

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 534 279**

51 Int. Cl.:

H04W 64/00

(2009.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **27.02.2012** **E 12713315 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **07.01.2015** **EP 2679064**

54 Título: **Procedimiento para estimar la distancia de un receptor con respecto a un transmisor de radio, procedimientos relativos para calcular la posición de un terminal móvil, terminal móvil y dispositivo de localización**

30 Prioridad:

25.02.2011 IT TO20110168

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

21.04.2015

73 Titular/es:

SISVEL TECHNOLOGY SRL (100.0%)

Via Castagnole 59

10060 None (TO), IT

72 Inventor/es:

PORZIO GIUSTO, PIETRO

74 Agente/Representante:

CURELL AGUILÁ, Mireia

ES 2 534 279 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

Procedimiento para estimar la distancia de un receptor con respecto a un transmisor de radio, procedimientos relativos para calcular la posición de un terminal móvil, terminal móvil y dispositivo de localización

Campo técnico

La presente invención se refiere a un procedimiento para estimar la distancia de un receptor de radio con respecto a un transmisor de radio. La presente invención también se refiere a procedimientos relativos para calcular la posición de un terminal móvil de radio, a un terminal móvil y a un dispositivo para localizar un terminal móvil.

La invención se aplica preferente y ventajosamente a receptores y transmisores que pertenecen a una red con una modulación de OFDM (*"multiplexación por división de frecuencia ortogonal"*), tal como, por ejemplo, terminales móviles conformes con la norma de evolución a largo plazo (LTE).

Técnica anterior

Tal como se conoce, la posición de un terminal móvil puede obtenerse a través de técnicas de trilateración o multilateración, que se basan en el conocimiento de la distancia relativa entre el terminal móvil y una pluralidad de puntos que presentan coordenadas conocidas, por ejemplo satélites geoestacionarios o estaciones base de radio terrestres.

Conocer la posición del terminal móvil permite acceder a servicios de emergencia, a servicios basados en la posición del terminal móvil (conocidos como LBS, "servicios basados en la ubicación"), tal como, por ejemplo, gestionar una flota de vehículos, a servicios cuyo coste depende de la posición del usuario (la denominada "facturación basada en la ubicación"), a servicios de monitorización o seguridad (por ejemplo, para rastrear la posición de un vehículo robado), y también a otros servicios.

Se conocen procedimientos para localizar terminales móviles que se basan en sistemas de satélite (por ejemplo, sistema de posicionamiento global, o GPS) y ofrecen una buena precisión en la localización del terminal móvil, pero no pueden garantizar un servicio dentro de edificios cerrados o áreas con obstáculos naturales o artificiales (por ejemplo, los denominados "cañones urbanos" entre edificios altos), que impiden la recepción de señales de satélite. Además, los sistemas de localización por satélite requieren tiempos relativamente largos para establecer las sincronizaciones necesarias antes de que puedan proporcionar estimaciones de posición.

También se conocen procedimientos de localización que se basan en sistemas que dependen de una red celular terrestre; estos procedimientos ofrecen tiempos de respuesta cortos y una cobertura interior, pero son generalmente menos precisos que los sistemas de satélite e inadecuados para muchas aplicaciones.

Un ejemplo de un procedimiento para localizar un terminal móvil se conoce por la solicitud de patente WO2007/067007 y por la solicitud US2008/0291089A1 correspondiente. Describe un dispositivo y un procedimiento para determinar la posición de una baliza de radio en movimiento. En particular, la baliza de radio transmite señales de radio que presentan "múltiples frecuencias", que se reciben por una pluralidad de estaciones base de radio. Según el procedimiento del documento WO2007/067007, se evalúan las diferencias de fase entre dos "frecuencias" de la señal enviada a cada estación base. Las distancias relativas entre la baliza de radio y cada estación base se calculan mediante un servidor de cálculo de ubicación, que tiene en cuenta las diferencias de fase evaluadas y el tiempo de llegada de la señal en cada estación base. Por tanto, la posición de la baliza de radio se calcula mediante trilateración.

Sin embargo, el procedimiento conocido por el documento WO2007/067007 presenta unos cuantos inconvenientes. En primer lugar, para una evaluación correcta de las distancias relativas, las estaciones base deben presentar un sincronismo de reloj para poder evaluar de manera precisa las diferencias entre los tiempos requeridos por las señales para cubrir las respectivas trayectorias hasta las estaciones base.

Además, el procedimiento conocido del documento WO2007/067007 permite estimar las distancias relativas sólo si el terminal móvil, es decir la baliza de radio, transmite una señal que se recibe correctamente por al menos tres estaciones base. Estos requisitos resultan ser desventajosos para aplicaciones en el campo de la telefonía celular, en el que el terminal móvil irradia normalmente una señal destinada a una estación base de radio específica.

Además, las estaciones base de radio deben poder comunicarse con un servidor adaptado para calcular la ubicación del terminal móvil. Esto requiere conexiones dedicadas o la ocupación de banda que podría utilizarse de otro modo.

Resumiendo, el procedimiento conocido por el documento WO2007/067007 no es ni eficaz ni práctico para calcular las distancias relativas entre un terminal móvil y una pluralidad de estaciones base. Además, esta solución conocida no permite que un terminal móvil calcule su propia ubicación sin hacer uso de una comunicación costosa con un servidor de cálculo de ubicación conectado a las estaciones base. Finalmente, el procedimiento conocido por el

documento WO2007/067007 es sensible al ruido en la señal que se transmite, por ejemplo debido a reflexiones de señal, que pueden provocar errores en las distancias relativas estimadas.

Objetivos y resumen de la invención

La presente invención presenta el objetivo de proporcionar un procedimiento para estimar la distancia de un receptor con respecto a un transmisor de radio, que supere algunos inconvenientes de la técnica anterior.

En particular, un objetivo de la presente invención es proporcionar un procedimiento que permita estimar la distancia de un receptor con respecto a un transmisor de una manera rápida e inmediata, sin la necesidad de ninguna comunicación adicional con otros dispositivos remotos. Otro objetivo de la presente invención es proporcionar un procedimiento que permita estimar dicha distancia con un nivel alto de precisión.

Un objetivo adicional de la presente invención es proporcionar un procedimiento que permita corregir cualquier error provocado por un ruido de señal, por ejemplo ruido debido a reflexiones de señal en múltiples trayectorias de propagación.

Estos y otros objetivos de la presente invención se alcanzan mediante un procedimiento para estimar la distancia de un receptor con respecto a un transmisor de radio, a través de procedimientos relacionados para localizar un terminal móvil, y a través de un terminal móvil y un dispositivo de localización que incorpora las características expuestas las reivindicaciones adjuntas, que están previstas como parte integral de la presente descripción.

La idea general en la que se basa la presente invención es utilizar un receptor de radio que recibe señales de radio irradiadas por un transmisor, y calcular la distancia relativa entre los mismos basándose en las señales recibidas. Las señales comprenden componentes de las que el receptor extrae por lo menos tres tonos, presentando cada uno una frecuencia diferente. El receptor mide una primera diferencia de fase entre un primer par de tonos, y una segunda diferencia de fase entre un segundo par de tonos, diferente del primero, en particular de tal manera que la separación de frecuencia de uno cualquiera de los pares de tonos primero y segundo es mayor que la otra. Entonces, se estima la distancia entre el receptor y el transmisor basándose en las diferencias de fase medidas a nivel del receptor.

Al hacer esto, la distancia puede estimarse de una manera rápida e inmediata; además, es el propio receptor el que realiza las mediciones requeridas para la estimación, de modo que no son necesarias comunicaciones adicionales con el transmisor o con otros dispositivos remotos. Ventajosamente, no es necesario que el receptor emita ninguna señal de radio.

De esta manera, también es posible estimar la distancia entre el receptor y el transmisor con mejor precisión, debido a que la separación de frecuencia aumentada entre los tonos aumenta la resolución espacial que corresponde a variaciones espaciales en la diferencia de fase. Se deduce que, con la misma incertidumbre de la medición de diferencia de fase tomada a nivel del receptor, la distancia estimada es más precisa a medida que aumenta la separación. Preferentemente, la distancia entre el receptor y el transmisor se estima realizando una comparación entre una primera estimación de distancia basándose en la primera diferencia de fase y por lo menos una segunda estimación de distancia basándose en la segunda diferencia de fase. Por tanto, la estimación de distancia obtenida de tonos que presentan una menor separación de frecuencia permite resolver cualquier ambigüedad debida a posibles periodicidades espaciales de las diferencias de fase evaluadas. La otra estimación de distancia obtenida de tonos que presentan una separación de frecuencia mayor es más precisa y, por tanto, permite mejorar la precisión de la distancia estimada.

La invención puede aplicarse ventajosamente a sistemas de modulación de OFDM, en los que las señales transmitidas por los transmisores, por ejemplo estaciones base, contienen una multiplicidad de subportadoras con una separación de frecuencia igual de las que el receptor, por ejemplo terminales celulares móviles, puede extraer una multiplicidad de tonos. Seleccionando apropiadamente los tonos de las subportadoras de la señal de OFDM, el procedimiento de la presente invención permite medir las diferencias de fase entre tonos que presentan diversas separaciones de frecuencia y elegidos de una manera tal para obtener, para separaciones amplias, estimaciones de distancia sumamente precisas mientras que al mismo tiempo se elimina, para separaciones pequeñas, cualquier ambigüedad que se derive de la periodicidad espacial de las diferencias de fase.

En el caso de señales de OFDM con subportadoras con una separación de frecuencia igual, preferentemente la separación de los tonos que presentan una separación menor entre los dos pares es igual a la separación entre las subportadoras de la señal de OFDM. De hecho, esta separación es ventajosamente la separación disponible mínima entre los tonos de señal, que corresponde a la periodicidad espacial máxima de la diferencia de fase. De esta manera, es incluso posible estimar distancias largas entre el receptor y el transmisor. En general, es ventajoso seleccionar un par de tonos que presentan una separación mínima también para señales que comprenden tonos sin una separación de frecuencia igual.

Preferentemente, los tonos de señal se seleccionan entre los que presentan la mejor relación señal a ruido dentro de la señal, es decir una relación señal a ruido mayor que un valor umbral predeterminado. Esto permite mejorar la medición de diferencia de fase, mejorando además así la precisión de la estimación de distancia. Preferentemente, los tonos que presentan una separación mayor se seleccionan dependiendo de la incertidumbre de mediciones asociada con la diferencia de fase entre tonos que presentan una separación menor, para mejorar de manera adecuada la estimación de distancia y adaptar las condiciones operativas existentes. Por ejemplo, los tonos también pueden seleccionarse basándose en un objetivo de precisión de la estimación de distancia.

Midiendo las diferencias de fase entre pares de tonos que presentan frecuencias diferentes, el presente procedimiento permite obtener parámetros útiles para corregir cualquier error de estimación de distancia provocado, por ejemplo, por reflexiones de señal. De hecho, el análisis de la función de transferencia de los tonos de un canal de radio permite corregir la distancia estimada incluso en presencia de reflexiones de señal que generan múltiples trayectorias de propagación. Ventajosamente, esto permite obtener estimaciones de distancia más precisas, que también se ven menos afectadas por el ruido debido a reflexiones de señal. Para realizar esta corrección, el procedimiento prevé preferentemente una evaluación de la relación entre la amplitud de una señal directa y la amplitud de una señal reflejada en una de las múltiples trayectorias de propagación, y luego una evaluación del retardo de la señal reflejada con respecto a la señal directa. Esta relación de amplitud puede calcularse evaluando la semiamplitud de las variaciones periódicas del espectro de frecuencia de la señal recibida por el receptor, mientras que el retardo se calcula evaluando el intervalo de periodicidad de las variaciones periódicas del espectro de frecuencia de la señal recibida. Preferentemente, dicha relación de amplitud y dicho retardo se calculan midiendo una pluralidad de diferencias de fase de una pluralidad de pares de tonos en la señal recibida, presentando dicha pluralidad de pares respectivas frecuencias diferentes pero la misma separación de frecuencia.

En una forma de realización, el procedimiento reitera posteriormente las diferencias de fase entre pares de tonos, que en cada reiteración se seleccionan con separaciones de frecuencia diferentes, en particular crecientes. De esta manera, la precisión de la estimación de distancia puede mejorarse adicionalmente por medio de mediciones posteriores.

Según un aspecto adicional, la presente invención se refiere a procedimientos para calcular la posición de un terminal móvil. Además, según todavía otro aspecto, la presente invención se refiere a terminales móviles y a un dispositivo para localizar terminales móviles relacionados con dichos procedimientos.

Objetivos y ventajas adicionales de la presente invención resultarán más evidentes a partir de la siguiente descripción de unas cuantas formas de realización de la misma, que se proporcionan a modo de ejemplo no limitativo.

Breve descripción de los dibujos

Algunas formas de realización preferidas y ventajosas se describirán ahora a modo de ejemplo no limitativo haciendo referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

- La figura 1 muestra la propagación de una señal entre un transmisor y un receptor.
- Las figuras 2A y 2B muestran un ejemplo de una señal que comprende cuatro tonos, representada en el dominio de tiempo (figura 2A) y en el dominio de frecuencia (figura 2B).
- La figura 3 muestra la tendencia de la diferencia de fase entre dos tonos de una señal en función de la distancia recorrida por la señal.
- La figura 4 muestra la tendencia de la diferencia de fase entre los tonos de dos subportadoras de una señal de OFDM separadas por 15 kHz en función de la distancia recorrida por la señal.
- La figura 5 muestra la tendencia de la diferencia de fase entre los tonos de dos subportadoras de una señal de OFDM separadas por 90 kHz en función de la distancia recorrida por la señal.
- La figura 6 muestra un diagrama de flujo que ejemplifica el procedimiento según la presente invención.
- La figura 7 muestra la propagación de una señal entre un transmisor y un receptor en presencia de obstáculos que producen reflexiones de señal.
- La figura 8 ejemplifica la relación entre la distancia real entre el receptor y el transmisor y la distancia aparente en presencia de reflexiones de señal.
- La figura 9A muestra esquemáticamente un espectro de una señal de una red celular de LTE transmitida o recibida sin ninguna distorsión, mientras que la figura 9B muestra un espectro de una señal de una red celular de LTE recibida con distorsiones debido a una reflexión de señal.

- La figura 10 muestra la tendencia teórica de una diferencia de fase entre los tonos de dos subportadoras de LTE a frecuencias diferentes separadas por 180 kHz a medida que cambia la frecuencia de la subportadora inferior, en el caso de una señal de una red celular de LTE recibida con distorsiones debido a una reflexión de señal, para una relación de amplitud de ± 3 dB entre la señal directa y la señal recibida a través de la reflexión.
- La figura 11 ejemplifica una forma de realización del procedimiento para calcular la posición de un terminal móvil en una red celular según la presente invención.

Los dibujos muestran diferentes aspectos y formas de realización de la presente invención y, según sea apropiado, estructuras, componentes, materiales y/o elementos similares se designan en los diversos dibujos con los mismos números de referencia.

Descripción detallada de la invención

En la presente descripción, el término "tono" se refiere a una señal sinusoidal que presenta una amplitud A , una fase ϕ y una frecuencia f . Las señales de radio se transmiten mediante "modulación". En particular, se considera que la señal electromagnética que contiene información es de "modulación", y se le confiere a (es decir, se modula en) un tono; la señal así modulada adopta la denominación "portadora", o "subportadora" si hay una traslación de frecuencia posterior a través de otro tono. La mayor traslación de frecuencia se utiliza para hacer que la señal modulada sea adecuada para una irradiación mediante una antena. A nivel del receptor, la señal recibida por la antena puede demodularse para aislar sus componentes. De esta manera, es posible extraer de una portadora por lo menos un respectivo tono.

Además, en la presente descripción, los términos "receptor" y "transmisor" se refieren a dispositivos adaptados para transmitir y recibir señales de radio, en los que la distancia estimada es esencialmente la distancia (en el espacio, o aproximado en el plano) que separa la antena del receptor de la antena del transmisor.

Finalmente, el término "separación" entre dos frecuencias se refiere al módulo de la diferencia entre las dos frecuencias, es decir la frecuencia mayor menos la frecuencia menor.

La figura 1 ilustra de manera esquemática la transmisión de una señal de radio 103 desde un transmisor 101 hasta un receptor 102, que se muestran esquemáticamente por medio de las respectivas antenas.

La señal 103 recorre la distancia d que separa las antenas del transmisor 101 y del receptor 102, propagándose en el aire a una velocidad esencialmente igual a la velocidad de la luz c , y tardando un tiempo de desplazamiento t_d en cubrir la distancia d ; se deduce que:

$$d = c \cdot t_d$$

donde:

c es la velocidad de propagación de ondas electromagnéticas en el aire, que puede suponerse que es igual a la velocidad de la luz en el vacío, es decir aproximadamente $3 \cdot 10^8$ m/s.

t_d es el tiempo que las ondas electromagnéticas tardan en recorrer la distancia d .

La señal 103 comprende por lo menos un tono, que por simplicidad se supone que presenta una amplitud unitaria y fase inicial nula. Por tanto, el tono s_t emitido por el transmisor 101 puede representarse como una función sinusoidal simple expresada por:

$$s_t = \sin(2\pi f t)$$

donde:

f es la frecuencia del tono s_t de la señal 103,

t es el tiempo.

Para los fines del procedimiento de la presente invención, la atenuación de amplitud experimentada por la señal 103 durante la propagación es poco importante; por tanto, por simplicidad, en la presente descripción se supondrá que está ausente.

A una distancia d con respecto a la antena del transmisor 101, la señal 103 se recibe por la antena del receptor 102; el tono s_r recibido de la señal 103 puede representarse como:

$$s_r = \text{sen}[2\pi f (t - t_d)]$$

por tanto, el tono s_r presenta un retardo t_d con respecto al tono s_t , que se debe al tiempo de desplazamiento que la señal 103 tarda en recorrer la distancia d .

El tono s_r recibido por el receptor 102 también puede expresarse tal como sigue:

$$s_r = \text{sen}(2\pi f t - \varphi_d)$$

que expresa la fase φ_d que depende del retardo t_d :

$$\varphi_d = 2\pi f d/c$$

Las figuras 2A y 2B ilustran un ejemplo de una señal 103 que puede utilizarse según las enseñanzas de la presente invención. La señal 103 comprende cuatro tonos 1, 2, 3 y 4, representados tanto en el dominio de tiempo (figura 2A) como en el dominio de frecuencia (figura 2B), presentando respectivas frecuencias f_1 , f_2 , f_3 , f_4 , distintas unas de otras, y amplitudes A arbitrarias.

Los tonos 1, 2, 3 y 4 presentan diferencias de fase mutuas conocidas en la salida del transmisor 101, que, por simplicidad, en la presente descripción se supondrán iguales a cero en el tiempo $t=0$. Debe resaltarse que tales diferencias de fase iniciales, es decir en la salida del transmisor 101, se dan a conocer fácilmente al receptor 102. De hecho, esto es una práctica común para transmisiones de radio, por ejemplo las celulares.

Inicialmente, se toman en consideración dos tonos de la señal 103, por ejemplo el tono 1 y el tono 2, presentando este último una frecuencia mayor que el tono 1, es decir $f_2 > f_1$.

En el instante $t=t_d$, es decir el instante en el que se recibe la señal 103 por el receptor 102 ubicado a una distancia d con respecto al transmisor 101, la diferencia de fase $\Delta\varphi_{21}$ entre el tono 1, con frecuencia f_1 , y el tono 2, con frecuencia f_2 , viene dada por:

$$\Delta\varphi_{21} = \varphi_2 - \varphi_1$$

que es igual a:

$$\Delta\varphi_{21} = [2\pi(f_2 - f_1)/c] \cdot d$$

es decir, la diferencia de fase $\Delta\varphi_{21}$ es directamente proporcional a la separación entre las frecuencias f_1 del tono 1 y f_2 del tono 2, y directamente proporcional a la distancia d con respecto al transmisor 101 que la señal 103 recorre para llegar al receptor 102.

La figura 3 ejemplifica la tendencia de la diferencia de fase $\Delta\varphi_{21}$ entre las fases de los dos tonos 1 y 2 en función de la distancia d con respecto al transmisor 101 recorrida por la señal 103. La diferencia de fase $\Delta\varphi_{21}$ crece linealmente a medida que aumenta la distancia d , desde un valor que conocen tanto el receptor como el transmisor (cero en este ejemplo) hasta un valor igual a dicho valor más dos veces π radianes (en este ejemplo, 2π rad, es decir 360°).

Cuando la diferencia de fase $\Delta\varphi_{21}$ alcanza el valor de 2π rad, su valor se vuelve de nuevo igual al valor que presentaba a una distancia nula con respecto al transmisor 101. La tendencia de $\Delta\varphi_{21}$ se repite periódicamente en el espacio, con un periodo igual a la distancia d_p , es decir igual a la relación entre la velocidad c y la separación entre las frecuencias f_1 y f_2 :

$$d_p = c/(f_2 - f_1)$$

Conociendo la diferencia de fase $\Delta\varphi_{21}$ entre dos tonos de una señal 103 recibida por un receptor 102, cuyas frecuencias y fases iniciales se conocen, es posible calcular la distancia d que separa el transmisor 101 del receptor 102, siempre que esta distancia sea más corta que la distancia de periodicidad d_p de la propia diferencia de fase.

A partir de lo anterior, de hecho, se obtiene una proporcionalidad directa entre la distancia d y la diferencia de fase $\Delta\varphi_{21}$ medida por el receptor 102 entre los dos tonos 1 y 2:

$$d = \Delta\varphi_{21} c/[2\pi(f_2 - f_1)]$$

Con referencia a la figura 4, considérese ahora, a modo de ejemplo no limitativo, una señal de OFDM tal como, por ejemplo, la transmitida por una estación base de radio 101 de una red celular de LTE. En este caso a modo de ejemplo, el terminal receptor 102 es un terminal móvil de LTE, es decir un aparato de usuario adaptado para conectarse a la red.

De las señales de OFDM pueden extraerse una pluralidad de tonos. De hecho, las señales de OFDM portan información a través de una pluralidad de “subportadoras” con frecuencias cercanas. Cada subportadora se modula según patrones que alteran la amplitud y fase de su forma de onda. Sin embargo, con el fin de demodular la señal de OFDM, es decir comparar las formas de ondas de las subportadoras moduladas con los tonos correspondientes (no modulados), los receptores “extraen” la pluralidad de tonos correspondientes a las subportadoras de la señal por medio de un circuito de extracción adecuado. Por tanto, la pluralidad de subportadoras de una señal con modulación de OFDM corresponde a una pluralidad de tonos tal como se describió previamente.

En una forma de realización, la señal de OFDM de una red celular de LTE comprende una pluralidad de subportadoras con una separación igual de 15 kHz, en un número que depende de la banda del canal de radio. En particular, el canal de radio es normalmente de 5 MHz de ancho, y hay 300 subportadoras que ocupan 4,5 MHz de banda, mientras que 250 kHz por lado se dejan sin ocupar con el fin de promover un desacoplamiento entre canales adyacentes.

Una señal de OFDM como la descrita anteriormente permite extraer un tono separado para cada subportadora y, por tanto, puede utilizarse para estimar la distancia entre un transmisor (por ejemplo, una estación base de radio de LTE) y un receptor (por ejemplo, un terminal móvil de LTE) según el procedimiento de la presente invención.

Considerando como tonos de referencia los extraídos de dos subportadoras adyacentes de la señal de OFDM, cuya separación de frecuencia es de 15 kHz:

$$f_2 - f_1 = 15 \text{ kHz}$$

se obtiene una tendencia de la diferencia de fase $\Delta\phi_{21}$ entre los tonos de las dos subportadoras de OFDM tal como se muestra en la figura 4, que aumenta linealmente en función de la distancia d con respecto al transmisor 101. En particular, tal como se mencionó anteriormente, a medida que la distancia d aumenta desde cero hasta una distancia de periodicidad d_{P1} , la diferencia de fase $\Delta\phi_{21}$ crece linealmente desde cero hasta 360° . Pasada la distancia d_{P1} , la diferencia de fase $\Delta\phi_{21}$ se repite con una tendencia en diente de sierra periódica, con un periodo de d_{P1} . En el presente ejemplo, d_{P1} tal como se calcula con la fórmula anterior, es de aproximadamente 20 km.

Por tanto, en el ejemplo tenido en cuenta, en relación con una señal de OFDM de una red de LTE, puede correlacionarse la diferencia de fase $\Delta\phi_{21}$ entre los tonos de dos subportadoras adyacentes con la distancia d entre el transmisor 101 y el receptor 102, siempre que este último esté dentro de la distancia d_{P1} , es decir dentro de aproximadamente 20 km con respecto al transmisor 101. El rango de cobertura de las células de los sistemas de OFDM disponibles actualmente, por ejemplo LTE o WiMax, es generalmente mucho más corto que la distancia de periodicidad d_{P1} . Se garantiza así el funcionamiento apropiado del procedimiento con un buen margen de seguridad para los sistemas actualmente en uso así como para cualquier sistema que pueda concebirse posiblemente en el futuro cercano.

En general, no pueden surgir problemas de ambigüedad debido a la periodicidad de la diferencia de fase $\Delta\phi_{21}$, si las frecuencias f_1 y f_2 del par de tonos tenidos en cuenta presentan una separación suficientemente estrecha, tal como para determinar una periodicidad espacial d_P mayor que o igual a la cobertura máxima $d_{M\text{áx}}$, que corresponde a la distancia máxima a la que el receptor 102 puede recibir señales de radio desde el transmisor 101.

Todavía con referencia a la figura 4, se ejemplifica una diferencia de fase $\Delta\phi_{m21}$ medida entre los tonos 1 y 2 de la señal de OFDM a nivel del receptor 102. La diferencia de fase $\Delta\phi_{m21}$ medida presenta en este ejemplo un valor de aproximadamente 105° , con el que está asociada una incertidumbre de medición de $\pm 9^\circ$. Esta incertidumbre deriva de consideraciones estadísticas sobre la medición tomada, que se ve influenciada por posibles imprecisiones intrínsecas del sistema de medición. Por tanto, no es posible medir el valor “real” de la diferencia de fase, puesto que cualquier medición siempre estará acompañada por una respectiva incertidumbre.

La distancia estimada d_{m1} entre el transmisor 101 y el receptor 102, estimada según la descripción anterior con referencia a las figuras 2A, 2B y 3, corresponde a aproximadamente 5.840 m, con una precisión de aproximadamente ± 500 m (que se deriva de la incertidumbre mencionada anteriormente). Tal como se describió previamente, la distancia d_{m1} se estima sin incurrir en ninguna ambigüedad debida a la periodicidad de la diferencia de fase $\Delta\phi_{21}$ tomada en consideración.

Puesto que, en general, la incertidumbre en la medición de una diferencia de fase entre dos tonos no puede mejorarse fácilmente, la presente invención mejora la precisión de la estimación de distancia midiendo una segunda diferencia de fase.

Con referencia a la figura 5, se muestra la tendencia de la diferencia de fase $\Delta\phi_{43}$ entre un segundo par de tonos, que presentan las respectivas frecuencias f_3 y f_4 , de dos subportadoras 3 y 4 de la misma señal de OFDM de LTE tenida en cuenta previamente cuando se hace referencia a la figura 4.

En una forma de realización ventajosa, sólo una de las frecuencias f_3 o f_4 coincide con una de las frecuencias f_1 o f_2 ya consideradas en la etapa previa, por ejemplo la frecuencia f_3 de la figura 2B puede coincidir con la frecuencia f_1 . De esta manera, es posible reducir la carga computacional para el análisis de las señales de OFDM recibidas por el receptor.

Según el procedimiento de la presente invención, la separación entre las frecuencias f_3 y f_4 de los tonos 3 y 4 tenidos en cuenta para medir la segunda diferencia de fase $\Delta\phi_{43}$ es mayor que la separación entre las frecuencias f_1 y f_2 de los tonos 1 y 2 tenidos en cuenta para medir la primera diferencia de fase $\Delta\phi_{21}$.

Con el fin de medir la segunda diferencia de fase $\Delta\phi_{43}$, este ejemplo utiliza los tonos de dos subportadoras no adyacentes de la señal de OFDM, cuya separación de frecuencia es un múltiplo de la anterior, en particular es igual a 90 kHz:

$$f_4 - f_3 = 90 \text{ kHz}$$

Por tanto, se obtiene la tendencia de la diferencia de fase $\Delta\phi_{43}$ mostrada en la figura 5, que es una función de la distancia d con respecto al transmisor 101.

Se entiende que el valor de 90 kHz seleccionado para la separación de los tonos 3 y 4 es meramente a modo de ejemplo; a continuación se ejemplificarán algunos criterios para elegir el valor posterior.

Tal como se describió previamente, la tendencia de la diferencia de fase $\Delta\phi_{43}$ también es periódica y en diente de sierra, pero en este caso hay una distancia de periodicidad d_{p2} más corta que d_{p1} e igual a aproximadamente 3333 m ($3 \cdot 10^8 / 90000$ m, todavía calculada con la fórmula anterior para d_p).

Cuando se mide la diferencia de fase $\Delta\phi_{43}$ entre los tonos 3 y 4 de las dos subportadoras tenidas en cuenta, todavía hay ambigüedad en la estimación de distancia, que se debe a la periodicidad de la diferencia de fase $\Delta\phi_{43}$. De hecho, la distancia estimada d_{m2} entre el transmisor 101 y el receptor 102 se obtiene a menos de una constante, es decir $d_{m2} = 2507 + NN \cdot 3333$ [m], donde NN es un número entero mayor de o igual a cero, que multiplica la distancia de periodicidad d_{p2} . Por tanto, la distancia d_{m2} estimada a partir de la diferencia de fase $\Delta\phi_{43}$ medida puede ser, por ejemplo, igual a 2507 m, 5840 m, 9173 m, 12506 m y así sucesivamente.

Sin embargo, puesto que ya se ha establecido, midiendo la diferencia de fase $\Delta\phi_{21}$, que la distancia d_{m1} de la antena del receptor 102 es de 5840 ± 500 m, es decir con una incertidumbre de distancia que es menor que el intervalo de periodicidad de la diferencia de fase $\Delta\phi_{43}$, es posible resolver la ambigüedad de la estimación d_{m2} y seleccionar su intervalo correcto de valores, en este caso el centrado alrededor de 5840 m.

Por tanto, siendo la incertidumbre en la medición de la diferencia de fase $\Delta\phi_{43}$ igual a, por ejemplo $\pm 9^\circ$, justo como en el caso de $\Delta\phi_{21}$, el procedimiento permite reducir la incertidumbre asociada con la estimación de la distancia d gracias al gradiente local mayor de la función que representa la diferencia de fase $\Delta\phi_{43}$. En este ejemplo, de hecho, la incertidumbre de la estimación de distancia d_{m2} corresponde a sólo ± 83 m.

Como consecuencia, la segunda estimación de distancia d_{m2} realizada evaluando una diferencia de fase $\Delta\phi_{43}$ entre los tonos 3 y 4 de dos subportadoras que presentan una separación de frecuencia mayor que los tonos 1 y 2 de las subportadoras de la primera medición de diferencia de fase $\Delta\phi_{21}$ se mejora a través de la comparación con la estimación de distancia d_{m1} .

Comparando dichas estimaciones d_{m1} y d_{m2} obtenidas por separado, y las respectivas incertidumbres, se llega a una estimación de distancia final d_{mf} igual a 5840 ± 83 m.

En general, partiendo de una medición de diferencia de fase sin ninguna ambigüedad provocada por una periodicidad de diferencia de fase, y luego procediendo con una pluralidad de mediciones de diferencia de fase posteriores en pares de tonos que presentan separaciones de frecuencia crecientes, utilizando incrementos apropiados para resolver en cada etapa las ambigüedades debidas a la periodicidad de diferencia de fase, el presente procedimiento permite mejorar la precisión de la estimación de distancia, reduciendo así la incertidumbre del mismo.

Debe resaltarse que la secuencialidad de las etapas descritas con referencia al ejemplo previo debe considerarse meramente ilustrativa para permitir una comprensión más fácil del procedimiento. De hecho, los diversos tonos pueden extraerse simultáneamente de la señal, o pueden extraerse de la señal en instantes diferentes. En general, el resultado de la estimación de distancia según el presente procedimiento es independiente del orden en el que se miden las diferencias de fase "primera" y "segunda" entre los pares de tonos "extraídos"; por tanto pueden concebirse variantes del procedimiento en las que se realizan mediciones de diferencia de fase y estimaciones de

distancia en sucesiones diferentes, posiblemente menos ventajosas que el ejemplo proporcionado en la presente memoria.

En el ejemplo considerado en la presente memoria, que tiene en cuenta las señales de OFDM de LTE con canales de radio de 5 MHz, la separación de frecuencia entre los tonos de las subportadoras de extremo es de 4,585 MHz. Sin embargo, en algunos símbolos de una señal de LTE hay subportadoras de "referencia" particulares o "señales de referencia", que se utilizan para determinar las referencias de fase para una demodulación de señal y para estimar la función de transferencia de canal. Los tonos de estas subportadoras de referencia pueden extraerse y evaluarse con mejor precisión en comparación con tonos de otras subportadoras de la señal. Por tanto, es ventajoso utilizar, siempre que sea posible, por lo menos un tono de una de estas subportadoras de referencia.

En un ejemplo, los tonos de las subportadoras de referencia de una señal de LTE presentan una separación de frecuencia de múltiplos de 90 kHz, y la separación de frecuencia máxima entre los tonos de las subportadoras de referencia en la señal es igual a 4,410 MHz, es decir ligeramente menor que la separación entre los tonos de las subportadoras de extremo de la señal.

Considerando esta separación de frecuencia máxima de 4,410 MHz entre los tonos y suponiendo, por ejemplo, una precisión de $\pm 9^\circ$ de la medición de diferencia de fase, justo como antes, la precisión de la estimación de distancia será igual a $\pm 1,7$ m.

Por tanto, la presente invención permite obtener una precisión de la estimación de distancia que puede compararse con la precisión que puede obtenerse con sistemas de localización por satélite, y que es generalmente mejor que la de los procedimientos basados en redes celulares.

Además, considerando que una red celular de LTE puede utilizar una modulación 64QAM, en la que la distancia entre los estados más cercanos en la fase es de aproximadamente $4,5^\circ$, puede suponerse que la incertidumbre de la medición de diferencia de fase puede reducirse hasta tan sólo $4,5^\circ$. Utilizando el procedimiento de la presente invención, esto corresponde a una precisión de la estimación de la distancia con respecto al transmisor de aproximadamente $\pm 0,85$ m. Esta precisión de localización es adecuada para su utilización en la mayoría de las aplicaciones prácticas relacionadas con los servicios basados en la posición de un terminal móvil de una red celular, tal como una red de LTE.

Además, las especificaciones de LTE mencionan que se utilizarán canales de radio de 20 MHz de ancho en el futuro, con un número de subportadoras cuatro veces el considerado hasta ahora en la presente memoria. En un caso de este tipo, siendo la incertidumbre de la medición de diferencia de fase igual, se mejorará adicionalmente la precisión de la estimación de distancia. Considerando las frecuencias de las subportadoras de referencia de extremo, es decir que presentan la misma separación, manteniendo la incertidumbre de la medición de diferencia de fase at $4,5^\circ$, se obtendrá una precisión de la estimación de distancia final de aproximadamente $\pm 0,21$ m.

Debe resaltarse una vez más que, por simplicidad, las mediciones de las diversas diferencias de fase se han expuesto en la presente memoria según una secuencia de tiempo haciendo referencia a diferencias de fase "primera" y "segunda"; sin embargo, en general, e incluso más en el caso particular de señales de OFDM, también pueden tomarse dichas mediciones de diferencia de fase simultáneamente o según diversas secuencias. De hecho, en una señal de OFDM todas las subportadoras de las que se extraen los respectivos tonos están presentes al mismo tiempo. Entonces, los tonos se extraen, las diferencias de fase se miden y las distancias se comparan en instantes dependen esencialmente de los tiempos de almacenamiento y cálculo requeridos.

Con referencia a la figura 6, ahora se describirá un diagrama de flujo que ejemplifica un ejemplo particularmente ventajoso y no limitativo del procedimiento de la presente invención.

Según el procedimiento, un receptor recibe 602 una señal que comprende por lo menos tres tonos, preferentemente extraídos de las subportadoras en una señal de OFDM.

Posteriormente, hay una selección 604 de un primer par de tonos 1 y 2 que presentan las frecuencias f_1 y f_2 según un criterio predeterminado. De hecho, en el caso de señales de OFDM, el número de subportadoras es muy grande, y es importante definir un criterio de selección. En una forma de realización preferida, las subportadoras de las que se extraen los tonos en las frecuencias f_1 y f_2 se eligen de entre las que presentan la separación más pequeña entre todos los posibles pares de tonos, para maximizar la distancia d_p con respecto al transmisor 101 dentro de la que no surge ninguna ambigüedad debido a la periodicidad de la diferencia de fase que se medirá después en la etapa 606. Preferentemente, si hay una pluralidad de subportadoras con una separación igual, el par de subportadoras seleccionado será el de mejor relación señal a ruido, es decir el que permitirá reducir la incertidumbre de medición de fase. En general, también es concebible que el par de subportadoras seleccionado deba presentar una relación señal a ruido superior a un valor umbral.

Debe recordarse que, en general, las subportadoras seleccionadas presentan una amplitud y fase inicial conocidas.

Las frecuencias f_1 y f_2 de los tonos 1 y 2, es decir las respectivas subportadoras, pueden seleccionarse teniendo en cuenta adicionalmente el rango máximo $d_{\text{Máx}}$ más allá del cual puede ignorarse la presencia de un transmisor. En sistemas de radio en los que el rango máximo $d_{\text{Máx}}$ es mucho menor que la distancia de periodicidad d_p determinada por la separación de frecuencia de los tonos seleccionados que presentan una separación mínima, dependiendo del rendimiento que vaya a conseguirse implementando el procedimiento, podría seleccionarse una separación que es un múltiplo de la separación mínima entre las subportadoras mientras todavía no está incurriendo en ninguna ambigüedad debido a la periodicidad de diferencia de fase. En un caso de este tipo, puede imponerse una limitación más relajada, a modo de ejemplo, en la separación de las frecuencias f_1 y f_2 , según lo cual:

$$f_2 - f_1 \leq c / d_{\text{Máx}}$$

donde:

f_2 y f_1 [Hz], con $f_2 > f_1$, son las frecuencias de los tonos que van a seleccionarse;

$d_{\text{Máx}}$ [m] es la distancia máxima más allá de la cual puede ignorarse la presencia de cualquier transmisor; esta distancia puede determinarse, por ejemplo, mediante consideraciones acerca de atenuación de señal;

c [m/s] es la velocidad de propagación de ondas electromagnéticas en el aire.

El procedimiento prevé entonces medir 606 una primera diferencia de fase $\Delta\phi_{21}$ entre las fases de los tonos que presentan las frecuencias f_1 y f_2 , tal como se describió previamente con referencia a la figura 4.

Midiendo, en la etapa 606, la diferencia de fase $\Delta\phi_{21}$, puede estimarse, en la etapa 607, una distancia d_{m1} desde el transmisor hasta el receptor con una incertidumbre de fase asociada, que se traduce en una imprecisión de la distancia estimada, cuyo grado se designa como "grande" en la figura.

El procedimiento comprende entonces la etapa de seleccionar 608 un segundo par de tonos 3 y 4 que presentan las frecuencias f_3 y f_4 . La separación entre las mismas debe ser necesariamente mayor que aquella entre las frecuencias f_1 y f_2 de los tonos considerados previamente, de modo que puede mejorarse la precisión de la estimación de distancia; por tanto, esta condición puede expresarse como:

$$f_4 - f_3 > f_2 - f_1$$

Con el fin de evitar cargas de procesamiento excesivas, es apropiado definir criterios para la selección 608 de las subportadoras de las que se extraen los tonos. Los criterios indicados a continuación a modo de ejemplo pueden utilizarse individualmente o en combinación.

Un primer criterio establece que las subportadoras deben seleccionarse de entre las subportadoras de referencia de la señal de OFDM. De hecho, las fases de los tonos extraídos de estas subportadoras de referencia pueden medirse más fácilmente con mayor precisión.

Un segundo criterio establece que debe considerarse una estimación a priori de la incertidumbre de la medición de diferencia de fase (por ejemplo, en la etapa 610 descrita a continuación), para seleccionar la separación máxima entre las frecuencias f_3 y f_4 de los tonos, de tal manera que pueda eliminarse la ambigüedad de diferencia de fase, teniendo en cuenta la incertidumbre de la medición 606 llevada a cabo cuando se consideran los tonos 1 y 2 a las frecuencias f_1 y f_2 .

Indicando con $\Gamma(\Delta\phi_{21})$ la incertidumbre de la medición de la diferencia de fase $\Delta\phi_{21}$ entre los tonos 1 y 2, este criterio es equivalente a seleccionar la separación entre las frecuencias f_3 y f_4 de tal manera que la relación entre la separación de frecuencia ($f_4 - f_3$) de los tonos 3 y 4 que van a seleccionarse en la etapa 608 y la separación de frecuencia ($f_2 - f_1$) entre los tonos seleccionados en la etapa 604 sea menor que la relación, de la que se resta 1, entre el ángulo llano (π [rad] o 180°) y la variación de fase máxima $\Gamma(\Delta\phi_{21})$ debido a la incertidumbre en la medición de la diferencia de fase $\Delta\phi_{21}$ anterior. Dicho criterio también puede expresarse mediante la siguiente desigualdad:

$$(f_4 - f_3) / (f_2 - f_1) < (\pi / \Gamma(\Delta\phi_{21}) - 1)$$

En el ejemplo previo, mostrado con referencia a las figuras 4 y 5, la medición de diferencia de fase fue de $\Delta\phi_{21} = 105^\circ \pm 9^\circ$, de modo que $\Gamma(\Delta\phi_{21}) = 9^\circ \approx 0,16$ rad. Naturalmente, pueden introducirse factores de seguridad adecuados adicionales en la fórmula, dependiendo de las características de la implementación práctica del procedimiento.

Finalmente, puede utilizarse un criterio para limitar la separación máxima entre las frecuencias de los tonos de las subportadoras que van a seleccionarse, considerando la precisión final Δd con la que se desea estimar la distancia d , es decir estimar $d \pm \Delta d$.

En particular, la separación de frecuencia final ($f_4 - f_3$) se selecciona de tal manera que es superior a la relación, multiplicada por la velocidad de propagación c , entre la incertidumbre pico de la medición de fase $\Gamma(\Delta\phi_{21})$ (estimada o conocida a priori) y el producto del ángulo llano (2π rad) por la precisión pico final Δd con la que se desea calcular la distancia d , es decir:

$$(f_4 - f_3) > (c \cdot \Gamma(\Delta\phi_{21}) / (2\pi \cdot \Delta d))$$

Una vez que se ha realizado la selección 608 de las frecuencias f_3 y f_4 de los segundos pares de tonos, se toma una medición 610 de una segunda diferencia de fase $\Delta\phi_{43}$ entre las fases de los tonos 3 y 4 que presentan las frecuencias f_3 y f_4 , tal como se describió previamente con referencia a la figura 5.

Midiendo la diferencia de fase $\Delta\phi_{43}$, es posible estimar 611 una distancia estimada d_{m2} desde el transmisor 101 hasta el receptor 102. La medición de la diferencia de fase $\Delta\phi_{43}$ está asociada con una incertidumbre, designada como "pequeña" en la figura, de la estimación de la distancia d_{m2} , incertidumbre que es menor que la de la distancia d_{m1} , designada como "grande".

Tal como ya se describió, cualquier ambigüedad debida al hecho de que la distancia d_{m2} se determina a menos que la periodicidad de diferencia de fase se resuelva considerando y comparando la estimación previa 607 de la distancia d_{m1} . Por tanto, se encuentra una única solución compatible, y se estima 613 la distancia d_{mf} tal como se describió previamente con referencia a la figura 5.

En este ejemplo, la distancia estimada final d_{mf} se asociará con la misma incertidumbre "pequeña" que la distancia estimada d_{m2} , mejorando de ese modo la precisión de la estimación. En general, la incertidumbre asociada con la distancia estimada final d_{mf} será de todos modos menor que la incertidumbre "grande" asociada con la primera estimación de distancia d_{m1} .

En una forma de realización alternativa, es concebible que el procedimiento continúe de manera iterativa seleccionando pares de tonos posteriores con una separación de frecuencia progresivamente creciente, según criterios ya definidos con referencia a la etapa 608. Esto mejora la precisión de la estimación de distancia, hasta alcanzar un límite en el que se consideran las subportadoras de extremo (proporcionando la mejor resolución de distancia) o hasta alcanzar una precisión de estimación de distancia predeterminada que permite utilizar la estimación de distancia para los servicios de localización deseados.

Debe recordarse que, puesto que todas las subportadoras están presentes al mismo tiempo en la señal de OFDM, las diversas diferencias de fase entre los tonos pueden calcularse simultáneamente o en instantes diferentes según secuencias diferentes, incluso menos ventajosas que las ejemplificadas en la presente memoria. Además, al tener disponible una pluralidad de tonos de las subportadoras de OFDM, pueden tomarse mediciones redundantes de diferencias de fase entre tonos, y luego utilizar los resultados para seleccionar aquellas mediciones que permiten mejorar la precisión de la estimación de distancia, mientras que al mismo tiempo se obtienen parámetros adicionales que indican la fiabilidad de la estimación. Por ejemplo, es posible calcular valores medios, ponderados o no, desviaciones estándar y otras cantidades estadísticas con las que pueden caracterizarse los resultados.

La figura 7 muestra la propagación de dos señales 701 y 103 desde el transmisor 101 hasta el receptor 102. La señal 103 es la misma señal ya descrita con referencia a la figura 1, que se desplaza a lo largo de una trayectoria de propagación directa. Por otro lado, la señal 701 se encuentra a lo largo de su trayectoria con obstáculos 703 y 704, tales como, por ejemplo, paredes, elevaciones u otras superficies grandes.

Los obstáculos 703 y 704 hacen que la señal 701 se refleje, alargando de ese modo la trayectoria que recorre hasta alcanzar el receptor 102 e introduciendo una rotación de fase en sus componentes espectrales. Estas múltiples trayectorias de propagación pueden provocar interferencias en las diversas frecuencias de la señal recibida por el receptor 102, debido a la combinación de la señal directa 103 y la señal reflejada 701.

Además, puesto que las reflexiones de la señal 701 alargan la trayectoria de la misma, la distancia d_R cubierta por la señal 701 será más larga que la distancia d que separa el receptor 102 del transmisor 101. Por consiguiente, el tiempo que la señal 701 tarda en recorrer la trayectoria aumentará mediante un retardo t_R en comparación con el tiempo de desplazamiento t_d de la señal directa 103. Los parámetros d_R , t_d y t_R están vinculados mediante la siguiente relación:

$$d_R = c(t_d + t_R)$$

Estos desplazamientos de fase y retardos de la señal 701, provocados por múltiples trayectorias de propagación, afectan adversamente a la precisión de la estimación de distancia según la presente invención. De hecho, la distancia se estima por medio de mediciones de diferencia de fase, y por tanto es deseable reducir el grado de cualquier ruido que actúe sobre la fase de señal. Una forma de realización de la presente invención utiliza una

técnica para corregir cualquier error provocado por múltiples trayectorias de propagación de la señal transmitida al receptor.

En el caso de señales de OFDM para redes de LTE, la banda de la señal es mucho más estrecha que la radiofrecuencia de la portadora de señal (por ejemplo, 5 MHz/800 MHz o 5 MHz/2 GHz). Por tanto, puede suponerse que todas las subportadoras de la señal reflejada se someten al mismo desplazamiento de fase y la misma atenuación, independientemente de la frecuencia de subportadora.

En un ejemplo, la señal s_c recibida por el receptor 102 puede expresarse como combinación de dos componentes, el primero con relación a la señal 103 que se propaga sin reflexiones, y el segundo con relación a la señal reflejada 701. En general, la amplitud A de cada componente de la señal 103 debe considerarse normalizada con respecto a la amplitud de la señal directa 103 (es decir, s_r), recibida por la antena de recepción.

La primera componente de la señal s_c corresponde a la señal 103 recibida por el receptor 102 en el caso de la figura 1; la segunda componente, añadida a la primera, tiene en cuenta la relación de amplitud α y el retardo t_r introducido en la señal 701 debido a reflexiones. En particular:

$$s_c = \text{sen}[2\pi f(t - t_d)] + \alpha \text{sen}[2\pi f(t - t_d - t_r)]$$

donde:

α es la relación entre la amplitud de la señal reflejada 701 y la amplitud de la señal directa 103,

t_r [s] es el retardo entre la señal reflejada 701 y la señal directa 103, y viene dado por la diferencia entre la trayectoria de propagación directa d y la trayectoria de propagación reflejada d_r recorrida a la velocidad de propagación c de ondas electromagnéticas en el aire, es decir:

$$t_r = (d_r - d)/c$$

Considerando la señal s_c recibida por el receptor 102, la distancia d que separa el transmisor 101 del receptor 102 puede estimarse en función de la diferencia de fase entre dos tonos tal como se describió previamente, pero también es una función de la relación de amplitud α de la señal y del retardo de la señal reflejada t_r .

La figura 8 muestra la tendencia 801 de la estimación de distancia obtenida evaluando una diferencia de fase entre dos subportadoras en función de la relación de amplitud α . Tal como se muestra en el dibujo, si la amplitud de la señal reflejada es mucho menor que la de la señal directa (es decir, para valores pequeños de la relación de amplitud α), la distancia estimada 801 tenderá a coincidir con la distancia d entre el receptor 102 y el transmisor 101. A la inversa, si la amplitud de la señal reflejada es mucho mayor que la de la señal directa (es decir, si a lo largo de la trayectoria de la señal directa hay un obstáculo que introduce una atenuación fuerte, dando como resultado un valor alto de α), entonces la distancia estimada 801 tenderá a coincidir con la longitud de la trayectoria d_r de la señal 701.

Por tanto, si se obtiene un valor particular M de la estimación de distancia 801 comprendido entre la distancia directa d y la distancia reflejada d_r , conociendo los valores de la relación de amplitud α y de la diferencia entre las trayectorias de propagación ($d_r - d$), puede aplicarse una corrección 802 a la distancia M para llevarla de vuelta a la longitud de la trayectoria de propagación directa d .

Con el fin de ecualizar las distorsiones del canal de radio, o de aplicar técnicas MIMO (múltiples entradas-múltiples salidas), los receptores de sistemas celulares están equipados con algoritmos que estiman las características de la función de transferencia de canal, de la que es posible obtener, en tiempo real, los parámetros de funciones como el mostrado en el ejemplo explicativo de la figura 8.

En presencia de sólo dos trayectorias de propagación con respectivas longitudes d y d_r , como en el ejemplo de la figura 7, pueden obtenerse los valores de la relación de amplitud α y de la diferencia ($d_r - d$) tal como se ilustra a continuación.

La figura 9A muestra un ejemplo de un espectro 901 de una señal de OFDM no distorsionada, que comprende una pluralidad de subportadoras esquematizadas como líneas verticales. De la misma manera, la figura 9B muestra un ejemplo comparativo de un espectro 902 de la misma señal de OFDM distorsionada por una trayectoria de propagación múltiple.

Dependiendo de la frecuencia f , la amplitud A del espectro de la señal directa 901 es constante, mientras que el espectro de la señal distorsionada 902 muestra una tendencia periódica de la amplitud A , con valores máximos y mínimos. En particular, también en este caso se hace referencia a una amplitud A que se normaliza relativamente en el nivel de referencia de la señal directa tal como se recibió por la antena de recepción.

Como consecuencia de lo que se ha descrito anteriormente, la diferencia de pico a pico en la amplitud A de la señal 902 es exactamente dos veces el módulo de la relación de amplitud α . Esta característica del espectro de la señal reflejada 902 se debe a la interferencia constructiva o destructiva entre la señal directa 103 y la señal reflejada 701 a lo largo de la trayectoria de señal: de hecho, algunas componentes pasan a estar en fase entre sí a frecuencias particulares, sumando así sus amplitudes, mientras que otras componentes pasan a estar en oposición de fase a otras frecuencias, de modo que sus amplitudes se restan entre sí. El intervalo de periodicidad de la distorsión de la señal 902 corresponde a aquellos intervalos de frecuencia en los que se produce una rotación de fase completa de 360° , lo que viene dado por el recíproco del retardo t_R entre la señal directa y la señal reflejada, es decir $c/(d_r - d)$.

Con el fin de establecer si la amplitud de la señal reflejada es mayor o menor que la de la señal directa, es decir si el valor de la relación de amplitud α (expresada en decibelios) que va a utilizarse en el ejemplo de la figura 8 es positivo o negativo, puede considerarse la variación en la diferencia de fase entre pares de tonos con una separación constante de subportadoras diferentes. En el caso de señales de OFDM, es posible utilizar pares de tonos que presentan una determinada separación de frecuencia elegida de entre las separaciones más apropiadas para la condición particular que se examina, y sopesar entre mediciones tomadas con separaciones diferentes. En particular, pueden elegirse separaciones de tono de 90 kHz, que permiten utilizar las subportadoras de referencia de la señal de LTE, que están separadas de manera precisa por 90 kHz.

La figura 10 muestra un ejemplo numérico de una tendencia de las diferencias de fase $\Delta\phi$ de un par genérico de tonos que presentan dos frecuencias, en particular f_2 mayor que f_1 . La tendencia de las diferencias de fase $\Delta\phi$ se muestra en función de la frecuencia f_1 de la subportadora inferior (variable entre 0 y 4000 kHz).

Este ejemplo considera una distancia d de 1 km entre el receptor y el transmisor, una trayectoria de propagación reflejada d_r 150 m más larga que la directa d , y una separación de frecuencia $(f_2 - f_1)$ de 180 kHz entre las subportadoras.

La presencia de la segunda trayectoria de propagación de la señal reflejada 701 determina una tendencia periódica de las diferencias de fase $\Delta\phi$ entre los pares de tonos. Esta tendencia muestra valores máximos por encima del nivel de referencia, cuando la relación de amplitud α de la señal, expresada en decibelios, es positiva. A la inversa, cuando la tendencia muestra valores mínimos por debajo del nivel de referencia, la relación de amplitud α , expresada en decibelios, es negativa. Por tanto, resulta evidente que, midiendo las diferencias de fase entre una pluralidad de pares de subportadoras diferentes entre sí pero que presentan una separación constante, puede determinarse la señal de la relación de amplitud α , expresada en decibelios.

Además, puede observarse que el intervalo de periodicidad de las diferencias de fase $\Delta\phi$ como una función de frecuencia, que en el ejemplo de la figura 10 es de 2 MHz, corresponde a la relación entre la velocidad de propagación c de la onda electromagnética y la diferencia en la longitud de las dos trayectorias de propagación (150 m), es decir al recíproco del retardo t_R , tal como se describió previamente.

Por tanto, puede obtenerse la diferencia entre las longitudes de las dos trayectorias de propagación (directa y reflejada) también a partir de las mediciones ejemplificadas en la figura 10, justo como para el caso de la figura 9. Además, los intervalos de pico a pico de las curvas de la figura 10 también dependen de la relación de amplitud α , de modo que a partir de estas mediciones ejemplificadas es posible obtener todos los parámetros útiles para encontrar, en la figura 8, la corrección 802 que va a realizarse a la distancia aparente M con el fin de determinar la longitud de la trayectoria de propagación directa d . En conclusión, están disponibles varios procedimientos alternativos para calcular la corrección que va a realizarse a la distancia aparente M y, por tanto, puede sopesarse entre procedimientos diferentes.

El procedimiento para estimar la distancia desde un receptor hasta un transmisor descrito hasta ahora se aplica preferentemente al caso de redes celulares de LTE.

Las redes celulares de LTE utilizan un terminal móvil celular, también denominado aparato de usuario, que se comunica a través de ondas de radio con una o más estaciones base de radio dispersas por el territorio, que difunden señales dentro de las denominadas "células" de cobertura de radio.

Resulta evidente que, incluso en la misma red celular de LTE, la presente invención puede aplicarse a ambos casos, en los que el terminal móvil transmite una señal que se recibe mediante una estación base y en los que una estación base transmite una señal que se recibe por el terminal móvil.

Sin embargo, es particularmente ventajoso utilizar la presente invención para estimar la distancia de un terminal móvil que actúa como receptor de señales transmitidas mediante una pluralidad de estaciones base, en particular mediante por lo menos tres estaciones base. De esta manera, estimando las distancias relativas con respecto a las estaciones base cuya posición se conoce, por ejemplo, a partir de una base de datos de localización adecuada, el terminal móvil puede calcular las coordenadas de su propia posición geográfica por medio de trilateraciones o

multilateraciones. En particular, el terminal puede determinar su propia posición recibiendo señales transmitidas por las estaciones base, sin tener que transmitir a su vez señales suficientemente potentes para que se reciban por múltiples estaciones base más o menos lejanas, dando como resultado una reducción de la energía eléctrica utilizada por el terminal para fines de localización.

La figura 11 muestra una forma de realización de un procedimiento para estimar la posición de un terminal móvil según la presente invención, ejemplificada en combinación con una red celular, preferentemente del tipo de LTE.

El terminal móvil 1000, por ejemplo un teléfono celular de LTE, recibe señales de radio de una pluralidad de estaciones base 1001, 1002, 1003. Preferentemente, el terminal móvil 1000 comprende por lo menos una antena para recibir señales de radio desde una pluralidad de estaciones base (1001, 1002, 1003), medios para extraer por lo menos dos tonos de cada una de dichas señales de radio recibidas simultáneamente de cada una de dichas estaciones base, y medios para medir diferencias de fase entre dichos por lo menos dos tonos en instantes de tiempo dados.

La estación base 1001 transmite por lo menos una señal, de la que pueden extraerse una pluralidad de tonos, presentando cada uno una frecuencia diferente, por ejemplo f_{a1} , f_{a2} , f_{a3} , etc., hasta la "n-ésima" frecuencia f_{an} . Estos tonos se extraen preferentemente de subportadoras de una señal de OFDM. De la misma manera, la estación base 1002 transmite por lo menos una señal de la que pueden extraerse una pluralidad de tonos que presentan frecuencias diferentes f_{b1} , f_{b2} , f_{b3} , hasta f_{bn} ; mientras que la primera estación base 1003 transmite por lo menos una señal de la que pueden extraerse una pluralidad de tonos que presentan frecuencias diferentes f_{c1} , f_{c2} , f_{c3} , hasta f_{cn} .

El terminal móvil 1000 recibe las señales que proceden de las estaciones base 1001, 1002 y 1003; en particular, el terminal 1000 comprende un dispositivo, por ejemplo un procesador, adaptado para analizar las señales recibidas, para seleccionar y extraer los tonos necesarios, y para medir las diferencias de fase entre dichos tonos. Según la invención, no es necesario que todas las estaciones base 1001, 1002, 1003 pertenezcan al mismo operador de red, sino simplemente que transmitan una señal de la que el receptor 1000 puede extraer una pluralidad de tonos. En particular, no es necesario que el terminal 1000 esté conectado (es decir, establezca una comunicación bidireccional) a cada una de las estaciones base 1001, 1002, 1003, puesto que es suficiente que el terminal 1000 reciba las señales mencionadas anteriormente.

El terminal móvil 1000 está adaptado para medir una primera diferencia de fase $\Delta\phi_{a1}$ entre un primer par de tonos de la señal transmitida por la estación base 1001, y para medir también una segunda diferencia de fase $\Delta\phi_{a2}$ entre un segundo par de tonos de la señal transmitida por la estación base 1001, que presenta una separación de frecuencia mayor que la de los tonos utilizados para medir $\Delta\phi_{a1}$, tal como se describió previamente. La distancia $d_{a,mf}$ entre la estación base 1001 y el receptor móvil 1000 se estima así según el procedimiento descrito anteriormente. En particular, en la forma de realización preferida los cálculos necesarios para estimar la distancia se realizan directamente a nivel del terminal móvil 1000, sin ninguna comunicación adicional con dispositivos externos o con las propias estaciones base.

De la misma manera, el terminal móvil 1000 está adaptado para medir dos diferencias de fase $\Delta\phi_{b1}$ y $\Delta\phi_{b2}$ adicionales, cada una entre un par de tonos diferentes de la señal transmitida por la estación base 1002 y con una separación de frecuencia diferente, tal como ya se describió, con el fin de estimar la distancia $d_{b,mf}$ entre la estación base 1002 y el receptor móvil 1000.

Además, el terminal móvil 1000 está adaptado para medir dos diferencias de fase $\Delta\phi_{c1}$ y $\Delta\phi_{c2}$ adicionales, cada una entre un par de tonos diferentes de la señal transmitida por la estación base 1003 y con una separación de frecuencia diferente, tal como ya se describió, con el fin de estimar la distancia $d_{c,mf}$ entre la estación base 1003 y el receptor móvil 1000.

Por tanto, el terminal móvil 1000 está adaptado para estimar las distancias $d_{a,mf}$, $d_{b,mf}$ y $d_{c,mf}$ con respecto a las estaciones base 1001, 1002 e 1003, respectivamente. La posición geográfica de cada estación base 1001, 1002 ó 1003 puede darse a conocer al terminal móvil 1000, por ejemplo interrogando una base de datos (ya sea localmente o en una red), que asocia el identificador de célula con la posición geográfica del transmisor, o a través de una transmisión de las coordenadas geográficas (tales como, latitud y longitud) directamente dentro de la señal que se recibe. Naturalmente, en el caso que implica la utilización de estaciones base, el punto geográfico con respecto al que se considera que el transmisor está ubicado es la antena de la estación base, o de manera más precisa el "foco" electromagnético de la antena (o del sistema de antena), que representa idealmente el punto desde el que se originan las ondas electromagnéticas transmitidas, o hacia el que convergen las ondas electromagnéticas recibidas.

En general, con el fin de calcular la posición del terminal móvil 1000 el procedimiento requiere que el terminal móvil 1000 reciba una pluralidad de señales 1001, 1002, 1003, comprendiendo cada una componentes de las que pueden extraerse una pluralidad de tonos a frecuencias diferentes $f_{a(1,...,n)}$, $f_{b(1,...,n)}$, $f_{c(1,...,n)}$. El terminal móvil 1000 mide entonces una pluralidad de diferencias de fase $\Delta\phi_{a1}$, $\Delta\phi_{a2}$, $\Delta\phi_{b1}$, $\Delta\phi_{b2}$, $\Delta\phi_{c1}$, $\Delta\phi_{c2}$ entre por lo menos dos pares de la pluralidad de tonos recibidos para cada señal 1001, 1002 ó 1003, para estimar las distancias $d_{a,mf}$, $d_{b,mf}$, $d_{c,mf}$.

De esta manera, el terminal 1000 puede calcular su propia posición geográfica, por ejemplo mediante trilateración, basándose en las distancias $d_{a,mf}$, $d_{b,mf}$, $d_{c,mf}$ estimadas según el procedimiento de la presente invención. El terminal móvil 1000 puede estimar su propia posición con una precisión comparable a las de los sistemas de satélite, y con coberturas comparables a las de la red celular.

Además, puesto que el terminal 1000 sólo recibe señales sin transmitir necesariamente ninguna, es posible calcular la distancia de un terminal móvil de radio con respecto a una estación base a la que está conectado en realidad o con respecto a una estación base desde la que recibe simplemente una señal (sin estar conectado a la misma). Esto aumenta ventajosamente las probabilidades de alcanzar una localización satisfactoria del terminal.

En general, las distancias $d_{a,mf}$, $d_{b,mf}$ y $d_{c,mf}$ se estiman con una precisión que puede conocer el terminal 1000. En particular, las distancias pueden sobreestimarse debido a la presencia de múltiples trayectorias de propagación, tal como se describió previamente. En este caso, en lugar de definir un punto exacto de localización del terminal 1000, se estima un área dentro de la que está ubicado probablemente el terminal 1000.

Para una precisión mejorada cuando se estima la ubicación del terminal 1000, puede estimarse la distancia del terminal móvil a partir de un número de estaciones base mayor de tres, por ejemplo cuatro, cinco o más, es decir mediante multilateración. También puede mejorarse la determinación de la posición así calculada asociando pesos diferentes con las distancias estimadas, por ejemplo basándose en los siguientes factores:

- relación entre la atenuación medida de cada señal y la atenuación teórica en un espacio libre (cualquier atenuación mayor que la atenuación en un espacio libre indica la presencia de reflexiones, y proporciona menos peso a la distancia estimada correspondiente);
- grado de cualquier distorsión introducida en el canal de radio, que se deduce de la estimación de la función de transferencia de canal realizada por el receptor 1000 (distorsiones mayores proporcionan menos peso a la distancia estimada correspondiente);
- nivel del componente de señal que procede de la trayectoria de propagación no reflejada con respecto a la de otras componentes reflejadas de la señal (un nivel mayor de la señal no reflejada proporciona más peso a la distancia estimada correspondiente); este nivel se evalúa considerando el retardo de por lo menos una subportadora de la señal.

En una forma de realización alternativa, el terminal 1000 envía a la red los valores de las distancias estimadas, y encarga las operaciones de trilateración a la propia red, recibiendo de esta última la información acerca de su propia posición (por ejemplo, a través de SMS u otro protocolo de comunicación).

En otra forma de realización, tras haber calculado su propia posición, el terminal móvil 1000 la transmite a un dispositivo externo, en particular a una estación base, más en particular a una de las tres estaciones base 1001, 1002 ó 1003.

En una forma de realización diferente, el procedimiento para calcular la posición de un terminal móvil se implementa a nivel de estación base, a través de un dispositivo para ubicar terminales móviles conectados de manera operativa a por lo menos una estación base. Las estaciones base 1001, 1002, 1003 miden las diferencias de fase entre tonos extraídos de una señal transmitida por el propio terminal móvil (por ejemplo, un teléfono celular, que en este caso actúa como transmisor) y recibida por las estaciones base. En este caso, se encarga la trilateración a las estaciones base, y pueden utilizarse, por ejemplo, para ubicar un terminal móvil en situaciones de emergencia. En este caso también, las estaciones base reciben una señal transmitida por el terminal móvil 1000, comprendiendo dicha señal transmitida componentes de las que pueden extraerse una pluralidad de tonos a frecuencias diferentes, y cada una de las estaciones base 1001, 1002, 1003 mide por lo menos dos diferencias de fase entre por lo menos dos pares de tonos, para estimar las distancias $d_{a,mf}$, $d_{b,mf}$, $d_{c,mf}$. En redes celulares, el terminal móvil 1000 irradia habitualmente una señal destinada exclusivamente a la estación base con la que está afiliada. Por tanto, en una forma de realización preferida el terminal 1000, con el fin de suministrar señales de localización, envía una serie de señales directas a por lo menos tres estaciones base 1001, 1002 y 1003 dentro de su rango. Esta serie de señales comprende, en instantes sucesivos, señales distintas dirigidas por el terminal 1000 a cada una de las estaciones base 1001, 1002 ó 1003, de cada una de cuales señales la respectiva estación puede extraer una pluralidad de tonos y medir las respectivas diferencias de fase, que son necesarias para estimar la distancia, tal como se describió previamente.

En una forma de realización alternativa menos ventajosa, no obstante es concebible que una señal emitida por el terminal 1000 se reciba simultáneamente por todas las estaciones base 1001, 1002 y 1003, siempre que la señal presente características tales que permitan que se reciba correctamente, y que las estaciones base puedan sincronizarse y sintonizarse de nuevo para recibir tal señal dedicada.

Todavía puede concebirse otra forma de realización si el terminal móvil puede utilizar un segundo sistema de localización, por ejemplo un sistema de satélite de GPS. En un caso de este tipo, puede utilizarse el presente procedimiento para determinar el movimiento del terminal desde el último punto ubicado por el sistema de GPS. Con este fin, en concomitancia con las localizaciones llevadas a cabo utilizando el sistema de GPS, el terminal móvil determina, según el presente procedimiento, las distancias a las que está ubicado con respecto a las estaciones base recibidas, y almacena tales distancias junto con los parámetros de las respectivas múltiples trayectorias de propagación y con la posición proporcionada por el sistema de GPS.

Si se desea utilizar el procedimiento de la presente invención en lugar del sistema de GPS, por ejemplo debido a la ausencia de una señal de GPS válida, el terminal determina las distancias con respecto a las estaciones base con el presente procedimiento, y luego, si la diferencia con respecto a la posición contenida en los datos almacenados está dentro de un intervalo predeterminado, corrige la posición estimada procesando los datos almacenados y las distancia recién estimadas.

El procedimiento para estimar la distancia entre un transmisor y un receptor según la presente invención ofrece tiempos de respuesta cortos y una cobertura comparable a las de los sistemas de radio de los que depende, y permite estimar distancias con precisiones intrínsecas comparables a las de los sistemas de satélite, así como limitar cualquier error provocado por la presencia de múltiples trayectorias de propagación.

El presente procedimiento se aplica preferente y ventajosamente a terminales móviles que pertenecen a sistemas transceptores que utilizan una modulación de OFDM, tal como, por ejemplo, redes celulares conformes con la norma de evolución a largo plazo (LTE) y sistemas basados en la norma IEEE 802.16 (WiMax). En este caso, el presente procedimiento puede emplearse ventajosamente no sólo para estimar la distancia, sino también para calcular la posición del terminal móvil a través de una multilateralización de distancias con respecto a las estaciones base.

El procedimiento consigue precisiones comparables a las ofrecidas por sistemas de satélite y una cobertura comparable a las de los sistemas transceptores a los que se aplica.

Las características y ventajas de la presente invención resultan evidentes a partir de la descripción de las formas de forma de realización mencionadas anteriormente de la misma, definiéndose el alcance de protección de la invención mediante las reivindicaciones adjuntas. Resulta evidente que un experto en la materia puede realizar varios cambios y variaciones a los procedimientos y sistemas descritos anteriormente.

También resulta evidente que, aunque el procedimiento de la presente invención se ha descrito en la presente memoria con referencia particular a la estimación de la distancia entre un receptor y un transmisor que pertenece a un sistema de telecomunicación celular de LTE (evolución a largo plazo) tal como se normaliza por la organización internacional 3GPP (Proyecto de Asociación de 3ª generación), puede aplicarse de la misma manera a otros sistemas que, justo como LTE, utilizan una modulación de OFDM, tal como WiMax (Interoperabilidad Mundial para Acceso por Microondas), normalizada dentro de la esfera de la norma IEEE 802.16 (Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos, Grupo de Trabajo sobre Normas de Acceso Inalámbrico de Banda Ancha - Red de Área Metropolitana Inalámbrica), DVB-T (Difusión de Vídeo Digital - Terrestre), DVB-H (Difusión de Vídeo Digital - Manual) y otros sistemas similares, ya sean OFDM o no, que utilizan señales de radio de las que los receptores pueden extraer múltiples tonos separados a frecuencias discretas.

Más en general, debe destacarse que el presente procedimiento puede aplicarse a señales que contienen simultáneamente un número diferente de tonos, siempre que en cualquier instante contengan por lo menos dos tonos cuya diferencia de fase puede medirse, si la separación de frecuencia entre tales tonos cambia a lo largo del tiempo, en particular aumenta o disminuye mediante una cantidad adecuada para la implementación del presente procedimiento.

Un primer ejemplo de este tipo de señales es una señal que comprende tres tonos entre los que pueden tomarse tres mediciones de diferencias de fase entre pares de tonos que presentan separaciones de frecuencia diferentes. Modificando en instantes sucesivos las separaciones entre los tres tonos, pueden tomarse mediciones entre tonos que presentan muchas separaciones diferentes.

Un segundo ejemplo es una señal que comprende dos tonos con una separación de frecuencia ajustable, de modo que puede medirse la diferencia entre las fases de los dos tonos con una determinada separación, y después tomarse mediciones con separaciones diferentes. En particular, la separación entre los tonos por lo menos se triplica preferentemente con el tiempo.

Se proporciona un tercer ejemplo mediante la utilización de un único tono que cambia la frecuencia en el tiempo según una ley predeterminada, para permitir mediciones de fase a frecuencias diferentes en instantes de tiempo que están lo suficientemente cerca que pueden considerarse simultáneos para utilizar la medición. En este caso, las mediciones tomadas en tiempos diferentes pueden considerarse tomadas simultáneamente y pueden procesarse tal como se describió en los ejemplos anteriores.

En general, un transmisor puede ser un sistema de radiotransmisión, incluso uno muy complejo, en formas diversificadas. Por ejemplo, pueden utilizarse tres transmisores distintos para cada tono, sincronizados apropiadamente y ubicados en el mismo lugar.

5 En general, un sistema de radiotransmisión de este tipo comprende un transmisor adaptado para irradiar, ya sea simultánea o secuencialmente, señales de radio de las pueden extraerse por lo menos tres tonos a frecuencias diferentes.

10 En todos los demás ejemplos presentados en la presente memoria, pueden aplicarse correcciones a errores provocados por múltiples trayectorias de propagación, determinando distorsiones inducidas por canales almacenando mediciones tomadas a frecuencias diferentes o mediciones tomadas explorando el canal a través de una banda suficientemente ancha.

15 Sin embargo, la utilización del procedimiento descrito en la presente memoria sin corregir los errores inducidos por múltiples trayectorias de propagación permite estimar la longitud de la trayectoria de propagación aparente de la señal reflejada. La trayectoria de propagación aparente está directamente relacionada con el tiempo requerido por la señal de radio para recorrer la trayectoria desde el transmisor hasta el receptor. Por tanto, el presente procedimiento puede utilizarse ventajosamente para determinar el tiempo de desplazamiento real y conocer a priori el punto del avance en el que los terminales de los sistemas de OFDMA (acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal)

20 deben emitir sus señales para que tales señales lleguen a la estación base con la que quieren afiliarse, o con la que están afiliadas, dentro de una ventana de tiempo preestablecida. Aplicando el procedimiento de la presente invención, de hecho, es posible simplificar los procedimientos de afiliación de terminales a estaciones base y reducir la carga en los mecanismos de control a través de los que los sistemas transceptores compensan los retardos de propagación, que están correlacionados con la distancia aparente estimada según el presente procedimiento.

25

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para estimar la distancia (d) de un receptor de radio (102) con respecto a un transmisor de radio (101), que comprende las etapas siguientes:

- recibir (602) unas señales de radio (103, 701) irradiadas por dicho transmisor (101), comprendiendo dichas señales de radio (103, 107) unas componentes de las cuales se extraen por lo menos tres tonos (1, 2, 3, 4), presentando cada uno una frecuencia diferente;

- medir (606) una primera diferencia de fase ($\Delta\phi_{21}$) entre los primeros dos tonos (1, 2) de dichos por lo menos tres tonos, cuyas frecuencias (f_1, f_2) presentan una primera separación, y medir una segunda diferencia de fase ($\Delta\phi_{43}$) entre los segundos dos tonos (3, 4) de dichos por lo menos tres tonos, cuyas frecuencias (f_3, f_4) presentan una segunda separación, siendo una de entre dicha primera separación o segunda separación mayor que la otra;

- estimar (607, 611, 613) dicha distancia (d) basándose en dicha primera diferencia de fase ($\Delta\phi_{21}$) y dicha segunda diferencia de fase ($\Delta\phi_{43}$).

2. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que dicha distancia (d) se estima comparando (613, d_{mf}) una primera estimación (607, d_{m1}) de dicha distancia (d) basándose en dicha primera diferencia de fase ($\Delta\phi_{21}$) con por lo menos una segunda estimación (611, d_{m2}) de dicha distancia (d) basándose en dicha segunda diferencia de fase ($\Delta\phi_{43}$).

3. Procedimiento según la reivindicación 1 o 2, en el que dichas señales de radio (103, 701) corresponden a una señal de OFDM que comprende una pluralidad de subportadoras de las cuales pueden extraerse una pluralidad de tonos correspondientes.

4. Procedimiento según la reivindicación 3, en el que dichas subportadoras están separadas en frecuencia del mismo modo, y en el que la menor de entre dicha primera separación y segunda separación es igual a la separación entre dicha pluralidad de subportadoras.

5. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, en el que dichos dos tonos (3, 4), cuyas frecuencias (f_3, f_4) presentan dicha separación mayor se seleccionan dependiendo de una incertidumbre ($\Gamma(\Delta\phi_{21})$) asociada con dicha diferencia de fase ($\Delta\phi_{21}$) medida entre dichos dos tonos (1, 2), cuyas frecuencias (f_1, f_2) presentan dicha separación menor.

6. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, que proporciona además una corrección de la estimación de dicha distancia (d), que tiene en cuenta la diferencia entre una distancia estimada (d_{mf}) y la longitud de la trayectoria de propagación directa (d) de dichas señales de radio (103), basándose en las características de la función de transferencia del canal de radio.

7. Terminal móvil, que comprende por lo menos una antena para recibir señales de radio, unos medios para extraer tonos de dichas señales de radio recibidas, unos medios para medir diferencias de fase entre dichos tonos, caracterizado por que comprende unos medios adaptados para implementar el procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6.

8. Procedimiento para calcular la posición de un terminal móvil (1000) que recibe unas señales de radio desde una pluralidad de estaciones base (1001, 1002, 1003), cuyas posiciones geográficas son conocidas, comprendiendo el procedimiento las etapas siguientes:

- recibir unas señales en dicho terminal móvil (1000) desde por lo menos tres de dichas estaciones base (1001, 1002, 1003);

- estimar las distancias relativas ($d_{a,mf}, d_{b,mf}, d_{c,mf}$) entre dicho terminal móvil (1000) y cada una de entre dichas por lo menos tres estaciones base (1001, 1002, 1003), utilizando el procedimiento para estimar la distancia según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6;

- calcular la posición de dicho terminal móvil (1000) mediante multilateralización con respecto a dichas por lo menos tres estaciones base (1001, 1002, 1003).

9. Procedimiento según la reivindicación 8, en el que dicho terminal móvil (1000) actúa como dicho receptor de radio (102) y cada una de dichas estaciones base (1001, 1002, 1003) actúa como dicho transmisor de radio (101) en dicho procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6.

- 5 10. Procedimiento según la reivindicación 8 o 9, en el que cuando se calcula dicha posición, un peso se asocia con cada una de dichas distancias relativas estimadas ($d_{a,mf}$, $d_{b,mf}$, $d_{c,mf}$), siendo dicho peso una función de por lo menos uno de entre los siguientes parámetros: atenuación de señal, distorsión de señal, retardo de por lo menos una subportadora de la señal.
- 10 11. Terminal móvil, que comprende por lo menos una antena para recibir señales de radio desde por lo menos tres estaciones base (1001, 1002, 1003), unos medios para extraer tonos de dichas señales de radio recibidas, unos medios para medir diferencias de fase entre dichos tonos, caracterizado por que comprende unos medios adaptados para implementar el procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 10.
- 15 12. Procedimiento para calcular la posición de un terminal móvil (1000) que pertenece a una red móvil de radio que comprende una pluralidad de estaciones base (1001, 1002, 1003), comprendiendo el procedimiento las etapas siguientes:
- 20 - recibir unas señales de radio transmitidas por dicho terminal móvil (1000) a por lo menos tres de dichas estaciones base (1001, 1002, 1003);
- estimar las distancias relativas ($d_{a,mf}$, $d_{b,mf}$, $d_{c,mf}$) entre dicho terminal móvil (1000) y cada una de entre dichas por lo menos tres estaciones base (1001, 1002, 1003) utilizando el procedimiento para estimar la distancia según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6;
- 25 - calcular la posición de dicho terminal móvil (1000) mediante multilateralización con respecto a dichas por lo menos tres estaciones base (1001, 1002, 1003).
- 30 13. Procedimiento según la reivindicación 12, en el que dicho terminal móvil (1000) actúa como dicho transmisor de radio (101) y cada una de dichas estaciones base (1001, 1002, 1003) actúa como dicho receptor de radio (102) en dicho procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6.
14. Dispositivo para localizar terminales móviles, en el que dicho dispositivo está funcionalmente conectado con por lo menos tres estaciones base (1001, 1002, 1003) de una red móvil de radio, caracterizado por que comprende unos medios adaptados para implementar el procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 12 o 13.

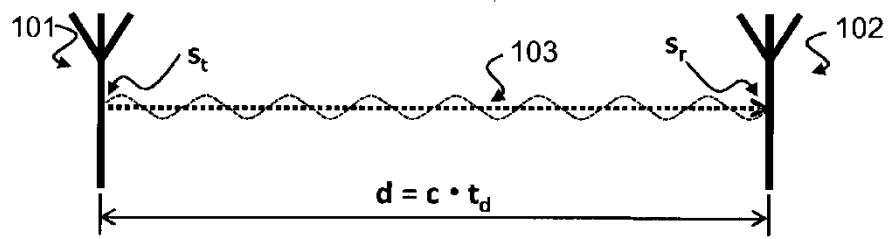


FIG. 1

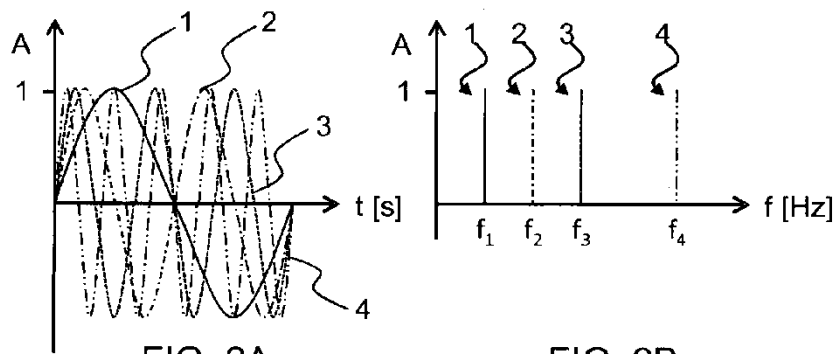


FIG. 2A

FIG. 2B

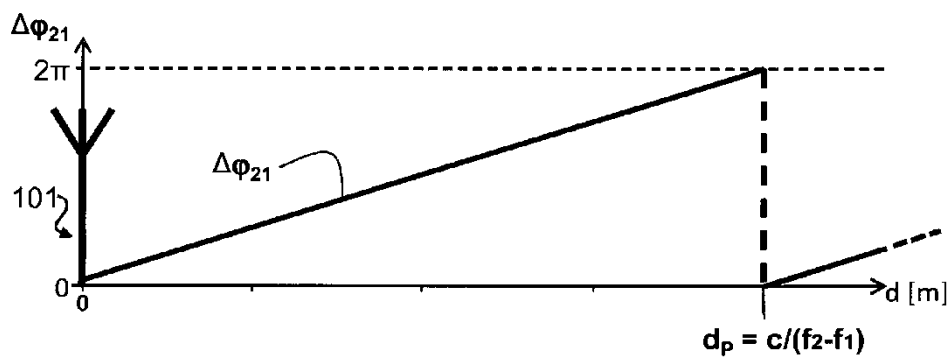


FIG. 3

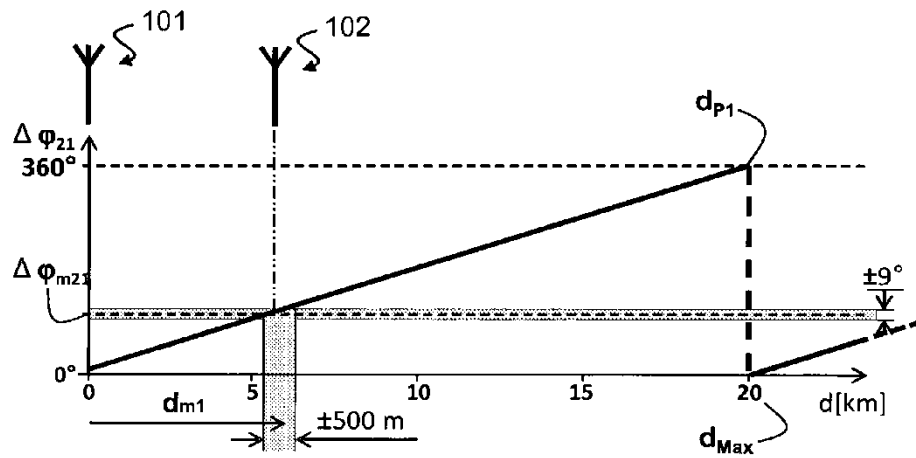


FIG. 4

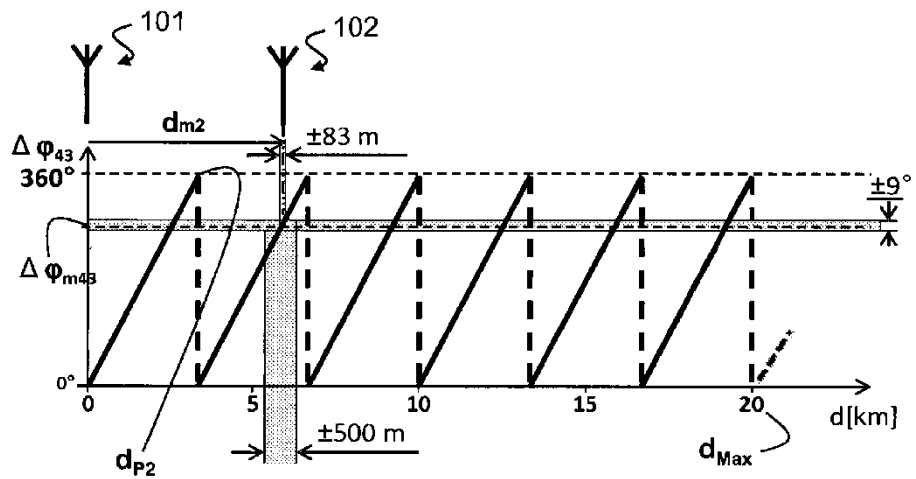


FIG. 5

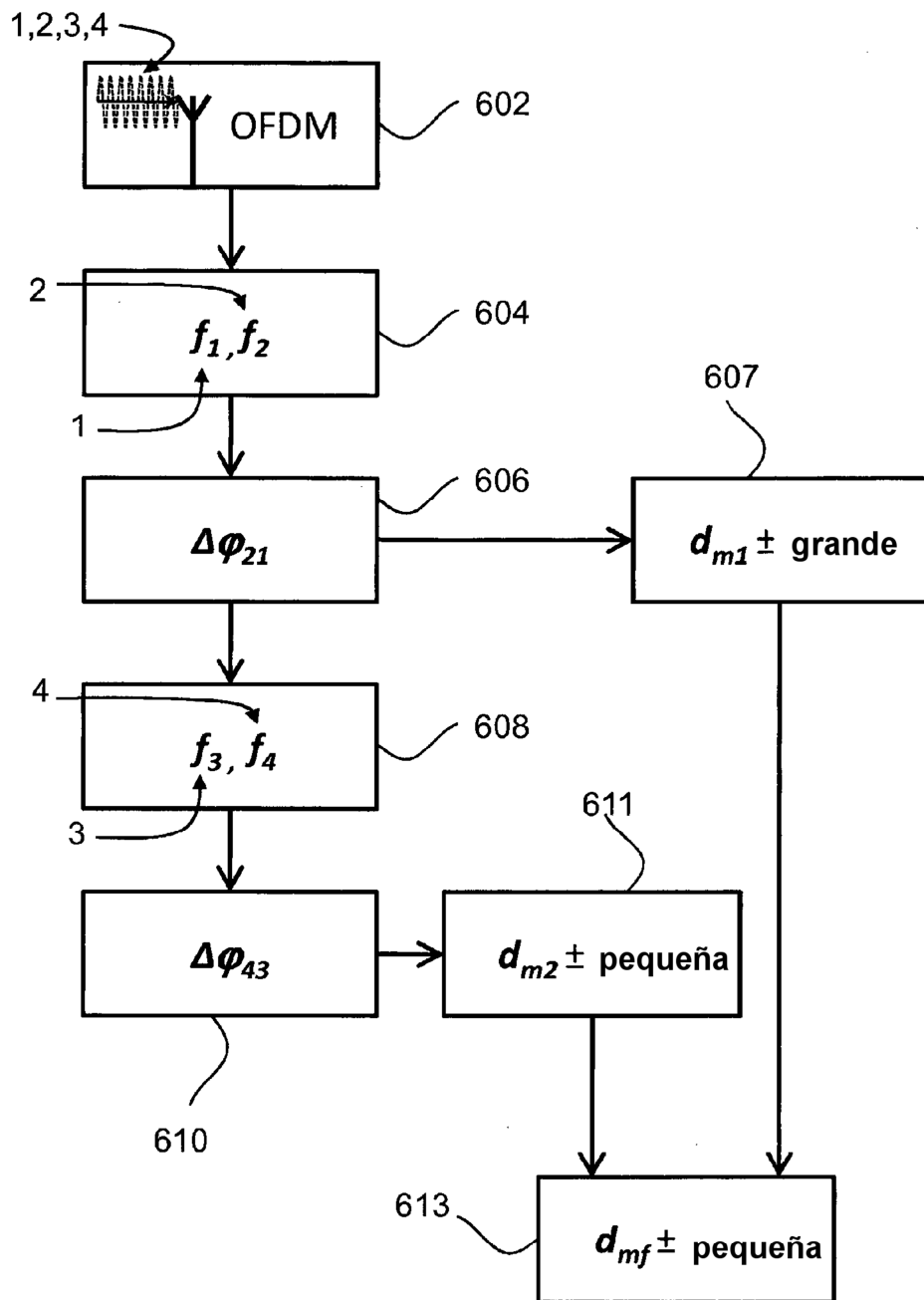


FIG. 6

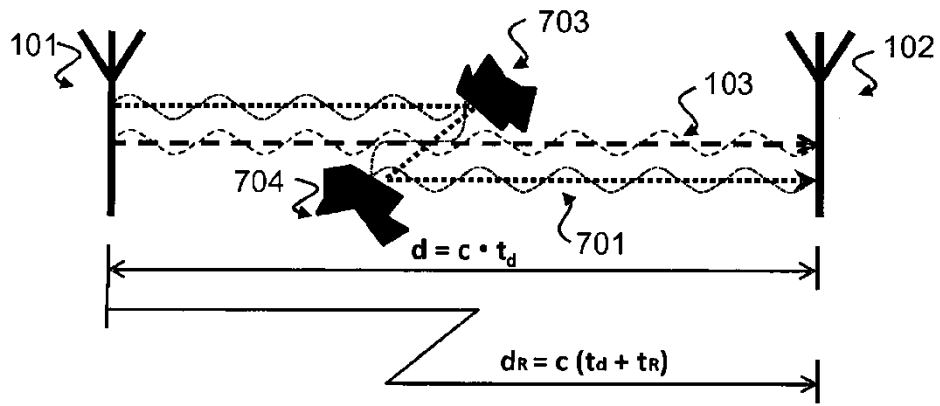


FIG. 7

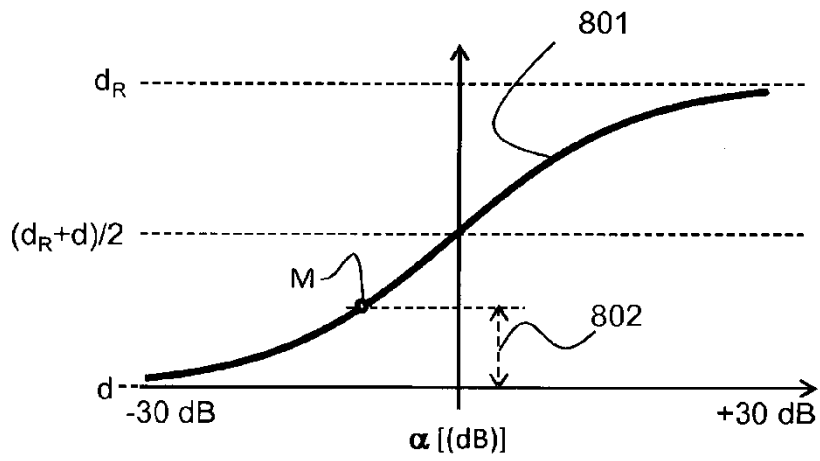


FIG. 8

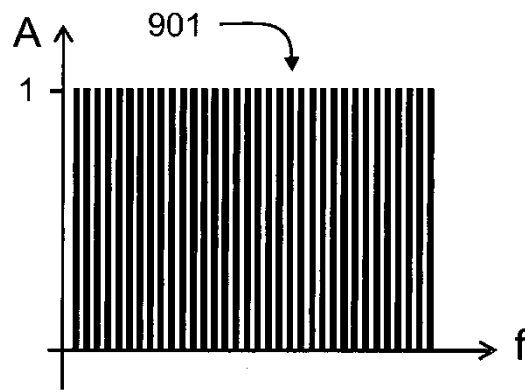


FIG. 9A

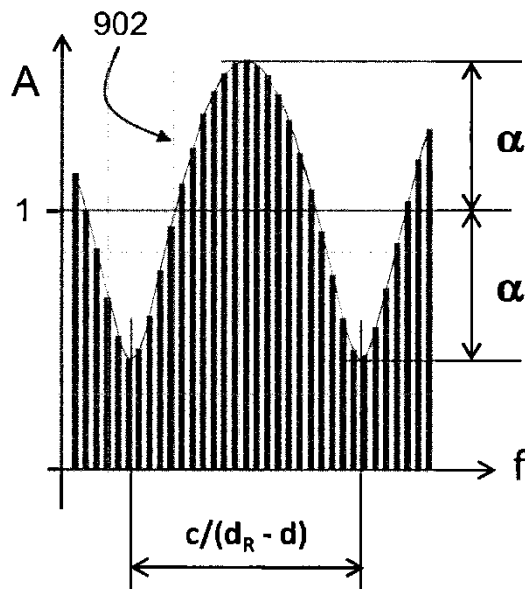


FIG. 9B

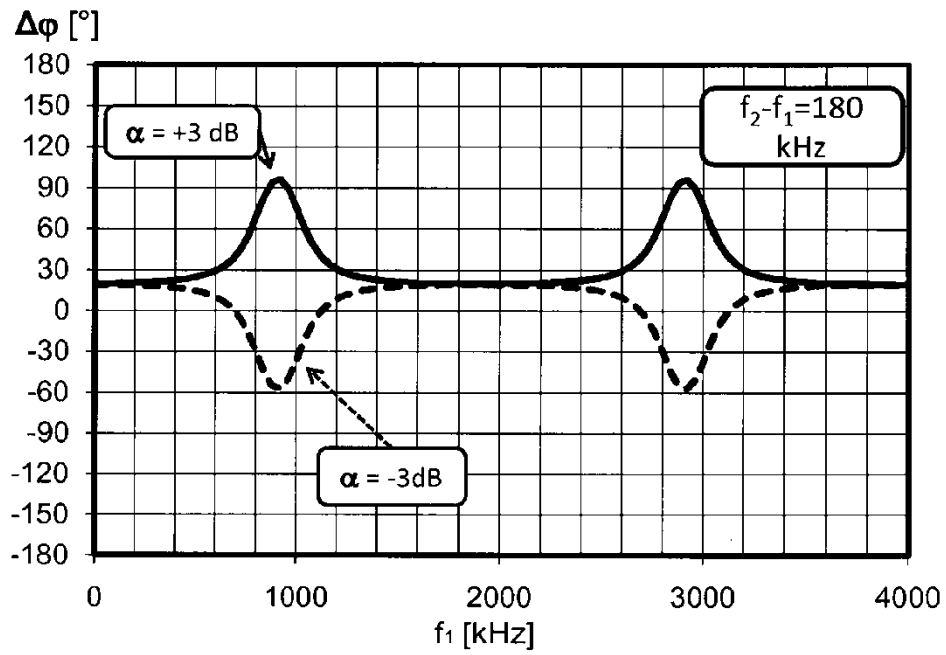


FIG. 10

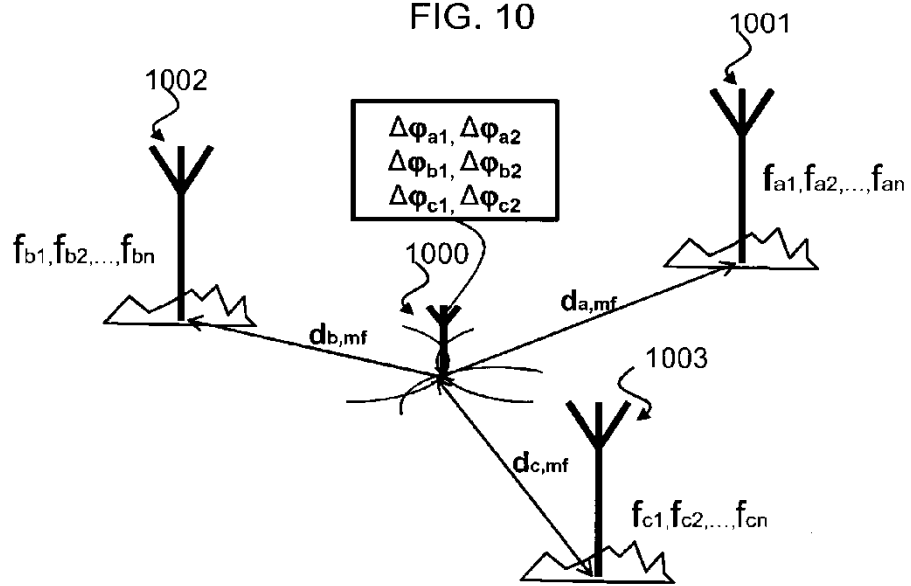


FIG. 11