dots & Z_M \\ Z_1^2 & Z_2^2 & Z_3^2 & \dots & Z_M^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_1^{N-1} & Z_2^{N-1} & Z_3^{N-1} & \dots & Z_M^{N-1} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ \vdots \\ A_M \end{pmatrix}, \quad (18)$$

60 que representa la ecuación de mejor ajuste de un polinomio con M coeficientes A a un conjunto de N + 1 puntos de datos C. Llamando a la matriz en la Ecuación (18) Z, la solución viene determinada por:

$$A=[Z^{\#}Z]^{-1}Z^{\#}C. \tag{19}$$

5 La Ecuación (19) se resuelve para cada periodo de símbolo OFDM (o cada pocos periodos de símbolo si los valores de C_k fueran la media de un número de periodos de símbolos sucesivos) para proporcionar los coeficientes de amplitud/fase de las señales con los retardos determinados para cada periodo de símbolo.

10 Debido a que se desea analizar adicionalmente los valores de fase y amplitud para cada retardo de trayecto a lo largo de periodos de tiempo sucesivos, por ejemplo, a lo largo de periodos de símbolo OFDM sucesivos, se impone la restricción adicional de que el algoritmo de Prony inverso modificado debería producir las mismas estimaciones de retardo de trayecto para cada periodo de tiempo, al menos para un periodo de evaluación total sobre el cual puede suponerse que los retardos experimentan cambios insignificantes. Por ejemplo, puede ocurrir un cambio en el

15 retardo de 5 ns debido a un movimiento de 152,40 cm (5 pies) del transmisor 12 o del receptor 14, cuyo movimiento se produciría durante el intervalo de tiempo relativamente largo de 56,8 ms a 91,39 km/h (60 mph). Aunque el requisito de que determinados retardos de trayecto deberán ser iguales durante el periodo de evaluación, el algoritmo Prony inverso modificado todavía permite que las amplitudes y las fases de la señal para cada valor de retardo sean determinados de manera independiente para cada intervalo de tiempo sucesivo dentro del periodo de evaluación. Por lo tanto, se desea encontrar $P(z)$ según las ecuaciones (13), (14) y (17) mediante la inclusión de todos los valores C_k de amplitud/fase de los símbolos piloto para todos los símbolos OFDM en el periodo de evaluación, siendo los retardos de trayecto resultantes los retardos de trayecto que mejor explican la señal en todos los símbolos OFDM, Esto se lleva a cabo mediante la adición de bloques verticalmente a las matrices de las Ecuaciones (13), (14) y (17) para cada periodo de símbolo. Llamando a la matriz en la Ecuación (17) $Q1$ para el periodo de símbolo 1, $Q2$ para el periodo de símbolo 2, etc., la solución q buscada es el vector propio asociado con el valor propio más pequeño de:

$$30 \begin{bmatrix} Q1 \\ Q2 \\ Q3 \\ \vdots \\ QL \end{bmatrix}^{\#} \begin{bmatrix} Q1 \\ Q2 \\ Q3 \\ \vdots \\ QL \end{bmatrix} = [Q1^{\#} \quad Q2^{\#} \quad Q3^{\#} \quad \dots \quad QL^{\#}] \begin{bmatrix} Q1 \\ Q2 \\ Q3 \\ \vdots \\ QL \end{bmatrix} = [Q1^{\#}Q1 \quad Q2^{\#}Q2 \quad Q3^{\#}Q3 \quad \dots \quad QL^{\#}QL], \tag{20}$$

40 que proporcionará, a continuación, los valores de retardo que mejor se adaptan a todos los L periodos de símbolo sucesivos. A continuación, la Ecuación (19) puede ser usada con las raíces λ comunes pero con sus valores C individuales para determinar por separado los coeficientes A de amplitud/fase para cada periodo de símbolo.

45 Después de determinar los retardos T_i para L símbolos OFDM sucesivos, y sus coeficientes $A_{i,q}$ de amplitud/fase asociados, los valores $S_{i,q}$ de amplitud/fase originales pueden ser calculados según.

$$S_{i,q} = A_{i,q} e^{jW_o T_i} \tag{21}$$

50 para cada periodo de símbolo OFDM $q = 1, \dots, L$, obteniendo la matriz $S_{i,q}$ de retardo/tiempo bidimensional. Mediante la realización de un análisis de cada retardo a lo largo de la dimensión temporal $q = 1, \dots, L$, pueden obtenerse los parámetros Doppler. Esto es lo que se muestra en la Figura 8. No es deseable restringir las frecuencias Doppler a contenedores discretos. De esta manera, una aplicación del procedimiento de análisis de frecuencia de Prony proporciona un método preferido de análisis Doppler. Son posibles modificaciones adicionales tanto para el algoritmo Prony inverso modificado, para estimar el perfil de retardo, como para el algoritmo de Prony, para estimar el espectro Doppler. Por ejemplo, el artículo "Exact Maximum Likelihood Parameters Estimation of Superimposed Exponential Signals in Noise" (Bresler y Macovksi, IEEE transactions on Acoustics and Signal Processing (1986), vol. 34, p1081-1089, desarrolla un algoritmo llamado Estimación iterativa de probabilidad cuadrática máxima (Quadratic Maximum Likelihood Estimation, IQML). Esto se deriva del algoritmo de Prony observando que la determinación del polinomio $P(z)$ resolviendo, en primer lugar, la Ecuación (14) para el error cuadrático mínimo $\epsilon^{\#}\epsilon$, seguido por la determinación

de los coeficientes óptimos A usando la Ecuación (19), no garantiza que una elección diferente de coeficientes del polinomio no produzca un error cuadrático mínimo residual inferior cuando la solución de la Ecuación (19) se usa en la Ecuación (8). Para corregir esto, según Bresler y Macovski, si la solución A de la Ecuación (19) se usa en la Ecuación (8), el error cuadrático mínimo obtenido es proporcionado por $\mathbf{C}^\#[\mathbf{I}-\mathbf{Z}(\mathbf{Z}^\#\mathbf{Z})^{-1}\mathbf{Z}^\#]\mathbf{C}$. Ahora, definiendo una matriz G con estructura de banda que tiene un tamaño $N \times (N - M)$ como:

5

$$G = \begin{bmatrix} p_0 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ p_1 & p_0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ p_2 & p_1 & p_0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ p_3 & p_2 & p_1 & & & & p_0 & 0 \\ \vdots & p_3 & p_2 & & \ddots & & p_1 & p_0 \\ P_M & \vdots & p_3 & & & & p_2 & p_1 \\ 0 & P_M & \vdots & & \ddots & & p_3 & p_2 \\ \vdots & 0 & P_M & & & & \vdots & p_3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & & & P_M & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & P_M \end{bmatrix}, \quad (22)$$

10

15

20

25

30

puede demostrarse que $[\mathbf{I}-\mathbf{Z}(\mathbf{Z}^\#\mathbf{Z})^{-1}\mathbf{Z}^\#]=\mathbf{G}(\mathbf{G}^\#\mathbf{G})^{-1}\mathbf{G}^\#$. Además, $\mathbf{G}^\#\mathbf{G}$ puede ser reemplazado por $\mathbf{g}^\#[\mathbf{C}]^\#$, en la que $[\mathbf{C}]$ comprende una matriz $(N - M) \times (M + 1)$ determinada por:

35

40

$$[\mathbf{C}] = \begin{bmatrix} C_1 & C_2 & C_3 & \dots & C_{M+1} \\ C_2 & C_3 & C_4 & & C_{M+2} \\ C_3 & C_4 & C_5 & & C_{M+3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \\ C_{N-M} & \dots & \dots & & C_N \end{bmatrix}, \quad (23)$$

45

que es la misma matriz que en la Ecuación (13), y en la que $\mathbf{g}^\# = (p_0, p_1, p_2, \dots, p_M)$. Como resultado, $\mathbf{C}^\#[\mathbf{I}-\mathbf{Z}(\mathbf{Z}^\#\mathbf{Z})^{-1}\mathbf{Z}^\#]\mathbf{C} = \mathbf{g}^\#[\mathbf{C}]^\#(\mathbf{G}^\#\mathbf{G})^{-1}[\mathbf{C}]\mathbf{g}$. La minimización de esta expresión significa que \mathbf{g} debería ser elegido para ser el vector propio asociado con el valor propio más pequeño de $[\mathbf{C}]^\#(\mathbf{G}^\#\mathbf{G})^{-1}[\mathbf{C}]$, en lugar de $[\mathbf{C}]^\#[\mathbf{C}]$ en la mejora indicada anteriormente del algoritmo de Prony propuesta en la referencia de Howard J. Price.

50

Debido a que G depende de \mathbf{g} , el procedimiento es encontrar una aproximación inicial para \mathbf{g} usando, por ejemplo, el método de Prony o el método de Price, que es equivalente a inicializar $\mathbf{G}^\#\mathbf{G}$ a \mathbf{I} y, a continuación, usar ese valor de \mathbf{g} para calcular \mathbf{C} , seguido por iteración. También es deseable restringir P y, por lo tanto, \mathbf{g} , para que sean palíndromos conjugados, por ejemplo,

55

$$\mathbf{g} = (p_0, p_1, p_2, \dots, p_{M/2}, p_{M/2}^*, \dots, p_1^*, p_0), \quad (24)$$

60 si M es par y

$$g = (p_0, p_1, p_2, \dots, p_{(M-3)/2}, p_{M/2}, p_{(M-3)/2}^*, \dots, p_2^*, p_1^*, p_0^*), \quad (25)$$

5 si M es impar, donde el coeficiente central $p_{M/2}$ es real. De esta manera, cuando M es impar, la Ecuación (17) tendrá un valor más de PR a encontrar que valores de PI.

Una vez encontrada la matriz $[C]^\#(G^\#G)^{-1}[C]$, se divide tal como se hizo con la matriz $[C]$ en la Ecuación (17) con el fin de resolver para las partes real e imaginaria de los coeficientes polinómicos palindrómicos y, a continuación, iterando. Además, sería deseable que el mismo perfil de retardo se mantuviera durante un periodo de evaluación de L periodos de símbolo OFDM sucesivos, de manera similar a la Ecuación (20). Concretamente, haciendo que QL sea igual la matriz $[C]$ obtenida a partir del periodo de símbolo L, entonces debería usarse la expresión de la Ecuación (20) para obtener el valor inicial de g como el vector propio asociado con su valor propio más pequeño. Entonces, g debería ser mejorado sucesivamente para ser el vector propio asociado con el valor propio más pequeño de:

$$\sum_{q=1}^L Q_q^\#(G^\#G)^{-1}Q_q. \quad (26)$$

En cada iteración, la matriz anterior debería ser dividida tal como se ha realizado con la matriz $[C]$ en la Ecuación (17) con el fin de resolver para las partes real e imaginaria del vector propio g conjugado palíndromo. A continuación, G se recalcula para la iteración siguiente. Esto constituye la versión preferida del algoritmo Prony inverso modificado de la invención 12/478.473, que se usa para determinar un perfil de retardo de los retardos de trayecto separados de manera no homogénea consistente a través de un periodo de evaluación de L periodos de símbolo OFDM.

La Figura 9 proporciona un procedimiento 100 para la determinación de retardos de trayecto y los parámetros Doppler según una realización ejemplar de la invención 12/478.473. En términos generales, el procedimiento 100 incluye la aplicación de una transformación frecuencia-a-tiempo a una pluralidad de muestras de señal recibidas correspondientes a una pluralidad de frecuencias (por ejemplo, muestras de señal de OFDM en un símbolo OFDM) para determinar un conjunto de retardos de trayecto separados de manera no homogénea y un conjunto de coeficientes complejos de retardo asociados (bloque 110). Cada uno de los retardos de trayecto separados de manera no homogénea y su coeficiente de retardo complejo asociado corresponden a uno o más objetos dispersantes del canal de comunicación inalámbrico. Los coeficientes complejos de retardo y los retardos de trayecto se determinan para múltiples símbolos OFDM en un periodo de evaluación para proporcionar una matriz de coeficientes complejos de retardo. Los coeficientes complejos de retardo en una columna determinada de la matriz corresponden a un retardo de trayecto determinado en el conjunto de retardos de trayecto separados de manera no homogénea, y los coeficientes complejos de retardo en una fila determinada corresponden a un símbolo OFDM determinado en el periodo de evaluación.

Posteriormente, el procedimiento 100 aplica una transformación tiempo-a-frecuencia para los coeficientes complejos de retardo en una columna de la matriz de coeficientes de retardo para determinar un conjunto de parámetros Doppler para ese retardo de trayecto (bloque 150). Los parámetros Doppler comprenden una pluralidad de frecuencias Doppler separadas de manera no homogénea y sus correspondientes coeficientes de dispersión complejos, donde cada par frecuencia Doppler/coeficiente de dispersión complejo corresponde a un objeto dispersante. Los conjuntos de parámetros Doppler se reúnen en una matriz de parámetros Doppler, en la que una columna determinada de la matriz de parámetros Doppler corresponde a un retardo de trayecto determinado en el conjunto de retardos de trayecto separados de manera no homogénea.

Las Figuras 10A y 10B muestran detalles para la implementación de la transformación frecuencia-a-tiempo (bloque de 110) y la transformación tiempo-a-frecuencia (bloque 150), respectivamente, según una realización ejemplar. En la realización de la Figura 10A, la transformación frecuencia-a-tiempo comprende el algoritmo Prony inverso modificado, descrito anteriormente. En la realización de la Figura 10B, la transformación tiempo-a-frecuencia comprende el algoritmo de Prony descrito anteriormente. Sin embargo, se apreciará que la presente invención no se limita a los algoritmos de Prony descritos en la presente memoria. En su lugar, puede usarse cualquier transformación que determine los datos de tiempo y frecuencia reales sin restringir los datos de tiempo y frecuencia a contenedores predefinidos y separados de manera homogénea.

La Figura 10A muestra el procedimiento 110 de Prony inverso modificado de la invención 12/478.473. Antes de que

5 comience el procedimiento, el procesador 38 de canal inicializa un contador (bloque 112) para realizar un seguimiento de los símbolos OFDM del periodo de evaluación. A continuación, el procesador 38 de canal incrementa el contador (bloque 114), recibe el símbolo q OFDM (bloque 116), y procesa el símbolo OFDM usando un análisis de Fourier para determinar la amplitud compleja y los coeficientes de fase $C_{k,q}$ para los símbolos piloto $k = 1, \dots, N$ en el periodo de símbolo (bloque 118). El procesador 38 de canal dispone los N valores C para el período de símbolo q como para la matriz de la Ecuación (14) para obtener la matriz Q_q (bloque 120). A continuación, el procesador de canal repite el procedimiento de los bloques 114-120 hasta que $q = L$ (bloque 122).

Una vez formada Q_q por los L símbolos OFDM del período de evaluación, el procesador 38 de canal forma la suma

$$\sum_{q=1}^L Q_q^{\#} Q_q,$$

10 matricial y particiona el resultado como en la Ecuación (17) en la suma de matrices Toeplitz Hankel (bloque 124). Posteriormente, el procesador 38 de canal encuentra los valores iniciales de los coeficientes g del polinomio palindrómico conjugado como el vector propio de la matriz de Toeplitz Hankel particionada asociada con el valor propio más pequeño (bloque 126), usa g para formar la matriz G , y calcula $(G^{\#}G)^{-1}$ (bloque 128). A

$$\sum_{q=1}^L Q_q^{\#} (G^{\#}G)^{-1} Q_q,$$

15 continuación, el procesador 38 de canal forma la suma matricial y particiona el resultado como en la Ecuación (17) (bloque 330). La expresión $Q^{\#}(G^{\#}G)^{-1}Q$ representa una respuesta de frecuencia del canal

$$\sum_{q=1}^L Q_q^{\#} (G^{\#}G)^{-1} Q_q$$

20 con ruido blanco, y la expresión representa una respuesta de frecuencia de canal con ruido blanco acumulado. Es posible evaluar las expresiones matriciales de muchas maneras diferentes. Por ejemplo, usando técnicas de FFT en la multiplicación con matrices de Toeplitz, y evaluando las expresiones matriciales vectoriales en diferentes órdenes puede dar lugar a cantidades intermedias que son matrices en algunos casos y son vectores en otros casos. En todos los casos, sin embargo, el resultado final se materializa en las entidades $Q^{\#}(G^{\#}G)^{-1}Q$ que pueden denominarse "matrices de autocorrelación de respuesta de canal de ruido blanco". La presente invención usa la expresión abreviada "respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco" como un nombre general para las entidades intermedias que surgen en el cálculo de combinaciones matriciales o vectoriales de los valores de respuesta de frecuencia de canal, o la matriz de valores de respuesta de frecuencia de canal Q , y los coeficientes polinómicos g , o la matriz de coeficientes polinómicos G . Después de encontrar los valores mejorados de los coeficientes g del polinomio palindrómico conjugado como el vector propio de la matriz particionada formada para el bloque 130 asociado con el valor propio más pequeño (bloque 132), el procesador 38 de canal repite los bloques 126 - 132 hasta que se obtiene un valor g convergente (bloque 134).

30 El procedimiento iterativo descrito por los bloques 126 - 134 tiene una nueva propiedad única y deseable. Concretamente, este procedimiento iterativo determina un conjunto de retardos de trayecto, comunes a los L períodos de símbolo OFDM, que explican las L respuestas de frecuencia observadas con mínimo error cuadrático mínimo total, ya que los coeficientes de amplitud/fase para cada retardo se determinarán por separado para cada periodo de símbolo OFDM. Esto es debido al hecho de que $g^{\#}Q_1^{\#}(G^{\#}G)^{-1}Q_1g$ es el error cuadrático para el periodo OFDM $q = 1$ cuando se usan los retardos de trayecto que implican g , después de elegir los coeficientes de amplitud/fase óptimos para el período $q = 1$. De manera similar, $g^{\#}Q_2^{\#}(G^{\#}G)^{-1}Q_2g$ es el error cuadrático para el periodo OFDM $q = 2$ cuando se usan los retardos de trayecto que implican g , después de elegir los coeficientes de

$$\sum_{q=1}^L g^{\#} Q_q^{\#} (G^{\#}G)^{-1} Q_q g$$

40 amplitud/fase óptimos para el período $q = 2$, y así sucesivamente. De esta manera, es el error cuadrático sumado para todos los L periodos de símbolo cuando se usan los retardos de trayecto que implican g , ya que los coeficientes de amplitud/fase asociados con cada retardo han sido optimizados por separado para cada

$$g^{\#} \left[\sum_{q=1}^L Q_q^{\#} (G^{\#}G)^{-1} Q_q \right] g.$$

periodo de símbolo. Sacando g como factor común, proporciona Por lo tanto, encontrando g de manera que sea el vector propio asociado con el valor propio más pequeño de las respuestas de canal de frecuencia con ruido blanco acumulado, tal como se describe mediante los bloques 130 - 134, proporciona

la solución con las propiedades deseables.

De nuevo con referencia al procedimiento 110 Prony inverso modificado, el procesador 38 de canal encuentra las raíces z_k del polinomio palindrómico conjugado $P(z)$ cuyos coeficientes vienen determinados por el valor convergente de g a partir del bloque 134 (bloque 136). El procesador 38 de canal dispone las potencias de las raíces z_k para formar la matriz $[Z]$ de la Ecuación (18) y, por lo tanto, calcula $[Y] = [Z^{\#}Z]^{-1}Z$ (Bloque 138). El procesador 38 de canal usa la matriz $[Y]$ calculada para el bloque 138 para encontrar N coeficientes $A_{i,q}$ para el periodo de símbolo q a partir de los coeficientes $C_{k,q}$ correspondientes obtenidos para el bloque 118 para el periodo de símbolo q , usando la Ecuación (19) (bloque 140). Concretamente, $A_{i,q} = [Y]C_{k,q}$, en la que ";" corresponde a la notación MATLAB e indica la organización de los valores $C_{k,q}$ para todos $k = 1, \dots, N$ para formar un vector de tamaño $N \times 1$. Por último, el procesador 38 de canal convierte los valores $A_{i,q}$ del vector de coeficientes, en valores $S_{i,q}$ de coeficientes complejos de retardo correspondientes, usando la Ecuación (21) (bloque 142), Nota: si los símbolos piloto no están en las mismas ranuras de frecuencias de sub-portadora en cada periodo de símbolo OFDM, pero están desplazados de una manera que puede ser tenida en cuenta usando una frecuencia ω_0 base diferente para cada símbolo OFDM, entonces deberían usarse los diferentes valores ω_0 para cada uno de los periodos de símbolo q para la Ecuación (21) en esta etapa.

Los bloques 112 - 142 de la Figura 10A detallan el algoritmo Prony inverso modificado, que proporciona un método mejorado de búsqueda de los retardos de trayecto y los coeficientes complejos de retardo asociados que explican las respuestas de frecuencia de canal observadas para uno o más periodos de símbolo OFDM. Otras mejoras son posibles mediante la realización de un análisis de frecuencia Doppler de los coeficientes complejos de retardo para cada retardo de trayecto durante muchos periodos de símbolo, usando una segunda transformación, concretamente, una transformación tiempo-a-frecuencia, tal como la proporcionada por el algoritmo de Prony.

La Figura 10B muestra detalles para el procedimiento 150 Prony ejemplar. En términos generales, el procesador 38 de canal aplica el algoritmo Prony a los L coeficientes $S_{i,q}$ de retardo complejos correspondientes a un retardo de trayecto. Más particularmente, el procesador 38 de canal organiza los L valores S para el retardo de trayecto i en una matriz (bloque 152), tal como se muestra mediante la Ecuación (27).

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{i,1} & S_{i,2} & \dots & S_{i,m+1} \\ S_{i,2} & S_{i,3} & \dots & S_{i,m+2} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ S_{i,L-m} & \dots & \dots & S_{i,L} \end{bmatrix} \quad (27)$$

A continuación, el procesador 38 de canal encuentra el vector propio h asociado al valor propio más pequeño de $[S]^{\#}[S]$ (bloque 154), construye una matriz $L \times L$ $[H]$ usando h en lugar de g en la Ecuación (22) (bloque 156), y encuentra una versión mejorada de h como el vector propio asociado con el valor propio más pequeño de $[S]^{\#}[H^{\#}H]^{-1}[S]$ (bloque 158). El procesador 38 de canal repite los bloques 156 - 158 hasta que h converge (bloque 160). Posteriormente, el procesador 38 de canal encuentra las raíces w_k para $k = 1, \dots, m$ del polinomio con coeficientes de h convergente (bloque 162), y forma la matriz $L \times m$ $[W]$ usando la raíces w_k en lugar de z_k en la Ecuación (18) y, por lo tanto, calcula $[X] = [W^{\#}W]^{-1}W$ (bloque 164). Por último, el procesador 38 de canal encuentra los m coeficientes Doppler $D_i = (d_1, d_2, d_3, \dots, d_m)^{\#}$ para el retardo de trayecto i a partir de $D_i = [X]S_{i,:}$, en la que ";" significa los valores para los periodos de símbolo $q = 1, \dots, L$ se apilan verticalmente para formar un vector $1 \times L$ (bloque 166).

Hay muchos dispositivos matemáticos disponibles para reducir el esfuerzo de cálculo necesario para la realización de las transformaciones de las Figuras 10A y 10B. Por ejemplo, en el bloque 158, la matriz $[H^{\#}H]$ es Toeplitz-hermitiana simétrica, que tiene sólo $2(L - m) - 1$ valores de elementos distintos, que representan la función de autocorrelación de \hat{h} con h . La autocorrelación puede calcularse rápidamente rellenando h con ceros y usando una FFT, según la teoría conocida. Además, la inversión de la matriz Toeplitz hermitiana-simétrica puede llevarse a cabo en $O(N^2)$ operaciones usando el algoritmo de Trench. Además, su inversa tiene que multiplicar otra matriz Toeplitz/Hankel S , cuyas filas son desplazamientos unas de las otras. Esta multiplicación puede realizarse también usando menos operaciones con la ayuda de una FFT, tal como es bien conocido, y usando la forma Gohberg-Semencul de la inversa. La transformación de Fourier de la secuencia generadora Toeplitz para S puede ser salvada y usada de nuevo cuando el resultado se multiplica previamente por $S^{\#}$.

Al final del bloque 166, se dispone de m parámetros Doppler para cada uno de los M retardos de trayecto, formando

una matriz $m \times M$ bi-dimensional, que es el diagrama de retardo Doppler de la Figura 8. Los diagramas de retardo Doppler se han obtenido previamente a partir de señales de telefonía celular, tal como se indica en "Estimation of scatterer locations from urban array channel measurements at 1800MHz", Henrik Asplundh y Jan-Erik Berg, conference proceedings of Radio Vetenskap och Kommunikation, (RVK99), pp. 136-25 140, Karlskrona, Suecia, Junio de 1999. Estos diagramas se obtuvieron usando operaciones de transformación más convencionales. Se espera que el análisis de retardo-Doppler usando un análisis de frecuencia de Prony y el algoritmo Prony inverso modificado descrito en la presente memoria para calcular un perfil de retardo común para varios símbolos OFDM sucesivos, produzcan resultados superiores a los obtenidos anteriormente. Debido a la mayor exactitud, los retardos de trayecto y los parámetros Doppler obtenidos por la invención 12/478.473 pueden usarse para determinar estimaciones de canal que tienen la precisión necesaria para procesar señales con una modulación de orden superior (por ejemplo, 256 QAM) y/o para predecir con precisión las futuras estimaciones de canal.

Un objetivo de la determinación de un análisis de retardo-Doppler más preciso es permitir una estimación de canal más precisa para decodificar los datos. Después de haber obtenido el perfil de retardo-Doppler más preciso, ahora se filtra mediante uno u otros métodos para reducir o eliminar el ruido. Por ejemplo, los elementos correspondientes a valores Doppler imposiblemente altos pueden ser igualados a cero. De manera similar, los retardos imposibles, tales como los retardos negativos, pueden ser eliminados, al igual que los retardos de valores inverosímiles altos. Además, cierto número de coeficientes espectrales pueden seleccionarse en base a criterios predeterminados. Por ejemplo, pueden seleccionarse los N coeficientes espectrales más grandes, o puede usarse un umbral para seleccionar los coeficientes espectrales.

En todavía otra realización, puede aplicarse un procedimiento de error cuadrático medio mínimo (Minimum Mean Square Error, MMSE) a la matriz de parámetros Doppler. Una explicación simplificada de MMSE es la siguiente. Un nivel de ruido en el diagrama de retardo-Doppler puede ser estimado bien reprocesando los datos decodificados recientemente para determinar el nivel de ruido en los símbolos de datos, o mirando los valores eliminados debido a valores de retardo o Doppler imposibles o poco probables. En los valores restantes, no se sabe si un valor del mismo orden que el valor RMS del ruido estimado es un verdadero objeto dispersante o es ruido. Supóngase que el valor es d . Entonces, usando un valor αd en lugar de d cuando se usa el perfil de retardo-Doppler para predecir un valor de símbolo recibido creará un error cuadrático de estimación de señal esperado de $(1-\alpha)^2 |d|^2$ veces la potencia S de la señal, mientras que la contribución de la potencia de ruido se reducirá a α^2 veces la potencia N de ruido. De esta manera, el error total es $(1-\alpha)^2 |d|^2 S^2 + \alpha^2 N$. Derivando con respecto a α igualando a cero, se obtiene el valor de α que proporciona el error cuadrático mínimo como:

$$\alpha = \frac{|d|^2}{|d|^2 + N/S}, \quad (28)$$

en la que N/S puede ser identificado como el recíproco de la relación señal-a-ruido que estaría presente en un valor de retardo Doppler de magnitud $|d| = 1$. De esta manera, puede concluirse que los valores de retardo Doppler deberían reducirse en función de sus relaciones señal a ruido y sus amplitudes, de manera que los valores más pequeños se reduzcan mucho más que los valores más grandes. Este es un método "más suave" que simplemente eliminar los valores por debajo de un umbral. Pueden usarse otras variaciones del método MMSE teniendo en cuenta las matrices de correlación entre las fuentes de error. Cuando los coeficientes de retardo-Doppler escalados mediante MMSE se emplean para recalcular la estimación de canal para cualquier periodo de símbolo OFDM y frecuencia sub-portadora, será evidente una reducción sustancial de ruido en la estimación de canal.

Habiendo seleccionado o ponderado los coeficientes de retardo-Doppler tal como se ha indicado anteriormente, el valor de un coeficiente de retardo en cualquier instante de tiempo deseado (por ejemplo, pasado, presente o futuro) se calcula sumando los términos que comprenden los coeficientes de retardo-Doppler rotados en fase por la diferencia de tiempo entre el tiempo de referencia y el instante de tiempo deseado multiplicado por la frecuencia Doppler. A continuación, para encontrar la estimación de canal para cualquier frecuencia subportadora OFDM, se calcula una suma de términos, cada uno de los cuales es el coeficiente de retardo recién encontrado para el instante de tiempo deseado rotado en fase por el producto de la frecuencia de la subportadora multiplicado por el retardo de trayecto asociado. Cuando el instante de tiempo deseado es un instante futuro, tal como se ha indicado anteriormente, el uso de transformaciones convencionales, es decir, Transformadas de Fourier, para la predicción de una función devuelve el mismo valor que un valor pasado de la función. Esta deficiencia de la técnica anterior era debida al uso de contenedores separados homogéneamente, para los retardos, las frecuencias Doppler o ambos. Mediante el uso de contenedores separados de manera no homogénea, no se supone que las funciones sean repetitivas y, de esta manera, una predicción de un instante futuro no se limita a devolver un valor pasado.

De esta manera, una aplicación de la invención 12/478.473 es la reducción de ruido en las estimaciones de canal para facilitar el uso de modulaciones de orden superior para aumentar la velocidad de datos. La invención puede ser usada también para otros propósitos, por ejemplo, para predecir la respuesta de frecuencia del canal para algún símbolo futuro, o para determinar la ubicación de un transmisor móvil mediante la realización del análisis de la invención de la señal recibida desde el transmisor móvil en un estación de red para identificar un patrón de objetos 10 dispersantes; a continuación, en el que el patrón es comparado con una base de datos almacenada previamente de patrones de objetos dispersantes usando un algoritmo de reconocimiento de patrones.

Cuando se considera el funcionamiento de algoritmos tales como el indicado anteriormente durante un período de tiempo prolongado, pueden emplearse diversos modos de funcionamiento. Por ejemplo, los métodos anteriores podrían ser usados bloque por bloque, por ejemplo, procesando un bloque de muestras de forma de onda de símbolo OFDM anterior junto con las muestras de señal para el símbolo OFDM actual para determinar un conjunto de objetos 10 dispersantes pertinente para ese bloque. Sin embargo, si no se desea aumentar la latencia en el procesamiento del símbolo actual, entonces cada símbolo OFDM debería ser procesado junto con los símbolos anteriores, resultando en que los datos de símbolos anteriores son reprocesados múltiples veces. Dicho método tiene al menos una ventaja, concretamente, que es posible que los símbolos más antiguos reprocesados con las muestras de forma de onda de símbolos actuales pueden haber sido decodificados usando técnicas de corrección de errores y, de esta manera, pueden usarse tanto los datos como los símbolos piloto para estimar las respuestas de frecuencia de los símbolos más antiguos. La inclusión de datos ya decodificados se considerará también con los algoritmos de seguimiento continuos descritos a continuación.

Ahora, se buscan mejoras en la eficiencia de procesamiento para el caso continuo. Todavía otra variación de los algoritmos Prony indicados anteriormente puede ser denominada "The Continuous Sequential Inverse Prony Algorithm" (CSIPA). La característica de CSIPA es que funciona para cada periodo de símbolo OFDM sin esperar a la recopilación de un bloque de datos. Es análogo a la solución de mínimos cuadrados secuencial inventada en primer lugar por Gauss, y al procedimiento continuo de mínimos cuadrados conocido como filtro de Kalman. El uso de un filtro de Kalman para realizar, de manera continua, un seguimiento de los parámetros de objetos dispersantes se mostrará más adelante.

Pueden preverse al menos dos versiones de CSIPA: Ventana Móvil ("Moving Window") y Olvido Exponencial ("Exponential Forgetting"). Para obtener el algoritmo CSIPA con olvido exponencial, la ecuación (26) se reescribe de manera que sea una suma infinita con la aplicación de una ponderación reductora exponencial a los valores más antiguos, tal como se muestra en la Ecuación (29).

$$\Lambda_L = \sum_{q=-\infty}^{\infty} \lambda^{(L-q)} Q_q^{\#} (G^{\#} G)^{-1} Q_q \quad (29)$$

En la ecuación anterior, λ es un factor menor que la unidad, que aplica una ponderación reductora a los errores más antiguos en un factor que reduce por λ para cada periodo de símbolo sucesivo hacia el pasado. Al periodo de símbolo actual (L) no se le aplica ninguna ponderación, ya que la potencia de λ es cero para $q = L$.

También puede suponerse que la matriz G cambia sólo marginalmente de un periodo de símbolo al siguiente. Esto está justificado ya que, en la formulación de bloques, se supuso que G era constante en el bloque, y se supuso que los retardos no variaban en el bloque. Cuál de las suposiciones representa, de manera más precisa, la realidad es por lo tanto discutible. Además, el análisis de Prony tradicional tiene éxito incluso omitiendo $(G^{\#} G)^{-1}$. De esta manera, usando para cada período de símbolo el valor de G indexado con el índice q es, por lo tanto, una mejora sobre el método Prony tradicional y es cercano al óptimo. De esta manera, se obtiene:

$$\Lambda_L = \sum_{q=-\infty}^L \lambda^{(L-q)} Q_q^{\#} (G_q^{\#} G_q)^{-1} Q_q, \quad (30)$$

que conduce inmediatamente a:

$$\Lambda_L = \lambda \Lambda_{L-1} + Q_L^\# (G_L^\# G_L)^{-1} Q_L \quad (31)$$

5 El algoritmo CSIP sobre una ventana móvil puede obtenerse, de manera similar, sumando la contribución en un extremo del bloque mientras se resta la contribución más antigua del otro extremo, obteniendo:

$$10 \quad \Lambda_L = \Lambda_{L-1} + Q_L^\# (G_L^\# G_L)^{-1} Q_L - Q_{L-m}^\# (G_{L-m}^\# G_{L-m})^{-1} Q_{L-m} \quad (32)$$

Ahora, debido a que todavía no se dispone de g para el período L , no se dispone de G_L . Esto puede ser resuelto comenzando con el uso de G_{L-1} para obtener un primer valor de g_L y, a continuación, formando G_L a partir del mismo e iterando; o si no puede obtenerse una mejor aproximación a un G_L inicial de la siguiente manera. Suponiendo que cada valor de retardo comprende sólo un dispersor dominante y, por lo tanto, sólo un desplazamiento Doppler, obsérvese que el retardo de ese dispersor para el período L será su retardo determinado para el período $L - 1$ menos la distancia recorrida en su dirección durante un periodo de símbolo, dividido por la velocidad de la luz. La distancia recorrida en unidades de longitudes de onda es simplemente la frecuencia Doppler multiplicada por el tiempo transcurrido, por ejemplo,

$$25 \quad T_i(L) = T_i(L - 1) - \Delta\omega_i \frac{T}{\omega_0}, \quad (33)$$

en la que $T_i(L)$ representa el retardo del i -ésimo dispersor para el periodo L de símbolo OFDM, $T_i(L - 1)$ representa el retardo del i -ésimo dispersor para el periodo $L - 1$ de símbolo OFDM, T representa el periodo de símbolo OFDM, $\Delta\omega_i$ representa el desplazamiento Doppler del i -ésimo dispersor y ω_0 representa la frecuencia de transmisión. De esta manera, mediante el uso de la frecuencia Doppler determinada para un dispersor, su retardo puede ser actualizado con precisión durante un período subsiguiente. Mediante el uso de los retardos actualizados, el polinomio g_L puede ser formado, a continuación, multiplicando los factores de primer orden que corresponden a los retardos actualizados. Este valor de g_L es usado para formar G_L con una precisión suficiente para que la Ecuación (31) produzca su valor propio más pequeño/vector g_L , que puede ser iterado adicionalmente si se considera o se determina que es beneficioso.

Si cada valor de retardo comprende, por ejemplo, dos objetos 10 dispersantes de diferentes desplazamientos Doppler $\Delta\omega_{q1}$, $\Delta\omega_{q2}$, en el que cada uno aporta una parte compleja $D_{i,q1}$ y $D_{i,q2}$ al coeficiente de retardo total $S_{i,L-1}$, para el período de tiempo $L - 1$, entonces sus contribuciones para el periodo tiempo L pueden actualizarse a

45 $D_{1,q1} e^{j\omega_{i,q1}\Delta T}$ y $D_{1,q2} e^{j\omega_{i,q2}\Delta T}$ para el período L , ΔT más tarde. La Figura 11 muestra cómo cambia el vector resultante en una cantidad θ , que es calculable mediante aritmética vectorial, y ese cambio angular es atribuido, a continuación, a un cambio ΔT_i del retardo de tiempo T_i , donde $\Delta T_i = \theta / \omega$, siendo ω la frecuencia central.

Efectivamente, cuando un rayo retardado es debido a la combinación de varios objetos 10 dispersantes diferentes con desplazamiento Doppler diferente, el método anterior proporciona un método para definir el cambio de retardo medio, al menos siempre que los retardos de los objetos 10 dispersantes no diverjan tanto como para ser considerados como retardos diferentes. Esto último puede ser detectado manteniendo los retardos actualizados de los objetos 10 de dispersión individuales por medio de la Ecuación (33) y determinando si el retardo actualizado de cualquier dispersor de un grupo se ha acercado a los retardos de los objetos 10 dispersantes en un segundo grupo, punto en el que su contribución puede ser eliminada del primer grupo y puede ser añadida al segundo grupo usando procedimientos similares de combinación de vectores.

55 Obsérvese que la historia pasada se ha tenido en cuenta dos veces en el procedimiento anterior. En primer lugar, los retardos determinados previamente se han actualizado usando sus desplazamientos Doppler asociados. A continuación, los valores corregidos para los retardos se han obtenido mediante la determinación de g_L mediante un procedimiento en el que se tiene en cuenta de nuevo la historia pasada, a la que se aplica un factor de ponderación de reducción exponencial. Uno u otro medio de uso de los valores históricos parece ser redundante en el procedimiento anterior. Desde una perspectiva numérica, es de mayor importancia eliminar el procedimiento matricial

más complejo de cálculo de la Ecuación (31) que eliminar el procedimiento trivial de actualización de los retardos anteriores usando el desplazamiento Doppler, que también es probable que sea más preciso, ya que está relacionado con la longitud de onda.

5 Por lo tanto, un procedimiento alternativo es considerar que el procedimiento de Prony inverso modificado simplemente proporciona una corrección a largo plazo o "empujón" de los retardos hacia sus posiciones correctas, mientras que las correcciones a corto plazo para los retardos se proporcionan mediante la integración de sus desplazamientos Doppler. Esto es análogo a un sistema de navegación en el que se calculan cambios de posición a corto plazo mediante navegación en estima usando la velocidad multiplicada por el tiempo, mientras se eliminan errores de deriva de ese procedimiento de bucle abierto por medio de un ajuste de posición absoluta, de vez en cuando. De esta manera, en principio, puede usarse un algoritmo Prony inverso modificado por período de símbolo para estimar los retardos o (coeficientes g), y los coeficientes g estimados usando los valores anteriores actualizados por Doppler se mueven, a continuación, hacia los valores Prony.

15 Una limitación del procedimiento Prony modificado inverso de período por símbolo es que el número de retardos de trayecto estimados no puede exceder la mitad del número de subportadoras en el símbolo OFDM (por ejemplo, aproximadamente 160 para el sistema de ensayo de 324 subportadoras). De esta manera, un método híbrido de uso de la historia pasada puede ser realizar CSIPA sobre una ventana rectangular en movimiento, usando los resultados como un medio de corrección de la deriva de los valores obtenidos justo antes de que la ventana sea actualizada usando Doppler integrado. Si los retardos se actualizan usando Doppler integrado, esto sustituye a la actualización Doppler basada en la variación de fase símbolo a símbolo, y entonces se requerirían unos medios adicionales de estimación Doppler de un periodo de símbolo a otro periodo de símbolo. Esto se describe mejor en el contexto del uso de un enfoque Doppler integrado en la forma de un procedimiento de Kalman para realizar un seguimiento de los retardos y sus derivadas, que puedan equipararse formalmente con los desplazamientos Doppler.

25 Puede construirse un procedimiento de seguimiento de Kalman suponiendo que el canal en la frecuencia ω se explica mediante una suma de ondas dispersadas desde los objetos 10 dispersantes individuales de intensidad $S_{i,q}$ en el tiempo qT . Cada onda dispersada es retardada en fase mediante propagación a través de un retardo T_i , que se supone que cambia linealmente con el tiempo debido a la velocidad resuelta de la estación móvil en su dirección, lo que conduce a la fórmula para el retardo en el tiempo qT como:

$$T_{i,q} = T_{i,q-1} + T'_{i,q} \Delta T, \quad (34)$$

35 en la que ΔT es el período de símbolo (OFDM). De esta manera

$$C_q(\omega) = \sum_i S_{i,q} e^{-j\omega(T_{i,q} + qT'_i \Delta T)}, \quad (35)$$

40 en la que el índice "i" varía sobre todos los objetos 10 dispersantes. Debido a que la fase se explica ahora por los retardos, y el desplazamiento Doppler, que es la tasa de cambio de fase, se explica por la tasa de cambio del retardo, ya no parece haber ninguna necesidad de que los parámetros $S_{i,q}$ del dispersor sean complejos, y parece que podrían reducirse a un factor de intensidad real de la señal. Sin embargo, una razón para retener los valores complejos de los parámetros de objetos dispersantes es que el patrón de antena de la estación móvil puede estar muy distorsionado, y puede tener una fase variable dependiente de la dirección de la línea de visión al dispersor. La atribución de esa fase a posiciones ligeramente diferentes de los elementos dispersantes, con una diferencia del orden de milímetros, es una pequeña imprecisión, pero se evita reteniendo los parámetros complejos del dispersor.

50 Un filtro de seguimiento de Kalman busca mejorar sucesivamente las estimaciones de los parámetros de objetos dispersantes en base a un vector $C(\omega)$ de respuestas de frecuencia de canal de las observaciones de respuesta de frecuencia de canal a diferentes frecuencias en el tiempo q actual. Un procedimiento 200 Doppler integrado ejemplar que corresponde a las operaciones de un filtro de seguimiento de Kalman se muestra en la Figura 12. El procesador 55 38 de canal predice los parámetros de objetos dispersantes y las respuestas de frecuencia de canal correspondientes para el nuevo periodo de símbolo asociado con el tiempo q (bloque 210). Por ejemplo, el procesador 38 de canal predice los parámetros de objetos dispersantes mediante la predicción de los valores $S_{i,q}$ y $T'_{i,q}$ que, en conjunto, pueden denotarse por un vector U , a partir de los valores de U en el tiempo $q-1$. Esto puede realizarse simplemente suponiendo $S_{i,q} = S_{i,q-1}$, $T'_{i,q} = T'_{i,q-1}$ y $T_{i,q} = T_{i,q-1} + T'_{i,q-1} \Delta T$. Normalmente, es posible elegir una convención de escala para $T'_{i,q}$ de manera que el factor ΔT esté incluido, obviando la necesidad de una multiplicación. A continuación, el procesador 38 de canal predice el vector $C(\omega)$ de respuesta de frecuencia de canal

siguiente para el tiempo q usando las predicciones para $S_{i,q}$ y $T_{i,q}$. A continuación, el procesador 38 de canal calcula un vector $C(\omega)$ de respuesta de frecuencia de canal observada en base al símbolo OFDM recibido en el tiempo q (bloque 220), y calcula un vector ε de error entre el $C(\omega)$ predicho y el $C(\omega)$ observado (bloque 230). El procesador 38 de canal corrige posteriormente la predicción de los parámetros de objetos dispersantes (bloque 240) de manera que se reduzca el vector ε de error.

La predicción de los parámetros de objetos dispersantes del bloque 210 puede reescribirse en forma matricial como:

$$\begin{pmatrix} S_{1,q} \\ T_{1,q} \\ T'_{1,q} \\ S_{2,q} \\ T_{2,q} \\ T'_{2,q} \\ \vdots \\ S_{m,q} \\ T_{m,q} \\ T'_{m,q} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \Delta T & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \Delta T & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & & & \vdots & & \ddots & & \vdots & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & \Delta T \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} S_{1,q-1} \\ T_{1,q-1} \\ T'_{1,q-1} \\ S_{2,q-1} \\ T_{2,q-1} \\ T'_{2,q-1} \\ \vdots \\ S_{m,q-1} \\ T_{m,q-1} \\ T'_{m,q-1} \end{pmatrix} \quad (36)$$

Frecuentemente, la matriz en la Ecuación (36) se denota mediante Φ . En el bloque 240, la corrección de las predicciones realizadas en el bloque 210 comprende el uso de la inversa de la matriz de covarianza, denotada comúnmente mediante P . Debido a que P es también inicialmente desconocida, también es predicha y corregida en base a la recepción de nuevas observaciones.

Pueden usarse diferentes medios para predecir P . Por ejemplo, P puede ser predicha usando:

$$P_q = \Phi P_{q-1} \Phi^H + Q, \quad (37)$$

que es apropiada cuando los parámetros S , T y T' pueden estar sujetos a paseos aleatorios y Q describe su propensión a los mismos. De manera alternativa, P puede ser predicha usando:

$$P_q = \lambda^{-1} \Phi P_{q-1} \Phi^H, \quad (38)$$

que es apropiado para aplicar un factor de ponderación exponencial de reducción a la historia pasada, donde $\lambda < 1$ representa un factor de olvido exponencial. En todavía otro ejemplo, P puede ser predicha usando:

$$P_q = \Phi P_{q-1} \Phi^H, \quad (39)$$

que es apropiado en el caso de "mínimos cuadrados para siempre", donde se usa toda la historia pasada y no se desea ninguna ponderación de reducción.

La corrección implementada en el bloque 240 usa derivadas (por ejemplo, el GRADiente) del vector de respuesta de

frecuencia de canal de observación con respecto al vector de parámetros S y T , que se obtienen a partir de la Ecuación (35) y usando $T_{i,q} = T_{i,o} + q\Delta T_i^t$ como:

$$\frac{dC(\omega)}{dS_{i,q}} = e^{-j\omega T_{i,q}} \quad \text{y} \quad \frac{dC(\omega)}{dT_{i,q}} = -j\omega S_{i,q} e^{-j\omega T_{i,q}}, \quad (40)$$

y la derivada con respecto a T^t es cero. Por lo tanto,

$$\text{GRAD}(C(\omega)) = \begin{pmatrix} e^{-j\omega T_{1,q}} \\ -j\omega S_{1,q} e^{-j\omega T_{1,q}} \\ 0 \\ e^{-j\omega T_{2,q}} \\ -j\omega S_{2,q} e^{-j\omega T_{2,q}} \\ 0 \\ \vdots \\ e^{-j\omega T_{m,q}} \\ -j\omega S_{m,q} e^{-j\omega T_{m,q}} \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (41)$$

Cuando los vectores GRADiente para cada ω para el que se observará $C(\omega)$ se apilan de lado a lado, el resultado es una matriz de $3 \times m \times N$ donde N representa el número de objetos dispersantes y m representa el número de frecuencias a las que se observa C . Cuando, como anteriormente, el GRADiente no es constante, sino que es una función de los parámetros (S y T), el procedimiento se conoce como un procedimiento de filtro de Kalman "linealizado" o "extendido".

La corrección aplicada en el bloque 240 comprende la actualización del vector de parámetros denotado por U usando:

$$U \leq U - P \text{GRAD} [R + \text{GRAD}^{\#} P \text{GRAD}]^{-1} \epsilon, \quad \text{y} \quad (42)$$

$$P \leq P - P \text{GRAD} [R + \text{GRAD}^{\#} P \text{GRAD}]^{-1} \text{GRAD}^{\#} P. \quad (43)$$

En la etapa de actualización anterior, normalmente es posible elegir el factor de escala de la matriz Q , que representa la tendencia de los parámetros sometidos a seguimiento a exhibir un paseo aleatorio, de manera que la matriz R , que representa la covarianza del ruido en el vector de observación, sea el vector J unidad,

Otra variación del filtro de Kalman extendido puede ser derivada definiendo el error entre los vectores $C(\omega)$ predichos y observados de manera que sea el escalar $\epsilon^{\#} \epsilon$. Entonces, el nuevo vector gradiente sería $2\epsilon^{\#} \text{GRAD}(C(\omega))$. La ventaja de esta formulación es que se evita la matriz inversa $[R + \text{GRAD}^{\#} P \text{GRAD}]^{-1}$, siendo reemplazada por la

división por un escalar $1 + \varepsilon \text{GRAD}^{\#} P \text{GRAD} \varepsilon$.

5 El filtro de Kalman extendido anterior puede ser usado para realizar un seguimiento de los parámetros de objetos dispersantes, por ejemplo, retardo, desplazamiento Doppler (tasa de cambio de retardo), e intensidad de la señal de los objetos 10 dispersantes ya identificados, y funciona incluso cuando los retardos actualizados de los diferentes objetos 10 dispersantes pasan de un valor a otro. Finalmente, un dispersor sometido a seguimiento puede alejarse y debilitarse, mientras que un dispersor no sometido previamente a seguimiento se acerca y se hace más fuerte. De esta manera, un procedimiento destinado a funcionar durante largos períodos de tiempo, por ejemplo, durante minutos u horas, debería incluir maneras de descartar los objetos 10 dispersantes que se han convertido en insignificantes y de detectar la aparición de nuevos objetos 10 dispersantes y, a continuación, realizar un seguimiento de los mismos.

15 En una realización ejemplar, el estimador 38 de canal de la presente invención puede realizar un seguimiento de los objetos 10 dispersantes conocidos usando el filtro de Kalman extendido descrito anteriormente, puede restar sus contribuciones a la señal recibida para dejar un residuo que se espera que comprenda ruido y objetos 10 dispersantes no sometidos a seguimiento, y puede procesar el residuo usando los algoritmos basados en Prony de las Figuras 10A y 10B para identificar nuevos objetos 10 dispersantes. Periódicamente, la intensidad de cualquier objeto 10 dispersante identificado por el algoritmo Prony sería comparada con las intensidades de los objetos sometidos a seguimiento por el algoritmo de Kalman. El estimador 38 de canal sustituye un dispersor débil sometido a seguimiento mediante Kalman con un dispersor detectado mediante Prony en el caso de que este último se haga más fuerte.

25 La adición o supresión de un dispersor sometido a seguimiento mediante el algoritmo de Kalman se produce a través de la supresión o adición de filas y columnas apropiadas de las matrices P , Q y Φ . Por ejemplo, si se está realizando un seguimiento de 128 objetos 10 dispersantes, y se desea descartar el objeto dispersante número 79, entonces las filas y columnas numeradas $3 \times 78 \div 1$, $3 \times 78 \div 2$ y $3 \times 78 \div 3$ se eliminan de las matrices P , Q y Φ . Por el contrario, si se realiza un seguimiento de 127 objetos 10 dispersantes y se desea añadir un objeto 128-ésimo, entonces las filas y las columnas 1, 2 y 3 de las matrices Q y Φ se copian a las filas y columnas $3 \times 128 \div 1$, $3 \times 128 \div 2$ y $3 \times 128 \div 3$ extendiendo las dimensiones por 3. La matriz P se extiende también en tres filas y columnas a partir de 3×127 a 3×128 cuadrados. Las filas y columnas adicionales se inicializan a cero en todas partes excepto en la diagonal principal. La diagonal principal es inicializada a valores inversamente indicativos de la confianza en los valores iniciales de los parámetros S , T y T^{\dagger} del 128-ésimo objeto 10 dispersante. Si los valores se obtienen a partir de un análisis de Prony de la señal residual indicada anteriormente, y es considerada razonablemente precisa, los tres nuevos elementos P de la diagonal pueden ser inicializados a cero, o a la media de los elementos correspondientes de la matriz P para los objetos 1 - 127 dispersantes. Puede ser apropiado usar la formulación de bloques de los procedimientos de Prony, de manera que los residuos de señal definidos anteriormente se recopilen durante un número de periodos de símbolo OFDM y se procesen en bloques para detectar la aparición de nuevos objetos 10 dispersantes. El tiempo durante el cual se espera que los nuevos objetos 10 dispersantes aparezcan o desaparezcan es del orden del tiempo requerido para que la estación móvil se mueva unos pocos metros, lo que, a 112,73 km/h (70 mph), sería del orden de 100 ms. Además, en ese período de tiempo, los símbolos OFDM más antiguos pueden haber sido decodificados usando técnicas de corrección de errores, haciendo las observaciones de $C(\omega)$ disponibles no sólo en las frecuencias sub-portadoras de los símbolos piloto, sino también a las frecuencias de símbolos de datos. De hecho, puede ser inteligente recopilar deliberadamente residuos de señal durante un período de bloque que está alineado con uno o más bloques de código de corrección de errores, tal como por ejemplo un bloque de código turbo, de manera que el procedimiento de Prony de bloques se realiza usando las observaciones del canal tanto a las frecuencias de subportadora de piloto como a las frecuencias de subportadora de datos. Por lo tanto, cualquier nuevo objeto 10 dispersante identificado es comparado con los objetos 10 dispersantes sometidos a seguimiento por el filtro de Kalman extendido, y es transferido desde los resultados de Prony al procedimiento de seguimiento de Kalman mediante la adición de nuevos parámetros de objetos dispersantes, con o sin supresión de los parámetros de objetos dispersantes correspondientes a los objetos 10 dispersantes que se han debilitado.

A continuación, se muestra un procedimiento para el procesamiento de una señal recibida continuamente en base a una colección de los algoritmos descritos anteriormente.

- 55 (a) Se produce una fase de sincronización en el encendido, en la que la estación de recepción recibiría señales desde la estación de transmisión y determinaría los límites de símbolo y de bloque con la ayuda de los símbolos piloto y otras pistas acordadas previamente que puede ser insertadas en el flujo transmitido.
- (b) Se produce una fase de identificación de canal inicial, en la que las respuestas de frecuencia de canal (por ejemplo, valores complejos $C(\omega)$ en uno o más conjuntos de frecuencias separadas homogéneamente $\omega = \omega_0 + k\Delta\omega$) deben determinarse con la ayuda de los símbolos piloto.
- 60 (c) Los objetos 10 dispersantes individuales se resuelven usando versiones especialmente adaptadas del

método de Prony tanto para la resolución del retardo como para la resolución Doppler, tal como se describe en la presente memoria y se reivindica en la solicitud 12/478.473.

5 (d) Los parámetros de objetos dispersantes se extraen de los algoritmos de Prony de la etapa (c) para realizar un seguimiento mediante un filtro de Kalman extendido adaptado para realizar un seguimiento del retardo, la tasa de cambio de retardo y la amplitud de la señal del dispersor, que puede ser real o complejo.

(e) Usando los parámetros de objetos dispersantes sometidos a seguimiento, se proporcionan estimaciones mejoradas de la respuesta de frecuencia compleja del canal para los propósitos de demodular los símbolos de datos.

10 (f) Los símbolos de datos se recopilan durante los bloques de código de corrección de errores y se realiza una decodificación con corrección de errores.

(g) Usando los símbolos de datos decodificados correctamente y los símbolos piloto conocidos en combinación con dichas estimaciones de la respuesta de frecuencia compleja del canal, la señal probablemente recibida es reconstruida y restada de la señal recibida real para obtener una señal residual.

15 (h) La señal residual es recopilada durante uno o más períodos de bloque de codificación de corrección de errores y es reprocesada usando el mismo procedimiento Prony que en la etapa (c) para identificar los objetos 10 dispersantes distintos de los que están siendo sometidos a seguimiento en la etapa (d).

20 (i) Las intensidades de los objetos 10 dispersantes identificados en la etapa (h) se comparan con las intensidades de los objetos dispersantes que están siendo sometidos a seguimiento en la etapa (d). El procesador 40 de canal transfiere los parámetros de cualquier objeto 10 dispersante identificado en la etapa (h) que son más fuertes que los objetos 10 dispersantes más débiles que están siendo sometidos a seguimiento en la etapa (d) al procedimiento de seguimiento de Kalman. Para mantener el mismo número de parámetros de objetos dispersantes, los parámetros de objetos dispersantes debidos a la dispersión de los objetos 10 más débiles pueden ser eliminados.

25 Obsérvese que el procedimiento de las etapas (a) - (i) puede ser preformado usando señales distintas a las señales OFDM si están construidas de manera adecuada. Por ejemplo, una señal CDMA que usa códigos piloto superpuestos para permitir la estimación de canal puede ser procesada de la manera anterior. En la descripción anterior de la presente invención, se han divulgado una serie de algoritmos que pueden usarse en diversas combinaciones, junto con otros algoritmos descritos previamente o ya conocidos en la técnica, con el fin de
30 decodificar mejor los datos transmitidos entre una estación móvil y una estación de red. La dirección de transmisión de datos es inmaterial, siendo el método adecuado para mejorar la decodificación de las señales transmitidas por una estación móvil y recibidas por una estación de red fija, o viceversa.

35 Por supuesto, la presente invención puede llevarse a cabo de otras maneras diferentes a las establecidas específicamente en la presente memoria sin apartarse de las características esenciales de la invención.

REIVINDICACIONES

1. Un método de seguimiento de parámetros de objetos dispersantes, implementado por un receptor inalámbrico, usado para determinar estimaciones de canal para un canal inalámbrico, en el que el método comprende:

5 determinar un primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes en base a uno o más conjuntos de muestras de señal recibidas durante uno o más intervalos de tiempo anteriores, en el que el primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes comprende un conjunto de retardos de trayecto separados de manera no homogénea, un conjunto correspondiente de tasas de cambio separadas de manera no homogénea, en el que la tasa de cambio comprende una frecuencia Doppler, y un conjunto correspondiente de coeficientes de dispersión complejos, y en el que cada coeficiente de dispersión corresponde a un objeto dispersante; y en el que la determinación del primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes comprende:

15 determinar un primer conjunto de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco en base a el uno o más conjuntos de muestras de señal recibidas durante un primer periodo de evaluación que comprenden uno o más intervalos de tiempo anteriores; y
 20 determinar el primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes para el primer periodo de evaluación en base al primer conjunto de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco, en el que los elementos del primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes comprenden un espectro Doppler para cada uno de los retardos de trayecto separados de manera no homogénea, y en el que cada espectro Doppler comprende una pluralidad de coeficientes de dispersión y frecuencias Doppler, separadas de manera no homogénea, asociadas con los objetos dispersantes correspondientes,
 25 recibir muestras de señal a través en dicho canal inalámbrico durante un periodo de tiempo subsiguiente;
 30 estimar una respuesta de frecuencia de canal para dicho intervalo de tiempo subsiguiente, y actualizar uno o más de los parámetros de objetos dispersantes en el primer conjunto en base a la respuesta de frecuencia de canal estimada para determinar un conjunto actualizado de parámetros de objetos dispersantes para el intervalo de tiempo subsiguiente.

2. El método de la reivindicación 1, en el que la estimación de la respuesta de frecuencia de canal para el intervalo de tiempo subsiguiente comprende:

35 determinar un segundo conjunto de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco en base a las muestras de señal recibidas durante el intervalo de tiempo subsiguiente; y
 40 determinar un conjunto actualizado de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco en base al primer conjunto y al segundo conjunto de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco; y en el que la actualización de uno o más parámetros de objetos dispersantes en el primer conjunto comprende la actualización del primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes en base al conjunto actualizado de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco para determinar el conjunto actualizado de parámetros de objetos dispersantes.

3. El método de la reivindicación 2 o receptor inalámbrico según la reivindicación 11 en el que la determinación del conjunto actualizado de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco comprende añadir el segundo conjunto de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco al primer conjunto de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco o comprende:

45 escalar el primer conjunto de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco con un factor de escala predeterminado, menor que la unidad, para generar un conjunto escalado de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco; y
 50 añadir el segundo conjunto de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco al conjunto escalado de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco.

4. El método de la reivindicación 3 o receptor inalámbrico según la reivindicación 3, en el que la determinación del conjunto actualizado de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco comprende además eliminar un conjunto antiguo de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco, correspondientes a uno de los intervalos de tiempo más antiguos, del conjunto actualizado de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco.

5. El método de la reivindicación 1, en el que la estimación de la respuesta de frecuencia de canal para el intervalo de tiempo subsiguiente comprende además
 60 determinar un conjunto observado de respuestas de frecuencia de canal en base a las nuevas muestras de señal

recibidas durante el intervalo de tiempo subsiguiente;
 comparar el conjunto predicho de respuestas de frecuencia de canal con el conjunto observado de respuestas de
 frecuencia de canal para determinar un error de predicción; y
 corregir el conjunto predicho de respuestas de frecuencia de canal para reducir el error de predicción.

5 6. El método de la reivindicación 5, en el que la determinación del conjunto actualizado de parámetros de objetos
 dispersantes comprende determinar el conjunto actualizado de parámetros de objetos dispersantes en base al
 conjunto corregido de respuestas de frecuencia de canal.

10 7. El método de la reivindicación 6, en el que la determinación del conjunto actualizado de parámetros de objetos
 dispersantes en base al conjunto corregido de respuestas de frecuencia de canal comprende la determinación del
 conjunto actualizado de parámetros de objetos dispersantes usando un procedimiento de seguimiento de Kalman o
 comprende además un seguimiento de los objetos dispersantes dentro del canal inalámbrico reemplazando los
 15 parámetros de objetos dispersantes, correspondientes a objetos dispersantes que se alejan, en el primer conjunto o
 conjuntos actualizados de parámetros de objetos dispersantes con parámetros de objetos dispersantes,
 correspondientes a objetos dispersantes que se acercan.

20 8. El método de la reivindicación 7, en el que la determinación del conjunto actualizado de parámetros de objetos
 dispersantes en base al conjunto corregido de respuestas de frecuencia de canal comprende determinar el conjunto
 actualizado de parámetros de objetos dispersantes usando un procedimiento de seguimiento de Kalman, y en el que
 el seguimiento de los objetos dispersantes comprende el uso de un procedimiento de actualización secuencial
 continuo para buscar nuevos objetos dispersantes y para reemplazar los parámetros de objetos dispersantes,
 correspondientes a objetos dispersantes que se alejan, en el primer conjunto o conjuntos actualizados de parámetros
 25 de objetos dispersantes con parámetros de objetos dispersantes, correspondientes a los nuevos objetos
 dispersantes.

9. El método de la reivindicación 1, en el que la actualización de uno o más parámetros de objetos dispersantes
 comprende actualizar uno o más retardos de trayecto y una o más tasas de cambio en el primer conjunto de
 30 parámetros de objetos dispersantes en base al primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes y un nuevo
 conjunto de muestras de señal recibidas durante el intervalo de tiempo subsiguiente.

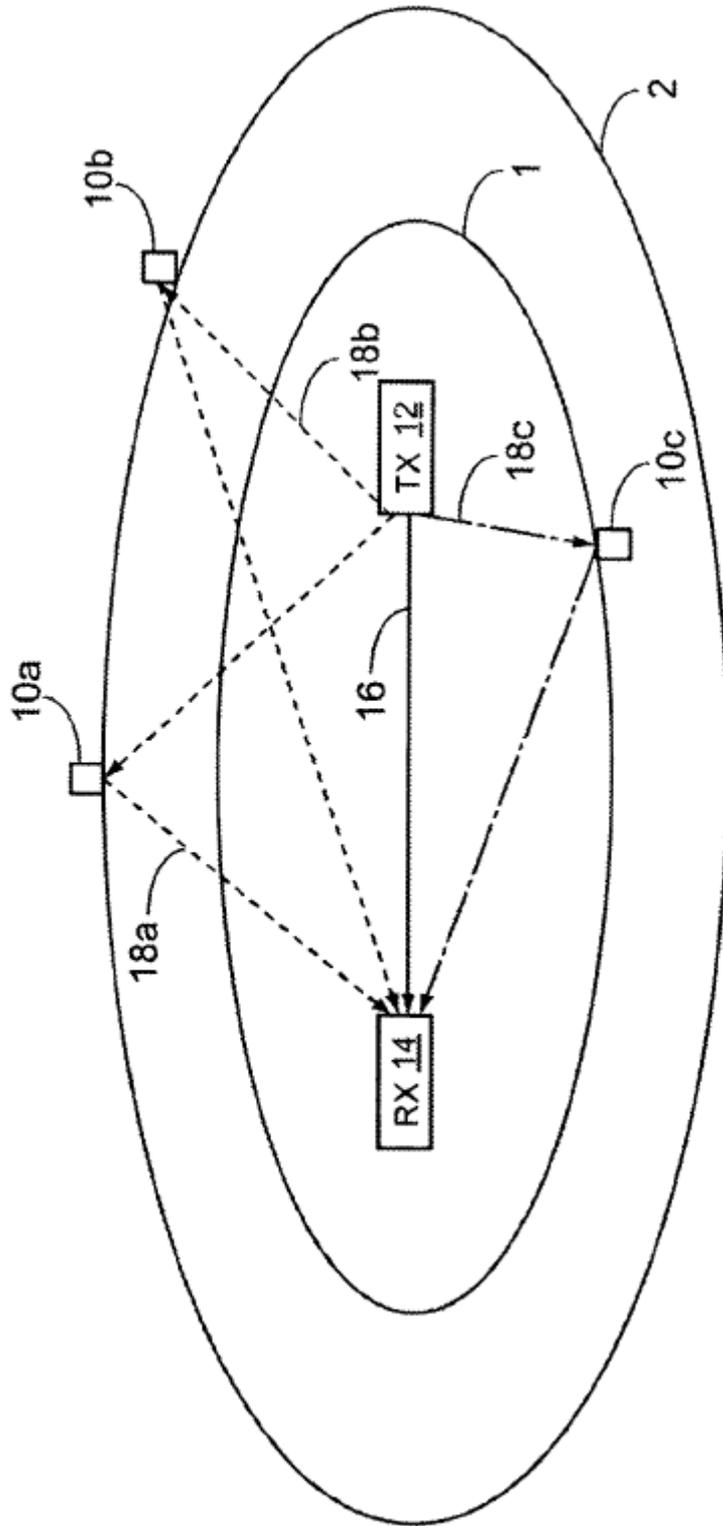
10. Un receptor inalámbrico configurado para realizar un seguimiento de los parámetros de objetos dispersantes
 usados para determinar las estimaciones de canal para un canal inalámbrico, en el que el receptor inalámbrico
 comprende un procesador de canal configurado para:

35 determinar un primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes en base a uno o más conjuntos de
 muestras de señal recibidas durante uno o más intervalos de tiempo anteriores, en el que el primer conjunto
 de parámetros de objetos dispersantes comprende un conjunto de retardos de trayecto separados de manera
 no homogénea, un conjunto correspondiente de tasas de cambio separadas de manera no homogénea, en el
 40 que la tasa de cambio comprende una frecuencia Doppler, y un conjunto correspondiente de coeficientes de
 dispersión complejos, y en el que cada coeficiente de dispersión corresponde a un objeto dispersante;
 estimar una respuesta de frecuencia de canal para un intervalo de tiempo subsiguiente; y
 actualizar uno o más de los parámetros de objetos dispersantes en el primer conjunto en base a la respuesta
 de frecuencia de canal estimada para determinar un conjunto actualizado de parámetros de objetos
 45 dispersantes para el intervalo de tiempo subsiguiente;
 en el que el procesador de canal está configurado para determinar el primer conjunto de parámetros de
 objetos dispersantes:

50 determinando un primer conjunto de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco en base a
 uno o más conjuntos de muestras de señal recibidas durante un primer período de evaluación que
 comprende uno o más intervalos de tiempo anteriores; y
 determinando el primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes para el primer período de
 evaluación en base al primer conjunto de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco, en el
 55 que los elementos del primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes comprenden un
 espectro Doppler para cada uno de los retardos de trayectoria separados de manera no homogénea, y
 en el que cada espectro Doppler comprende una pluralidad de coeficientes de dispersión y frecuencias
 Doppler asociadas separadas de manera no homogénea asociadas con objetos dispersantes
 correspondientes.

60 11. El receptor inalámbrico de la reivindicación 10, en el que el procesador de canal está configurado para estimar la
 respuesta de frecuencia de canal para el intervalo de tiempo subsiguiente:

- determinando un segundo conjunto de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco en base a las muestras de señal recibidas durante el intervalo de tiempo subsiguiente; y
 5 determinando un conjunto actualizado de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco en base a los conjuntos primero y segundo de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco; y
 en el que la actualización de uno o más parámetros de objetos dispersantes en el primer conjunto comprende la actualización del primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes en base al conjunto actualizado de respuestas de frecuencia de canal con ruido blanco para determinar el conjunto actualizado de parámetros de
 10 objetos dispersantes.
12. El receptor inalámbrico de la reivindicación 12, en el que el procesador de canal está configurado además para estimar la respuesta de frecuencia de canal para el intervalo de tiempo subsiguiente:
- determinando un conjunto observado de respuestas de frecuencia de canal en base a las nuevas muestras de
 15 señal recibidas durante el intervalo de tiempo subsiguiente;
 comparando el conjunto predicho de respuestas de frecuencia de canal con el conjunto observado de respuestas de frecuencia de canal para determinar un error de predicción; y
 corrigiendo el conjunto predicho de respuestas de frecuencia de canal para reducir el error de predicción.
- 20 13. El receptor inalámbrico de la reivindicación 12, en el que el procesador de canal está configurado para determinar el conjunto actualizado de parámetros de objetos dispersantes en base al conjunto corregido de respuestas de frecuencia de canal.
- 25 14. El receptor inalámbrico de la reivindicación 13, en el que el procesador de canal está configurado para usar un procedimiento de seguimiento de Kalman para determinar el conjunto actualizado de parámetros de objetos dispersantes en base al conjunto corregido de respuestas de frecuencia de canal o en el que el procesador de canal está configurado además para realizar un seguimiento de los objetos dispersantes en el canal inalámbrico mediante la sustitución de los parámetros de objetos dispersantes correspondientes a objetos dispersantes cada vez más
 30 lejanos en el primer conjunto o conjunto actualizado de parámetros de objetos dispersantes con los parámetros de objetos dispersantes correspondientes a los objetos dispersantes cada vez más cercanos.
- 35 15. El receptor inalámbrico de la reivindicación 14, en el que el procesador de canal está configurado para usar un procedimiento de seguimiento de Kalman para determinar el conjunto actualizado de parámetros de objetos dispersantes en base al conjunto corregido de respuestas de frecuencia de canal, y en el que el procesador de canal está configurado para usar un procedimiento de actualización secuencial continuo para buscar nuevos objetos dispersantes y para reemplazar los parámetros de objetos dispersantes correspondientes a objetos dispersantes cada vez más lejanos en el primer conjunto o conjunto actualizado de parámetros de objetos dispersantes con los parámetros de objetos dispersantes correspondientes a los nuevos objetos dispersantes o en el que el procesador
 40 de canal está configurado además para actualizar uno o más parámetros de objetos dispersantes mediante la actualización de uno o más retardos de trayecto y una o más tasas de cambio en el primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes en base al primer conjunto de parámetros de objetos dispersantes y un nuevo conjunto de muestras de señal recibidas durante el intervalo de tiempo subsiguiente.



- RETARDO DE LÍNEA DE VISIÓN
- - - RETARDO DE ELIPSE 1
- - - - - RETARDO DE ELIPSE 2

FIG. 1

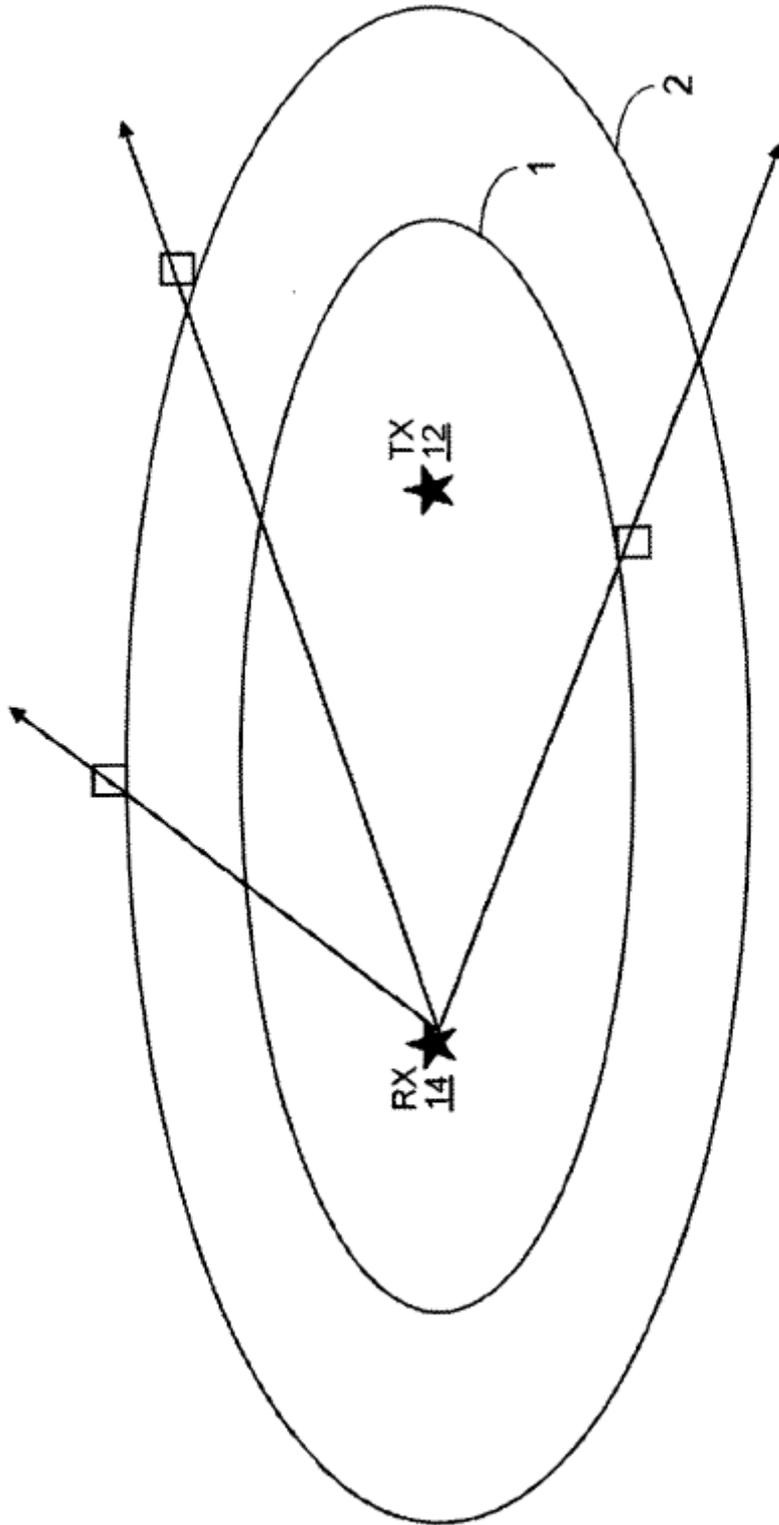


FIG. 2

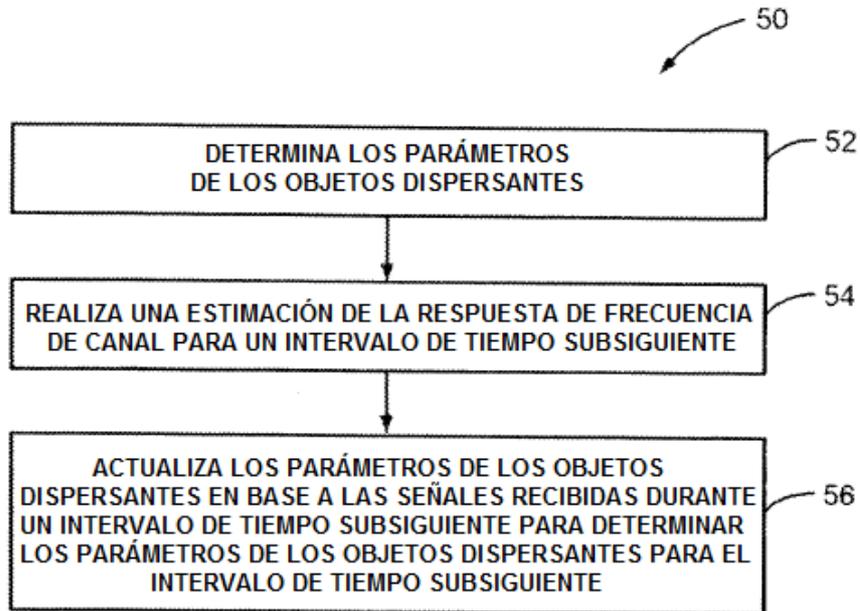


FIG. 3

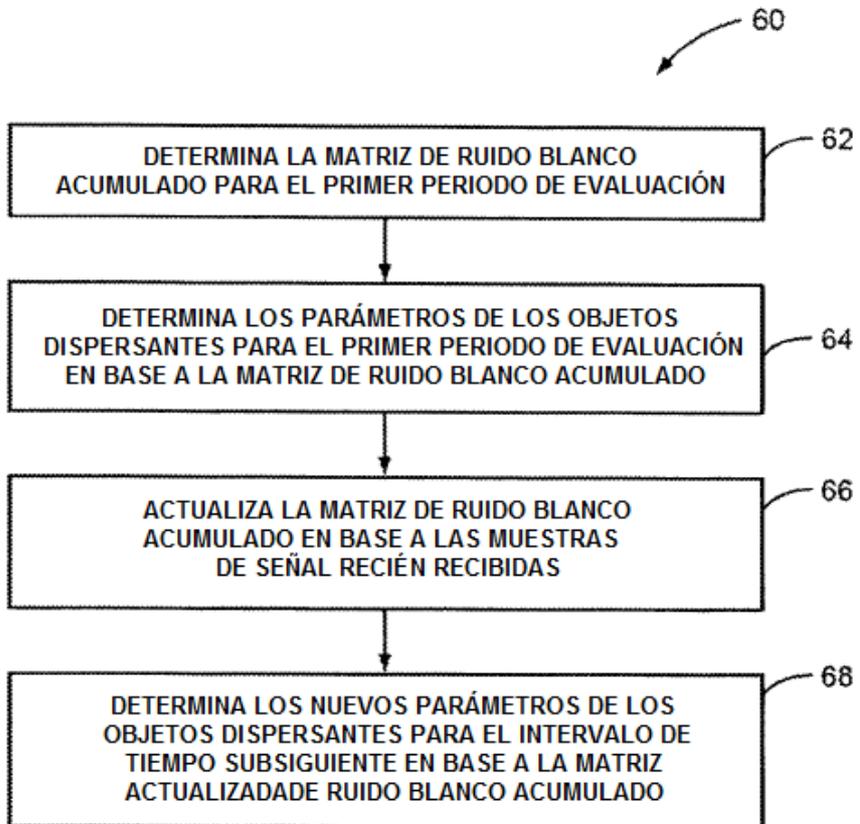


FIG. 4

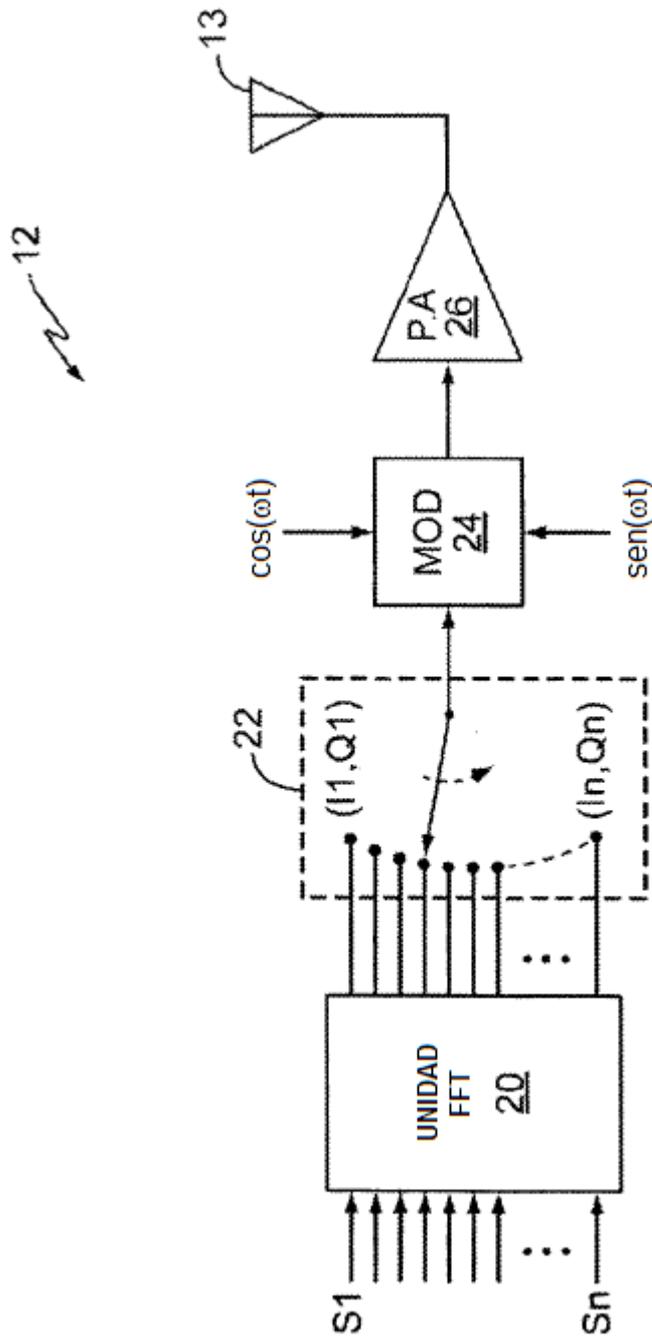


FIG. 5

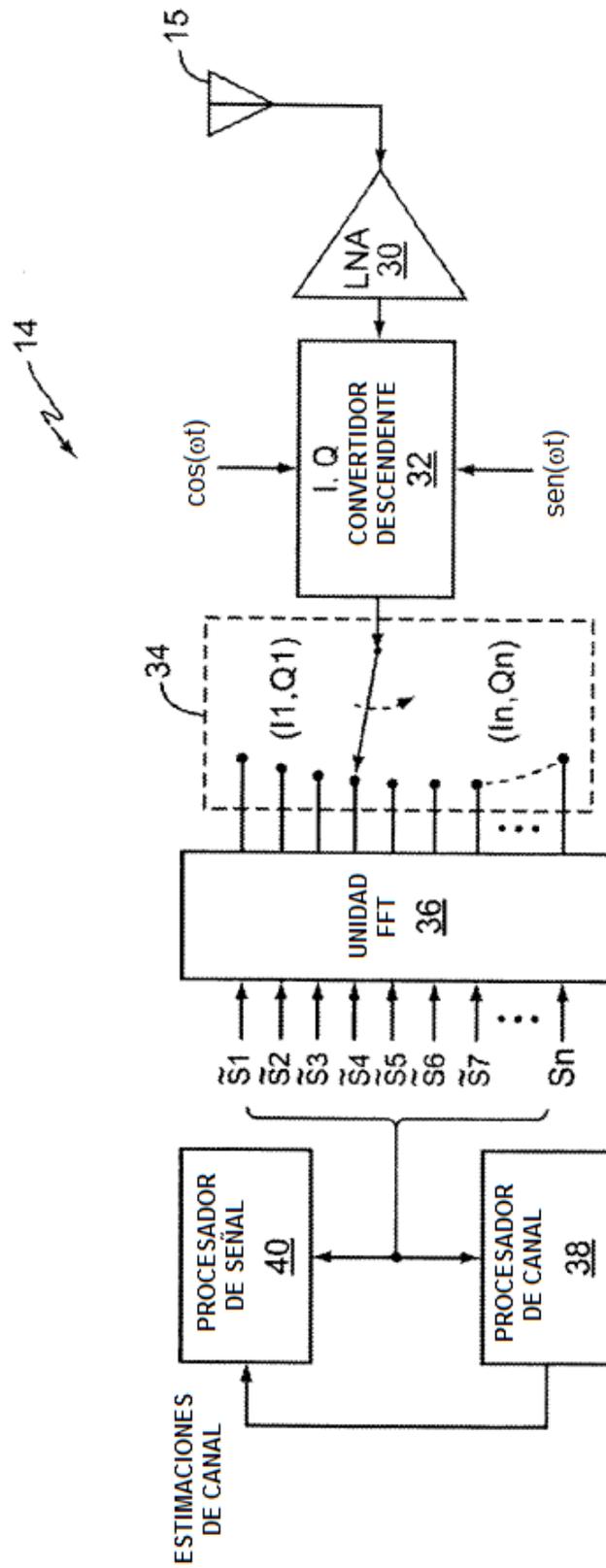


FIG. 6

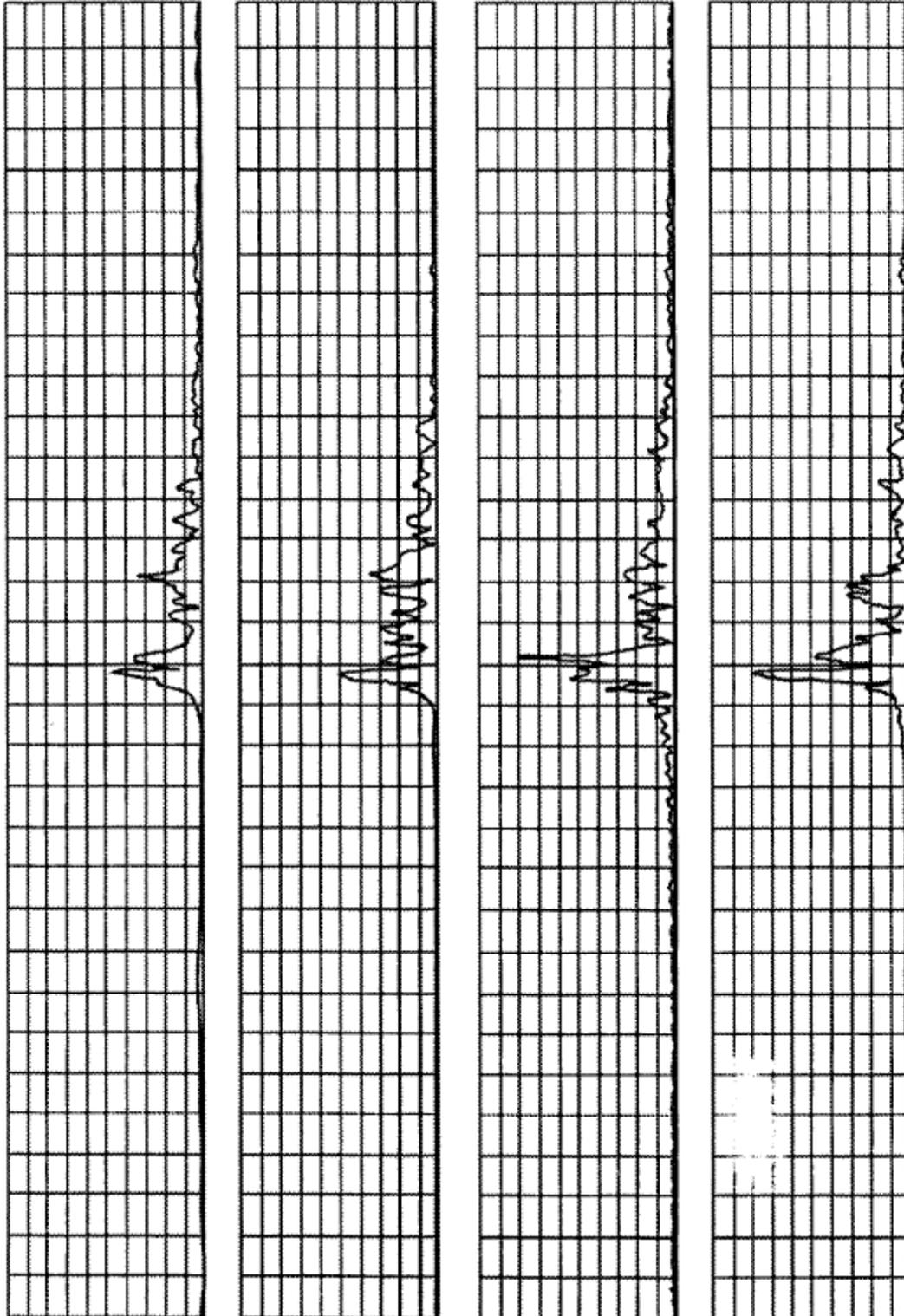


FIG. 7

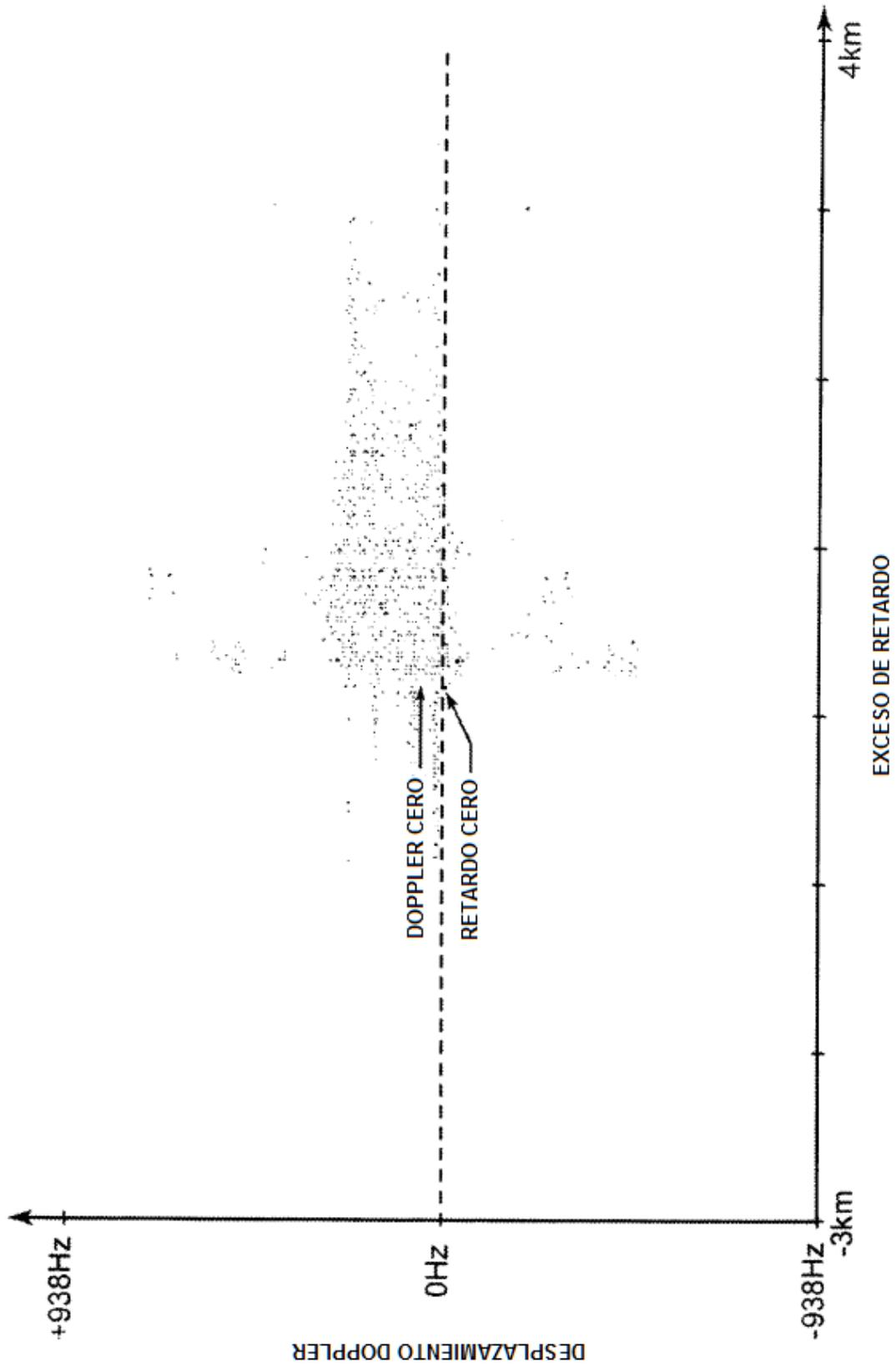


FIG. 8

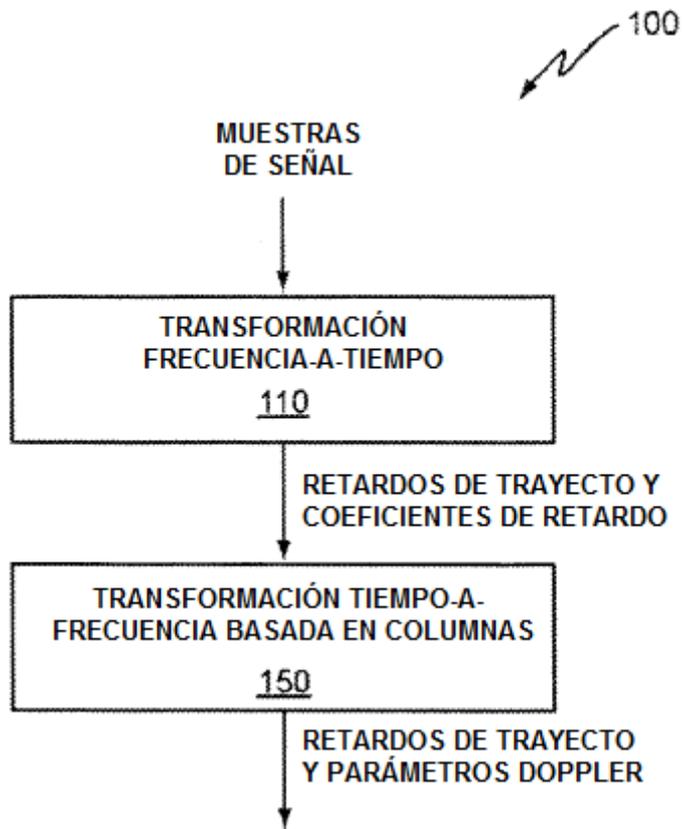


FIG. 9

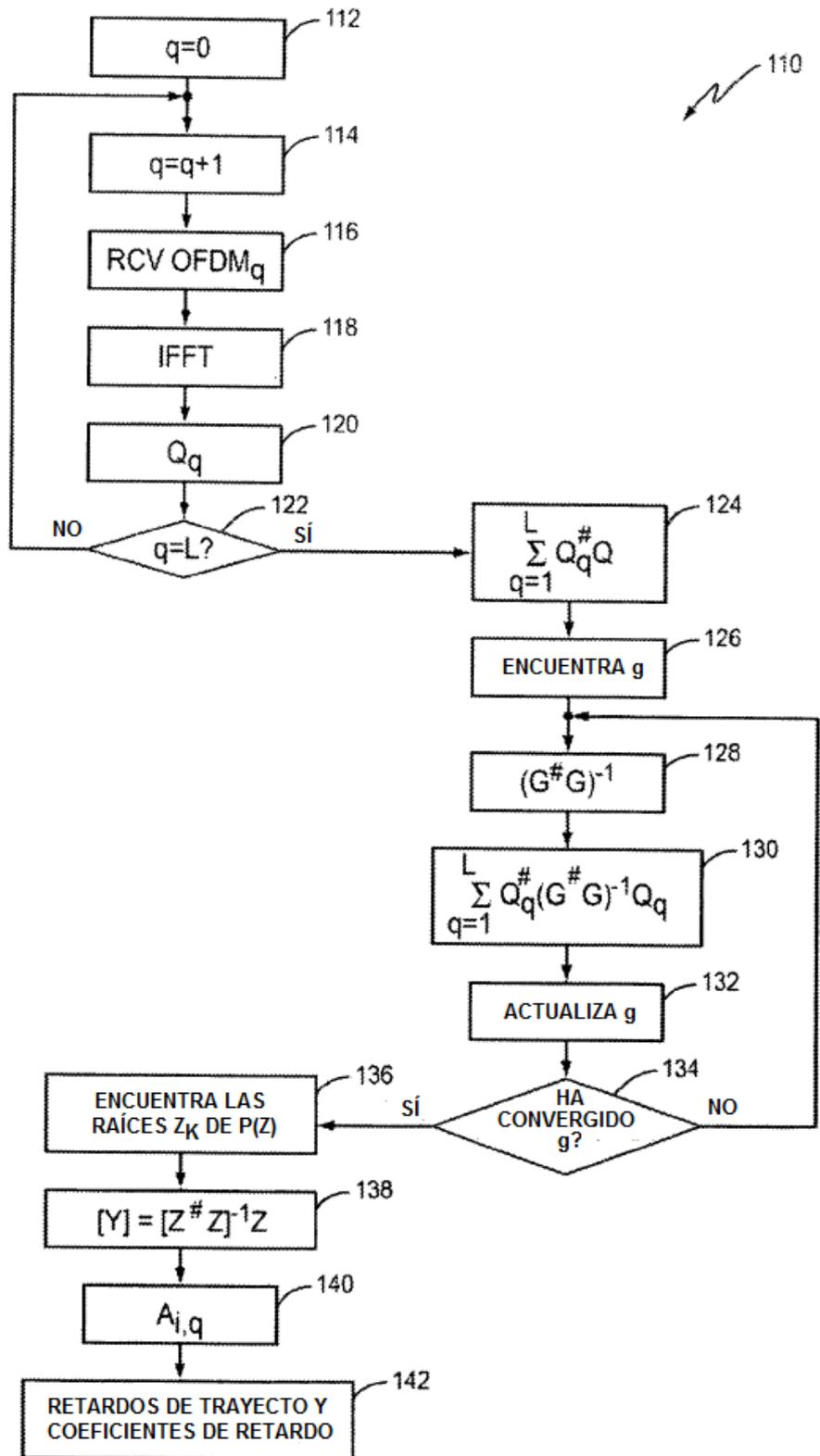


FIG. 10A

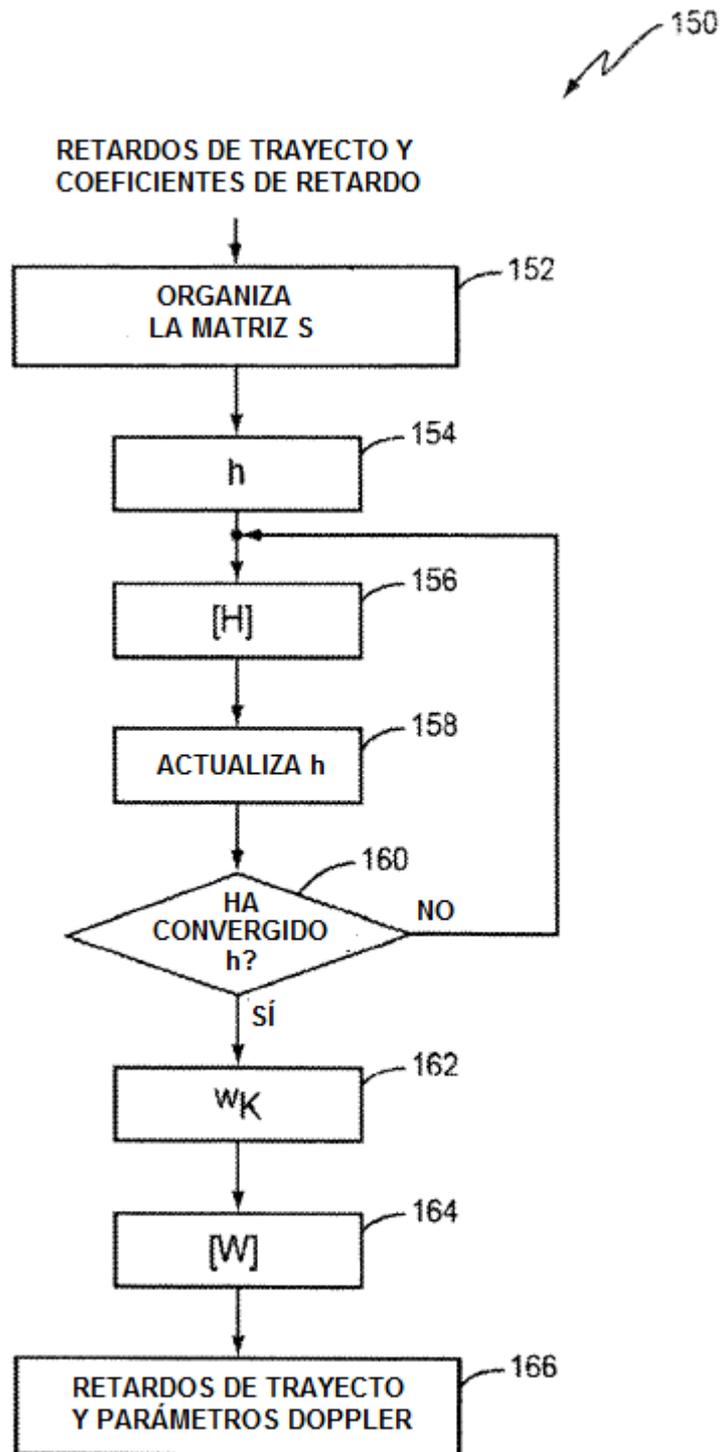
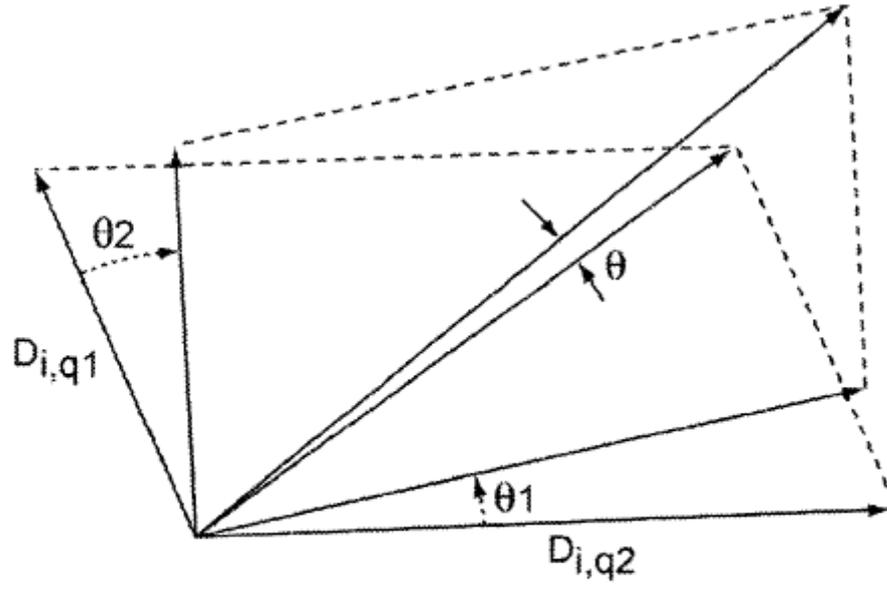


FIG. 10B



$$\theta_1 = e^{j\omega_i, q1}$$

$$\theta_2 = e^{j\omega_i, q2}$$

FIG. 11

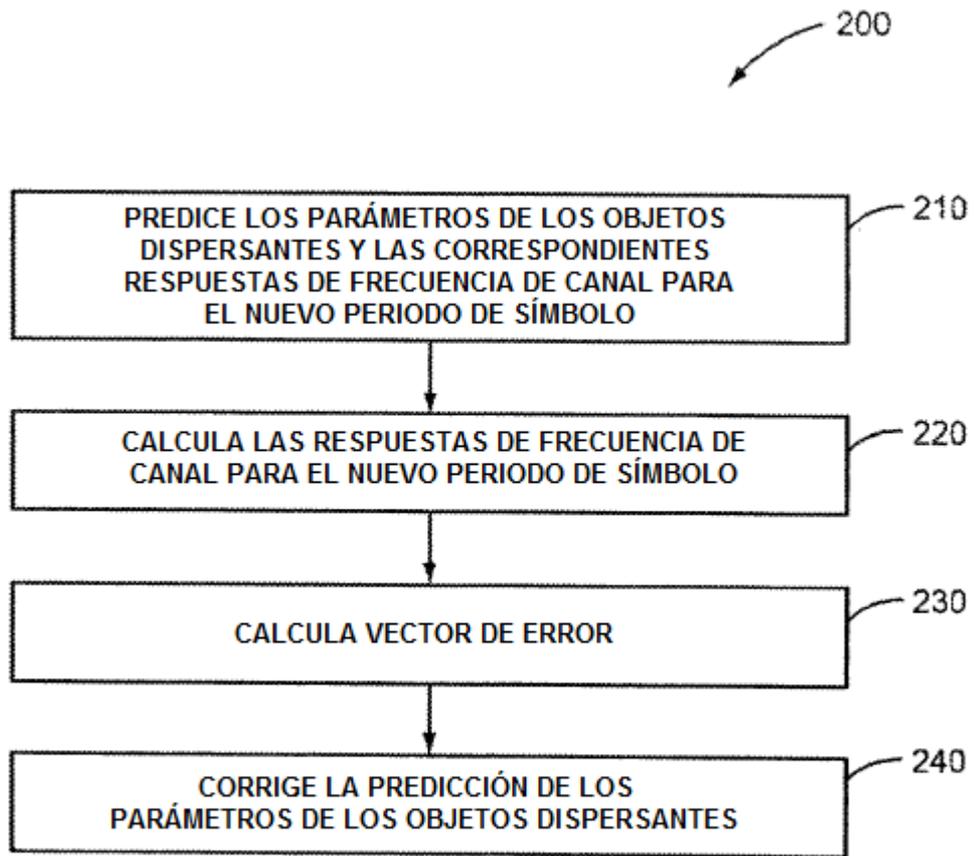


FIG. 12