

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 967 254**

51 Int. Cl.:

G01S 5/02 (2010.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **23.04.2019 PCT/EP2019/060386**

87 Fecha y número de publicación internacional: **16.01.2020 WO20011413**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **23.04.2019 E 19719828 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **04.10.2023 EP 3821268**

54 Título: **Procedimiento de localización para localizar al menos un objeto utilizando señales basadas en ondas y sistema de localización**

30 Prioridad:
10.07.2018 DE 102018116688

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
29.04.2024

73 Titular/es:
**FRIEDRICH-ALEXANDER-UNIVERSITÄT
ERLANGEN-NÜRNBERG (100.0%)
Schlossplatz 4
91054 Erlangen, DE**

72 Inventor/es:
**LIPKA, MELANIE;
SIPPEL, ERIK y
VOSSIEK, MARTIN**

74 Agente/Representante:
CARVAJAL Y URQUIJO, Isabel

ES 2 967 254 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 de localización para localizar al menos un objeto utilizando señales basadas en ondas y sistema de localización

5 La invención se refiere a un procedimiento de localización para localizar al menos un objeto utilizando señales basadas en ondas, en el que un campo de ondas proviene del objeto a localizar y el campo de ondas que proviene del objeto es recibido por un número N de receptores. El campo de ondas puede ser emitido por el propio objeto o puede ser irradiado por una fuente externa y reflejar su onda.

10 Los procedimientos habituales para la localización basada en ondas se basan en información de distancia a partir de mediciones de duración (por ejemplo, multilateración), mediciones de diferencia de duración (TDOA – procedimiento Time Difference of Arrival), mediciones de ángulo (por ejemplo, multiangulación) a partir de información de fase o una combinación de varias técnicas. Se puede encontrar una visión general de estos procedimientos bien conocidos, que se utilizan ampliamente para la localización, por ejemplo, en "Wireless Local Positioning - Concepts, Solutions, Applications" de Vossiek, M., Wiebking, L., Gulden, P., Wieghardt J. y Hoffmann C. y un ejemplo de la combinación de procedimientos en "A Bilateral 24 GHz Wireless Positioning System for 3D Real-Time Localization of People and Mobile Robots" de Dobrev Y. y Shmakov D. Por ejemplo, la publicación de Simo Särkkä et al, "Phase-Based UHF RFID Tracking With Nonlinear Kalman Filtering and Smoothing", IEEE SENSORS JOURNAL, IEEE SERVICE CENTER, NEW YORK, NY, US, (20120501), vol. 12, no. 5, doi:10.1109/JSEN.2011.2164062, ISSN 1530-437X, páginas 904 - 910, divulga un procedimiento de localización para localizar un objeto mediante seguimiento RFID.

20 En los procedimientos conocidos, la información relevante (por ejemplo, distancia y/o ángulo a otra estación) se calcula en cada caso a partir de instrumentos de medición individuales (estaciones) y la posición se calcula a partir de ello. Un ejemplo de ello es la multilateración, en la que la distancia se mide mediante una determinación de la duración (por ejemplo, mediante un radar FMCW, como se describe en "Understanding Millimetre Wave FMCW Radar" de Brooker G.M.). Formando una intersección de los segmentos de círculo para al menos dos (posición 2D) o tres (posición 3D) estaciones espacialmente separadas cuyas posiciones son conocidas, un objeto, transpondedor, etc. puede ahora ser localizado.

25 En lo sucesivo, el instrumento de medición basado en ondas se denominará radar. El hecho de que los procedimientos descritos puedan llevarse a cabo con todas las formas de onda (por ejemplo, electromagnética, óptica o acústica) es generalmente conocido en la técnica. El dispositivo de recepción de la señal se denomina antena en lo sucesivo. Sin embargo, como es generalmente conocido en la técnica, el instrumento de medida basado en ondas puede estar provisto de cualquier dispositivo que permita la recepción de la onda (por ejemplo, antena en el caso de ondas electromagnéticas; fotodetectores o mezcladores electro-ópticos en el caso de ondas ópticas, fonoalternador o micrófonos en el caso de ondas acústicas).

30 Sin embargo, los procedimientos conocidos hasta la fecha del estado de la técnica presentan algunas desventajas. A modo de ejemplo, se destacan aquí las desventajas del procedimiento de multiangulación:

- 35
- El rango angular medible está limitado a la región de singularidad de la disposición.
 - La propagación en recorridos múltiples puede dar lugar a que la fase de un recorrido múltiple se mida en las antenas y, por tanto, el ángulo se estime incorrectamente, lo que falsea significativamente la posición
 - Si la medición del ángulo de un radar es evidentemente incorrecta (por ejemplo, porque se desvía mucho de los resultados de los demás radares de un sistema redundante) y, por tanto, el resultado de la medición de este radar no se utiliza para determinar la posición, ningún valor de fase de este radar contribuye a la localización. En otras palabras, los valores de fase no se evalúan individualmente y, por tanto, todos los valores de fase del radar se omiten colectivamente, aunque sólo una fracción de los valores de fase del radar sea responsable de esta estimación incorrecta del ángulo.
 - Como hay que escanear la zona de medición y compensar la hipótesis y la medición para cada punto, se requiere un gran esfuerzo computacional.
 - Como las antenas tienen que estar separadas una corta distancia (típicamente en el rango de menos de una longitud de onda a unas pocas longitudes de onda), se produce diafonía entre las antenas, lo que causa interferencias.
- 40
- 45

50 Por lo tanto, se busca una solución mejorada para un procedimiento de localización que pueda superar al menos algunas de las desventajas enumeradas anteriormente.

Este objetivo se logra mediante un procedimiento según las características de la reivindicación 1 y un sistema según la reivindicación 15. Las configuraciones ventajosas son objeto de las reivindicaciones dependientes.

55 Según la invención, se propone ahora un procedimiento de localización que determina o estima la posición actual de un objeto directamente a partir de al menos una posición anterior del objeto y al menos dos valores de fase medidos por al menos un receptor, es decir, la posición se determina recursivamente sobre la base de una posición del objeto en el pasado. El requisito básico para ello es que el objeto a localizar genere un campo de ondas correspondiente que

se propague en la dirección de al menos un receptor. Dicho receptor puede entonces utilizar al menos una antena receptora para detectar una señal de medición del campo de ondas, de cuya curva de fase de la señal puede extraerse al menos un valor de fase de la señal. Por un lado, el valor de fase puede entenderse como la fase de señal de la señal de medición medida por al menos un receptor, pero según la invención, el valor de fase también se entiende como al menos una variable derivada de varias fases de señal. Dicha variable derivada puede ser, por ejemplo, la diferencia o la suma de al menos dos valores de fase de señal.

Para los al menos dos valores de fase medidos utilizados para la localización, es crucial que pueda establecerse una relación clara entre la fase de la señal y un tiempo de propagación de la señal entre el transmisor/objeto y el receptor o una diferencia de tiempo de propagación de la señal para ambos valores. A la inversa, la dependencia de la fase de la señal respecto al tiempo de propagación de la señal significa que la fase de la señal también depende igualmente de la distancia entre el objeto y el receptor. Esto significa que se puede determinar un valor hipotético de fase a partir de una distancia hipotética emisor/objeto/receptor. Basándose en estas relaciones matemáticas, la distancia actual entre el objeto y el receptor y, en consecuencia, la posición actual del objeto en relación con el receptor puede determinarse comparando los valores de fase medidos con los valores de fase hipotéticos, en cuyo caso aquí se utiliza al menos una posición anterior del objeto como punto de partida en el sentido de un procedimiento recursivo y el error entre el valor de fase medido y el hipotético se minimiza en la medida de lo posible ajustando esta posición.

Para la determinación de la posición multidimensional, la comparación de al menos dos valores de fase medidos con un número correspondiente de valores de fase hipotéticos está orientada al objetivo. Como ya se ha indicado anteriormente, los valores de fase no tienen que compararse directamente entre sí, sino según la invención que las sumas o diferencias entre los valores de fase medidos también se comparan con las sumas o diferencias correspondientes de los valores de fase hipotéticos. Estas opciones pueden reflejarse utilizando combinaciones lineales correspondientes, es decir, una combinación lineal de valores de fase medidos disponibles se compara con una combinación lineal de valores de fase hipotéticos. Seleccionando adecuadamente los factores previos de las combinaciones lineales, las sumas y/o diferencias de valores de fase arbitrariamente ponderados, así como los valores de fase, pueden compararse directamente entre sí.

La fase de transmisión del objeto a localizar también puede estimarse recursivamente. De esta manera, la relación entre distancia y fase puede ser utilizada para obtener información sobre la posición del objeto a localizar si la fase de transmisión del objeto a localizar cambia sólo lentamente (o existe una relación conocida).

En el contexto de la presente invención, una combinación lineal también debe entenderse como el caso en el que uno o varios o todos los factores previos asumen el valor cero.

El único factor decisivo es que, para una estimación de posición, estén disponibles al menos dos señales de medición que tengan una relación de fase estable entre sí. Normalmente, al menos dos señales de medición para un campo de ondas y, por tanto, dos valores de fase son detectados por al menos dos receptores o antenas separados espacialmente. Puede tratarse, por ejemplo, de una estación de radar con una disposición de al menos dos antenas. Sin embargo, también puede tratarse de dos receptores completamente separados. Idealmente, se dispone de estaciones receptoras N_R , cada una con hasta N antenas. El número de antenas en cada estación receptora puede ser diferente y arbitrario. En este caso, se dispone de hasta N valores de fase en cada receptor, que están en una relación de fase estable entre sí. En total, se dispone de conjuntos NR de hasta N valores de fase. En el caso de transmisores coherentes, también existe una relación de fase estable entre las estaciones. Mediante la formación de combinaciones lineales adecuadas entre los valores de fase disponibles, se puede realizar una estimación exacta de la posición por comparación con las correspondientes combinaciones lineales de los valores de fase hipotéticos.

Sin embargo, los valores de fase no tienen que proceder necesariamente de receptores espacialmente separados. Es concebible que los al menos dos valores de fase se obtengan extrayéndolos de la señal de medida en diferentes puntos en el tiempo. En este caso, la estimación de la posición también es concebible con un solo receptor. Los al menos dos valores de fase medidos también pueden resultar de señales de medición con frecuencias diferentes; es decir, por tanto, del objeto provienen campos de ondas con frecuencias diferentes, lo que permite medir al menos dos valores de fase para las señales de medición con frecuencias diferentes en el lado del receptor. Además, pueden utilizarse combinaciones de estos procedimientos.

La propagación del campo de ondas desde el objeto en la dirección del al menos un receptor puede ser causada por el objeto a localizar que dispersa o refleja una onda emitida en otro lugar en una posición P a detectar. Alternativamente, directamente en la posición P , el objeto a localizar puede tener un dispositivo de radio o de transmisión que emite una señal de transmisión correspondiente. También es posible que el objeto emita, por ejemplo, radiación térmica o una emisión de radio en forma de onda.

Si el objeto emite un campo de ondas con diferentes frecuencias, esto se genera por una no linealidad correspondiente del objeto durante la reflexión o la característica no lineal del dispositivo de radio o transmisión integrado del objeto.

Por ejemplo, al menos un transmisor emite un campo de ondas con una frecuencia f_0 . En respuesta, el objeto a localizar genera un campo de ondas que comprende múltiplos de la frecuencia f_0 debido a la no linealidad del objeto.

Los valores de fase de las diferentes frecuencias se miden entonces por uno o más receptores y se someten al procedimiento de evaluación mencionado.

5 El campo de ondas emitido inicialmente por el transmisor tiene al menos una frecuencia, preferiblemente al menos dos frecuencias ($f_1; f_2; f_3; \dots; f_n$). Debido a la no linealidad del objeto a localizar, se generan múltiplos ($n_1 \cdot f_1; n_2 \cdot f_2; n_3 \cdot f_3; \dots; n_n \cdot f_n$) y productos de intermodulación ($n_1 \cdot f_1 + n_2 \cdot f_2 + \dots + n_n \cdot f_n; \dots$), cuyos valores de fase son medidos por el al menos un receptor. También es concebible que el campo de ondas que proviene del transmisor comprenda al menos una frecuencia, preferiblemente al menos dos frecuencias ($f_1; f_2; f_3; \dots; f_m$), pero que el objeto que se desea localizar genere la frecuencia/las frecuencias (f_{m+1}, \dots, f_n) por sí mismo y, debido a su no linealidad, genere múltiplos y productos de intermodulación cuyos valores de fase se midan.

10 Utilizando combinaciones lineales y una hábil selección de los pre-factores allí utilizados, es posible acortar cualquier información sobre la fase de transmisión. Como resultado, no es necesario disponer de información sobre la coherencia de las señales recibidas con las señales transmitidas para el procedimiento según la invención presentada si se puede derivar una fase de al menos dos señales espacialmente separadas.

15 El dispositivo de recepción de la señal se denomina en lo sucesivo antena. Sin embargo, dependiendo del tipo de onda utilizada, el instrumento de medida basado en ondas puede estar equipado con el dispositivo apropiado que permita recibir la onda (por ejemplo, antena para ondas electromagnéticas; fotodetectores o mezcladores electro-ópticos para ondas ópticas, fonoalternadores o micrófonos para ondas acústicas).

20 Si se asumen valores medidos ideales para los valores de fase, la comparación entre los valores de fase medidos y los valores de fase hipotéticos debería conducir a una coincidencia del cien por cien si se asume la posición exacta del objeto, es decir, la diferencia entre la fase medida y la hipotética debería resultar cero si se utiliza la posición exacta del objeto como base para calcular la fase hipotética. Sin embargo, como a los valores medidos se superponen señales de ruido, pueden producirse desviaciones en los valores medidos. Para evitar este problema, se propone en una realización preferida de la invención que se utilice una función de penalización adecuada para la comparación de las combinaciones lineales con el fin de minimizar la suma de las desviaciones resultantes, en particular para cada
25 comparación individual de combinaciones lineales. Esto se efectúa por medio del estimador/filtro recursivo. Según el procedimiento recursivo, se parte del último punto conocido del objeto a detectar y se determina la posición actual mediante un procedimiento estadístico o de filtro recursivo y con ayuda de los valores de fase comparados.

Es concebible incorporar uno o más modelos de movimiento para el objeto y/o valores de sensor, en particular de un sistema de sensor inercial y/o una evaluación Doppler para el objeto, en el estimador/filtro recursivo.

30 Por ejemplo, puede utilizarse una función cuadrática (mínimos cuadrados) como función de penalización adecuada para la estimación recursiva de la posición. Un sistema bien conocido para la minimización de mínimos cuadrados es el llamado filtro de Kalman extendido. El filtro de Kalman se basa, por ejemplo, en el último estado conocido, es decir, la última posición conocida del objeto. A partir del último estado conocido se estima un nuevo estado que se compara con los valores de fase medidos o combinaciones lineales de los mismos y se optimiza utilizando las relaciones matemáticas. También es concebible aquí tener en cuenta cualquier componente de velocidad del objeto y las covarianzas correspondientes para optimizar la estimación previa.
35

Según una configuración preferida puede calcularse una denominada ganancia de Kalman para cada combinación lineal de los valores de fase hipotéticos y/o medidos, que es una medida de la confianza que existe en cada caso entre la estimación previa y la medición. El siguiente paso consiste en comparar los valores medidos y los valores de estado de la estimación previa, para lo cual la posición previamente estimada se convierte en los correspondientes valores de fase hipotéticos, por ejemplo, y las diferencias para todas las combinaciones lineales posibles por receptor, es decir, cada combinación de antena, se forman del mismo modo que el vector de medición, por ejemplo. Posteriormente, se corrigen la estimación previa efectuada de la posición y, opcionalmente, la matriz de covarianzas utilizando los valores de fase medidos y, si es necesario, teniendo en cuenta la ganancia de Kalman para obtener la
40 nueva posición del objeto.
45

Para permitir la corrección simétrica en todas las direcciones, las fases correspondientes se proyectan a un espacio de valores específico utilizando una operación de módulo.

Para el primer punto de medición, es decir, sin un valor de posición previamente conocido, puede asumirse, por ejemplo, un valor inicial de partida. También es concebible seleccionar un valor inicial de partida basado en un
50 procedimiento de localización diferente o partir simultáneamente de muchos puntos de partida y seleccionar a continuación la mejor solución.

Como alternativa al uso de un filtro de Kalman extendido para la estimación recursiva de la posición, también puede utilizarse un filtro pseudo-lineal. También es posible llevar a cabo la estimación de posición recursiva sobre la base de una búsqueda basada en gradiente o una búsqueda de fuerza bruta.

También es concebible que el procedimiento se ejecute iterativamente para una posición a estimar ejecutando el procedimiento varias veces en sucesión para un único punto de medición con el fin de acercarse cada vez más a la mejor estimación de la posición.

5 El procedimiento según la invención puede utilizarse en particular para todos los sensores basados en ondas en los que existe una relación entre la distancia entre el emisor y el receptor, así como la fase. No importa si las señales son coherentes (por ejemplo, por reflexión pura en el caso del radar secundario) o incoherentes (por ejemplo, radar primario, según el principio LPR o radioboyas).

10 El procedimiento según la invención puede utilizarse en particular en el campo cercano de conjuntos de antenas (conjuntos de antenas que tienen una referencia de fase estable entre sí y cuyas fases pueden por tanto evaluarse en relación con las demás). En este contexto, el campo cercano se define como la zona próxima al conjunto de antenas en la que una onda esférica emitida por el objeto no puede aproximarse como una onda plana por toda la propagación geométrica de un conjunto de antenas. En la literatura se suele hacer referencia al campo cercano como la región de Fresnel, en la que se aplica la aproximación de Fresnel, pero no la aproximación de Fraunhofer. El campo lejano suele denominarse región de Fraunhofer. Aquí se aplica la aproximación de Fraunhofer.

15 El procedimiento también puede utilizarse preferentemente para localizar objetos emisores cuya señal no tenga una relación determinista de frecuencia y fase con una señal de referencia en una unidad receptora; es decir, la señal portadora del emisor no suele ser coherente con las señales portadoras del receptor, razón por la cual las fases de señal recibidas inicialmente no permiten extraer ninguna conclusión sobre la distancia entre el emisor y el receptor debido a esta incoherencia.

20 Sin embargo, si se supone preferentemente que sólo existe un desfase constante y/o un desfase de frecuencia, es decir, un desfase que cambia linealmente y/u otra relación de fase determinista dependiente del tiempo entre la señal portadora del emisor y las señales portadoras del receptor, es ventajosamente posible estimar también este determinismo con una extensión del procedimiento según la invención y mejorar así la localización. Para sistemas cuyas señales de emisión y recepción son incoherentes, pero la diferencia de fase entre el emisor y el receptor Φ_s se correlaciona para mediciones en momentos diferentes, es ventajoso estimar también esto. Si se utilizan varios receptores de radio mutuamente incoherentes, surge un término de fase desconocido $\Phi_{s,np}$ propio para cada estación.

30 Además del procedimiento según la invención, la presente invención también se refiere a un sistema de posicionamiento que comprende al menos un receptor para localizar la posición de al menos un objeto, en el que el receptor comprende medios para llevar a cabo el procedimiento según la invención. Obviamente, el sistema de localización se caracteriza así por las mismas ventajas y propiedades que las ya mostradas anteriormente con referencia al procedimiento según la invención. Por lo tanto, no es necesaria una descripción repetitiva.

35 En este punto, se señala que los términos "uno" y "una" no se refieren necesariamente a exactamente uno de los elementos, aunque esta es una posible realización, sino que también pueden referirse a una pluralidad de los elementos. Del mismo modo, el uso del plural también incluye la presencia del elemento en cuestión en singular y, a la inversa, el singular también incluye varios de los elementos en cuestión.

Preferentemente, la longitud de onda de la señal o señales ondulatorias es inferior a la distancia máxima entre dos puntos dentro del espacio en el que se desea localizar el objeto. También es ventajoso si la distancia máxima entre dos puntos dentro del espacio en el que el objeto a localizar va a ser localizado es mayor que la mayor región de singularidad resultante de las combinaciones lineales que son evaluadas por el filtro/estimador recursivo.

40 Otras ventajas y propiedades del procedimiento se explicarán con más detalle con referencia a ejemplos de realización individuales.

La Figura 1 muestra una situación de medición con un objeto móvil 1 en la posición P(k) y N receptores o puntos de medición,

45 La Figura 2 muestra un diagrama de bloques que ilustra la secuencia de procedimiento según la invención para determinar recursivamente la posición de un objeto basándose en una comparación de valores de fase,

La Figura 3 muestra una representación de señales de medición de diferentes frecuencias para un receptor,

La Figura 4 muestra un diagrama de bloques para la estimación recursiva de la posición utilizando un filtro de Kalman.

50 A continuación, se discutirán algunos principios básicos de la detección de posición, que son relevantes para la multiangulación clásica, entre otras cosas. Estos fundamentos también forman en parte la base para la presentación de la idea según la invención.

En la Fig. 1 se muestra una posible situación de registro de los datos de medición. Se desea registrar la posición $P(k)$ del objeto móvil 1 en el momento k . Para ello se utilizan N sensores o puntos de medición.

5 Los datos se registran de tal manera que en el tiempo k se emite una señal desde el punto $P(k)$ en la dirección de las antenas A_n . La emisión de la señal puede deberse a que el objeto situado en el punto $P(k)$ dispersa o refleja una onda emitida en otro lugar (por ejemplo, la onda puede haber sido emitida originalmente por una de las antenas A_n), o al hecho de que en el punto $P(k)$ se encuentra un dispositivo de transmisión de radio, o al hecho de que el objeto emite una onda por sí mismo, por ejemplo, radiación térmica o emisión de radio.

La señal emitida se recibe en las N posiciones de medición $A_n = (x_n, y_n, z_n)$ con $n = 1, 2 \dots N$. Sea la posición de un objeto a determinar $P(k) = (p_x(k), p_y(k), p_z(k))$.

10 Para una representación más compacta, se asumen las siguientes simplificaciones:

- El objeto está situado dentro de un área espacial que se selecciona de tal manera que la señal del objeto puede detectarse desde todas las posiciones A_n .
- El comportamiento de las antenas es uniforme e independiente de la dirección, o bien se ha realizado una calibración para poder compensar el comportamiento no uniforme y dependiente de la dirección mediante procedimientos adecuados.
- 15 – El canal de transmisión se simplifica inicialmente y se supone que es un canal AWGN ideal; es decir, que la señal recibida es una versión ponderada en amplitud y retardada en el tiempo de la señal emitida por el objeto. La interferencia $n(t)$ superpuesta al canal debe modelarse como ruido blanco gaussiano aditivo.

20 Las simplificaciones antes mencionadas no son decisivas para el funcionamiento del procedimiento inventivo, pero sirven a la claridad de la representación. Bajo estos supuestos, la señal recibida en la antena n puede expresarse como

$$e_n(t) = \alpha_n \cdot s(t - \tau_n) + n(t),$$

con:

α_n es la constante de atenuación característica del recorrido de medida desde A_n hasta $P(k)$

25 τ_n es el tiempo de propagación de la señal característico del recorrido directo desde $P(k)$ hasta la posición de la antena A_n (es decir, el tiempo de propagación de la señal del recorrido más corto, también denominada línea de visibilidad directa – LOS (Line of Sight))

$s(t - \tau_n)$ es la señal que se origina en el objeto y se retrasa en τ_n debido al recorrido entre el objeto y el receptor

Si la ecuación se transforma en el rango de la frecuencia, el resultado es

30
$$E_n(\omega) = \alpha_n \cdot S(\omega) \cdot e^{-j\omega\tau_n} + N(\omega).$$

El tiempo de propagación desde el punto $P(k)$ hasta una posición de antena A_n se calcula según

$$\tau_n(k) = \frac{r_n(k)}{c} \text{ mit } r_n(k) = \sqrt{(p_x(k) - x_n)^2 + (p_y(k) - y_n)^2 + (p_z(k) - z_n)^2},$$

donde c es la velocidad de propagación de la onda.

35 La fase de la señal recibida se compone del término $e^{-j\omega\tau_n}$, que depende de la distancia entre el objeto y la antena n , y de un componente debido a la señal que proviene del objeto $S(\omega)$. La señal se expresa mediante:

$$S(\omega) = \alpha_s \cdot e^{-j\Phi_s},$$

donde α_s es la amplitud y Φ_s es la fase de la señal que proviene del objeto, luego la fase recibida en la antena n resulta en

$$\varphi_n = \text{mod}'_{2\pi}(-\omega\tau_n - \Phi_s),$$

donde $\text{mod}'_{2\pi}(\varphi)$ refleja la fase φ sobre $[-\pi, \pi]$, es decir

$$\text{mod}'_{2\pi}(\varphi) = \begin{cases} \text{mod}_{2\pi}(\varphi) & \text{para } \text{mod}_{2\pi}(\varphi) < \pi \\ \text{mod}_{2\pi}(\varphi) - 2\pi & \text{para } \text{mod}_{2\pi}(\varphi) > \pi \end{cases}$$

5 Φ_s puede ser conocida, por ejemplo, si el radar está transmitiendo y el objeto está meramente reflejando o el objeto está transmitiendo una respuesta coherente. Sin embargo, también es posible que este término de fase sea desconocido, por ejemplo, si se trata de un transpondedor activo con su propio oscilador local (cuya fase no se conoce) o una baliza que transmite asincrónicamente sirve de transmisor.

10 Según la invención, se propone ahora un procedimiento con el que, como puede verse en la Fig. 2, la posición actual $P(k)$ puede estimarse directamente a partir de la última posición y de los valores de fase medidos, sin necesidad de calcular/estimar previamente el ángulo de incidencia, por ejemplo, como en el caso de multilangulación.

15 El procedimiento se explica ahora inicialmente utilizando un radiorreceptor con N antenas, pero puede extenderse fácilmente a sistemas con varios radares, en los que cada radiorreceptor puede tener cualquier número de antenas. Como antes, el objeto transmite ahora una señal que se recibe utilizando las N antenas, de modo que el sistema de medición por radar tiene ahora N señales recibidas coherentes entre sí. Las señales recibidas se consideran coherentes si mantienen una relación de fase estable entre sí. Si se utilizan radares N_R , hay correspondientemente N_R conjuntos de respuestas mutuamente coherentes; en el caso de un objeto con respuesta coherente, todas las señales recibidas de todos los radares son mutuamente coherentes.

20 Como ya se ha mencionado en el estado de la técnica, la fase φ_n de una onda electromagnética depende del tiempo de propagación ($\varphi_n = \text{mod}'_{2\pi}(-\omega\tau_n - \Phi_s)$) y, por tanto, de la distancia ($\tau_n \sim \tau_n$) del objeto a la antena y de la contribución de fase Φ_s de la señal emitida por el objeto (por ejemplo, señal transmitida o reflexión del objeto). Sin embargo, la fase sólo es inequívoca dentro de una longitud de onda. Para evitar el problema de la ambigüedad, se incluye la última posición ($p_x(k-1), p_y(k-1), p_z(k-1)$) del objeto o las últimas posiciones o una estimación de la nueva posición.

25 Para estimar la nueva posición ($p_x(k), p_y(k), p_z(k)$), se registra un conjunto de N valores de fase $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_N$ en receptores de radio N_R . A partir de ahí, cualquier combinación lineal de las fases puede compararse ahora con las fases hipotéticas resultantes de las distancias emisor-receptor. Para ello se forman combinaciones lineales N_L a partir de los valores de fase medidos

$$b_{1,n_1}\varphi_1 + b_{2,n_1}\varphi_2 + \dots + b_{N,n_1}\varphi_N$$

y se comparan con las combinaciones lineales de las fases hipotéticas correspondientes, que se determinan mediante las distancias emisor-receptor y el término de fase Φ_s del objeto emisor para formar

$$\begin{aligned} & b_{1,n_1} \text{mod}'_{2\pi} \left(-\omega \frac{\sqrt{(p_x(k) - x_1)^2 + (p_y(k) - y_1)^2 + (p_z(k) - z_1)^2}}{c} - \Phi_s \right) \\ & + b_{2,n_1} \text{mod}'_{2\pi} \left(-\omega \frac{\sqrt{(p_x(k) - x_2)^2 + (p_y(k) - y_2)^2 + (p_z(k) - z_2)^2}}{c} - \Phi_s \right) + \dots \\ & + b_{N,n_1} \text{mod}'_{2\pi} \left(-\omega \frac{\sqrt{(p_x(k) - x_N)^2 + (p_y(k) - y_N)^2 + (p_z(k) - z_N)^2}}{c} - \Phi_s \right). \end{aligned}$$

Donde

$b_{n,n_i} \in \mathbb{R}$ corresponden a los prefactores arbitrariamente seleccionables del enésimo valor de fase en la enésima combinación lineal. Por lo tanto, pueden asumir cualquier valor, incluido cero. Es fácil ver que los prefactores para la combinación lineal de las fases y la combinación lineal de las fases hipotéticas deben ser idénticos. La operación módulo $\text{mod}'_{2\pi}$ permite una comparación con los valores de fase medidos, ya que éstos son ambiguos. La operación puede sustituirse por cualquier operación que refleje los valores de fase medidos y los hipotéticos correspondientes sobre el mismo rango numérico, de modo que los valores medidos y los hipotéticos sean comparables. En lugar de comparar los valores de fase, también pueden compararse, por supuesto, las distancias correspondientes, los retardos de tiempo, etc.

En términos generales, la relación entre las fases medidas sin error y una posición hipotética para una combinación lineal n_i puede expresarse ahora como

$$\sum_{n=1}^N b_{n,n_i} \text{mod}'_{2\pi}(\phi_n) = \sum_{n=1}^N b_{n,n_i} \text{mod}'_{2\pi} \left(-\omega \frac{\sqrt{(p_x(k) - x_n)^2 + (p_y(k) - y_n)^2 + (p_z(k) - z_n)^2}}{c} - \Phi_s \right). \quad (1)$$

La parte izquierda contiene las combinaciones lineales a partir de los valores de fase medidos, mientras que la parte derecha representa las combinaciones lineales hipotéticas asociadas de las fases resultantes de las distancias transmisor-receptor. También incluye la fase de transmisión Φ_s , que puede ser desconocida en función del tipo de objeto (por ejemplo, transpondedor, reflexión pasiva, etc.) del que proviene el campo de ondas.

Si la medición de los valores de fase ϕ_n estuviera libre de errores, se podría encontrar ahora el punto en el que la diferencia entre los dos lados de la ecuación (1) es igual a cero. Como las mediciones de las fases ϕ_n suelen ser ruidosas, las combinaciones lineales seleccionadas deben evaluarse utilizando una función de penalización adecuada $Pe(\cdot)$, véase "Convex Optimization", páginas 294-300, de Boyd S. y Vandenberghe L.. Para estimar la ubicación $(p_x(k), p_y(k), p_z(k))$, ésta se selecciona de forma que la suma de las funciones de penalización se minimice para todas las combinaciones lineales:

$$\min_{p_x(k), p_y(k), p_z(k), \Phi_s, \sum_{n_i=1}^{N_i} Pe \left(\text{mod}'_{2\pi} \sum_{n=1}^N \left(b_{n,n_i} \phi_n - b_{n,n_i} \left[-\omega \frac{\sqrt{(p_x(k) - x_n)^2 + (p_y(k) - y_n)^2 + (p_z(k) - z_n)^2}}{c} - \Phi_s \right] \right) \right) \quad (2)$$

En la función de optimización, la operación modulo $\text{mod}'_{2\pi}(\cdot)$ antes de restar las combinaciones lineales asegura que el objeto a localizar puede ser desplazado uniformemente en todas las direcciones alrededor de la última localización $(p_x(k-1), p_y(k-1), p_z(k-1))$. Aquí, el término de fase desconocido Φ_s también debe estimarse o acortarse mediante una hábil selección de los prefactores b_{n,n_i} . Puede ser útil estimar también el término de fase desconocido Φ_s . Por ejemplo, Φ_s puede resultar de la fase de transmisión del objeto a localizar. Si ésta sólo cambia lentamente o existe otra relación conocida, puede utilizarse para aumentar la precisión de la localización. La función a minimizar puede resultar de la suma de las penalizaciones de cualquier número de combinaciones lineales. El experto en la materia sabe que la función de minimización puede modificarse a voluntad para permitir una evaluación eficaz. Así, dependiendo de los factores $b_{1,n_i}, b_{2,n_i}, \dots, b_{N,n_i} \in \mathbb{R}$ la operación de módulo puede realizarse en distintos puntos. Además, la evaluación de las sumas es lineal y, por tanto, puede realizarse en cualquier orden.

Es generalmente conocido por el experto en la materia que las sumas y diferencias de valores de fase también pueden formarse mediante multiplicaciones o divisiones de números complejos. En particular, puede ser ventajoso calcular

sumas y diferencias de valores de fase ϕ_n multiplicando entre sí señales recibidas $e_n(t)$ entre sí o por multiplicación compleja conjugada o multiplicando señales recibidas según $e_n(t) = |e_n(t)| \cdot \exp(j \cdot \arg\{e_n(t)\})$ en una componente de magnitud y fase, y sólo las componentes de fase de la señal compleja, es decir, $\exp(j \cdot \arg\{e_n(t)\})$, se multiplican juntas o se multiplican o se dividen de manera conjugada compleja. Tras la operación descrita anteriormente, puede determinarse un valor de fase o sumas y/o diferencias de valores de fase para cada tiempo t . Para determinar la posición actual $P(k)$ de la fuente de ondas, se realiza ahora una búsqueda de la posición actual en las proximidades de una posición determinada a partir de una medición anterior, preferentemente en las proximidades de la última posición, de manera que se encuentre el punto en el que la penalización sea mínima según la correlación (2). Como a la medición se superponen variables perturbadoras, la suma de las funciones de penalización puede minimizarse utilizando, por ejemplo, una búsqueda de mínimos cuadrados, un procedimiento de gradiente, un procedimiento de fuerza bruta, etc.

El procedimiento presentado aquí se caracteriza en particular por el hecho de que puede ampliarse fácilmente con cualquier otro criterio, por ejemplo, ampliando la ecuación (2) mediante una función de penalización que incluya el criterio. Por ejemplo, la combinación con modelos de movimiento, la fusión con otros sensores, o los análisis Doppler, etc. pueden incluirse en la función de penalización. Alternativamente, también es posible el filtrado posterior a la estimación de la posición. Además, la función de penalización también puede analizarse en varias frecuencias.

Como ya se ha mencionado, los pre-factores para las respectivas combinaciones lineales pueden elegirse inicialmente de forma arbitraria, pero aquí se discute una elección adecuada para los dos casos que se presentan (el objeto transmite de forma incoherente o coherente al receptor).

Para sistemas coherentes, el término de fase Φ_s es conocido y por lo tanto la relación de (1) puede establecerse de tal manera que sólo un pre-factor $b_{n,ni}$ asume un valor distinto de cero, es decir, la suma se omite completamente.

$$b_{n,ni} \cdot \text{mod}_{2\pi}^{\circ}(\varphi_{n,ko}) = b_{n,ni} \cdot \text{mod}_{2\pi}^{\circ}\left(-\omega \frac{r_n}{c} - \Phi_s\right).$$

$$\text{mit } r_n = \sqrt{(p_x(k) - x_n)^2 + (p_y(k) - y_n)^2 + (p_z(k) - z_n)^2}.$$

Esto da como resultado exactamente N combinaciones lineales independientes con la función de error

$$\min_{p_x(k), p_y(k), p_z(k)} \sum_{n_i=1}^N \text{Pe} \left(\text{mod}_{2\pi}^{\circ} \left(b_{n,ni} \varphi_n - b_{n,ni} \left[-\omega \frac{\sqrt{(p_x(k) - x_n)^2 + (p_y(k) - y_n)^2 + (p_z(k) - z_n)^2}}{c} - \Phi_s \right] \right) \right)$$

Un caso de aplicación adecuado sería, por ejemplo, el de los sistemas en los que la coherencia se consigue mediante el objeto que refleja la señal o que transmite una señal coherente sin retardo. En estas mediciones denominadas de "tiempo de vuelo de ida y vuelta" ("Round-Trip Time of Flight"), la señal recorre la distancia desde el transmisor hasta el objeto y luego de vuelta hasta el receptor, por lo que el término de fase Φ_s resulta del tiempo de propagación de la antena transmisora hasta el objeto. La antena emisora no tiene por qué estar separada (biestática), sino que también puede corresponder a la antena receptora (monostática).

Para sistemas en los que las señales de transmisión y recepción son incoherentes, tiene sentido formar la diferencia para dos canales de recepción coherentes en cada caso, de forma que se acorte el término de fase desconocido Φ_s . Esto se consigue formando las combinaciones lineales de tal manera que se seleccionen dos prefactores no nulos $b_{n,ni} = -b_{m,ni}$ para cada combinación lineal:

$$b_{n,n_i} \cdot \text{mod}_{2\pi}^{\circ}(\varphi_n) - b_{n,n_i} \cdot \text{mod}_{2\pi}^{\circ}(\varphi_m) \\ = b_{n,n_i} \cdot \text{mod}_{2\pi}^{\circ}\left(-\omega \frac{r_n}{c}\right) - b_{n,n_i} \cdot \text{mod}_{2\pi}^{\circ}\left(-\omega \frac{r_m}{c}\right),$$

$$\text{con } r_n = \sqrt{(p_x(k) - x_n)^2 + (p_y(k) - y_n)^2 + (p_z(k) - z_n)^2}.$$

La función de error da lugar entonces a

$$\min_{p_x(k), p_y(k), p_z(k)} \sum_{n_i=1}^{N_i} \text{Pe} \left(\text{mod}_{2\pi}^{\circ} \left(b_{n,n_i} \varphi_n - \right. \right. \\ \left. \left. b_{n,n_i} \left[-\omega \sqrt{\frac{(p_x(k) - x_n)^2 + (p_y(k) - y_n)^2 + (p_z(k) - z_n)^2}{c}} \right] - b_{n,n_i} \varphi_n + \right. \right. \\ \left. \left. b_{n,n_i} \left[-\omega \sqrt{\frac{(p_x(k) - x_m)^2 + (p_y(k) - y_m)^2 + (p_z(k) - z_m)^2}{c}} \right] \right) \right)$$

5 Esta hábil totalización ahorra el cálculo/la estimación que son explícitos de la fase desconocida y, por tanto, ahorra potencia de cálculo. Alternativamente, sería posible estimar los términos de fase Φ_s para cada punto de medición. Las diferencias de fase de pares de antenas también pueden evaluarse para sistemas coherentes, por ejemplo, para aumentar la región de singularidad con respecto a la fase.

10 Es fácil para el experto comprender que, aparte de estas dos recomendaciones, son posibles todas las combinaciones posibles al calcular sumas en las que se puedan formar al menos dos (estimación de posición en 2D) o tres (estimación de posición 3D) funciones de penalización, de manera que el sistema de ecuaciones resultante esté completamente determinado.

Ventajas del procedimiento según la invención:

- El ruido en las fases puede suponerse distribuido gaussiano, por lo que las métricas típicas (por ejemplo, mínimos cuadrados) de filtros eficientes (por ejemplo, filtros de Kalman) corresponden al estimador óptimo
- 15 • La fase reacciona de forma extremadamente sensible a los cambios de distancia, por lo que se pueden alcanzar grandes precisiones
- Ajustando la separación de las antenas (a una velocidad de medición constante), la sensibilidad y la región de singularidad pueden adaptarse al escenario de medición
- Como el sistema no espera ondas planas, puede funcionar en el campo cercano de los conjuntos de antenas
- 20 • Puede evaluarse tanto para señales coherentes como incoherentes procedentes del objeto
- Estimación directa de la posición a partir de las fases, sin desviaciones computacionalmente complejas mediante el cálculo de un formador de haz
- Los valores de fase pueden ponderarse individualmente para tener en cuenta mediciones incorrectas o una peor SNR pobre en canales individuales

- Si el sistema opera en el campo cercano de los conjuntos de antenas y por lo tanto no espera ondas planas, la robustez contra la propagación de recorridos múltiples se incrementa en gran medida, ya que esto ahora causa mediciones erróneas aleatorias en lugar de estructurales.

5 El procedimiento anterior se demostró aquí utilizando varios canales de recepción (antenas) en una estación de radar. Es fácil para el experto comprender que también es posible utilizar uno o más canales de recepción en diferentes estaciones de radar y/o en diferentes momentos. En este caso, las relaciones fase-distancia resultan análogas al procedimiento presentado debido a los diferentes tiempos de propagación hacia las respectivas posiciones de recepción.

10 Además, si puede establecerse una relación de fase para diferentes puntos en el tiempo, por ejemplo, si un campo de ondas proviene continuamente del objeto, también puede utilizarse la diferencia de fase entre dos puntos en el tiempo. De este cambio en la fase recibida puede derivarse entonces, por ejemplo, un desplazamiento Doppler y, por tanto, la velocidad.

15 La invención presentada aquí fue demostrada con fases medidas en diferentes receptores. Equivalentemente, el mismo principio exacto puede ser aplicado a fases medidas en diferentes frecuencias del mismo receptor o cualquier combinación frecuencia/receptor.

Para demostrarlo, se utiliza de nuevo la fórmula para la fase recibida en la antena n a frecuencia angular $\omega_m = 2\pi f_m$

$$\varphi_{n,m} = \text{mod}_{2\pi}^1(-\omega_m \tau_n - \Phi_n).$$

20 Puede observarse que, con una distancia constante y, por tanto, un retardo constante τ_n , la fase medida varía en función de la frecuencia angular $\omega_m = 2\pi f_m$. Esto se muestra en la Fig. 3. En consecuencia, las fases medidas a diferentes frecuencias también pueden utilizarse en la ecuación (2). Además, también pueden utilizarse fases de diferentes frecuencias en diferentes antenas.

25 La medición de fases a diferentes frecuencias puede aplicarse a un gran número de sistemas existentes. Estos incluyen todos los procedimientos multiportadores tales como Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM), Multitono Discreto (DMT), Onda Multi-Continua (Multi-CW) y sistemas de Claves de Desplazamiento de Frecuencia (FSK) o Claves de Desplazamiento Mínimo (MSK), en los cuales las señales CW individuales son enviadas a diferentes frecuencias. La información de estimación del canal ya puede utilizarse para la localización en infraestructuras existentes, como los sistemas de comunicación. En los sistemas MIMO masivos, por ejemplo, las fases de distintas frecuencias y en distintas antenas de la estimación de canal ya realizada pueden utilizarse para localizar abonados móviles. Las fases de varios procedimientos de comunicación en distintas frecuencias (por ejemplo, WLAN en la banda de 2,4 GHz y en la banda de 5 GHz) también pueden analizarse entre sí. Además, las fases de las señales de salida de los bancos de filtros pueden utilizarse para la localización.

35 Otra posible aplicación son los llamados sistemas de "radar armónico". Aquí, un transmisor emite una señal en una o más frecuencias. Ésta es reflejada por un objeto a localizar o recibida por un transpondedor como objeto a localizar, que presenta un comportamiento no lineal. Debido a esta no linealidad, se produce un procedimiento de mezcla o multiplicación que da lugar a componentes de señal en frecuencias distintas de la frecuencia de transmisión:

- Si, por ejemplo, se supone un transmisor que emite una frecuencia (f_0), la curva característica no lineal da lugar a componentes de señal en múltiplos de la frecuencia de transmisión ($n \cdot f_0$).
- Si en cambio se supone un transmisor que emite varias frecuencias ($f_1, f_2, f_3 \dots f_n$), los múltiplos de estas frecuencias ($n_1 \cdot f_1; n_2 \cdot f_2; n_3 \cdot f_3; \dots; n_n \cdot f_n$) y los productos de intermodulación ($n_1 \cdot f_1 + n_2 \cdot f_2 + \dots + n_n \cdot f_n$, donde n_1, \dots, n_n son números enteros ($-\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty$) y no tienen por qué ser idénticos). En este caso también son posibles sistemas híbridos, en los que las frecuencias ($f_1, f_2, f_3 \dots f_m$) se transmiten y (f_{m+1}, \dots, f_n) se generan en el transpondedor del propio objeto, a partir de las cuales se generan los correspondientes productos mixtos y de intermodulación.

Del objeto a localizar o de su transpondedor proviene ahora un campo de ondas con componentes de señal en las frecuencias generadas. El receptor mide este campo y determina los valores de fase en estas frecuencias.

45 Las fases en estas diferentes frecuencias tienen a su vez una relación de fase fija, dependiente de la distancia, entre sí y, en el caso coherente, también con el transmisor. Por lo tanto, el procedimiento según la invención puede utilizarse para evaluar las fases. También es posible utilizar fases de diferentes frecuencias en diferentes antenas y/o puntos en el tiempo.

50 A continuación, se presentará un caso en base al cual se desarrolló, probó y verificó el procedimiento. La configuración de medida consiste en U (con $u = \{1, 2, \dots, U\}$) radares secundarios FMCW, cada uno con N (con $n = \{1, 2, \dots, N\}$) antenas y un transpondedor que responde de forma incoherente a las señales de los radares. La demodulación de las N señales recibidas de una estación se realiza mediante un oscilador local, es decir, coherentes entre sí, todos los

desfases no deseados resultantes de cables, etc. se han determinado mediante una calibración y se han eliminado. Por lo tanto, lo siguiente se aplica a la señal de banda base en un canal de recepción del radar FMCW:

$$s_{RXu,n} = A_{RX,u,n} \cdot \cos(2\pi\mu\tau_{LOS,u,n}t + 2\pi f_0\tau_{LOS,u,n} + \phi).$$

Con:

5 $A_{RX,p,n}$: Amplitud de la señal de banda base (recibida por la antena No. n en el radar No. u)

μ : Tasa de barrido (definida como ancho de banda de barrido / duración de barrido para un radar FMCW conocido por el especialista)

$\tau_{LOS,u,n}$: Tiempo de propagación para el recorrido directo desde el transpondedor hasta la antena No. n en el radar No. u (línea de visión)

10 f_0 : Frecuencia portadora del radar (aquí 24GHz)

ϕ : término de fase desconocido (causado, por ejemplo, por la fase desconocida del oscilador en el transpondedor, los tiempos de propagación en el transpondedor, etc.), que es idéntico para todos los canales de un radar

Por lo tanto, para la fase en una antena n de un radar u se aplica lo siguiente

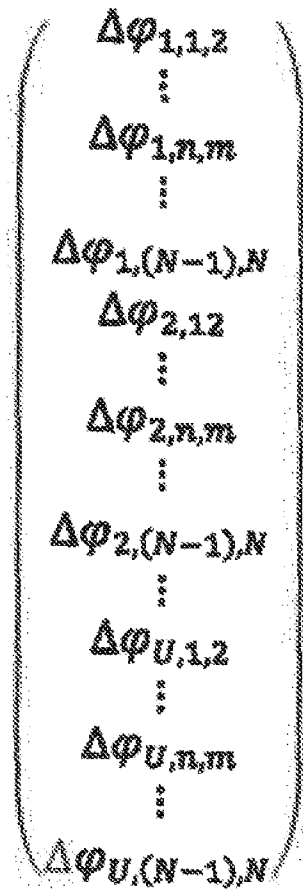
$$\phi_{u,n} = 2\pi f_0\tau_{LOS,u,n} + \phi.$$

15 Dado que el término de fase ϕ no se conoce en este caso, los pares para la comparación se forman restando uno de otro los valores de fase respectivamente para dos antenas (índice n,m $\in \{1, \dots, N\}$ con $n \neq m$):

$$\phi_{u,n} - \phi_{u,m} \leftrightarrow \tau_{u,n} - \tau_{u,m}$$

Ahora, preferentemente se forman todas las combinaciones posibles, dando lugar a un número de $(N - (N - 1)/2)$ diferencias de fase ($\Delta\phi_{u,n,m} = \phi_{u,n} - \phi_{u,m}$) por radar, si éste tiene N antenas receptoras, según la fórmula de suma gaussiana; éstas se resumen para todos los radares U juntos para formar un vector de medida:

20



5 Para calcular la nueva posición se utiliza ahora un filtro de Kalman ampliado según la Fig. 4. Una descripción general de los Filtros de Kalman Extendidos se puede encontrar en la página 1-7 en "Lecture Notes Estimation II" de Reid I. y Term H. El último estado ($x(k-1)$), consistente en la posición ($p_x(k-1), p_y(k-1), p_z(k-1)$) y los componentes de velocidad ($v_x(k-1), v_y(k-1), v_z(k-1)$) y la covarianza al mismo ($P(k-1)$) es conocido con suficiente precisión.

Los siguientes pasos se llevan a cabo ahora en el Filtro de Kalman Extendido:

Primero, usando el último estado y una simple ecuación de movimiento, se calcula una estimación previa para el nuevo estado y la covarianza. Esto también se denomina "predecir":

$$x'(k) = \begin{pmatrix} p'_x(k) \\ p'_y(k) \\ p'_z(k) \\ v'_x(k) \\ v'_y(k) \\ v'_z(k) \end{pmatrix} = F \cdot x(k-1), \text{ con } F = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \Delta T & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \Delta T & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \Delta T \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix};$$

$$P'(k) = F \cdot P(k-1) \cdot F^T + Q.$$

10 Con:

ΔT : distancia temporal entre los dos puntos de medición.

Q: matriz de covarianza para el cálculo de la estimación previa

$x'(k)$: Vector de estado para la estimación previa del estado

$x(k - 1)$: Vector de estado para el último estado

F: Forma matricial de la ecuación de movimiento

5 P(k - 1): Matriz de covarianza del último estado

P'(k): Estimación previa de la nueva matriz de covarianza

Ahora la llamada matriz de Jacobi (H(k)) se forma derivando las relaciones para las diferencias de fase:

$$\Delta\varphi_{u,n,m} = 2\pi f_0 \left(\frac{r_{u,n} - r_{u,m}}{c} \right),$$

con

$$r_{u,n} = \sqrt{(p_x(k) - x_{u,n})^2 + (p_y(k) - y_{u,n})^2 + (p_z(k) - z_{u,n})^2},$$

10

después de las entradas del vector de estado. Para las entradas de una celda de la matriz de Jacobi, resulta, por tanto, en

$$\begin{aligned} \frac{\delta\Delta\varphi_{u,n,m}(k)}{\delta p'_x(k)}; \frac{\delta\Delta\varphi_{u,n,m}(k)}{\delta p'_y(k)}; \frac{\delta\Delta\varphi_{u,n,m}(k)}{\delta p'_z(k)}; \frac{\delta\Delta\varphi_{u,n,m}(k)}{\delta v'_z(k)} &= 0; \frac{\delta\Delta\varphi_{u,n,m}(k)}{\delta v'_y(k)} \\ &= 0; \frac{\delta\Delta\varphi_{u,n,m}(k)}{\delta v'_x(k)} = 0. \end{aligned}$$

15

Para cada diferencia de fase resulta una celda de la matriz Jacobi. Esto significa que H(k) para todos los radares U juntos:

$$H(k) = \begin{pmatrix} \frac{\delta\Delta\varphi_{1,1,2}(k)}{\delta p'_x(k)} & \frac{\delta\Delta\varphi_{1,1,2}(k)}{\delta p'_y(k)} & \frac{\delta\Delta\varphi_{1,1,2}(k)}{\delta p'_z(k)} & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\delta\Delta\varphi_{1,n,m}(k)}{\delta p'_x(k)} & \frac{\delta\Delta\varphi_{1,n,m}(k)}{\delta p'_y(k)} & \frac{\delta\Delta\varphi_{1,n,m}(k)}{\delta p'_z(k)} & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\delta\Delta\varphi_{1,(N-1),N}(k)}{\delta p'_x(k)} & \frac{\delta\Delta\varphi_{1,(N-1),N}(k)}{\delta p'_y(k)} & \frac{\delta\Delta\varphi_{1,(N-1),N}(k)}{\delta p'_z(k)} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\delta\Delta\varphi_{2,1,2}(k)}{\delta p'_x(k)} & \frac{\delta\Delta\varphi_{2,1,2}(k)}{\delta p'_y(k)} & \frac{\delta\Delta\varphi_{2,1,2}(k)}{\delta p'_z(k)} & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\delta\Delta\varphi_{2,n,m}(k)}{\delta p'_x(k)} & \frac{\delta\Delta\varphi_{2,n,m}(k)}{\delta p'_y(k)} & \frac{\delta\Delta\varphi_{2,n,m}(k)}{\delta p'_z(k)} & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\delta\Delta\varphi_{2,(N-1),N}(k)}{\delta p'_x(k)} & \frac{\delta\Delta\varphi_{2,(N-1),N}(k)}{\delta p'_y(k)} & \frac{\delta\Delta\varphi_{2,(N-1),N}(k)}{\delta p'_z(k)} & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\delta\Delta\varphi_{U,1,2}(k)}{\delta p'_x(k)} & \frac{\delta\Delta\varphi_{U,1,2}(k)}{\delta p'_y(k)} & \frac{\delta\Delta\varphi_{U,1,2}(k)}{\delta p'_z(k)} & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\delta\Delta\varphi_{U,n,m}(k)}{\delta p'_x(k)} & \frac{\delta\Delta\varphi_{U,n,m}(k)}{\delta p'_y(k)} & \frac{\delta\Delta\varphi_{U,n,m}(k)}{\delta p'_z(k)} & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\delta\Delta\varphi_{U,(N-1),N}(k)}{\delta p'_x(k)} & \frac{\delta\Delta\varphi_{U,(N-1),N}(k)}{\delta p'_y(k)} & \frac{\delta\Delta\varphi_{U,(N-1),N}(k)}{\delta p'_z(k)} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

A continuación, se calcula la llamada ganancia de Kalman K, que es una medida de la confianza que existe en cada caso entre la estimación previa y la medición:

$$K(k) = P'(k)H(k)^T \cdot (H(k)P'(k)H(k)^T + R(k))^{-1},$$

5 Con:

R(k): Matriz de covarianza del ruido aplicado a los valores medidos.

En el siguiente paso, la medición y el estado se comparan después del paso de predicción. La posición estimada previamente se convierte en valores de fase utilizando $\phi_{u,n} = -2\pi f_0 T_{u,n} y$, de forma análoga al vector de medición, se forman las diferencias para todas las $(N - (N - 1)/2)$ posibles combinaciones de antena por estación y se resumen en un vector para los tres radares de modo análogo a las diferencias de fase medidas:

10

$$\begin{pmatrix} -2\pi f_0(\tau_{1,1} - \tau_{1,2}) \\ \vdots \\ -2\pi f_0(\tau_{1,n} - \tau_{1,m}) \\ \vdots \\ -2\pi f_0(\tau_{1,(N-1)} - \tau_{1,N}) \\ -2\pi f_0(\tau_{2,1} - \tau_{2,2}) \\ \vdots \\ -2\pi f_0(\tau_{2,n} - \tau_{2,m}) \\ \vdots \\ -2\pi f_0(\tau_{2,(N-1)} - \tau_{2,N}) \\ \vdots \\ -2\pi f_0(\tau_{u,1} - \tau_{u,2}) \\ \vdots \\ -2\pi f_0(\tau_{u,n} - \tau_{u,m}) \\ \vdots \\ -2\pi f_0(\tau_{u,(N-1)} - \tau_{u,N}) \end{pmatrix}$$

Ahora se corrige ("actualiza") la estimación previa del estado y la matriz de covarianza utilizando los valores medidos y en función de la ganancia de Kalman, y se obtiene la nueva posición $x(k)$:

$$x(k) = x'(k) + K(k) \text{mod}'_{2\pi} (z(k) - h(x'(k))),$$

$$P(k) = (I - K(k)H(k)) \cdot P'(k)$$

5 Con

$z(k)$: Vector de medida

$h(x'(k))$: Vector con los valores de fase calculados para la posición previamente estimada.

$\text{mod}'_{2\pi}$: En este caso, la operación modulo refleja las fases sobre el espacio $[-\pi, \pi]$ para permitir una corrección simétrica en todas las direcciones, es decir

$$\text{mod}'_{2\pi}(\varphi) = \begin{cases} \text{mod}_{2\pi}(\varphi) & \text{para } \text{mod}_{2\pi}(\varphi) < \pi \\ \text{mod}_{2\pi}(\varphi) - 2\pi & \text{para } \text{mod}_{2\pi}(\varphi) > \pi \end{cases}$$

10

Esta operación se repite ahora una y otra vez, con el resultado $(x(k), P(k))$ de la última ejecución formando de nuevo el punto de partida para el cálculo del siguiente punto.

15 Se debe asumir un valor inicial para el primer punto de medición, para el cual no hay predecesor. Este valor inicial puede elegirse arbitrariamente, por ejemplo. Si un valor de inicio asumido no conduce a un asentamiento estable del filtro, el procedimiento puede repetirse con otro u otros valores de inicio. Otra posibilidad es determinar un valor inicial basado en otro procedimiento de localización, por ejemplo, utilizando los procedimientos de localización por radio descritos anteriormente en el estado de la técnica.

Es fácil para el experto comprender que este procedimiento puede utilizarse para todos los sensores basados en ondas en los que existe una relación entre distancia y fase. No es importante si las señales son coherentes (por

ejemplo, debido a la reflexión pura en el radar primario) o incoherentes (por ejemplo, radar secundario basado en el principio LPR o radioboyas).

5 El procedimiento puede ampliarse fusionándolo con datos de otros sensores. Por ejemplo, los sensores inerciales o los datos de control de robots, coches, vehículos autónomos, etc. podrían utilizarse para estimar previamente la posición.

La posición también puede determinarse de forma iterativa ejecutando el procedimiento varias veces seguidas para un punto de medición con el fin de acercarse cada vez más a la mejor posición estimada.

10 Las ambigüedades que puedan producirse (por ejemplo, si las diferencias/sumas y las posiciones de los sensores no se eligen correctamente) pueden resolverse aplicando el procedimiento a varias hipótesis en paralelo, por ejemplo, las posiciones que tengan la mayor probabilidad, como en el filtro de Kalman de hipótesis múltiples.

De forma similar, los recorridos múltiples que se producen en las antenas individuales también pueden estimarse en paralelo. Si las antenas son seleccionadas a una distancia suficiente, diferentes recorridos múltiples están también presentes en las diferentes antenas.

15 El procedimiento también puede utilizarse o ampliarse para localizar y seguir varios objetivos simultáneamente. Estos también pueden resolverse en banda debido a la formación suma/diferencia.

La fase, que se utiliza entonces para el procedimiento, puede determinarse utilizando una transformación de frecuencia de banda (por ejemplo, FFT o filtro de Goertzel), por ejemplo, pero también recursivamente utilizando la localización determinada previamente. Si se utiliza la gama de frecuencias para determinar la fase, el punto de escaneo para la evaluación de la fase puede determinarse recursivamente utilizando la ubicación previamente determinada.

20 Las características direccionales de fase pueden incorporarse directamente al comparar las fases y los tiempos de propagación de la señal calculando el ángulo con respecto a la alineación de la antena en una ubicación hipotética y calculando un desplazamiento de fase a partir de éste, que se añade a la fase calculada a partir del tiempo de propagación.

25 La localización mediante este procedimiento también puede utilizarse simultáneamente para la calibración de contribuciones no deseadas a la fase (por ejemplo, causadas por tiempos de propagación desconocidos en el hardware).

El procedimiento puede extenderse para estimar no sólo la posición sino también la velocidad actual, aceleración, etc. del objeto.

30 El procedimiento puede aplicarse fácilmente a señales moduladas, por ejemplo, demodulando la señal y determinando a continuación la frecuencia y la fase del portador.

Ámbitos de aplicación:

MIMO masivo

Localización de robots

Seguimiento de activos (RFID)

35 Seguimiento de vehículos, aviones y barcos

Seguimiento de personas

Vigilancia de rutas de transporte, naves de producción

Localización de herramientas y fábricas

Industria 4.0

40 Localización de vehículo a vehículo

Localización en interiores

Internet de las cosas

Aplicaciones médicas

Posibles infraestructuras:

Infraestructuras existentes como WLAN, radio móvil, sistemas de comunicación

Tecnología de radar: CW, FMCW, UWB, OFDM, receptores de correlación en general

Acústica: ultrasonidos

5 Radar primario (reflexión pura)

Radar secundario (transpondedor responde, sincronizado o asíncrono)

Baliza (absolutamente asíncrona)

El procedimiento puede utilizarse para localizar objetos emisores cuya señal no tenga una relación determinista de frecuencia y fase con una señal de referencia en una unidad receptora.

10 Los sistemas de comunicación convencionales utilizan arquitecturas de receptor homodino o heterodino en las que la señal de un transmisor se mezcla con una o más señales portadoras del receptor en una o más etapas, es decir, las frecuencias están desfasadas. La desventaja para el objetivo de localización es que la señal portadora del transmisor generalmente no es coherente con las señales portadoras del receptor y, por lo tanto, las fases de señal recibidas inicialmente no permiten extraer ninguna conclusión sobre la distancia entre el transmisor y el receptor debido a esta incoherencia.

15 Sin embargo, si se supone que sólo existe un desfase constante y/o un desfase de frecuencia, es decir, un desfase que cambia linealmente y/u otra relación de fase determinista dependiente del tiempo entre la señal portadora del transmisor y las señales portadoras del receptor, es posible según la invención estimar también este determinismo con una extensión del procedimiento según la invención y mejorar así la localización.

20 Para sistemas cuyas señales de transmisión y recepción son incoherentes, pero la diferencia de fase entre el transmisor y el receptor Φ_s es correlacionada para mediciones en diferentes momentos, es ventajoso estimar también esto. Si se utilizan múltiples receptores de radio mutuamente incoherentes, se crea un término de fase desconocido $\Phi_{s,np}$ propio para cada estación. Estos suelen ser diferentes y tienen una relación desconocida y variable en el tiempo entre sí. Dado que el término de fase de un receptor de radio $\Phi_{s,np}(k)$ en el tiempo k está relacionado con el término de fase $\Phi_{s,np}(k-1)$ a través de la función $f_\Phi(\cdot)$, el término de fase esperado $\Phi_{s,np}'(k)$ puede estimarse mediante

$$\Phi_{s,np}'(k) = f_\Phi(\Phi_{s,np}(k-1)).$$

Esta información puede utilizarse para sistemas incoherentes minimizando recursivamente

$$\min_{p_x(k), p_y(k), p_z(k), \Phi_{s,np}(k)} \sum_{n_i=1}^N \text{Pe} \left(\text{mod}'_{2\pi} \left(b_{n,n_i} \varphi_n - d_{n,n_i} \left[-\omega \sqrt{\frac{(p_x(k) - x_n)^2 + (p_y(k) - y_n)^2 + (p_z(k) - z_n)^2}{c}} \right] - \Phi_{s,np}(k) \right) \right) + \sum_{n_p=1}^{N_p} c_{n_p} \text{Pe}_\Phi \left(\text{mod}'_{2\pi} \left(\Phi_{s,np}(k) - \Phi_{s,np}'(k) \right) \right)$$

La fase asociada $\Phi_{s,np}(k)$ se resta en cada combinación lineal n_l . Pe_Φ corresponde a la función de error de la comparación de fases de la fase estimada $\Phi_{s,np}'(k)$ y la fase corregida $\Phi_{s,np}(k)$. c_{np} corresponde a cualquier factor de ponderación.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de localización para localizar al menos un objeto utilizando señales basadas en ondas, en el que un campo de ondas proviene del objeto a localizar y el campo de ondas que proviene del objeto es recibido por un número N de receptores,
 - 5 en cada receptor se forma al menos una señal de medición que depende de la distribución espacial y temporal del campo de ondas y cuya respuesta de fase está característicamente influida por el tiempo de propagación de la señal desde el objeto hasta el receptor respectivo

en donde los valores de fase para cada una de las al menos dos señales de medición se toman como valores de fase medidos para la localización de la posición,
 - 10 en donde la posición actual del objeto a localizar en el tiempo k se determina comparando al menos una combinación lineal de los valores de fase medidos con al menos una combinación lineal de los valores de fase hipotéticos asociados, que resultan de la distancia o distancias emisor-receptor, y utilizando un filtro/estimador recursivo,

caracterizado porque para la estimación recursiva de la posición de un objeto, las sumas y/o diferencias de los valores de fase medidos de al menos un par de antenas de al menos un receptor se evalúan en comparación con sus diferencias de tiempo de propagación de señal asociadas.
2. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que un campo de ondas que proviene del objeto es recibido por uno o más receptores y da lugar a señales de medición coherentes, en el que el receptor o receptores reciben las señales de medición en diferentes posiciones del receptor.
3. Procedimiento según la reivindicación 1 o 2, en el que varias señales de diferentes frecuencias provienen del objeto
 - 20 y se utilizan uno o más receptores que miden valores de fase para diferentes frecuencias y los introducen en la combinación lineal de los valores de fase medidos para la localización de la posición, en donde preferentemente las señales de diferentes frecuencias que provienen del objeto son generadas por un objeto o transpondedor con comportamiento no lineal.
4. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, en el que la fase de transmisión desconocida del objeto emisor se estima recursivamente y/o en el que el campo de ondas emitido por el objeto es recibido en diferentes momentos por uno o más receptores, en donde al menos un receptor determina valores de fase en diferentes momentos y los introduce en la combinación lineal de los valores de fase medidos para la localización de la posición.
5. Procedimiento según la reivindicación 3, en el que al menos un transmisor genera un campo de ondas salientes con una frecuencia f_0 , el objeto a localizar emite un campo de ondas que, debido a la no linealidad del objeto,
 - 30 comprende múltiplos de la frecuencia f_0 , cuyos valores de fase son medidos por el uno o más receptores.
6. Procedimiento según la reivindicación 5, en el que el campo de ondas que proviene del transmisor tiene al menos dos frecuencias (f_1 ; f_2 ; f_3 ;...; f_n) y múltiplos (n_1*f_1 ; n_2*f_2 ; n_3*f_3 ;...; n_n*f_n) y se generan productos de intermodulación ($n_1*f_1+n_2*f_2+...+n_n*f_n$;...) debido a la no linealidad del objeto, cuyos valores de fase son medidos por el al menos un receptor.
7. Procedimiento según las reivindicaciones 5 o 6, en el que el campo de ondas que proviene del transmisor tiene al menos dos frecuencias (f_1 ; f_2 ; f_3 ;...; f_m), el objeto genera las frecuencias (f_{m+1} ,... f_n) por sí mismo y se generan múltiplos y productos de intermodulación por la no linealidad, cuyos valores de fase se miden.
8. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, caracterizado porque el campo de ondas que proviene del objeto se genera por reflexión de una señal transmitida en el objeto o el objeto genera el campo de ondas por
 - 40 emisión independiente de una onda, por ejemplo, radiación térmica, o es generado por una fuente de señales interna del objeto.
9. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, caracterizado porque la comparación de las combinaciones lineales formadas se evalúa con ayuda del estimador/filtro recursivo para minimizar la suma de las funciones de error de las diferencias de comparación para todas las combinaciones lineales seleccionadas.
10. Procedimiento según la reivindicación 7, caracterizado por que las combinaciones lineales o el estimador/filtro
 - 45 recursivo tienen en cuenta modelos de movimiento y/o valores de sensores adicionales, en particular un sistema de sensores inerciales y/o una evaluación Doppler y/o una determinación de la posición basada en campos magnéticos y/o sistemas ópticos y/o ultrasonidos para la determinación de la posición.
11. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, en el que se utiliza como estimador/filtro recursivo un
 - 50 filtro de Kalman ampliado, un filtro pseudolineal o una búsqueda basada en gradientes o una búsqueda de fuerza bruta

y/o los errores de las combinaciones lineales de los valores de fase medidos e hipotéticos se reflejan sobre un espacio de valores definido mediante una operación matemática adecuada, en particular utilizando una operación de módulo.

- 5 12. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, caracterizado porque la localización tiene lugar en el campo cercano del conjunto o conjuntos de antenas utilizadas para la localización y/o caracterizado porque el procedimiento se lleva a cabo iterativamente para una posición que debe estimarse.
13. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, en el que las diferencias de fase desconocidas $\Phi_{s,np}(k)$ entre el objeto emisor y el al menos un receptor se estiman recursivamente.
- 10 14. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, en el que la longitud de onda es menor que la distancia máxima entre dos puntos dentro del espacio en el que debe localizarse el objeto y/o en el que la distancia máxima entre dos puntos dentro del espacio en el que debe localizarse el objeto es mayor que la mayor región de singularidad resultante de las combinaciones lineales evaluadas por el filtro/estimador recursivo.
15. Sistema de localización que comprende al menos un receptor para la localización de la posición de al menos un objeto con medios para llevar a cabo el procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores.

Fig. 1

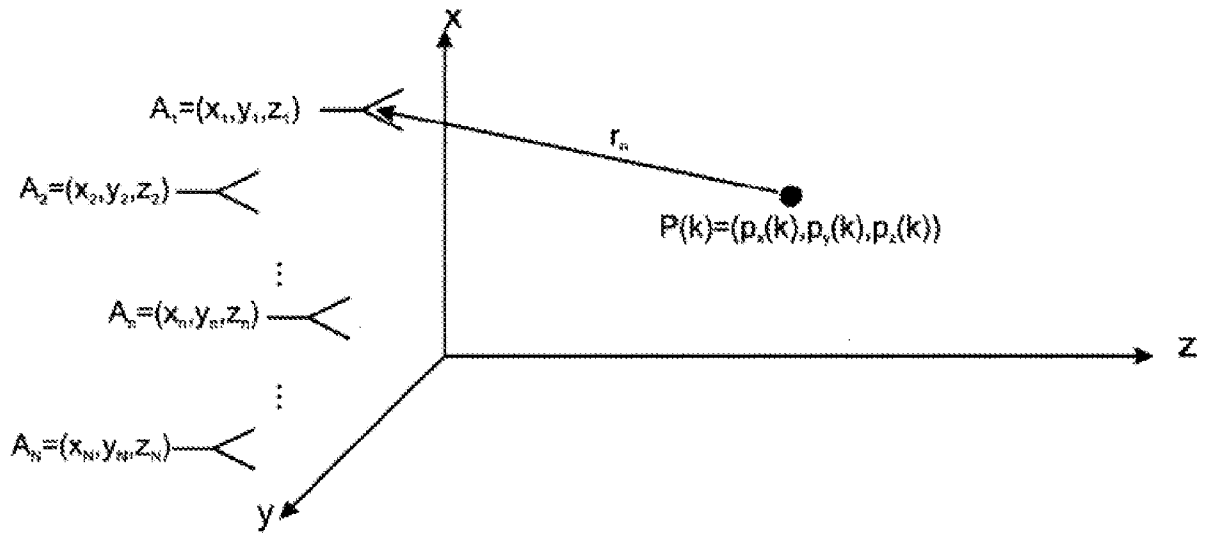


Fig. 2

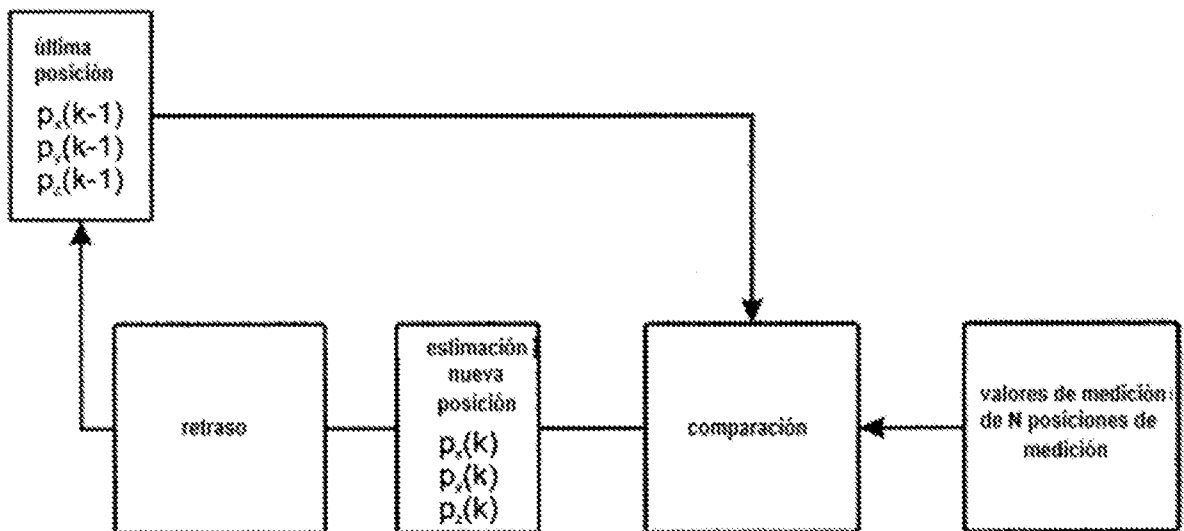


Fig. 3

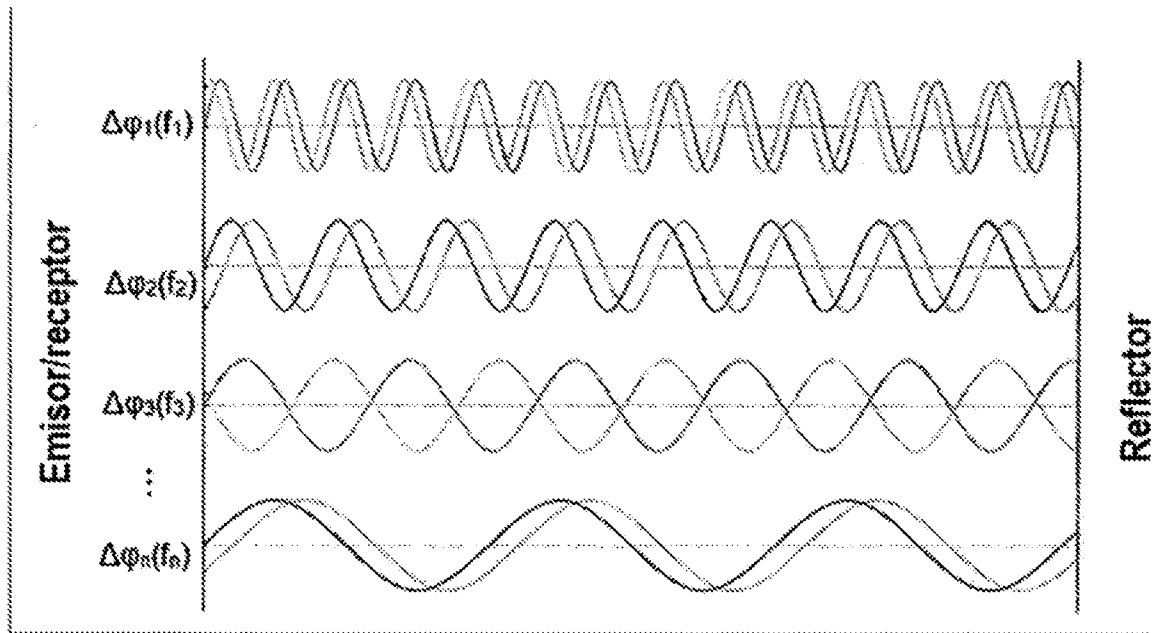


Fig. 4

