

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 522 416**

51 Int. Cl.:

H04L 25/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **15.12.2010 E 10810937 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **04.06.2014 EP 2520054**

54 Título: **Analizador de canales de radio para determinar desplazamientos Doppler a través de múltiples frecuencias de una señal de banda ancha**

30 Prioridad:

30.12.2009 US 650201

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

14.11.2014

73 Titular/es:

**OPTIS CELLULAR TECHNOLOGY, LLC (100.0%)
P.O. Box 250649
Plano, TX 75025, US**

72 Inventor/es:

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

74 Agente/Representante:

MILTENYI, Peter

ES 2 522 416 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

Analizador de canales de radio para determinar desplazamientos Doppler a través de múltiples frecuencias de una señal de banda ancha

5

Antecedentes

La presente invención se refiere en general a la estimación de canal, y más particularmente a mejorar la precisión de las caracterizaciones de objetos de dispersión utilizadas para determinar estimaciones de canal.

10

En un sistema de comunicación inalámbrico, los objetos (por ejemplo, edificios, colinas, etc.) en el entorno, a los que se hace referencia en el presente documento como objetos de dispersión, reflejan una señal transmitida. Las reflexiones llegan a un receptor desde diferentes direcciones y con diferentes retardos de trayectoria. Las reflexiones o múltiples trayectorias se pueden caracterizar mediante un retardo de trayectoria y un coeficiente de retardo complejo. Típicamente, un objeto de dispersión se caracteriza por coeficientes de retardo complejos que presentan una rápida variación temporal debido a la movilidad del vehículo, mientras que los retardos de trayectoria correspondientes son relativamente constantes en un gran número de intervalos de transmisión.

15

La estimación de canal es el proceso de caracterizar el efecto del canal de radio sobre la señal transmitida. Se pueden utilizar estimaciones de canal que aproximan el efecto de un canal de propagación reciente sobre la señal transmitida para cancelar interferencias, combinar diversidades, detectar ML y otros propósitos. Las estimaciones de canal también se pueden utilizar para dotar a un transmisor de conocimiento de un canal futuro de propagación de transmisión. Las patentes estadounidenses que se listan a continuación describen individualmente o conjuntamente los beneficios que pueden obtenerse en un sistema de comunicaciones móviles cuando un transmisor, por ejemplo una estación base fija, obtiene conocimiento de las características de los canales de propagación de la transmisión, por ejemplo los canales de propagación de enlace descendente.

20

25

- Patente estadounidense n.º 6.996.375 titulada "*Transmit diversity and separating multiple loopback signals*";

30

- Patente estadounidense n.º 6.996.380 titulada "*Communications system employing transmit macrodiversity*";

- Patente estadounidense n.º 7.197.282 titulada "*Mobile Station loopback signal processing*"; y

35

- Patente estadounidense n.º 7.224.942 titulada "*Communications system employing non-polluting pilot codes*".

Los procedimientos para proporcionar conocimiento de un canal de propagación pasado, descritos en estos y otros documentos de la técnica anterior, incluyen proporcionar señales de realimentación desde las estaciones móviles, realimentar señales desde las estaciones móviles y utilizar la misma frecuencia para el enlace descendente y para el enlace ascendente en un sistema denominado Duplexación por División de Tiempo (TDD).

40

Sin embargo, el funcionamiento de la TDD no es siempre adecuado, en particular cuando el sistema de comunicaciones funciona en distancias largas, haciendo que el concepto de simultaneidad en diferentes lugares resulte discutible. Además, incluir señales de bucle o realimentación deliberadas en transmisiones desde estaciones móviles a estaciones base fijas puede requerir una alta capacidad del enlace ascendente cuando las velocidades son elevadas. Por tanto, existe un interés en procedimientos que permitan a un transmisor determinar el canal de transmisión con antelación basándose en el tráfico recibido normalmente, incluso cuando la banda de frecuencia de recepción es diferente de la banda de frecuencia de transmisión. Extrapolar información de canal que ha sido determinada mediante el análisis de señales a través de una banda de frecuencia de recepción, por ejemplo, un ancho de banda de 20 MHz centrado en una frecuencia central, a información de canal para una banda de frecuencia de transmisión centrada en otra frecuencia central separada de la frecuencia central de recepción, por ejemplo de 200 MHz, implica complicados requisitos relativos a la precisión del modelo de canal y las estimaciones de los parámetros del modelo. De hecho, extrapolar parámetros de canal a una banda de frecuencia diferente conlleva los mayores requisitos relativos a la precisión del modelo de objeto de dispersión que se utiliza para representar el entorno del canal de propagación. Una precisión mejorada sería bienvenida también para otros propósitos, como una mejor decodificación de los datos, determinación de posición, etc.

45

50

55

Generalmente se supone que las estimaciones de los canales de propagación de radio están limitadas por un cierto "ancho de banda de coherencia", lo que significa que, probablemente, señales separadas en más del ancho de banda de coherencia no tienen correlación entre sus canales de propagación. Asimismo, generalmente se supone que las estimaciones de canales de propagación de radio están limitadas por un cierto "tiempo de coherencia", lo que significa que no existe una coherencia esperada entre valores de canal tomados en momentos separados en más del límite de tiempo de coherencia. Sin embargo, los inventores postulan que los límites actuales de ancho de banda de coherencia y de tiempo de coherencia no son límites estrictos, sino que en cambio son un síntoma de las imprecisiones del modelo de canal. Por tanto, los inventores proponen que un modelo de canal más complejo y más preciso aumentará los límites de ancho de banda de coherencia y de tiempo de coherencia, y quizá eliminará incluso

60

65

la percepción de un ancho de banda de coherencia y tiempo de coherencia limitados. En entornos caracterizados por un gran número de objetos de dispersión físicamente pequeños y distribuidos aleatoriamente, tales como las hojas de los árboles, puede no ser posible construir un modelo de canal de una complejidad y precisión adecuadas para superar la percepción de un límite de ancho de banda de coherencia. Sin embargo, el postulado básico puede ser válido en otros entornos caracterizados por un número razonable de objetos de dispersión grandes.

Mientras investigaban los asuntos anteriores, los solicitantes descubrieron que las siguientes solicitudes de patente estadounidenses relacionadas son relevantes.

- 10 • Solicitud de patente estadounidense nº de serie 12/478.473 titulada "*Improved Mobile Radio Channel Estimation*", que describe un enfoque "retardo primero" para caracterizar cada objeto de dispersión por su retardo de trayectoria y su desplazamiento Doppler. Se combinaron varias adaptaciones y mejoras del algoritmo de Prony para determinar los retardos de trayectoria y los desplazamientos Doppler. El algoritmo de Prony se adaptó en primer lugar para analizar un canal de radio para determinar los retardos de trayectoria de dispersión. Después se analizó con mayor detenimiento la amplitud contra el tiempo de cada rayo retardado mediante una segunda adaptación del algoritmo de Prony para resolver diferentes desplazamientos Doppler para cada retardo de trayectoria.
- 15
- 20 • Solicitud de patente estadounidense nº. de serie 12/478.520 titulada "*Continuous Sequential Scatterer Estimation*", que describe que un desplazamiento Doppler es de hecho simplemente otra medida de la tasa de cambio del retardo, por ejemplo, la velocidad relativa, y que una caracterización de objeto de dispersión útil comprende el retardo de trayectoria y el índice de cambio del retardo, en lugar del retardo de trayectoria y el desplazamiento Doppler. Por tanto, tras encontrar diferentes retardos de trayectoria y desplazamientos Doppler utilizando el procedimiento de Prony, los desplazamientos Doppler se tradujeron a valores de tasa de cambio de retardo, y luego se utilizó un algoritmo de Kalman para seguir el retardo de trayectoria y su derivada a la vez que se utilizó el algoritmo de Prony para buscar nuevos objetos de dispersión que no habían sido ya seguidos por el filtro de Kalman.
- 25
- 30 • Solicitud de patente estadounidense n.º de serie 12/478.564 titulada "*Channel Extrapolation from one Frequency and Time to Another*", que extrapola información de canal de propagación desde un tiempo y frecuencia, por ejemplo, un tiempo y frecuencia o banda de frecuencia de recepción, a otro tiempo y frecuencia, por ejemplo, un tiempo y frecuencia o banda de frecuencia de transmisión. Esta solicitud impone los requisitos de precisión más estrictos sobre la estimación de parámetros de dispersión.

35 Véase también Bajiva, W.U. et al, *Learning Sparse Doubly-Selective channels*, actas de la 46ª conferencia Allerton sobre comunicaciones, control y computación, Monticello, IL, 23 de septiembre de 2008.

Las solicitudes mencionadas arriba generalmente suponen que el desplazamiento Doppler/tasa de cambio de retardo es constante en un ancho de banda de señal recibida. Cuando los anchos de banda de la señal son pequeños, de modo que hay poca diferencia entre la frecuencia de señal más alta y la frecuencia de señal más baja, esta suposición es generalmente precisa. Así, para señales de banda estrecha, la conversión de desplazamiento Doppler a tasa de cambio de retardo puede realizarse de manera precisa simplemente utilizando la frecuencia central. Sin embargo, las comunicaciones inalámbricas continúan demandando, obteniendo y utilizando más y más ancho de banda en la búsqueda de mayores velocidades de datos. Para señales de banda ancha, una tasa de cambio de retardo dada no se traduce exactamente al mismo desplazamiento Doppler en los límites del ancho de banda. Para aplicaciones de gran ancho de banda, este error puede entorpecer la consecución de los objetivos de precisión más ambiciosos, como aquellos que se requieren para la extrapolación de canal a diferentes bandas de frecuencia o tiempos muy separados. Por tanto, se necesita un procedimiento más preciso para resolver un canal de radio en los parámetros de dispersión de retardo de trayectoria y desplazamiento Doppler (o tasa de cambio de retardo) cuando se utilizan señales de gran ancho de banda.

Resumen

La presente invención mejora la precisión de las estimaciones de canal corrigiendo la suposición de que el desplazamiento Doppler (o tasa de cambio de retardo) se mantiene constante para todas las frecuencias dentro de un ancho de banda de señal de una señal recibida. Más particularmente, la estimación de parámetro de dispersión descrita en el presente documento determina parámetros de dispersión con mayor precisión para señales de banda ancha mediante la eliminación de la aproximación de que el desplazamiento Doppler es sustancialmente constante a lo largo de todo el ancho de banda. Eliminar esta aproximación permite una determinación más adecuada tanto de los retardos de trayectoria como del desplazamiento Doppler o tasa de cambio de retardo.

La obtención de mejores estimaciones de los valores de tasa de cambio de retardo permite extrapolar las estimaciones de canal con más prontitud en el tiempo, mientras que la obtención de retardos de trayectoria más precisos permite extrapolar las estimaciones de canal más lejos en la frecuencia. Por ejemplo, extrapolar el canal desde una banda de frecuencia de recepción de 2 GHz aproximadamente hasta una banda de frecuencia de transmisión a 200 MHz de distancia aproximadamente es el objetivo más ambicioso de las investigaciones en las

que se basan esta solicitud y las solicitudes que se incorporan en la presente solicitud. La capacidad de extrapolar las estimaciones de canal a diferentes tiempos y/o frecuencias permitirá reducir o eliminar la realimentación de canal desde un receptor móvil hasta la red de transmisión, que es excesivamente voluminosa a altas velocidades con las técnicas actuales.

5 Los procedimientos descritos en el presente documento están diseñados para procesar señales de banda ancha para identificar cientos de objetos de dispersión individuales en el canal de comunicación, que es uno o más órdenes de magnitud mayor que el puñado de rayos multitrayectoria que se han utilizado en la técnica anterior. Se apreciará, sin embargo, que la presente invención puede utilizarse para procesar señales que tienen cualquier número de
10 frecuencias para identificar solamente algunos objetos de dispersión.

Un receptor según la presente invención comprende un procesador de canal que tiene múltiples unidades de procesamiento. Una primera unidad de procesamiento procesa valores de referencia (por ejemplo, señales piloto) recibidos para cada una de entre una pluralidad de frecuencias dentro de un ancho de banda de señal en una
15 pluralidad de diferentes tiempos de señal (o los coeficientes de canal de propagación complejos estimados a partir de los mismos) para determinar un conjunto de amplitudes de onda compleja bien para cada una de las múltiples frecuencias en el ancho de banda de señal o bien para cada uno de los diferentes tiempos de señal. Una segunda unidad de procesamiento procesa posteriormente las amplitudes de onda compleja para determinar coeficientes de dispersión complejos, donde cada coeficiente de dispersión complejo corresponde a un objeto de dispersión
20 respectivo en el canal de comunicación inalámbrico.

Aunque la presente invención se describe en lo que respecta a múltiples funciones de procesamiento que se llevan a cabo individualmente por diferentes unidades de procesamiento, se apreciará que un único procesador puede implementar dos o más funciones de procesamiento. Además, las múltiples funciones de procesamiento de la
25 presente invención pueden realizarse en hardware y/o software (incluyendo firmware, software residente, microcódigo, etc.), incluyendo un circuito integrado de aplicación específica (ASIC). Además, la presente invención puede tomar la forma de un producto de programa de ordenador en un medio de almacenamiento utilizable por ordenador o legible por ordenador que tiene código de programa utilizable por ordenador o legible por ordenador incorporado en el medio para su uso por o en combinación con un sistema de ejecución de instrucciones. En el
30 contexto de este documento, un medio utilizable por ordenador o legible por ordenador puede ser cualquier medio que pueda contener, almacenar, comunicar, propagar o transportar el programa para su uso por o en combinación con el sistema, aparato o dispositivo de ejecución de instrucciones. El medio utilizable por ordenador o legible por ordenador puede ser, por ejemplo, pero sin limitarse a, un sistema, aparato, dispositivo o medio de propagación de tipo electrónico, magnético, óptico, electromagnético, infrarrojo o de semiconductor.

35 En una realización, la primera y la segunda unidad de procesamiento comprenden respectivamente unidades de procesamiento Doppler y de retardo. La unidad de procesamiento Doppler procesa los valores de referencia o los coeficientes de canal de propagación complejos estimados a partir de los mismos para determinar un conjunto de desplazamientos Doppler de energía de onda dispersa y un conjunto correspondiente de amplitudes de onda compleja emitido por la unidad de procesamiento Doppler para cada una de dichas frecuencias. Cada
40 desplazamiento Doppler en un conjunto particular corresponde a un ángulo diferente de llegada, y los desplazamientos Doppler para diferentes frecuencias corresponden al mismo ángulo de llegada. La unidad de procesamiento de retardo procesa posteriormente las amplitudes de onda compleja emitidas por la unidad de procesamiento Doppler para determinar un conjunto de retardos de trayectoria correspondientes a cada ángulo de
45 llegada y un coeficiente de dispersión complejo para cada combinación de retardo de trayectoria y ángulo de llegada.

En otra realización, la primera y la segunda unidad de procesamiento comprenden respectivamente unidades de procesamiento de retardo y Doppler. La unidad de procesamiento de retardo procesa los valores de referencia o los
50 coeficientes de canal de propagación complejos estimados a partir de los mismos para determinar un conjunto de retardos de trayectoria y el conjunto correspondiente de amplitudes de onda compleja para cada uno de los tiempos de señal. El procesador Doppler procesa posteriormente las amplitudes de onda compleja para determinar un conjunto de ángulos de llegada para cada retardo de trayectoria determinado y un coeficiente de dispersión complejo para cada combinación de retardo de trayectoria y ángulo de llegada.

55 En otra realización más, el procesador de canal incluye un interpolador configurado para remuestrear mediante interpolación los valores de referencia o los coeficientes de canal de propagación complejos estimados a partir de los mismos para generar valores interpolados en una serie de tiempos remuestreados. Los tiempos remuestreados tienen una separación temporal diferente para frecuencias diferentes del ancho de banda de la señal. Más
60 particularmente, el producto de la separación temporal entre los tiempos remuestreados y la frecuencia correspondiente es sustancialmente constante para todas las frecuencias. La primera unidad de procesamiento procesa posteriormente los valores interpolados para determinar los conjuntos de amplitudes de onda compleja.

65 Cuando la primera y la segunda unidad de procesamiento comprenden las unidades de procesamiento Doppler y de retardo, respectivamente, la unidad de procesamiento Doppler procesa conjuntamente los valores interpolados para determinar un conjunto de desplazamientos Doppler escalados en frecuencia comunes a todas las frecuencias

5 correspondientes del ancho de banda de señal recibida y los correspondientes conjuntos de amplitudes de onda compleja (por ejemplo, coeficientes Doppler), donde los desplazamientos Doppler escalados en frecuencia representan valores de tasa de cambio de retardo, cada uno de los cuales corresponde al mismo ángulo de llegada para todas las frecuencias y tiempos remuestreados. La unidad de procesamiento de retardo procesa posteriormente los coeficientes Doppler para determinar el conjunto de retardos de trayectoria y los correspondientes conjuntos de coeficientes de dispersión.

10 Cuando la primera y la segunda unidad de procesamiento comprenden las unidades de procesamiento de retardo y Doppler, respectivamente, la unidad de procesamiento de retardo procesa conjuntamente los valores interpolados para determinar un conjunto de retardos de trayectoria comunes a todos los tiempos remuestreados y un conjunto correspondiente de amplitudes de onda compleja (por ejemplo, coeficientes de retardo) para cada tiempo remuestreado. La unidad de procesamiento Doppler procesa posteriormente los coeficientes de retardo para determinar un conjunto de desplazamientos Doppler escalados en frecuencia comunes a todas las frecuencias correspondientes en el ancho de banda de señal, y los coeficientes de dispersión complejos correspondientes, 15 donde los desplazamientos Doppler escalados en frecuencia representan valores de tasa de cambio de retardo, cada uno de los cuales corresponde al mismo ángulo de llegada para todas las frecuencias y tiempos remuestreados correspondientes.

20 **Breve descripción de los dibujos**

La Figura 1 muestra un sistema inalámbrico MISO a modo de ejemplo.

La Figura 2 muestra un transmisor OFDM a modo de ejemplo.

25 La Figura 3 muestra un receptor OFDM a modo de ejemplo.

La Figura 4 muestra la relación entre diferentes objetos de dispersión y diferentes retardos de trayectoria con relación a un transmisor y un receptor en un sistema inalámbrico.

30 La Figura 5 muestra un procedimiento "Doppler primero" según una realización a modo de ejemplo de la presente invención.

La Figura 6 muestra un diagrama de bloques de un dispositivo de estimación de canal configurado para implementar el procedimiento de la Figura 5.

35 La Figura 7 ilustra los efectos del remuestreo según una realización a modo de ejemplo de la presente invención.

La Figura 8 muestra un procedimiento "Doppler primero" aplicado a valores interpolados según una realización a modo de ejemplo de la presente invención.

40 La Figura 9 muestra un diagrama de bloques de otro dispositivo de estimación de canal configurado para implementar el procedimiento de la Figura 8.

45 La Figura 10 muestra un procedimiento "retardo primero" aplicado a valores interpolados según una realización a modo de ejemplo de la presente invención.

La Figura 11 muestra un diagrama de bloques de otro dispositivo de estimación de canal configurado para implementar el procedimiento de la Figura 10.

50 **Descripción detallada**

55 La presente invención aumenta la precisión de diferentes coeficientes de dispersión determinados para diferentes objetos de dispersión en un canal inalámbrico mediante la determinación con precisión la tasa de cambio de retardo/desplazamiento Doppler para cada una de múltiples frecuencias dentro del ancho de banda de señal de una señal recibida. En términos generales, la presente invención recibe un valor de referencia para cada una de múltiples frecuencias dentro de un ancho de banda de señal en una pluralidad de diferentes tiempos de muestra, y aplica procesos Doppler y de retardo a los valores de referencia o los coeficientes de canal complejos estimados a partir de los mismos para determinar los coeficientes de dispersión.

60 Una realización a modo de ejemplo primero aplica un proceso Doppler a las señales de referencia (o coeficientes de canal de propagación complejos obtenidos a partir de las mismas), y posteriormente aplica un proceso de retardo a los resultados del proceso Doppler. Para esta realización, la aplicación del proceso Doppler genera un conjunto de desplazamientos Doppler de energía de onda de dispersión y un conjunto correspondiente de amplitudes de onda compleja para cada una de las frecuencias en el ancho de banda de señal recibida, donde cada desplazamiento Doppler en un conjunto particular corresponde a un ángulo de llegada diferente. La posterior aplicación del proceso de retardo determina un conjunto de retardos de trayectoria correspondientes a cada ángulo de llegada y un 65

coeficiente de dispersión complejo para cada combinación de retardo de trayectoria y ángulo de llegada.

Otra realización a modo de ejemplo primero remuestrea mediante interpolación las señales de referencia o coeficientes de canal de propagación complejos obtenidos a partir de las mismas para generar valores interpolados en una serie de tiempos remuestreados. Los tiempos remuestreados tienen una separación temporal diferente para frecuencias diferentes del ancho de banda de señal. Más particularmente, el producto de la separación temporal entre los tiempos remuestreados y la frecuencia correspondiente es sustancialmente constante para todas las frecuencias.

Posteriormente, esta realización de la presente invención aplica el proceso Doppler a los valores interpolados y aplica el proceso de retardo a los resultados del proceso Doppler. Para esta realización, el proceso Doppler procesa conjuntamente los valores interpolados para generar un conjunto de desplazamientos Doppler escalados en frecuencia comunes a todas las múltiples frecuencias en el ancho de banda de señal, y así determina un conjunto de valores de tasa de cambio de retardo cada uno de los cuales corresponde al mismo ángulo de llegada a través de las frecuencias en el ancho de banda de señal. Las amplitudes de onda compleja, por ejemplo los coeficientes Doppler, se determinan para cada una de las frecuencias en función de los valores de tasa de cambio de retardo y los valores interpolados. La subsiguiente aplicación del proceso de retardo a las amplitudes de onda compleja produce un conjunto de retardos de trayectoria correspondientes a cada ángulo de llegada y un coeficiente de dispersión complejo para cada combinación de retardo de trayectoria y ángulo de llegada.

Otra realización adicional a modo de ejemplo aplica el proceso de retardo a los valores interpolados y posteriormente aplica el proceso Doppler a los resultados del proceso de retardo. Para esta realización, el proceso de retardo procesa conjuntamente los valores interpolados para generar un conjunto de retardos de trayectoria comunes a todos los tiempos remuestreados y un conjunto correspondiente de amplitudes de onda compleja para cada tiempo remuestreado. La subsiguiente aplicación del proceso Doppler a las amplitudes de onda compleja determina un conjunto de desplazamientos Doppler escalados en frecuencia para cada retardo de trayectoria determinado, y de ese modo determina un conjunto de valores de tasa de cambio de retardo que corresponde cada uno al mismo ángulo de llegada a través de las frecuencias del ancho de banda de señal. Los coeficientes de dispersión se determinan entonces para cada combinación de retardo de trayectoria/desplazamiento Doppler escalado en frecuencia en función de los valores de tasa de cambio de retardo y las amplitudes de onda compleja correspondientes.

La presente invención da a conocer nuevos procedimientos que se pueden utilizar para obtener estimaciones mejoradas de las características de canal totales requeridas para la desmodulación coherente en el receptor y/o para estimar las características de canal totales de un canal futuro. En sistemas MIMO/MISO (Múltiple Entrada, Múltiple Salida / Múltiple entrada, Única salida) que utilizan múltiples antenas de transmisión y/o múltiples antenas de recepción, el transmisor está adaptado a la matriz de canales desde el transmisor al receptor. Se estiman las características de canal para los canales entre cada antena de transmisión a cada antena de recepción. Para ayudar en este proceso, cada antena transmite secuencias de símbolo piloto distinguibles para ayudar en ese proceso. En sistemas MISO, la información de canal para cada antena de transmisión permite que el transmisor lleve a cabo una conformación de haz adaptada a canal para favorecer al receptor previsto.

Los procedimientos para dotar al transmisor de conocimiento de canal constituyen una cuestión principal en las investigaciones actuales y pueden incluir realimentación, como se describe en las patentes mencionadas anteriormente del solicitante Dent, o, como alternativa, pueden basarse en utilizar la misma frecuencia para transmitir y recibir en direcciones alternas, en Duplexación por División de Tiempo o al estilo "ping-pong". Sin embargo, en sistemas donde las frecuencias de transmisión y recepción son diferentes y una realimentación limitada es demasiado lenta debido a una elevada velocidad de la estación móvil, la única posibilidad restante es tratar de deducir las características del canal de transmisión en la banda de frecuencias de transmisión extrapolando las características del canal de recepción medidas por un receptor asociado en la banda de frecuencias de recepción, como se propone en la solicitud de patente estadounidense n.º de serie 12/478.564. Tales técnicas de extrapolación requieren modelos de canal de propagación muy precisos, que se proporcionan mediante la presente invención.

La invención se describe en el presente documento con relación a un sistema de comunicaciones de radio mediante Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM). Se apreciará, sin embargo, que la presente invención se puede aplicar a cualquier sistema que transmita y reciba ondas de señal dispersadas por objetos en el entorno de propagación, por ejemplo, sistemas de sónar. La presente invención también puede aplicarse a sistemas que no son OFDM, tales como sistemas CDMA, incluyendo en el aparato de sistema CDMA algoritmos de procesamiento de señales, códigos piloto u otras técnicas para permitir la estimación de la respuesta en frecuencia del canal de propagación en un receptor.

Antes de proporcionar los detalles de la presente invención, lo expuesto a continuación describe primero en términos generales la OFDM y transmisores y receptores OFDM. La OFDM es interesante como un procedimiento para reducir la complejidad de los procedimientos de igualación necesarios para la comunicación a altas velocidades de transmisión de datos en un canal multitraectoria. En OFDM, un ancho de banda grande se divide en una pluralidad de subanchos de banda más estrechos y uniformemente espaciados, y una fracción de la velocidad de transmisión

de datos total se modula sobre una frecuencia de subportadora centrada en cada uno de los subanchos de banda estrechos. Por lo tanto, el problema de la igualación por tanto se reduce a igualar, según se necesite, cada uno de los subanchos de banda. Al igual que otros procedimientos de comunicaciones, la OFDM todavía se beneficia del conocimiento de la fase de canal de transmisión en cada frecuencia de subportadora OFDM. Este conocimiento permite una desmodulación coherente, que es más eficiente. El conocimiento de las características de canal de transmisión en cada frecuencia de subportadora es equivalente al conocimiento total de las características de canal de banda ancha; sin embargo, el canal está dividido.

En la siguiente descripción se hará referencia a diferentes períodos e intervalos de tiempo, que se clarificarán primero. Una señal de banda ancha se produce modulando una frecuencia de portadora con una forma de onda temporal que cambia rápidamente, en un período corto que puede denominarse intervalo de modulación, período de fragmento de información, o similar. Este es el período de tiempo más corto implicado. Un símbolo OFDM comprende un gran número de tales 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, es calculado aplicando periódicamente la Transformada Inversa de Fourier a un conjunto de fases y amplitudes, una por subportadora. Cada período de Transformada de Fourier se denomina período de símbolo OFDM. Los símbolos de datos se codifican en la elección de cada fase y amplitud mediante algún esquema de modulación elegido, tal como 256 QAM, de modo que cada subportadora transporta un símbolo de datos. La duración total de la forma de onda temporal emitida por la IFT es igual al recíproco de la separación de subportadoras y se denomina período de símbolo OFDM. Esto puede extenderse añadiendo un denominado prefijo cíclico, pero algunos sistemas OFDM, conocidos como OFDM conformados por pulso, 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 conformados por pulso se superpongan a símbolos adyacentes, y por tanto no añaden un exceso de tiempo. Por tanto, el uso potencial de un prefijo cíclico se ignora durante el resto de la explicación. Pueden recogerse varios símbolos OFDM a lo largo de un intervalo de tiempo de análisis total, siendo por tanto el intervalo de tiempo de análisis total un número entero de períodos de símbolo OFDM.

Se hará referencia a varios dominios de tiempo y dominios de frecuencia, lo que puede resultar confuso, de modo que se clarifica a continuación. Un dominio de frecuencia de la señal comprende el intervalo de frecuencias desde la primera hasta la última subportadora OFDM utilizada. La señal OFDM también existe como una forma de onda temporal en el dominio temporal de señal, que se relaciona con el dominio de frecuencia de señal mediante la Transformada de Fourier.

Un segundo dominio de frecuencia surge cuando se aprecian variaciones en señales que llegan a través de rayos dispersados recibidos desde diferentes objetos con diferentes desplazamientos Doppler, debido a diferentes velocidades relativas hacia una estación de comunicación. Si se elimina la modulación de símbolo de datos, la señal de cualquier subportadora se percibirá por tanto todavía como variable en el tiempo, y por tanto posee un espectro de ancho finito. Este espectro Doppler también existe en el dominio de frecuencia, pero es muy estrecho incluso comparado con una separación de una única subportadora OFDM. Por ejemplo, una separación de subportadora típica es de 15 kHz, mientras que un espectro Doppler típico sólo tiene un ancho de entre 100 y 200 Hz. La variación temporal de señal que da lugar al espectro Doppler abarca desde un período de símbolo OFDM al siguiente, y se necesita un intervalo de análisis total de muchos períodos de símbolo OFDM para resolver el espectro Doppler. El dominio de frecuencia en el que reside el espectro Doppler puede denominarse el dominio Doppler.

El valor de la amplitud y la fase de una subportadora dada para un símbolo OFDM dado, ignorando la modulación de símbolo de datos, es el resultado de la suma de muchas ondas dispersas de diferente fase y amplitud, las cuales pueden sumarse constructivamente o destructivamente en cada contenedor de subportadora. Si la fase y amplitudes resultantes se representan gráficamente frente a la frecuencia de subportadora, será evidente una variación con la frecuencia, que es la respuesta de frecuencia de canal. Si a la respuesta de frecuencia de canal se aplica la Transformada Inversa de Fourier, se obtendrá la respuesta de impulso de canal. La respuesta de impulso indica muy aproximadamente que la señal compuesta comprende la suma de varios rayos relativamente retardados, y es un gráfico de la amplitud y fase frente al retardo, denominado dominio de retardo. Los retardos de trayectoria reales no están necesariamente dentro de los contenedores de tiempo discretos implicados por el uso de una IFT, siendo éste un asunto abordado por los solicitantes por medio de una adaptación inventiva del algoritmo de Prony en las solicitudes anteriormente mencionadas.

La Figura 1 muestra un transceptor 100 a modo de ejemplo implementado en una estación móvil 10 en comunicación con una red inalámbrica 50. La red 50 comprende una red fija de múltiples antenas que transmite/recibe señales hacia/desde la estación móvil 10 a través de una o más estaciones base fijas 60 acopladas de manera comunicativa a un procesador de red 70, donde cada estación base 60 puede comprender una o más antenas de transmisión. Cada estación base 60 transmite una o más señales, por ejemplo, señales OFDM, a la estación móvil 10 a través de un canal de propagación inalámbrico. La estación móvil 10 recibe las señales transmitidas utilizando una antena 20 y las transfiere al transceptor 100 para, entre otras cosas, determinar coeficientes de dispersión asociados a los objetos de dispersión presentes en el canal de propagación inalámbrico, y en algunos casos proporcionar realimentación de canal a las estaciones base 60. Mientras que la Figura 1 muestra el transceptor 100 inventivo como parte de la estación móvil 10, se apreciará que el transceptor 100 puede

implementarse de manera alternativa en una estación base 60 u otro dispositivo inalámbrico.

El transceptor 100 comprende un duplexor 110, un receptor 120 y un transmisor 170, y está configurado para procesar las señales recibidas, incluyendo determinar estimaciones de canal y coeficientes de dispersión según los procesos inventivos descritos en este documento. En particular, el receptor 120 filtra, muestrea y digitaliza la señal OFDM recibida, y posteriormente aplica una transformada de frecuencia a la señal OFDM digitalizada para separar los valores de señal piloto de enlace descendente transportados por una o más frecuencias de subportadora de recepción y los valores de señal de datos de enlace descendente transportados por una o más de las frecuencias de subportadora de recepción restantes. El transmisor 170 procesa datos de señal de entrada, que pueden incluir datos de realimentación proporcionados por el receptor 120, y aplica la conversión de digital a analógico para generar una señal de transmisión, por ejemplo, una señal de modulación en cuadratura (I, Q), que posteriormente sufre una conversión ascendente, se amplifica y transmite a través de la trayectoria de transmisión del duplexor 110 y la antena 20 para proporcionar los datos de enlace ascendente, señales piloto y/o realimentación de canal en una señal OFDM de enlace ascendente transmitida a la estación base 60.

La Figura 2 muestra detalles internos simplificados del transmisor 170 cuando está adaptado para transmitir señales OFDM. Los valores de señal (S_1, K, S_J) que se van a transmitir en diferentes subportadoras, por ejemplo, datos y/o señales piloto, se introducen en un modulador OFDM 180 que comprende una unidad de transformación de frecuencia 182, por ejemplo una unidad de Transformada Inversa Discreta de Fourier (IDFT), y un convertidor de paralelo a serie 184. La unidad de transformación 182 puede comprender un circuito IDFT cableado especializado o una implementación DSP que transforma en frecuencia los J valores de entrada en al menos J valores de salida. El convertidor de paralelo a serie 184 convierte los valores transformados en frecuencia desde una forma paralela a una forma serie mediante la selección sucesiva de los valores transformados en frecuencia según un orden fijo. Puesto que los valores emitidos por la IDFT 182 pueden ser complejos, cada valor en el flujo de señal serie puede ser complejo, en cuyo caso el flujo serie comprende un flujo de partes reales y un flujo de partes imaginarias, por ejemplo, un flujo de valores (I, Q).

En algunos casos, es ventajoso utilizar además la unidad de transformación 182 para sobremuestrear las señales de entrada para generar más de J valores de salida. Por ejemplo, una unidad IDFT de 2048 puntos puede transformar $J = 1200$ valores de entrada en 2048 valores de salida. Las 848 entradas sin utilizar pueden fijarse a cero, lo que representa 424 contenedores espectrales vacíos a cada lado de los 1200 contenedores espectrales utilizados para los 1200 valores de entrada. Sobremuestrear según el factor 2048:1200 simplifica el subsiguiente filtrado de antisolapamiento necesario para limitar la energía espectral fuera de banda.

El flujo de señal serie emitido por el modulador OFDM 180 se aplica a una unidad de transmisión 190 que comprende un convertidor ascendente 192 y un amplificador 194, por ejemplo un amplificador de potencia. El convertidor ascendente 192 convierte el flujo de valores, que puede comprender un flujo de valores I y un flujo de valores Q, en señales de tiempo continuo utilizando técnicas conocidas de filtrado, conversión de digital a analógico y conversión ascendente para generar una señal de frecuencia de radio modulada OFDM. La respuesta de frecuencia de filtro del convertidor ascendente 192 transfiere frecuencias correspondientes a los contenedores espectrales utilizados, por ejemplo los 1200 contenedores ejemplificados anteriormente, a la vez que atenúa frecuencias más allá de los 2048 contenedores a modo de ejemplo. Por tanto, sobremuestrear según se ha descrito anteriormente deja un margen entre la banda de paso requerida y la banda de parada requerida de manera que no es necesario que el filtro tenga una relación de corte elevada. El amplificador 194 amplifica la señal de frecuencia de radio de múltiples portadoras hasta un nivel de potencia de transmisión deseado para la transmisión a través de la antena 20.

La Figura 3 muestra detalles internos simplificados de un receptor 120 cuando está adaptado para decodificar señales OFDM. La señal emitida por el duplexor 110 es introducida en una unidad de recepción 130 que comprende un amplificador 132, por ejemplo un amplificador de bajo ruido (LNA), y un convertidor descendente 134. El amplificador 132 amplifica la señal recibida, que posteriormente sufre una conversión descendente, se convierte de analógico a digital, y se filtra en el convertidor descendente 134 para generar una señal de banda base digital compleja. La unidad de recepción 130 puede comprender cualquier convertidor descendente conocido que tenga los medios para seleccionar una frecuencia de funcionamiento, medios para filtrar la señal recibida para seleccionar el ancho de banda de señal centrado en la frecuencia de funcionamiento seleccionada, y medios para muestrear y convertir de analógico a digital la señal filtrada para generar muestras digitales complejas I, Q. Por ejemplo, la unidad de recepción 130 puede comprender una unidad de recepción de IF cero u homodina, una unidad de recepción de IF baja o una unidad de recepción convencional superheterodina en la que la señal IF final se desmodula mezclándose con formas de onda de señal de referencia de coseno y seno según una disposición de mezclador en cuadratura, o el receptor logarítmico-polar definido en las patentes estadounidenses n.º 5.084.669, 5.070.303 y 5.048.059, que se volvió a emitir como RE37.138.

Las muestras digitales del convertidor descendente 134 se aplican a un demodulador 140 que comprende un convertidor de serie a paralelo 142 y una unidad de transformación, por ejemplo una unidad DFT 144. El convertidor de serie a paralelo 142, que puede comprender por ejemplo una memoria DSP, ensambla el flujo de entrada de muestras digitales en un bloque paralelo de muestras, una por cada frecuencia de subportadora. La unidad DFT 144

transforma en frecuencia el bloque de entrada de muestras digitales para reconstruir las estimaciones de los datos y/o valores de señal piloto originalmente transmitidos. Se apreciará que la unidad DFT 144 implementa el proceso inverso o conjugado de la unidad IDFT 182 en el transmisor 170. Al igual que en el caso del transmisor 170, puede ser útil sobremuestrear la señal convertida de manera descendente para permitir una especificación relajada de los filtros de selección de señal. En cualquier caso, la salida de la unidad DFT 144 comprende el mismo número de muestras que el bloque de entrada que, con el sobremuestreo, es mayor que J . Sin embargo, sólo se utilizan J muestras, y el resto, que corresponde a componentes espectrales fuera de banda no completamente suprimidas por los filtros de selección de señal, se descartan. Las muestras de salida $\tilde{s}_1 \dots \tilde{s}_J$ representan estimaciones de las muestras introducidas en el transmisor 160, con la adición de ruido de transmisión y cualquier efecto de distorsión provocado por el canal de propagación. Las muestras de salida $\tilde{s}_1 \dots \tilde{s}_J$ se aplican al procesador de señales 150 y/o al procesador de canal 160. El procesador de señales 150 procesa las estimaciones de las muestras según cualquier medio conocido para proporcionar la información correspondiente al usuario. El procesador de canal 160 procesa las estimaciones de muestras utilizando cualquiera de las realizaciones descritas en el presente documento para determinar los coeficientes de dispersión representativos de los objetos de dispersión del canal inalámbrico. El transceptor 100 puede realimentar los coeficientes de dispersión determinados al transmisor remoto, y/o puede utilizar los coeficientes de dispersión determinados para mejorar la precisión y/o calidad de las señales transmitidas por el transceptor 100, según se describe en las solicitudes de patente mencionadas anteriormente del (de los) presente(s) solicitante(s).

El receptor 120 simplificado de la Figura 3 se ilustró de manera intencionada de la misma forma que el transmisor 170 simplificado de la Figura 2 para explicar cómo los procesos del transmisor y el receptor son esencialmente inversos uno de otro, con el resultado de que estimaciones de las J muestras complejas (S_1, K, S_J) introducidas en el transmisor 170 aparecen en la salida del receptor 120, estableciendo de manera efectiva J canales de comunicación paralelos. Éstos se emplean normalmente para enviar información digital, utilizando una constelación de modulación adecuada para mapear patrones de bits con puntos en el plano complejo I, Q. Un transceptor OFDM práctico 100 comprende muchos más detalles que los mostrados en las Figuras 2 y 3, tales como conformación de pulso, prefijos cíclicos, ecualizadores y similares, que, aunque no son esenciales para la comprensión de la presente invención, se pueden encontrar en las siguientes divulgaciones del presente solicitante presentadas en los Estados Unidos: solicitud de patente estadounidense n.º de serie 12/126.576 titulada "*Communicating with root-Nyquist, self-transform pulse shapes*" y presentada el 23 de mayo de 2008; solicitud de patente estadounidense n.º de serie 12/255.343 titulada "*Use of Pilot Code in OFDM and other non-CDMA systems*" y presentada el 21 de octubre de 2008; y solicitud de patente estadounidense n.º de serie 12/045.157 titulada "*Compensation of Diagonal ISI in OFDM signals*" presentada el 10 de marzo de 2008.

Utilizando el procesador de canal 160 descrito en el presente documento, las señales recibidas desde un transmisor remoto, por ejemplo, la estación base 60, son analizadas para producir un valor numérico complejo en cada uno de una pluralidad de contenedores de sub-canal para cada periodo de bloque OFDM. Un sistema según la normalización internacional para comunicaciones celulares futuras es conocido como LTE (Evolución a Largo Plazo), y utiliza 1200 subportadoras con una separación de 15 kHz. Típicamente, las transformadas de Fourier se sobredimensionan hasta transformadas de 2048 puntos, con 424 canales de protección sin utilizar a cada lado de las 1200 subportadoras utilizadas.

En el sistema LTE, varios periodos de símbolo OFDM se agrupan para formar un "bloque de recursos" que ocupa una cierta cantidad de espectro durante un cierto tiempo. Dentro de cada bloque de recursos, ciertas frecuencias de subportadora en ciertos periodos de símbolo OFDM son asignadas para transportar símbolos piloto conocidos que pueden ser utilizados por el receptor 120 para determinar las características de canal, por ejemplo, coeficientes de dispersión. En cualquier periodo de símbolo OFDM, los símbolos piloto están igualmente espaciados en frecuencia, pero están desplazados en frecuencia para diferentes periodos de símbolo OFDM. Este desplazamiento en frecuencia no es obstáculo para el uso de los procedimientos de Prony mejorados descritos en las solicitudes incorporadas para resolver el canal creando un conjunto de objetos de dispersión individuales en los dominios Doppler-Retardo. La estimación conjunta de un conjunto de retardos a lo largo de muchos periodos de símbolo OFDM puede llevarse a cabo todavía compensando los desplazamientos de frecuencia de símbolo piloto entre periodos de símbolo OFDM. Alternativamente, una interpolación bidimensional entre símbolos pilotos a través de las frecuencias y tiempos puede llevarse a cabo en primer lugar para obtener estimaciones del canal para cada frecuencia de subportadora y periodo de símbolo OFDM, que son entonces introducidos conjuntamente como datos en los procedimientos mejorados.

El procedimiento y aparato descritos en el presente documento determinan estimaciones de canal para las mismas frecuencias de subportadora para cada periodo de símbolo OFDM, y por tanto se asumirá que esas estimaciones de canal se producen o bien mediante el procedimiento de interpolación bidimensional, o bien utilizando los procedimientos de las solicitudes incorporadas para obtener un primer modelo de canal basado en parámetros de dispersión, que se utiliza entonces para calcular el canal en todas las frecuencias de subportadora, o ambos. Además, para periodos de símbolo OFDM anteriores al bloque de recursos actual, los datos ya han sido decodificados, y por tanto todos los símbolos en esos periodos OFDM son conocidos, de modo que pueden utilizarse conjuntamente con los símbolos piloto ya conocidos para proporcionar coeficientes de canal de

propagación representativos de la fase y amplitud de canal en todas las frecuencias de subportadora OFDM. La descripción de la presente invención puede tomar por tanto estos coeficientes de canal de propagación como el punto de inicio para llevar a cabo un mayor refinamiento del modelo de canal basado en dispersión.

5 La Figura 4 muestra una geometría de propagación a modo de ejemplo para los objetos de dispersión que afectan al canal de propagación entre una estación móvil 10 y una estación base 60. El lugar geométrico de posibles objetos de dispersión que puedan tener el mismo retardo de trayectoria con relación a la frecuentemente inexistente trayectoria de línea de visión es una elipse con la estación base 60 en un foco y la estación móvil 10 en el otro foco. Diferentes elipses corresponden a diferentes retardos de trayectoria. La estación móvil 10 se está desplazando con una velocidad indicada por el vector de velocidad V , que no es necesariamente en la dirección en la que queda la estación base 60. El desplazamiento Doppler, o tasa de cambio de retardo de un objeto de dispersión depende de la orientación del objeto de dispersión desde la estación móvil 10 con relación al vector de velocidad V . Por tanto, cuando el objeto de dispersión forma un ángulo θ con relación al vector de velocidad móvil, la velocidad resuelta en la dirección del objeto de dispersión es $V\cos(\theta)$.

10 La tasa de cambio de retardo se determina por tanto por el coseno de la diferencia entre el ángulo de llegada de la onda de dispersión y la dirección de movimiento de la estación móvil 10. Es máxima cuando la estación móvil 10 está orientada directamente hacia el objeto de dispersión, y es cero cuando el ángulo de llegada es perpendicular a la dirección de movimiento. Por tanto, se puede apreciar que el desplazamiento Doppler, tasa de cambio de retardo, y ángulo de llegada son simplemente diferentes representaciones del mismo atributo físico del objeto de dispersión, en concreto la parte angular de sus coordenadas de posición con relación a la estación móvil 10.

15 Los puntos designados f_1, f_2, K, f_7 en la Figura 4 representan objetos de dispersión en la misma orientación, que por tanto presentan la misma tasa de cambio de retardo, pero que están ubicados en diferentes elipses correspondientes a diferentes retardos de trayectoria. Los puntos designados f_1, f_2, K, f_6 , están todos en la misma elipse, y por tanto presentan el mismo exceso de retardo de trayectoria en la trayectoria más corta, pero están en diferentes ángulos con relación a la dirección de movimiento, de modo que tienen diferentes valores de desplazamiento Doppler o de tasa de cambio de retardo. Un objeto de dispersión en $+\theta$ y otro en $-\theta$ tendrán el mismo desplazamiento Doppler. Si también están en la misma elipse de retardo de trayectoria serán indistinguibles, al menos momentáneamente. Por tanto, hay un plegamiento de objetos de dispersión en torno a la dirección de movimiento, lo que no es necesario resolver ahora. Los objetos de dispersión detrás de la estación móvil 10 con relación a su dirección de movimiento presentarán desplazamientos Doppler negativos, pudiendo así distinguirse de objetos de dispersión delanteros, incluso si tienen el mismo retardo de trayectoria.

25 La Figura 4 muestra un diagrama bidimensional por simplicidad, que se basa en la suposición de que todo queda en el mismo plano. En la práctica, sin embargo, las alturas finitas de los objetos de dispersión hace que las elipsoides de los lugares geométricos con iso-retardo sean realmente tridimensionales, siendo aún la estación móvil 10 y la estación base 60 los focos. Todas las ondas dispersas también pueden reflejarse desde el terreno, doblando el número de objetos de dispersión aparentes. Sin embargo, tales reflexiones sólo se recibirán (desde un ángulo de elevación negativo) cuando no hay ningún objeto más bloqueando la trayectoria hacia la estación móvil 10. Por tanto, se espera que las reflexiones del terreno sólo surjan de los objetos de dispersión situados más cerca de la estación móvil 10, y se percibirán como objetos de dispersión adicionales con un retardo de trayectoria ligeramente diferente y casi el mismo desplazamiento Doppler.

40 Los dominios de Doppler y de retardo forman por tanto un conjunto de coordenadas curvilíneas en las que pueden ubicarse objetos de dispersión, y sus posiciones podrían, si se desea, transformarse en coordenadas geográficas reales. Esto requeriría conocer la velocidad móvil y la dirección y la ubicación de la estación base 60.

La presente invención determina los coeficientes de dispersión complejos asociados a uno o más objetos de dispersión en el canal inalámbrico. Denotando $A(n, m)$ como el coeficiente de dispersión para un objeto de dispersión (m, n) que tiene el retardo de trayectoria m -ésimo y el ángulo de llegada n -ésimo con relación a la dirección de desplazamiento de la estación móvil, t_{mn} como el retardo de trayectoria para el retardo de trayectoria de dispersión m -ésimo y el ángulo de llegada n -ésimo, puede determinarse el coeficiente de canal $C(k, i)$ en la subportadora k y el período i de símbolo OFDM según:

$$55 \quad C(k, i) = \sum_n \sum_m A(n, m) e^{-j(\omega_0 + k\Delta\omega)(t_{mn} + i\varphi(n))} \quad (1)$$

60 donde $\Delta\omega$ representa la separación de subportadora, $\varphi(n) = (v/c)\cos(\theta(n))\Delta t$ representa el cambio de fase por período de símbolo, Δt representa la separación de período de símbolo OFDM, v representa la velocidad móvil, c representa la velocidad de la luz, $\theta(n)$ representa el ángulo del n -ésimo ángulo de llegada con relación a la dirección de movimiento móvil, y ω_0 representa la frecuencia de subportadora más baja (con la convención de que k comienza en cero). Alternativamente, ω_0 podría representar la frecuencia central y entonces k variaría de enteros negativos a positivos. Definiendo ahora:

65

$$B(n, k) = \sum_m A(n, m) e^{-j(\omega_0 + k\Delta\omega)t_{mn}} \quad (2)$$

5 se obtiene:

$$C(k, i) = \sum_n B(n, k) e^{-j(\omega_0 + k\Delta\omega)i\varphi(n)} \quad (3)$$

10 La ecuación (3) podría resolverse para $B(n, k)$, y por tanto para $A(n, m)$, utilizando el procedimiento de Prony elaborado en las solicitudes incorporadas para cualquier valor dado de k para obtener un conjunto de desplazamientos $\varphi(n)$ relacionados con el ángulo/Doppler para ese valor de k . Estos desplazamientos Doppler deberían ser los mismos valores, sólo que escalados en frecuencia para diferentes k . Por tanto, si el desplazamiento Doppler más pequeño encontrado es D_1 para $k=0$, entonces el menor Doppler encontrado para otros valores de k debería ser simplemente:

$$\left(1 + \frac{k\Delta\omega}{\omega_0}\right) D_1 \quad (4)$$

20 Por tanto, en una realización a modo de ejemplo de la presente invención, el hecho de que el desplazamiento Doppler no sea el mismo para todas las frecuencias, sino que es proporcional a la frecuencia absoluta, se trata realizando primero un análisis Doppler separado para cada frecuencia en los valores de referencia recibidos o las estimaciones de canal que se obtienen de los mismos, y luego llevando a cabo un análisis de retardo para determinar los retardos de trayectoria y los correspondientes coeficientes de dispersión. La Figura 5 muestra un proceso "Doppler primero" de este tipo para determinar los desplazamientos Doppler y los correspondientes coeficientes de dispersión complejos. El receptor 120 recibe señales de referencia, por ejemplo, señales piloto, para múltiples frecuencias en el ancho de banda de señal recibida durante el intervalo de tiempo (i), por ejemplo durante un período de símbolo OFDM, y las muestras de señal se almacenan en memoria (bloque 200). Aunque no es necesario, algunas realizaciones pueden procesar las señales de referencia recibidas para determinar la respuesta en frecuencia de canal en varias frecuencias en el ancho de banda de señal recibida (bloque 210). Por ejemplo, las señales de referencia recibidas de un período de símbolo OFDM se envían a una DFT 144 para obtener valores de subportadora, la modulación de símbolo conocido se elimina y los coeficientes de canal de propagación complejos obtenidos a partir de los mismos pueden procesarse en el procesador de canal 160 con los de otros períodos de símbolo OFDM para proporcionar una estimación suavizada del coeficiente de canal de propagación complejo en cada una de varias frecuencias de subportadora OFDM.

40 Un proceso Doppler se aplica por separado a las señales de referencia recibidas o los coeficientes de canal de propagación complejos que se obtienen de las mismas a la misma frecuencia pero a partir de intervalos de señal actuales y pasados (por ejemplo, períodos de símbolo OFDM) para obtener un conjunto de desplazamientos Doppler y un conjunto correspondiente de amplitudes de onda compleja (por ejemplo, coeficientes Doppler) para cada frecuencia (bloque 220). Por ejemplo, los valores para cada período de símbolo OFDM correspondientes a la misma frecuencia de subportadora son sometidos a un análisis de Prony para determinar los desplazamientos Doppler y los coeficientes Doppler correspondientes, donde cada desplazamiento Doppler corresponde a un ángulo de llegada diferente. Un proceso de retardo se aplica conjuntamente a los coeficientes Doppler para desplazamientos Doppler correspondientes en las diferentes frecuencias para obtener un conjunto de retardos de trayectoria para cada desplazamiento Doppler y los coeficientes de dispersión asociados para cada combinación de retardo de trayectoria/ángulo de llegada (bloque 230). Elegir coeficientes Doppler asociados a desplazamientos Doppler correspondientes en todas las frecuencias es en efecto seleccionar objetos de dispersión que forman un ángulo de llegada particular con relación al movimiento de la estación móvil 10. Aplicar un proceso de retardo, por ejemplo, un proceso de Prony inverso, a través del dominio de frecuencia para estos coeficientes Doppler permite obtener entonces los retardos de trayectoria de los objetos de dispersión en ese ángulo, junto con sus coeficientes de dispersión asociados. Los parámetros de dispersión individuales ahora identificados, que incluyen el coeficiente de dispersión y el ángulo de llegada y retardo de trayectoria correspondientes para cada objeto de dispersión, pueden utilizarse para estimar la respuesta de frecuencia compleja de canal en cualquier tiempo y frecuencia deseados, por ejemplo, en las frecuencias de subportadora que se van a utilizar para la transmisión en el siguiente período de símbolo OFDM. Por ejemplo, puede eliminarse la ponderación de coeficientes de dispersión asociados a objetos de dispersión débil con relación a los coeficientes de dispersión asociados a objetos de dispersión fuerte para crear estimaciones de canal suavizadas para al menos una frecuencia y tiempo.

60 La Figura 6 muestra un diagrama de bloques de un procesador de canal 160 a modo de ejemplo utilizado para implementar el proceso de la Figura 5. El procesador 160 incluye un estimador de canal opcional 162, una unidad de procesamiento Doppler 166 y una unidad de procesamiento de retardo 168. Se apreciará que aunque cada uno de estos elementos se muestra como entidades separadas dentro del procesador de canal 160, dos o más de estas funciones pueden implementarse utilizando uno o más procesadores.

Cuando se utiliza, el estimador de canal 162 genera coeficientes de canal de propagación complejos basándose en las señales de referencia de entrada, por ejemplo, señales piloto, según cualquier proceso conocido. La unidad de procesamiento Doppler 164 procesa por separado los valores de entrada (por ejemplo, señales piloto o coeficientes de canal de propagación obtenidos a partir de las mismas), por ejemplo con un algoritmo de Prony, para cada frecuencia a través de un conjunto de tiempos de símbolo de un intervalo de análisis total para determinar un conjunto de desplazamientos Doppler y un conjunto correspondiente de amplitudes de onda compleja (por ejemplo, coeficientes Doppler) para cada frecuencia. La unidad de procesamiento de retardo 166 procesa conjuntamente los valores emitidos por la unidad de procesamiento Doppler 164, por ejemplo, con un algoritmo de Prony inverso conjunto, para cada desplazamiento Doppler a través de todas las frecuencias para determinar el conjunto de retardos de trayectoria para cada desplazamiento Doppler y los coeficientes de dispersión asociados. Como se ha mencionado anteriormente, cualquier estimación de canal obtenida a partir de los coeficientes de dispersión puede suavizarse a lo largo del tiempo.

El bloque 230 de la Figura 5 requiere que los desplazamientos Doppler correspondientes sean identificados en cada frecuencia de señal de referencia. Si el desplazamiento Doppler encontrado en ω_0 es D_1 , entonces el desplazamiento Doppler correspondiente en la frecuencia $\omega_0+k\Delta\omega$ debería darse por la Ecuación (4). Si no se encuentra el valor esperado debido al ruido o a la precisión numérica, entonces se podría realizar una correspondencia suponiendo que el Doppler más alto obtenido en cada caso era un Doppler correspondiente, y del mismo modo para el Doppler más bajo encontrado, y que aquellos situados entre ambos corresponderían así de un modo similar.

Simulaciones que utilizan entornos con objetos de dispersión artificiales creados por ordenador produjeron de hecho esta correspondencia esperada. Sin embargo, se debería anticipar la situación en la que, debido al ruido, el Doppler D_1 de menor amplitud que se encontraría para la subportadora $k=0$ en la vida real podría de hecho no encontrarse para algún otro k , a cuya frecuencia el Doppler más pequeño encontrado podría corresponder a un objeto de dispersión diferente que tenga un desplazamiento Doppler adyacente. Por tanto, se presenta la pregunta de cómo, en general, se podría realizar de manera segura una correspondencia entre un desplazamiento Doppler encontrado para un valor de k y un desplazamiento Doppler encontrado para otro valor de k , y concluir que ambos surgen del mismo objeto de dispersión. Este problema relacionado con el emparejamiento de desplazamientos Doppler surge porque los análisis Doppler se llevan a cabo por separado para cada frecuencia de subportadora. El análisis Doppler debe llevarse a cabo por separado para cada frecuencia en la técnica anterior, ya que los valores no son exactamente los mismos para todas las frecuencias.

En algunas realizaciones, podría utilizarse el remuestreo por interpolación para resolver este problema de correspondencias. En estas realizaciones, la interpolación permite la estimación de un único conjunto de desplazamientos Doppler normalizados en frecuencia (por ejemplo, ángulos de objetos de dispersión o valores de la tasa de cambio de retardo) comunes a todas las frecuencias k , y por tanto permite que los procesos Doppler y/o de retardo se lleven a cabo conjuntamente y no por separado.

En primer lugar, obsérvese que el conjunto de coeficientes de canal dados $C(k, i)$ comprende conjuntos de muestras del canal a la frecuencia k para los tiempos de muestra $i=t_0, t_0-\Delta t, t_0-2\Delta t, \dots, K$, donde t_0 representa el tiempo de recepción del símbolo OFDM más reciente. Si se remuestrea mediante interpolación el conjunto de señales de referencia o coeficientes de canal obtenidos a partir de las mismas para la frecuencia k , se produce un conjunto de valores interpolados en tiempos remuestreados que están escalados en proporción a la frecuencia absoluta $\omega_0+k\Delta\omega$. Es decir, los tiempos remuestreados para los valores interpolados a la frecuencia k serán:

$$t_0, t_0 - \frac{\Delta t}{1 + \frac{k\Delta\omega}{\omega_0}}, t_0 - \frac{2\Delta t}{1 + \frac{k\Delta\omega}{\omega_0}}, \dots, K \quad (5)$$

En la ecuación (5) se supone que la información recibida durante el período de símbolo más reciente (por ejemplo, el tiempo t_0) no está interpolada y que la interpolación sólo se aplica a las señales de referencia/coeficientes de canal de períodos de símbolo pasados dentro del intervalo de análisis total. Esto es porque se supone que no tenemos el lujo de disponer de valores futuros para ayudar en la estimación de valores actuales; ello implicaría una latencia que normalmente no se desea, a no ser que hubiese un interés en saber de manera retrospectiva qué era el canal. Esto último puede surgir si, por ejemplo, se utilizan parámetros de dispersión para estimar una ubicación móvil. Sin embargo, si se utilizan parámetros de dispersión para estimar un canal de transmisión antes de que se produzca la transmisión, entonces los valores retrospectivos no son útiles.

El efecto del remuestreo es que los desplazamientos Doppler hallados aplicando el proceso Doppler a los valores interpolados son valores escalados en frecuencia de los desplazamientos Doppler reales, donde cada desplazamiento Doppler escalado en frecuencia es idéntico para cada subportadora k asociada a un tiempo particular i . De hecho, los desplazamientos Doppler escalados en frecuencia representan ahora valores de tasa de cambio de retardo que son independientes de la frecuencia y que permiten determinar la tasa de cambio de espectro de retardo independiente de la frecuencia en lugar del espectro Doppler dependiente de la frecuencia. Los desplazamientos Doppler escalados en frecuencia pueden calcularse por tanto conjuntamente para todas las

frecuencias k mediante, por ejemplo, el uso del proceso de Prony conjunto descrito en las solicitudes incorporadas. Además de resolver el problema de la correspondencia o emparejamiento de los desplazamientos Doppler encontrados mediante el análisis de canales en diferentes frecuencias de manera independiente, es muy ventajoso determinar conjuntamente los mismos desplazamientos Doppler para varios cientos de frecuencias, es decir, una reducción de ruido debido al efecto de promediado.

La Figura 7 ilustra el proceso de remuestreo, donde el tiempo aumenta de abajo arriba y la frecuencia aumenta de izquierda a derecha. El período ($i=t_0$) de símbolo OFDM más reciente está en la parte superior, estando períodos de símbolo anteriores sucesivamente bajo el mismo. Además, la frecuencia central ω_0 se muestra en el centro, donde las frecuencias situadas a la izquierda se reducen sucesivamente en una separación de frecuencia $\Delta\omega$, y donde las frecuencias situadas a la derecha aumentan sucesivamente en $\Delta\omega$. Los coeficientes de canal para frecuencias más bajas que ω_0 son interpoladas en separaciones temporales proporcionalmente mayores que el período de símbolo, y los coeficientes de canal para frecuencias más altas que ω_0 son interpoladas con separaciones temporales proporcionalmente más pequeñas que el período de símbolo. En este ejemplo, los coeficientes de canal no se interpolan para el período de símbolo ($i=t_0$) más reciente, por los motivos relacionados con la latencia descritos anteriormente. La separación temporal para la frecuencia central ω_0 en este ejemplo se mantiene invariable. Se apreciará, sin embargo, que la presente invención no evita que el valor más reciente o el valor de la frecuencia central sea interpolado, y no requiere la convención relativa a la frecuencia que se ha ilustrado. Además, aunque lo que sigue describe la interpolación de los coeficientes de canal de propagación, se apreciará que el mismo proceso de remuestreo/interpolación puede aplicarse directamente a las señales piloto recibidas.

En general, la interpolación lineal proporcionará precisión suficiente para los objetivos del presente documento. Sin embargo, puede utilizarse cualquier procedimiento de interpolación. Por tanto, si tenemos coeficientes de canal en los tiempos $i=t_0, t_0-\Delta t, t_0-2\Delta t, K$ para la frecuencia $\omega_0-k\Delta\omega$, entonces es deseable interpolar para calcular coeficientes de canal en los tiempos remuestreados $i'=t_0, t_0-\Delta t\omega_0/(\omega_0-k\Delta\omega), t_0-2\Delta t\omega_0/(\omega_0-k\Delta\omega), K$.

Si el tiempo $t_0-n\Delta t\omega_0/(\omega_0-k\Delta\omega)$ queda entre dos períodos de símbolo, en cuyos tiempos los coeficientes de canal no interpolados son $C(k, -i)$ y $C(k, -i-1)$, entonces el valor interpolado viene dado por:

$$C'(k, i') = C(k, -i) - \frac{(C(k, -i-1) - C(k, -i))k n \Delta\omega}{\omega_0 - k \Delta\omega} \quad (6)$$

que se reduce al coeficiente de canal de entrada no interpolado si $k=0$ (por ejemplo, la frecuencia es ω_0) o $i=0$ (el período de símbolo actual).

Por tanto, denominando los valores interpolados como $C'(k, i')$ en los tiempos remuestreados i' , se obtiene:

$$C'(k, i') = \sum_n B(n, k) e^{-j\omega_0\phi(n)i'} \quad (7)$$

o bien

$$C'(k, i') = \sum_n B(n, k) Z_n^{i'} \quad (8)$$

donde $Z_n = e^{-j\omega_0\phi(n)}$. Por lo tanto, los valores Z_n , ahora comunes para todo k , se obtienen utilizando los procedimientos de Prony mejorados de las solicitudes incorporadas conjuntamente por todo k . El procedimiento sugerido es aquel que obliga a Z_n a estar en el círculo unitario, de modo que sus logaritmos complejos sean puramente imaginarios e iguales a $-j\omega_0\phi(n)$, de donde $\phi(n)$ se obtiene directamente. Esto supone que las ondas dispersas sólo cambian de fase a corto plazo debido al movimiento móvil, y no cambian en amplitud. Si se desea, se puede permitir que los valores Z_n sean complejos, lo que corresponde a suponer que la amplitud puede aumentar o caer exponencialmente. Sin embargo, la suposición de que todos los objetos de dispersión dentro de la misma división angular, aunque distantes, tendrían el mismo cambio de amplitud exponencial debido a la variación de distancia no parece corresponder a la realidad. Por tanto, obligar a Z_n a que quede en el círculo unitario, que corresponde a una amplitud que no cambia en un período tan corto como 40 ms, parece apropiado.

El valor Z_n determinado conjuntamente puede ahora sustituirse en la Ecuación (3) para obtener $B(n, k)$ mediante:

$$B(n, k) = [Z_k^\# Z_k]^{-1} Z_k^\# C(k) \quad (9)$$

donde Z_k representa una matriz con elementos $z_k(i, n) = e^{j(\omega_0 + k\Delta\omega)\phi(n)i\Delta t}$ y $C(k)$ representa un vector columna de los valores $C(k, i)$ para todos los i y un k dado. Antes se ha elegido deliberadamente hallar $B(n, k)$ utilizando los valores no interpolados de $C(k, i)$, pero también sería posible utilizar los valores interpolados. Sin embargo, puesto que no es necesario utilizar valores interpolados, parece más adecuado fijar los coeficientes $B(n, k)$ en la medida de lo posible a

mediciones en bruto sin adulterar. Incluso podría considerarse utilizar valores de símbolo piloto directamente en lugar de los coeficientes de canal estimados a partir de valores piloto mediante un algoritmo de estimación de canal cuando se determinan los valores $B(n,k)$.

5 Conociendo ahora $B(n,k)$ la Ecuación (2) puede resolverse mediante el procedimiento de Prony mejorado separadamente para cada n para encontrar los valores de t_{mn} para determinar los retardos de trayectoria para un conjunto de objetos de dispersión con diferentes retardos de trayectoria que están distribuidos a lo largo de cada una de las n divisiones angulares. En efecto, puede considerarse que este procedimiento determina una distribución de objetos de dispersión en coordenadas polares, donde sus ángulos son primero cuantificados a una de entre varias divisiones angulares, que sin embargo no se restringen a una separación angular regular, sino que se determinan mediante el procedimiento, mientras que las distribuciones radiales de objetos de dispersión a lo largo de cada división angular no se cuantifican a ninguna cuadrícula en particular y se determinan de manera independiente para cada división angular. Una vez se conocen los valores t_{mn} , la amplitud compleja $A(n,m)$ asociada a cada una de las m trayectorias de dispersión y las n divisiones angulares puede determinarse invirtiendo la Ecuación (2).

15 La Figura 8 muestra un diagrama de flujo para otro procedimiento "Doppler primero" que incluye la interpolación descrita anteriormente. El receptor 120 recibe señales de referencia, por ejemplo señales piloto, para múltiples frecuencias en el ancho de banda de señal recibida durante el intervalo de tiempo (t), por ejemplo durante un período de símbolo OFDM, y las muestras de señal se almacenan en memoria (bloque 200). Aunque no es necesario, algunas realizaciones pueden procesar las señales de referencia recibidas para determinar los coeficientes de canal de propagación en varias frecuencias predeterminadas (bloque 210). Las señales piloto recibidas o los coeficientes de canal que se obtienen de las mismas son remuestreados mediante interpolación para obtener valores interpolados con una separación temporal remuestreada inversamente proporcional a la frecuencia a la que pertenecen (bloque 215). Como resultado, el producto de la separación temporal remuestreada y la correspondiente frecuencia para cada valor interpolado es constante para todas las frecuencias. Se aplica un proceso Doppler conjunto a los valores interpolados en la misma frecuencia pero de tiempos remuestreados actuales y pasados dentro del intervalo de análisis total para obtener un único conjunto de desplazamientos Doppler escalados en frecuencia y los correspondientes conjuntos de amplitudes de onda compleja (por ejemplo, coeficientes Doppler), donde el conjunto de desplazamientos Doppler escalados en frecuencia es común para todas las frecuencias de subportadora (bloque 222). Por ejemplo, los valores interpolados para los tiempos remuestreados se someten a un análisis de Prony conjunto para determinar los desplazamientos Doppler escalados en frecuencia y los coeficientes Doppler correspondientes. Estos desplazamientos Doppler escalados en frecuencia son de hecho valores de tasa de cambio de retardo, y se relacionan con los correspondientes ángulos de llegada de ondas dispersas. Ya no es necesario identificar "desplazamientos Doppler correspondientes", ya que cada frecuencia tiene el mismo conjunto de desplazamientos Doppler escalados en frecuencia o valores de tasa de cambio de retardo. Por tanto, el proceso de retardo se aplica posteriormente a los coeficientes Doppler en todas las frecuencias para cada tasa de cambio de retardo para resolver los objetos de dispersión por retardo de trayectoria en cada ángulo de llegada y calcular sus coeficientes de dispersión correspondientes (bloque 230). El proceso de retardo puede llevarse a cabo, por ejemplo, aplicando el algoritmo de Prony inverso, descrito en las solicitudes incorporadas en el presente documento, a los coeficientes Doppler. Los parámetros de dispersión individuales ahora identificados, que incluyen el coeficiente de dispersión y el ángulo de llegada y retardo de trayectoria correspondientes para cada objeto de dispersión, pueden utilizarse para estimar la respuesta de frecuencia de canal compleja en cualquier tiempo y frecuencia deseados, por ejemplo, en las frecuencias de subportadora a utilizar para la transmisión en el siguiente período de transmisión, como se describe en el presente documento.

45 La Figura 9 muestra un diagrama de bloques de un procesador de canal 160 a modo de ejemplo utilizado para implementar el proceso de la Figura 8. El procesador 160 incluye un estimador de canal 162 opcional, un interpolador 164, una unidad de procesamiento Doppler 166 y una unidad de procesamiento de retardo 168. Se apreciará que aunque cada uno de estos elementos se muestra como entidades separadas dentro del procesador de canal 160, pueden implementarse como una o más funciones de procesamiento dentro de uno o más procesadores.

55 Cuando se utiliza, el estimador de canal 162 genera coeficientes de canal de propagación complejos basándose en las señales de referencia de entrada, por ejemplo señales piloto. El interpolador 164 remuestrea mediante interpolación las señales piloto recibidas o los coeficientes de canal obtenidos de las mismas a través de todo el intervalo de análisis para obtener valores interpolados que tienen una separación temporal remuestreada inversamente proporcional a la frecuencia correspondiente. La unidad de procesamiento Doppler 166 procesa conjuntamente los valores interpolados, por ejemplo con un algoritmo de Prony conjunto, para todas las frecuencias asociadas a través del conjunto de tiempos remuestreados correspondientes para determinar el conjunto de desplazamientos Doppler escalados en frecuencia comunes para todas las frecuencias, y un conjunto correspondiente de amplitudes de onda compleja (por ejemplo, coeficientes Doppler) para cada frecuencia. Como se ha mencionado anteriormente, los desplazamientos Doppler escalados en frecuencia son de hecho valores de tasa de cambio de retardo y están relacionados con ángulos de llegada correspondientes de ondas dispersas. La unidad de procesamiento de retardo 168 procesa los valores emitidos por la unidad de procesamiento Doppler 164, por ejemplo con un algoritmo de Prony inverso, para cada valor de tasa de cambio de retardo en todas las frecuencias para determinar un conjunto de retardos de trayectoria para cada desplazamiento Doppler y los coeficientes de

dispersión asociados. Como se ha descrito anteriormente, cualquier estimación de canal obtenida posteriormente a partir de los coeficientes de dispersión puede suavizarse en el tiempo. Por ejemplo, puede eliminarse la ponderación de coeficientes de dispersión asociados a objetos de dispersión débil con relación a los coeficientes de dispersión asociados a objetos de dispersión fuerte para generar estimaciones de canal suavizadas para al menos una frecuencia y tiempo.

En principio, el intervalo de análisis total (por ejemplo, el número de períodos de símbolo OFDM a lo largo de los cuales se analiza el canal para determinar los parámetros de dispersión) no está limitado. Sin embargo, limitar los valores interpolados Z_n al círculo unitario supone que no hay ningún cambio de amplitud debido a la variación de distancia entre la estación móvil 10 y el objeto de dispersión en el intervalo de análisis. A 60 mph, o aproximadamente 30 m/s, puede haber una variación de distancia de 2 m con respecto a un objeto de dispersión en 1000 períodos de símbolo OFDM de 66 μ s, que pueden ignorarse si el objeto de dispersión está a una distancia de 200 m, pero posiblemente no si sólo está a 20 metros de distancia.

Otra limitación sobre la longitud del intervalo de análisis total es la segunda derivada de fase, o tasa de cambio de Doppler. A 30 m/s y 2 GHz, el Doppler máximo queda entre +/- 200 Hz y la máxima tasa de cambio se produce cuando un objeto de dispersión está al lado de la estación móvil 10 y es igual a 600 Hz/s para un objeto de dispersión situado a 10 m por el camino más cercano. Analizando 1000 períodos de símbolo OFDM, por ejemplo un total de 66 ms, se puede obtener una resolución de 15 Hz. Sin embargo, el cambio en el desplazamiento Doppler en 66 ms es mayor que eso, por ejemplo está más cerca de 40 Hz. La máxima resolución de desplazamiento Doppler que se puede intentar sin una corrección de segundo orden es por tanto del orden de la raíz cuadrada de la derivada de fase de segundo orden, por ejemplo $\sqrt{600} = \sim 25$ Hz, o alrededor de 16 contenedores de frecuencia entre -200 y +200 Hz, con la suposición anterior de una distancia más cercana al objeto de dispersión de 10 m. El número de contenedores es independiente de la velocidad, pero la resolución en frecuencia de los contenedores cambiará con la velocidad. El algoritmo de Prony determina las frecuencias de contenedor automáticamente, y sólo es necesario para asegurar que la longitud del intervalo de análisis total es suficiente para proporcionar la resolución deseada a velocidades bajas. El algoritmo de Prony puede de hecho conseguir una hiperresolución. Es decir, puede resolver frecuencias más cerca que el recíproco del intervalo de análisis total, de modo que el número de desplazamientos Doppler encontrados puede posiblemente superar 16.

Un intervalo de análisis total de 600 símbolos OFDM, por ejemplo 40 ms, representa un posible máximo cuando la estación móvil 10 está viajando a 60 mph, y tiene en principio suficiente exceso de información para resolver 16 desplazamientos Doppler a velocidades más bajas también, mediante la propiedad de hiperresolución, pero puede ser necesario aumentar el intervalo de análisis total para velocidades similares al caminar. En general, esta invención está pensada para velocidades de vehículos y para objetos de dispersión relativamente estáticos, y se requieren otras soluciones para terminales estáticos donde el movimiento del entorno circundante puede dominar sobre la variación de canal. Sin embargo, a velocidades bajas o en ausencia de movimiento, algunas de las otras ideas de la técnica anterior, tales como la realimentación de canal desde el receptor hasta el transmisor, pueden ser más posibles en la práctica.

Por tanto, se ha estimado que el número de divisiones angulares que se trata de resolver aplicando un algoritmo de Prony conjunto a la Ecuación (8) es de alrededor de 16. El índice n varía entonces desde, por ejemplo, 0 hasta 15 y k varía desde 0 hasta 1199. Por tanto, se obtienen $16 \times 1200 = 19.200$ valores $B(n,k)$. Para cada división angular n , los 1200 valores $B(n,k=0,1199)$ se utilizan ahora en la Ecuación (2) para llevar a cabo un algoritmo de Prony inverso para obtener t_{mn} . Los 1200 valores de frecuencia, que abarcan 18 MHz, son suficientes para resolver 600 retardos de trayectoria, tan cercanos como 50 ns o menos, a lo largo de cada una de las 16 direcciones angulares; sin embargo, puede bastar con muchos menos. Si sólo se resolviesen 12 retardos de trayectoria a lo largo de cada dirección angular, se resolvería un total de 192 objetos de dispersión. Se aprecia así una ventaja significativa de este procedimiento inventivo: se resuelve un gran número de objetos de dispersión utilizando varias instancias de algoritmos de Prony de pequeño tamaño. Este proceso es mucho más sencillo de implementar y evita la necesidad de llevar a cabo álgebra matricial con grandes matrices. La invención anterior presenta por tanto dos nuevas ventajas de particular importancia:

- Al dividir en primer lugar los objetos de dispersión en bandas Doppler, el número de objetos de dispersión en cada banda Doppler se ha reducido de manera que un pequeño algoritmo de tipo Prony inverso es suficiente para resolver sus retardos.
- Se ha eliminado el error de aproximación asociado con ignorar la pequeña variación de desplazamientos Doppler a través del ancho de banda OFDM.

Una vez se conoce $A(n,m)$ y t_{mn} , puede aplicarse la Ecuación (1) para hallar $C(k,0)$ en el tiempo $i=0$ para cualquier frecuencia $\omega_0+k\Delta\omega$, donde k no tiene que ser un entero. Por tanto, puede estimarse ahora el canal con un elevado nivel de precisión para una frecuencia diferente de aquellas en las que se produjo la recepción de la señal. Puesto que los valores de la tasa de cambio de retardo $\varphi(n)$ también son conocidos, el canal también puede ser extrapolado hacia adelante en el tiempo mediante $i\Delta t$ para calcular $C(k,i)$ para una frecuencia diferente y un tiempo futuro, por ejemplo, una frecuencia y tiempo de transmisión futuros.

A veces se puede utilizar un proceso de una complejidad incluso menor cuando el número de objetos de dispersión significativos es menor que el ya resuelto mediante los 16 contenedores Doppler. Puede ser necesario entonces encontrar solamente un retardo de trayectoria en algunas divisiones angulares, en cuyo caso un algoritmo de Prony inverso para encontrar cada retardo de trayectoria t_n puede reducirse a la siguiente fórmula simple:

$$t_n = \frac{1}{d\omega} \arg \left[\sum_k B(n, k) B^*(n, k+1) \right] \quad (10)$$

que es análogo a un discriminador de frecuencia para determinar una tasa de cambio de fase.

Si se incluye la mejora de Bresler-Macowski al algoritmo de Prony inverso, se obtiene un estimador mejorado para un único retardo de trayectoria. El retardo de trayectoria t es aquel que minimiza:

$$\varepsilon^2 = (a^*, -a) [B_n]^H [G^H G]^{-1} [B_n] (a^*, -a)^H \quad (11)$$

donde $a = e^{-j\Delta\omega t/2}$ con la convención de que un retardo de trayectoria es un valor positivo de t . La matriz $[B_n]$ viene dada por:

$$[B_n] = \begin{bmatrix} B(n,1) & B(n,2) \\ B(n,2) & B(n,3) \\ B(n,3) & B(n,4) \\ M & M \\ B(n,N-1) & B(n,N) \end{bmatrix} \quad (12)$$

y la matriz $[G]$ viene dada por:

$$G = \begin{bmatrix} a^* & 0 & 0 & L & L & 0 \\ -a & a^* & 0 & O & O & M \\ 0 & -a & a^* & O & O & M \\ 0 & 0 & -a & O & O & M \\ 0 & 0 & 0 & O & O & M \\ M & 0 & 0 & O & O & 0 \\ M & M & 0 & O & a^* & 0 \\ 0 & L & L & L & -a & a^* \end{bmatrix} \quad (13)$$

Para este caso simple de retardo único, la matriz $[G^H G]$ presenta la siguiente descomposición:

$$\begin{aligned}
 [G^H G] &= \begin{bmatrix} 2 & e^{-j\omega t} & 0 & 0 & 0 & L & L & 0 \\ e^{j\omega t} & 2 & e^{-j\omega t} & 0 & 0 & L & L & 0 \\ 0 & e^{j\omega t} & 2 & e^{-j\omega t} & 0 & 0 & L & 0 \\ M & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M \\ M & & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ M & & & 0 & 0 & 0 & 0 & e^{-j\omega t} \\ 0 & L & L & L & L & 0 & e^{j\omega t} & 2 \end{bmatrix} \\
 &= 2 \begin{bmatrix} 1 & & & & & & & \\ & e^{j\omega t} & & & & & & \\ & & e^{j2\omega t} & & & & & \\ & & & e^{j3\omega t} & & & & \\ & 0 & & & 0 & & & \\ & & & & & 0 & & \\ & & & & & & e^{j(N-1)\omega t} & \end{bmatrix} \mathbf{H} \begin{bmatrix} 1 & & & & & & & \\ & e^{-j\omega t} & & & & & & \\ & & e^{-j2\omega t} & & & & & \\ & & & e^{-j3\omega t} & & & & \\ & 0 & & & 0 & & & \\ & & & & & 0 & & \\ & & & & & & 0 & \\ & & & & & & & e^{-j(N-1)\omega t} \end{bmatrix} \quad (14)
 \end{aligned}$$

donde

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & 0 & 0 & 0 & L & L & L & 0 \\ -0.5 & 1 & -0.5 & 0 & 0 & 0 & L & L & 0 \\ 0 & -0.5 & 1 & -0.5 & 0 & 0 & 0 & L & 0 \\ M & & 0 & 0 & 0 & & & & M \\ M & & & 0 & 0 & 0 & & & M \\ M & & & & 0 & 0 & 0 & & M \\ M & & & & & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & & & & & & -0.5 & 1 & -0.5 \\ 0 & L & L & L & L & L & L & -0.5 & 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

donde t en la Ecuación (14) es igual a t_n . La matriz \mathbf{H} es de tamaño $(N-1) \times (N-1)$ y tiene la inversa explícita definida de la siguiente manera:

- Para i mayor o igual que $(N-1)/2$: $H^{-1}(i,j) = H^{-1}(N-i,N-j)$, por ejemplo, la última mitad de las filas son la primera mitad de las filas escritas hacia atrás;
- Para i menor o igual que $(N-1)/2$:
 - Para j mayor o igual que i : $H^{-1}(i,j) = 2(i-j)/N$
 - Para i mayor o igual que j : $H^{-1}(i,j) = 2(j-i)/N$

Un ejemplo de H^{-1} de 7×7 para $N=8$ viene dado por:

$$H^{-1} = \begin{bmatrix} 1.75 & 1.50 & 1.25 & 1.00 & 0.75 & 0.50 & 0.25 \\ 1.50 & 3.00 & 2.50 & 2.00 & 1.50 & 1.00 & 0.50 \\ 1.25 & 2.50 & 3.75 & 3.00 & 2.25 & 1.50 & 0.75 \\ 1.00 & 2.00 & 3.00 & 4.00 & 3.00 & 2.00 & 1.00 \\ 0.75 & 1.50 & 2.25 & 3.00 & 3.75 & 2.50 & 1.25 \\ 0.50 & 1.00 & 1.50 & 2.00 & 2.50 & 3.00 & 1.50 \\ 0.25 & 0.50 & 0.75 & 1.00 & 1.25 & 1.50 & 1.75 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Por tanto, ε^2 se minimiza siguiendo las siguientes etapas:

- (i) Tomar un valor inicial para t_n utilizando la Ecuación (10) y el análisis que precede a la Ecuación (10).
- (ii) Calcular $\alpha = e^{j\Delta\omega t_n}$.
- (iii) Deshacer el giro de los valores de la matriz B_n $B_n(1)K$ $B_n(N)$ a través de ángulos dados por las

sucesivas potencias de α para obtener valores no girados $B'_n(1)$ K $B'_n(N)$ dados por $B'_n(k) = B_n(k)\alpha^{k-1}$, que forman entonces una matriz B'_n correspondiente. Esta etapa se aplica las matrices diagonales de la Ecuación (14) a los valores de la matriz B_n , dejando sólo la matriz H a multiplicar.

- 5 (iv) Calcular la matriz 2×2 $D = B_n^* H^{-1} B_n$. Este cálculo puede utilizar la fórmula explícita dada anteriormente para los elementos de la inversa de H , de manera que no se necesita realmente la inversión o incluso el almacenamiento de H .
- 10 (v) Calcular el autovector E correspondiente al autovalor más pequeño de la matriz 2×2 D , obligando a los dos elementos del autovector a ser conjugados complejos negativos uno de otro, y calcular el ángulo (argumento) de la raíz cuadrada de menos la relación de los dos elementos del autovector. Esto resulta ser simplemente el argumento del elemento d_{12} de la matriz 2×2 D calculada en la etapa (iv), por ejemplo, $\Delta\theta = \arg\{d_{12}\}$.
- 15 (vi) Calcular un valor refinado de t_n a partir de $t_n - \Delta\theta/\Delta\omega$.
- (vii) Iterar desde la etapa (iii) hasta que se produzca la convergencia.

20 El algoritmo anterior es análogo a una forma de discriminador de frecuencia denominada demodulador de extensión de umbral, del tipo conocido como filtro de seguimiento dinámico.

Las etapas (i) a (vii) pueden utilizarse cuando sólo hay un objeto de dispersión y por tanto hay que encontrar un retardo de trayectoria para una división angular Doppler o acimutal dada. Cuando el número de retardos de trayectoria a encontrar para cualquier ángulo acimutal, digamos la división angular n -ésima, es mayor que uno, digamos M , entonces se utiliza el procedimiento de Prony inverso mejorado de las solicitudes incorporadas para procesar los valores $B(n,1)$ K $B(n,N)$ para obtener M retardos de trayectoria t_{mn} , $m=1$ a M , para la división angular n .

30 No existe restricción para encontrar el mismo número de objetos de dispersión en cada división angular acimutal, por ejemplo m puede ser diferente para diferentes valores de n . Puede ser suficiente con encontrar un objeto de dispersión en algunos ángulos, encontrando múltiples objetos de dispersión en otros ángulos. El número de objetos de dispersión caracterizado, $M(n)$, puede determinarse por cómo el error residual se reduce a medida que aumenta el número de objetos de dispersión resueltos. Se ha observado que el error residual se reduce rápidamente al principio, cuando presumiblemente se están resolviendo objetos de dispersión reales con intensidades de señal significativas, pero entonces con un posterior aumento en el número de objetos de dispersión resueltos por encima de un determinado umbral, la tasa de reducción de errores se ralentiza, presumiblemente porque ahora sólo queda ruido. El punto de transición en la pendiente de error residual de inclinada a baja es indicativa del número de objetos de dispersión a resolver. No es necesario determinar esto con frecuencia, ya que el número de objetos de dispersión se puede fijar para períodos mucho más largos que períodos de 600 símbolos OFDM, que es sólo 40 ms.

40 La presente invención no se limita al enfoque "Doppler primero" descrito anteriormente. La presente invención también se aplica a un enfoque "retardo primero", preferiblemente cuando se utiliza interpolación. La Figura 10 muestra un diagrama de flujo para otra realización que emplea un enfoque "retardo primero" con interpolación. El receptor 120 recibe señales de referencia, por ejemplo señales piloto, para múltiples frecuencias en el ancho de banda de señal recibida durante el intervalo de tiempo (i), por ejemplo durante un período de símbolo OFDM, y las muestras de señal se guardan en memoria (bloque 200). Aunque no es necesario, algunas realizaciones pueden procesar las señales de referencia recibidas para determinar los coeficientes de canal de propagación en un número de frecuencias predeterminadas (bloque 210). Las señales piloto recibidas o los coeficientes de canal obtenidos a partir de las mismas son remuestreados mediante interpolación para obtener valores interpolados con una separación temporal remuestreada inversamente proporcional a la frecuencia a la que pertenecen (bloque 215).

50 Como resultado, el producto de la separación temporal remuestreada y la correspondiente frecuencia para cada valor interpolado es constante en las frecuencias.

Se aplica un proceso de retardo conjunto, por ejemplo Prony inverso conjunto, a los valores interpolados a través de las frecuencias y tiempos remuestreados en el intervalo de análisis para obtener un único conjunto de retardos de trayectoria común a todos los tiempos remuestreados, y un conjunto correspondiente de amplitudes de onda complejas (por ejemplo, coeficientes de retardo) para cada tiempo remuestreado (bloque 232). Posteriormente, los coeficientes de retardo se procesan utilizando, por ejemplo, un algoritmo de Prony a través de los tiempos remuestreados y los retardos de trayectoria, para determinar un conjunto de desplazamientos Doppler escalados en frecuencia para cada retardo de trayectoria determinado y los correspondientes coeficientes de dispersión (bloque 220), donde los desplazamientos Doppler escalados en frecuencia representan valores de tasa de cambio de retardo y están relacionados con el mismo ángulo de llegada para las múltiples frecuencias. Los parámetros de dispersión individuales ahora identificados, que incluyen el coeficiente de dispersión y el ángulo de llegada y retardo de trayectoria correspondientes para cada objeto de dispersión, pueden utilizarse para estimar la respuesta de frecuencia de canal compleja en cualquier tiempo y frecuencia deseados, por ejemplo en las frecuencias de subportadora que se van a utilizar para la transmisión en el siguiente período de transmisión.

La Figura 11 muestra un diagrama de bloques de un procesador de canal 160 a modo de ejemplo utilizado para implementar el proceso de la Figura 10. El procesador 160 incluye un estimador de canal 162 opcional, un interpolador 164, una unidad de procesamiento de retardo 168 y una unidad de procesamiento Doppler 166. Se apreciará que aunque cada uno de estos elementos se muestra como entidades separadas dentro del procesador de canal 160, pueden implementarse como una o más funciones de procesamiento en uno o más procesadores.

Cuando se utiliza, el estimador de canal 162 genera coeficientes de canal de propagación complejos basándose en las señales de referencia de entrada, por ejemplo, señales piloto. El interpolador 164 remuestrea por interpolación las señales piloto recibidas o los coeficientes de canal obtenidos a partir de los mismos para obtener valores interpolados que tienen separaciones temporales remuestreadas inversamente proporcionales a la frecuencia correspondiente. La unidad de procesamiento de retardo 168 procesa conjuntamente los valores interpolados a través de un conjunto de las frecuencias y tiempos remuestreados, por ejemplo con un algoritmo de Prony inverso conjunto, para determinar el conjunto de retardos de trayectoria y los correspondientes conjuntos de amplitudes de onda compleja. La unidad de procesamiento Doppler 166 procesa las amplitudes de onda compleja proporcionadas por la unidad de procesamiento de retardo 168 utilizando, por ejemplo, un algoritmo de Prony para determinar los desplazamientos Doppler escalados en frecuencia para cada retardo de trayectoria determinado y los correspondientes coeficientes de dispersión. Como se ha descrito anteriormente, cualquier estimación de canal obtenida a partir de los coeficientes de dispersión puede suavizarse en el tiempo. Por ejemplo, puede eliminarse la ponderación de coeficientes de dispersión asociados a objetos de dispersión débil con relación a los coeficientes de dispersión asociados a objetos de dispersión fuerte para generar estimaciones de canal suavizadas para al menos una frecuencia y tiempo.

A continuación se proporciona un análisis matemático del enfoque "retardo primero". El modelo matemático básico del coeficiente de propagación de canal $C(k, i)$ a las frecuencias $\omega_0 + k\Delta\omega$ y tiempos $i\Delta T$ viene dado por la Ecuación (1), que puede reescribirse en cuanto a la tasa de cambio de retardo T'_n de la siguiente manera:

$$C(k, i) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^{M(n)} A(n, m) e^{-j(\omega_0 + k\Delta\omega)(T_{nm} + i\Delta T \cdot T'_n)} \quad (17)$$

La ecuación anterior supone que hay N direcciones diferentes de intervalos de llegada, y en cada intervalo hay $M(n)$ trayectorias de dispersión, lo que representa el modelo para el procedimiento "Doppler primero". Como se ha descrito anteriormente, m no tiene que ser el mismo para cada intervalo angular, sino que puede ser una función de n , por ejemplo $M(n)$. Preferiblemente, sin embargo, a cada objeto de dispersión s le correspondería un retardo único T_s y una tasa de cambio de retardo T'_s , lo que lleva al siguiente sumatorio de todos los objetos de dispersión s como sigue:

$$C(k, i) = \sum_s A'(s) e^{-j(\omega_0 + k\Delta\omega)(T_s + i\Delta T \cdot T'_s)} \quad (18)$$

Aplicando el procedimiento de interpolación explicado anteriormente para calcular los valores interpolados $C'(k, i')$ en los tiempos $\Delta T(k) = (1 + k\Delta\omega/\omega_0)\Delta T$, se obtiene:

$$C'(k, i') = \sum_s A'(s) e^{-j(\omega_0 + k\Delta\omega)T_s} e^{-j(i'\omega_0\Delta T \cdot T'_s)} \quad (19)$$

Si $A(s) = A'(s)e^{-j\omega_0 T_s}$, $Z_s = e^{-j\Delta\omega T_s}$ y $\xi_s = e^{-j\omega_0 \Delta T \cdot T'_s}$, se obtiene:

$$C'(k, i') = \sum_s A(s) Z_s^k \xi_s^{i'} \quad (20)$$

En la ecuación (20), el retardo de trayectoria del objeto de dispersión s está representado en la variable Z_s , mientras que la tasa de cambio de retardo está representada en la variable ξ_s .

Como la ecuación (20) tiene la misma forma en Z_s y en ξ_s , cualquiera de ellos puede determinarse primero, seguido del otro. Para determinar Z_s primero, sea $B(s, i') = A(s) \xi_s^{i'}$. Entonces, la Ecuación (20) puede reescribirse como:

$$C'(k, i') = \sum_s B(s, i') Z_s^k \quad (21)$$

Esto se puede resolver para Z_s mediante el procedimiento de Prony mejorado a lo largo del eje k , conjuntamente para todos los tiempos remuestreados i' .

Entonces los valores de Z_s así obtenidos se sustituyen para obtener la solución de mínimos cuadrados para los coeficientes $B(s, i')$ en los tiempos remuestreados. Como $B(s, i')$ se define como $A(s)\xi_s^{i'}$, este último se puede resolver utilizando el procedimiento de Prony de una variable que se equiparó anteriormente a un demodulador FM de

extensión de umbral, para obtener un valor de ξ_s y un valor de $A(s)$ para cada índice s . Por tanto, puede calcularse primero los retardos de trayectoria y después los valores de tasa de cambio de retardo.

5 Como la Ecuación (20) está escrita como una única suma, cada objeto de dispersión tiene una única combinación de retardo de trayectoria y su tasa de cambio. Los retardos de trayectoria pueden calcularse primero, seguidos de una única tasa de cambio de retardo por cada retardo de trayectoria, o bien los desplazamientos Doppler (valores de tasa de cambio de retardo) pueden calcularse primero, seguidos de un único retardo de trayectoria correspondiente a cada desplazamiento Doppler.

10 Un problema con el primer procedimiento (retardo primero) surge cuando dos objetos de dispersión tienen retardos de trayectoria idénticos pero diferentes desplazamientos Doppler: Prony fusionará los dos retardos de trayectoria idénticos en un objeto de dispersión, y entonces sólo se obtendrá un único Doppler. Por otro lado, con el enfoque "Doppler primero" dos objetos de dispersión tienen exactamente el mismo desplazamiento Doppler pero diferentes retardos de trayectoria. En este caso, Prony los fusionará en un único objeto de dispersión, y entonces sólo se obtendrá un retardo de trayectoria. Un procedimiento para resolver esto es volver a la forma de suma doble de la Ecuación (1) para la Ecuación (20), concretamente:

20
$$C'(k, i') = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^{M(n)} A(n, m) Z_{nm}^k \xi_n^{i'} \quad (22)$$

para el análisis de "Doppler primero" (ξ primero), o alternativamente

25
$$C'(k, i) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N(m)} A(n, m) Z_m^k \xi_{mn}^i \quad (23)$$

para el procedimiento "retardo primero" (Z primero).

30 Por tanto, con la Ecuación (22) se supone que hay un número de retardos de trayectoria m menor que el número de objetos de dispersión, y que para cada retardo de trayectoria hay $M(n)$ desplazamientos Doppler distintos. Con la Ecuación (23), la suposición es que hay un número M de retardos de trayectoria, con $N(m)$ desplazamientos Doppler para cada retardo de trayectoria. En general, es preferible utilizar el enfoque "Doppler primero" si el número de periodos de tiempo para el intervalo de análisis total supera el número de frecuencias, y alternativamente utilizar el enfoque "retardo primero" si el número de frecuencias supera el número de periodos de tiempo (por ejemplo, periodos de símbolo OFDM) disponibles, ya que esto permitirá hallar el número máximo de parámetros de dispersión diferentes.

40 Aunque no existe ningún procedimiento conocido para resolver la formulación de suma única de la Ecuación (20) para pares retardo-Doppler de los cuales al menos un valor es diferente del de otro par, se puede utilizar una DFT bidimensional solamente para el suavizado de canal, por ejemplo, para interpolación en vez de extrapolación. Al haberse interpolado las señales piloto o los coeficientes de canal obtenidos a partir de las mismas para diferentes tiempos remuestreados, como se ha descrito anteriormente, la nueva cuadrícula de puntos $C'(k, i')$ tiene la propiedad de que una DFT a lo largo de la dimensión i' temporal remuestreada proporcionará el mismo espectro Doppler para cada k . Después de llevar a cabo estas DFT para obtener una primera matriz transformada, una segunda DFT a lo largo de la dimensión de frecuencia k de la primera matriz transformada da como resultado una segunda matriz transformada donde los objetos de dispersión son ahora resueltos en contenedores discretos uniformemente espaciados en el dominio de retardo y el ángulo de llegada. Aquellos contenedores que contienen valores por debajo de un umbral de ruido pueden fijarse ahora a cero, y después la matriz se vuelve a transformar en valores de canal a las frecuencias y tiempos deseados dentro de los intervalos de observación originales de frecuencia y tiempo, permitiendo así un suavizado.

Una aplicación de esto último en GSM es el suavizado de canal a través de múltiples ranuras GSM en la misma trama. En un sistema GSM de saltos de frecuencia, las ranuras de la misma trama se transmiten en la misma frecuencia, y el cambio de frecuencia se produce sólo entre tramas. Las tramas tienen $60/13 = 4,615$ ms de longitud y están divididas en 8 ranuras. Observar el canal en cada ranura proporciona por tanto una velocidad de muestreo de canal de $8/4,615$ ms, o 1,733 kHz, que está lo suficientemente por encima del muestreo de Nyquist para las velocidades de terminal móvil más altas.

60 La presente invención puede utilizarse para proporcionar estimaciones de canal mejoradas por medio de las siguientes etapas:

- Llevar a cabo una correlación de canal con la palabra de sincronismo en cada ranura para obtener la respuesta $C(t_k, i)$ de impulso de canal de propagación para cada ranura de tiempo i .
- Utilizar una DFT para transformar la respuesta de impulso de cada ranura en una respuesta $C(\omega_k, i)$ de

frecuencia de canal de propagación correspondiente para cada ranura.

- 5 • Remuestrear mediante interpolación a lo largo del dominio de tiempo de los correspondientes puntos de frecuencia en las respuestas de frecuencia para obtener los valores interpolados $C'(k,i)$ en los tiempos remuestreados \tilde{l} .
- Utilizar dos DFT bidimensionales para suavizar la matriz $C'(k,i)$ bidimensional para eliminar objetos de dispersión por debajo de un umbral de ruido.
- 10 • Deshacer el remuestreo para obtener valores de $C(\omega_k,i)$ suavizados en los tiempos de ranura i deseados.
- Volver a transformar los valores de $C(\omega_k,i)$ suavizados utilizando una IDFT para obtener valores $C(t_k,i)$ de respuesta de impulso suavizados para cada ranura de tiempo.
- 15 Si se desea, el proceso también puede proporcionar estimaciones de canal en múltiples instantes a través de la ranura, para compensar los cambios de canal durante una ranura.

20 El proceso anterior descrito con relación a GSM también puede utilizarse en sistemas CDMA tales como el sistema 3G WCDMA también conocido, en una forma, como HSPA. El procedimiento inventivo descrito permite calcular el espectro de tasa de cambio de retardo independiente de la frecuencia o la dirección angular de espectro de llegada, en lugar del espectro Doppler dependiente de la frecuencia que, por tanto, no puede calcularse conjuntamente para todas las frecuencias para las que los valores del canal están disponibles en un conjunto de instantes de tiempo secuenciales. Un experto en la técnica será capaz de determinar otras aplicaciones en las que tal procedimiento es ventajoso, por ejemplo para una búsqueda de dirección mejorada en señales de banda ancha. El alcance de la
 25 invención está descrito por las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento implementado en un dispositivo inalámbrico (10) para analizar señales multitrayectoria recibidas a través de un canal de comunicación inalámbrico para caracterizar objetos de dispersión en el canal de comunicación inalámbrico, comprendiendo el procedimiento:
- 5 recibir (200) un valor de referencia para cada una de una pluralidad de frecuencias dentro de un ancho de banda de señal en una pluralidad de diferentes tiempos de señal;
- procesar (220) dichos valores de referencia o coeficientes de canal de propagación complejos estimados a partir de los mismos para determinar uno de entre:
- 10 un conjunto de desplazamientos Doppler de energía de onda dispersa y un conjunto correspondiente de amplitudes de onda compleja para cada una de dicha pluralidad de frecuencias dentro del ancho de banda de señal, correspondiendo cada desplazamiento Doppler a un ángulo de llegada diferente; y
- un conjunto de retardos de trayectoria y un conjunto correspondiente de amplitudes de onda compleja para cada uno de múltiples tiempos de señal dentro de un intervalo de análisis; y
- 15 procesar (230) dichas amplitudes de onda compleja para determinar:
- un conjunto de retardos de trayectoria correspondientes a cada ángulo de llegada o un conjunto de ángulos de llegada correspondientes a cada retardo de trayectoria determinado; y
- un coeficiente de dispersión complejo para cada combinación de retardo de trayectoria y ángulo de llegada, donde cada coeficiente de dispersión complejo corresponde a un objeto de dispersión
- 20 respectivo en el canal de comunicación inalámbrico,
- estando el procedimiento caracterizado porque comprende interpolar los valores de referencia o los coeficientes de canal de propagación complejos estimados a partir de los mismos para generar valores interpolados en una serie de tiempos remuestreados dentro del intervalo de análisis, donde los tiempos remuestreados tienen una separación temporal diferente para frecuencias diferentes de dichas múltiples frecuencias de modo que el producto de cada separación temporal y la correspondiente frecuencia es sustancialmente constante a través de las múltiples frecuencias;
- 25 en el que procesar los valores de referencia o coeficientes de canal de propagación complejos estimados a partir de los mismos comprende procesar los valores interpolados.
- 30 2. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que procesar los valores interpolados comprende:
- procesar los valores interpolados conjuntamente a través de un número de dichas múltiples frecuencias para determinar un conjunto de desplazamientos Doppler escalados en frecuencia comunes a dichas múltiples frecuencias para de ese modo determinar un conjunto de valores de tasa de cambio de retardo, cada uno de los cuales corresponde al mismo ángulo de llegada para dichas múltiples frecuencias; y
- 35 determinar el conjunto de amplitudes de onda compleja para cada una de dichas múltiples frecuencias en función de los valores de tasa de cambio de retardo y los valores interpolados.
3. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que procesar los valores interpolados comprende procesar los valores interpolados conjuntamente a través de dicha serie de tiempos remuestreados en el intervalo de análisis para determinar el conjunto de retardos de trayectoria común a los tiempos remuestreados y un conjunto correspondiente de amplitudes de onda compleja para cada tiempo remuestreado.
- 40 4. El procedimiento según la reivindicación 3, en el que procesar dichas amplitudes de onda compleja comprende:
- procesar las amplitudes de onda compleja para determinar un conjunto de desplazamientos Doppler escalados en frecuencia para cada retardo de trayectoria determinado para determinar así un conjunto de valores de tasa de cambio de retardo, cada uno de los cuales corresponde al mismo ángulo de llegada a través de dichas múltiples frecuencias; y
- 45 determinar un coeficiente de dispersión complejo correspondiente para cada combinación de retardo de trayectoria y desplazamiento Doppler escalado en frecuencia en función de los valores de tasa de cambio de retardo y las amplitudes de onda compleja correspondientes.
- 50 5. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que procesar los valores de referencia o los coeficientes de canal de propagación complejos estimados a partir de los mismos comprende aplicar un algoritmo de Prony a los valores de referencia o a los coeficientes de canal de propagación complejos estimados a partir de los mismos para determinar el conjunto de desplazamientos Doppler y las amplitudes de onda compleja correspondientes.
- 55 6. El procedimiento según la reivindicación 5, en el que procesar dichas amplitudes de onda compleja comprende aplicar un algoritmo de Prony inverso a las amplitudes de onda compleja para determinar los conjuntos de retardos de trayectoria y los coeficientes de dispersión correspondientes.
- 60 7. El procedimiento según la reivindicación 1, que comprende además procesar los valores de referencia recibidos para estimar los coeficientes de canal de propagación complejos en cada una de las múltiples frecuencias para la pluralidad de diferentes tiempos de señal.
- 65 8. El procedimiento según la reivindicación 1, que comprende además predecir estimaciones de canal para una o más frecuencias de transmisión asociadas a dicha estación de red fija en función de los retardos de trayectoria.

- 5 9. El procedimiento según la reivindicación 8, en el que predecir las estimaciones de canal comprende además predecir las estimaciones de canal para dichas frecuencias de transmisión en tiempos futuros en función de dichos desplazamientos Doppler y ángulos de llegada.
- 10 10. El procedimiento según la reivindicación 9, en el que predecir las estimaciones de canal comprende además suavizar las estimaciones de canal predichas para al menos una de las frecuencias de transmisión y uno de los tiempos futuros en función de las determinadas combinaciones de retardos de trayectoria y ángulos de llegada.
- 10 11. El procedimiento según la reivindicación 10, en el que suavizar las estimaciones de canal comprende eliminar la ponderación de los coeficientes de dispersión correspondientes a los objetos de dispersión débil con relación a los coeficientes de dispersión correspondientes a los objetos de dispersión fuerte para determinar las estimaciones de canal suavizadas para al menos uno de las frecuencias de transmisión y tiempos futuros.
- 15 12. El procedimiento según la reivindicación 1, que comprende además determinar una ubicación de al menos una de las estaciones móviles en función de las combinaciones determinadas de retardos de trayectoria y ángulos de llegada.
- 20 13. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que la pluralidad de frecuencias comprende una pluralidad de subportadoras OFDM y la pluralidad de diferentes tiempos de señal comprende una pluralidad de períodos de símbolo OFDM.
- 25 14. Un dispositivo inalámbrico (10) que comprende medios para llevar a cabo un procedimiento según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 13.

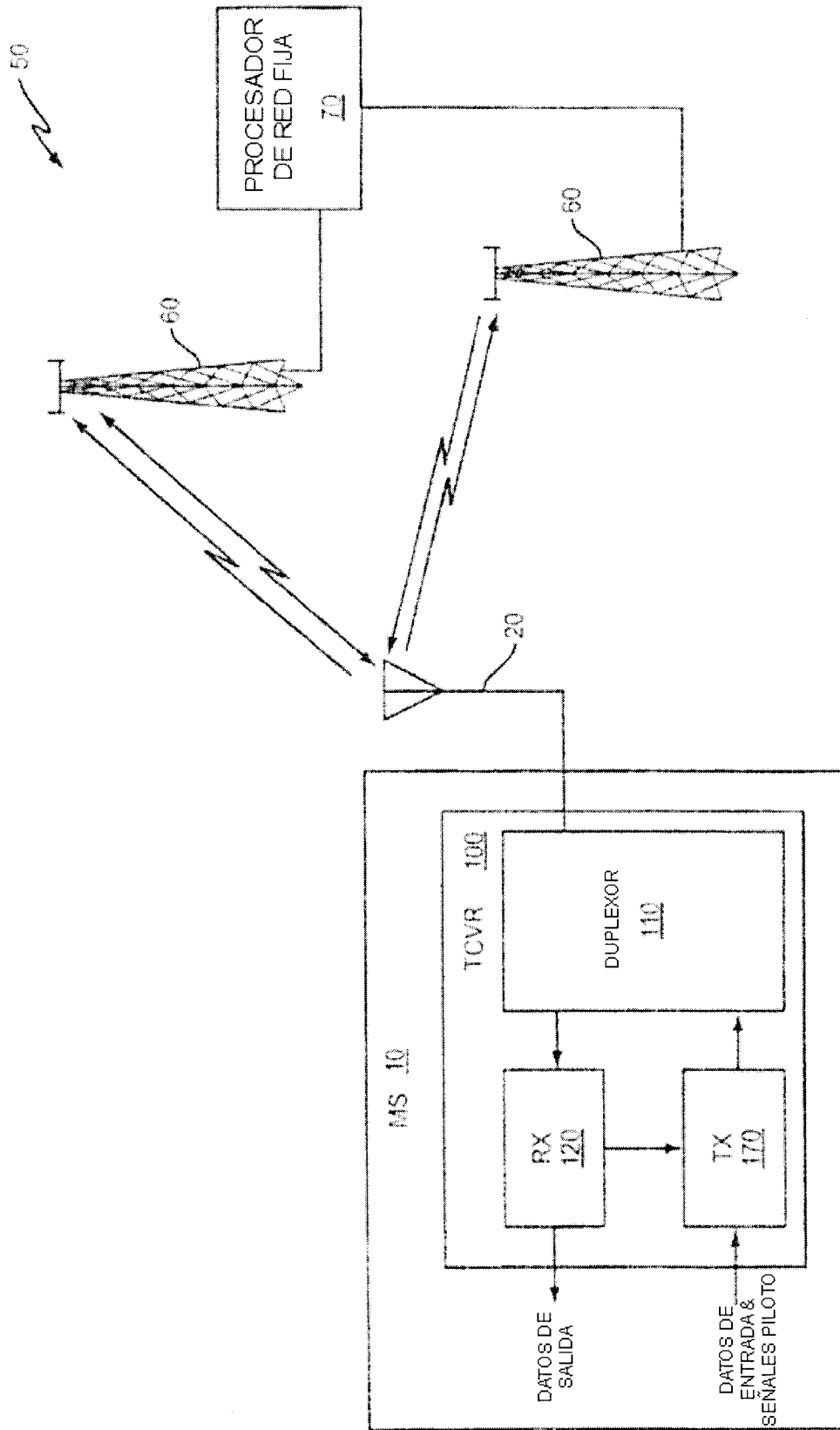


FIG. 1

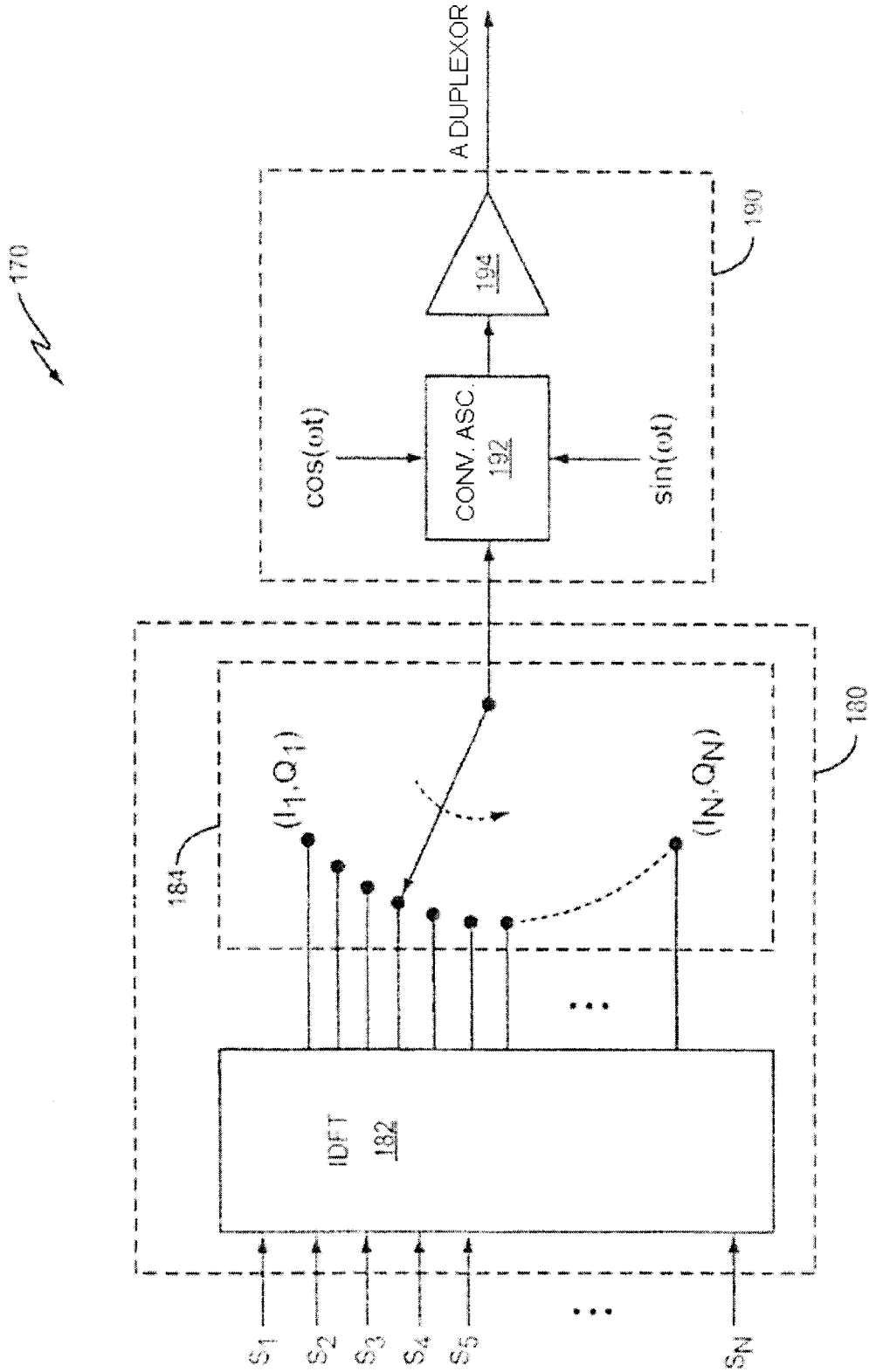


FIG. 2

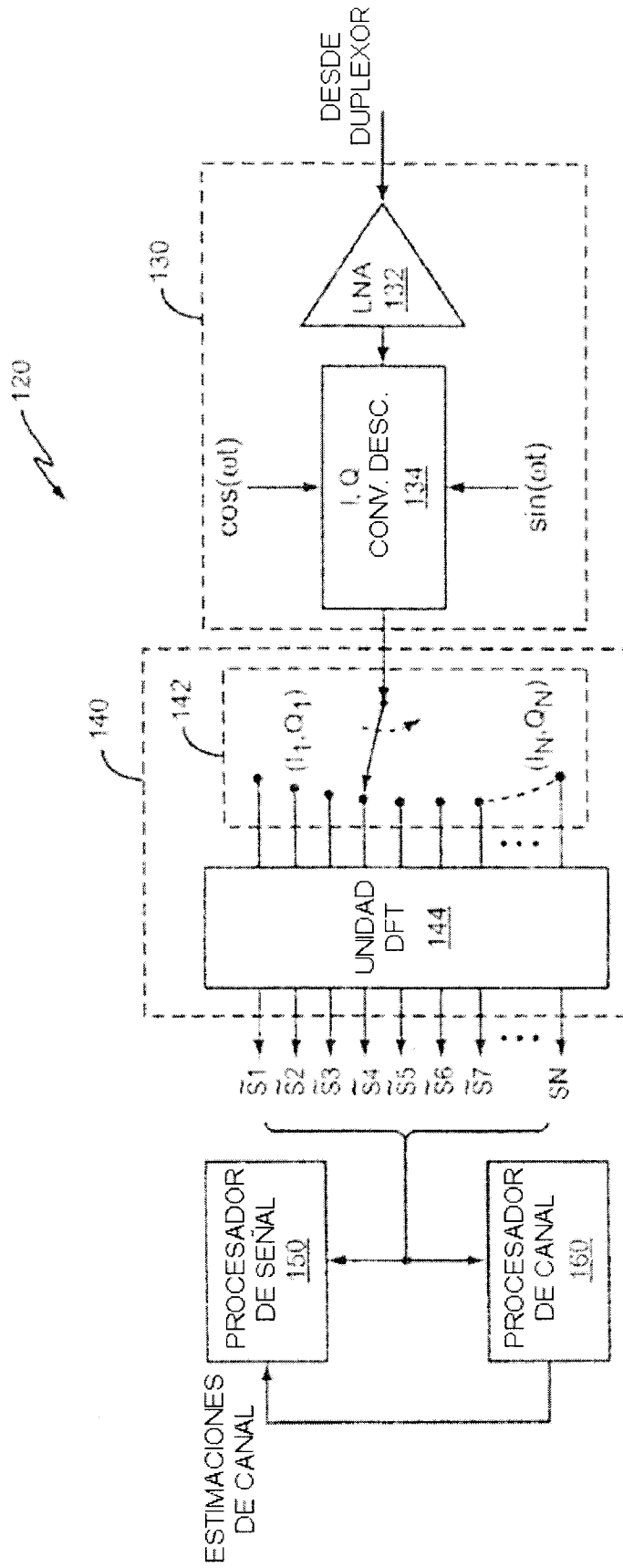


FIG. 3

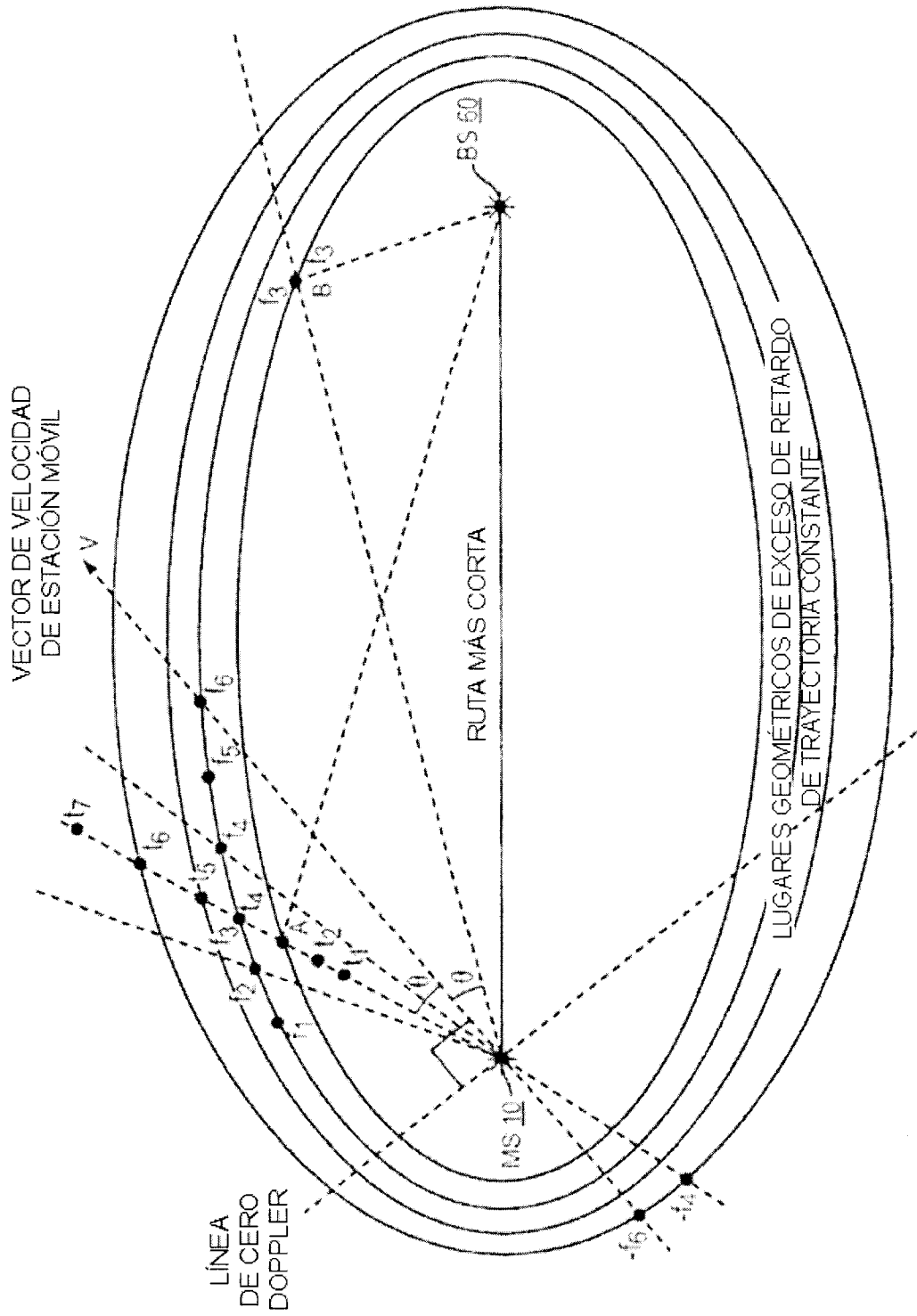


FIG. 4

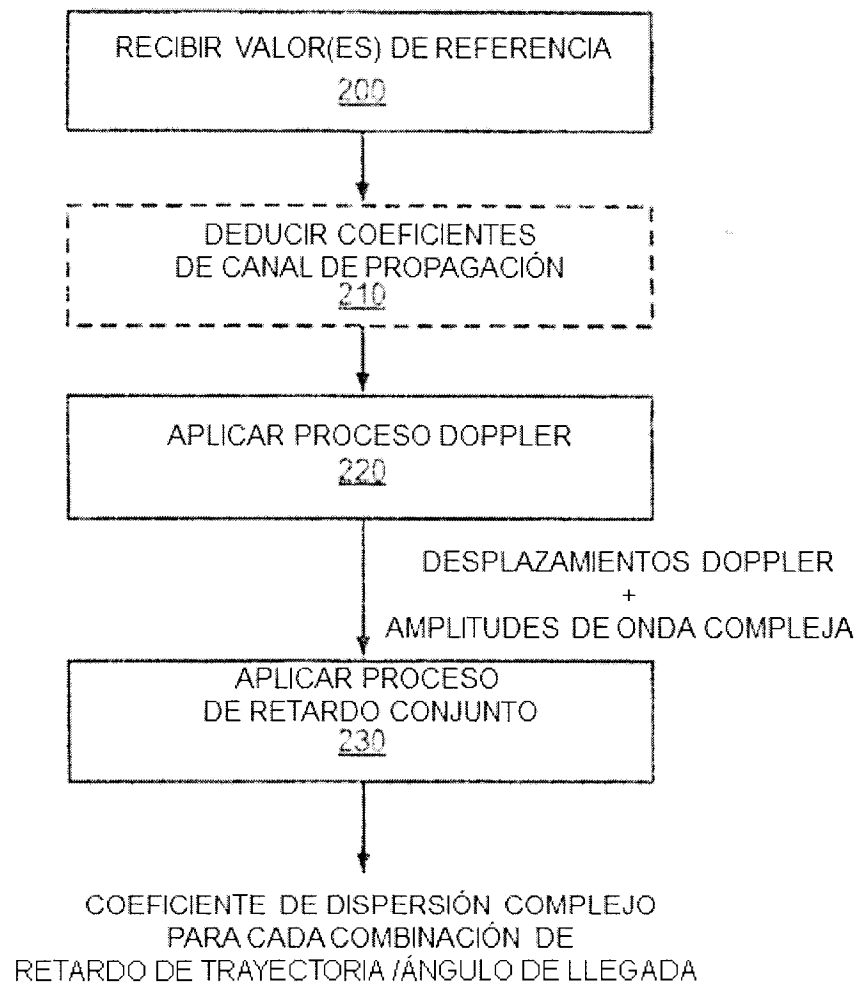


FIG. 5

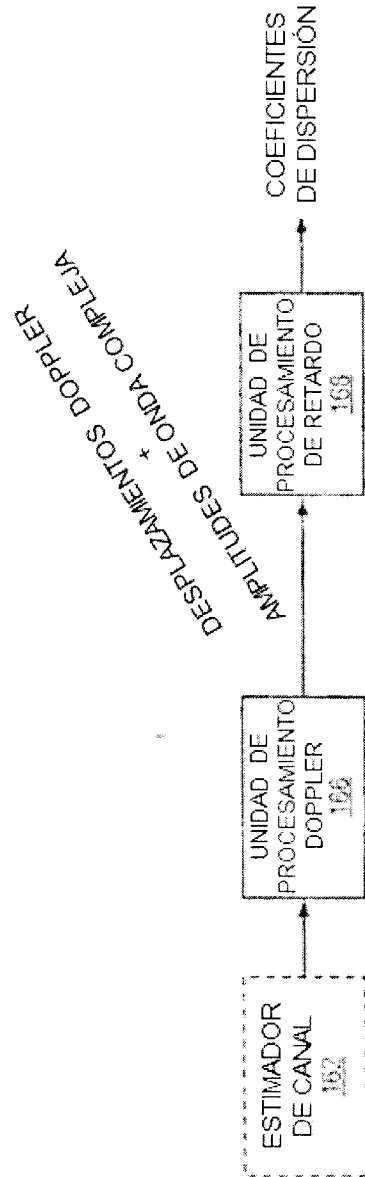


FIG. 6

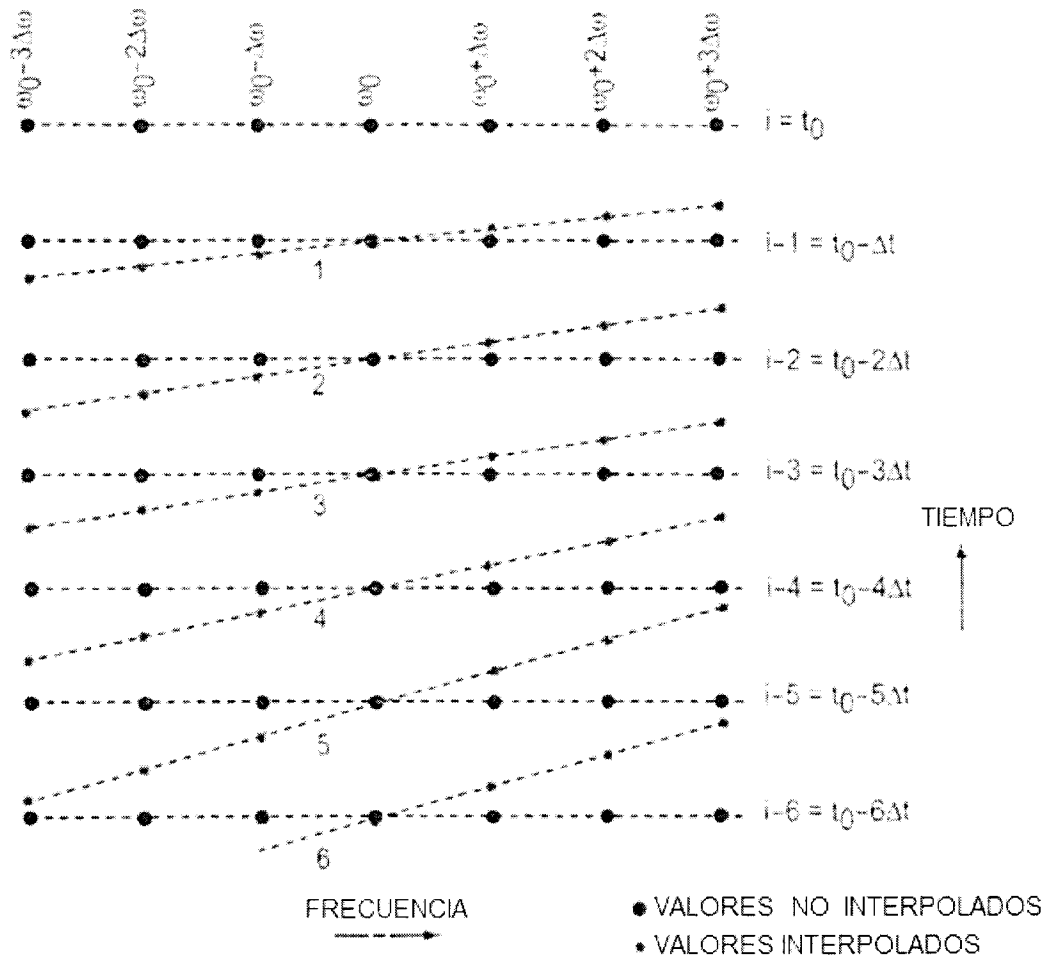


FIG. 7

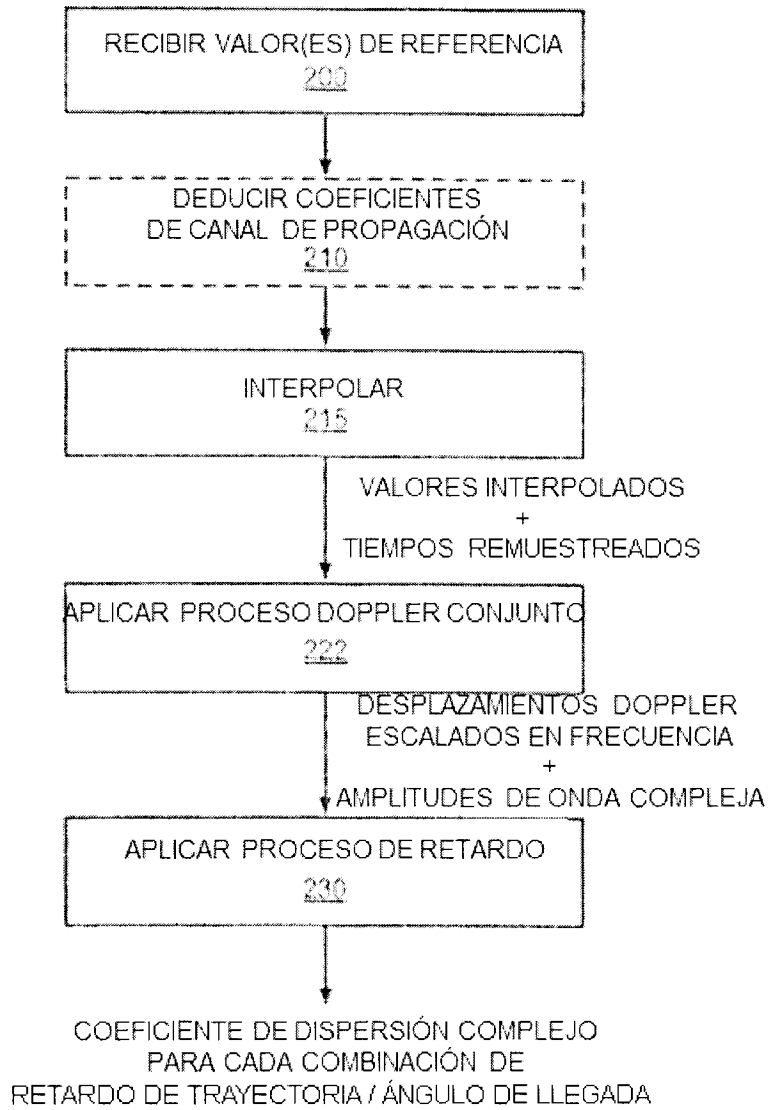


FIG. 8

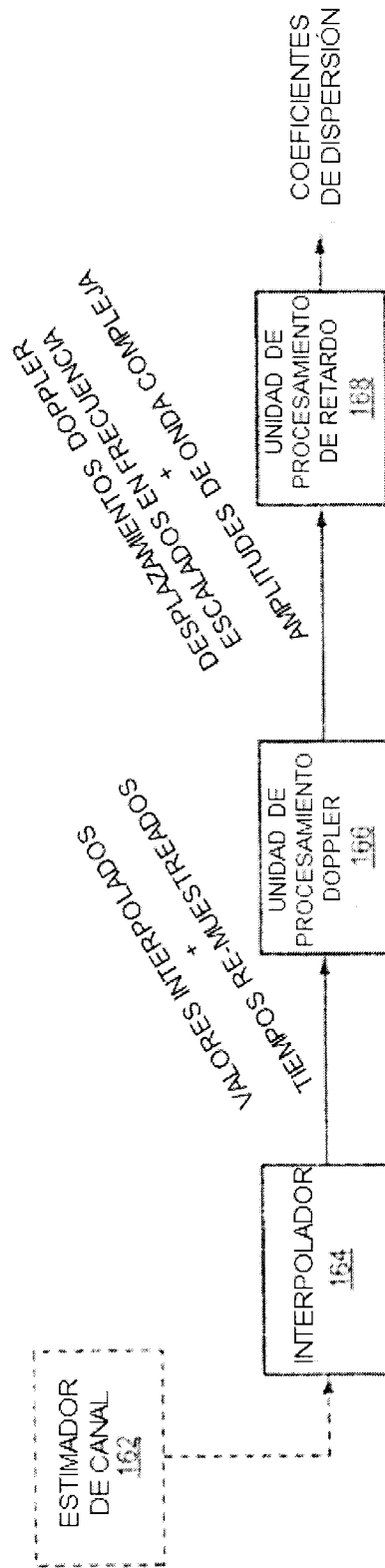


FIG. 9

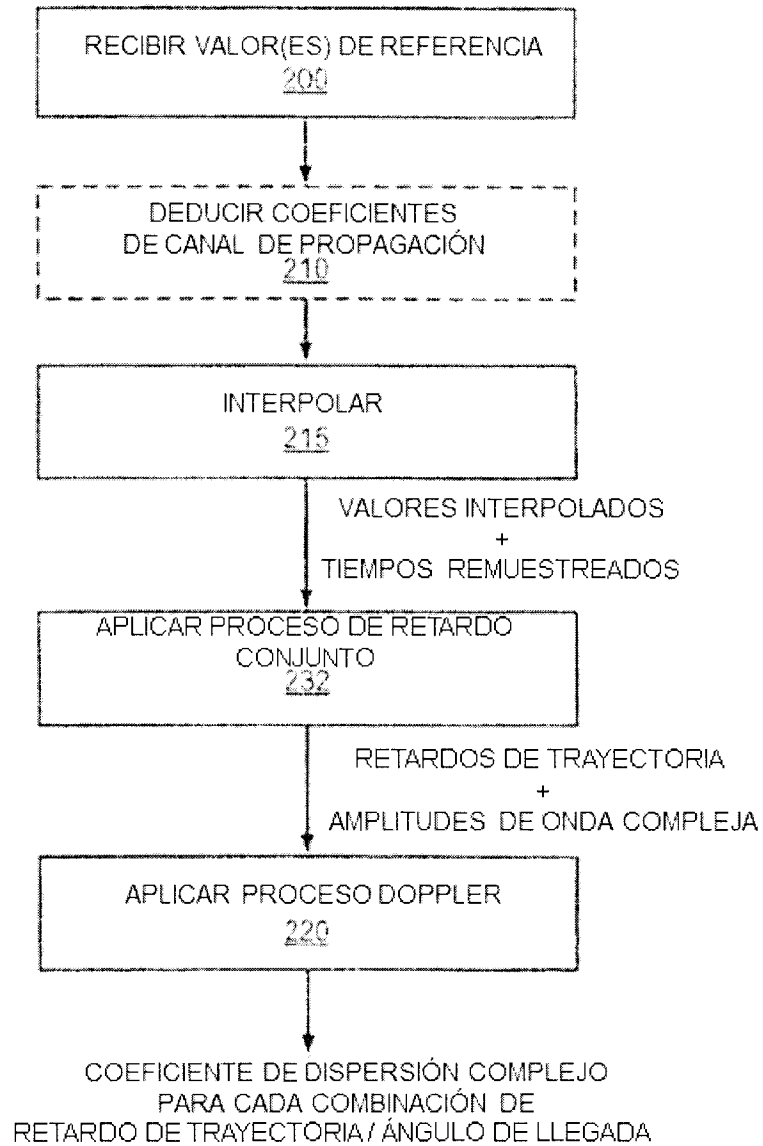


FIG. 10

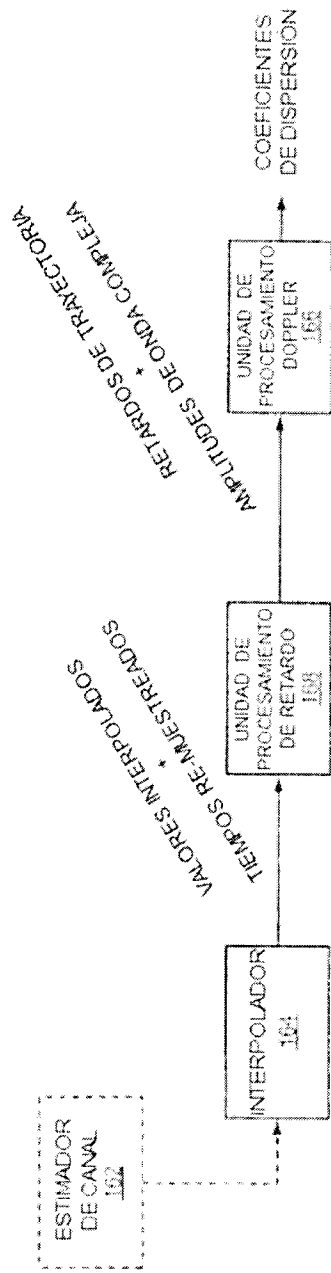


FIG. 11