

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 372 531**

51 Int. Cl.:  
**G01S 3/74**

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **06707487 .2**

96 Fecha de presentación: **09.03.2006**

97 Número de publicación de la solicitud: **2005207**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **24.12.2008**

54 Título: **PROCEDIMIENTO Y SISTEMA PARA ESTIMAR DIRECCIONES DE LLEGADA EN ESCENARIOS DE BAJA POTENCIA O DIMENSIÓN DE MUESTRA REDUCIDA.**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**23.01.2012**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**23.01.2012**

73 Titular/es:  
**FUNDACIO PRIVADA CENTRE TECNOLOGIC DE  
TELECOMUNICACIONS DE CATALUNYA  
PARC MEDITERRANI DE LA TECNOLOGIA,  
AVDA. CANAL OLIMPIC S/N  
08860 CASTELLDEFELS (BARCELONA), ES**

72 Inventor/es:  
**MESTRE PONS, Francesc Xavier**

74 Agente: **Carpintero López, Mario**

ES 2 372 531 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 y sistema para estimar direcciones de llegada en escenarios de baja potencia o dimensión de muestra reducida

### Campo de la invención

- 5 La presente invención se refiere a un procedimiento y un sistema para determinar la dirección de llegada de una o múltiples formas de onda de radio o acústicas y, más particularmente, a un procedimiento y sistema de este tipo especialmente ventajoso en situaciones en las cuales el número de observaciones disponibles es reducido, o las observaciones disponibles son recibidas con baja potencia.

### Estado de la técnica

- 10 En múltiples aplicaciones, hay un interés especial en determinar la dirección de llegada (DoA) o también, ángulo de llegada, de una o múltiples formas de onda de radio o acústicas como se ven desde un receptor particular. La estimación de los ángulos incidentes se hace factible cuando se emplea una matriz de múltiples elementos de sensores o antenas distribuidos espacialmente en una región particular. Cada uno de los sensores está equipado con un extremo delantero de radiofrecuencia/acústico y su tecnología de procesamiento de señal correspondiente.
- 15 Las formas de onda o señales recibidas por cada uno de los elementos de matriz son procesados juntos por una unidad central de procesamiento que determina la dirección de llegada de las diferentes fuentes en el escenario. Las fuentes podrían ser ellas mismas transmisores, o podrían ser reflectores de las formas de onda acústicas o de radio generadas por otras fuentes.

- 20 Por ejemplo, en las aplicaciones de radar es útil estimar la posición exacta de diferentes blancos como se ve a partir de un punto de referencia dado. Esto se puede realizar enviando una forma de onda particular de radiofrecuencia y estimar el retardo y la dirección de llegada desde la cual la señal es recibida después de rebotar en diferentes objetos en el escenario. El uso de una matriz de antenas permite la estimación de la posición exacta del blanco sin recurrir a técnicas de triangulación.

- 25 Por otra parte, en algunas otras aplicaciones tales como las comunicaciones móviles, hay un interés por estimar la posición de una fuente de señales, tales como una estación móvil. De nuevo, esto se puede realizar eficazmente usando una matriz de antenas como receptor. La dirección de llegada de las diferentes estaciones móviles que se transmiten simultáneamente hacia una estación base se puede estimar usando las técnicas descritas en el presente documento.

- 30 Hay una gran cantidad de procedimientos para determinar la dirección de llegada (DoAs) de las distintas fuentes, a partir de las cuales las contribuciones más importantes son: el estimador Capon [J. Capon, "High resolution frequency-wavenumber spectrum analysis", Proceedings of the IEEE, vol. 57, pp. 1408-1418, agosto. 1969], el procedimiento de máxima probabilidad (ML) [P. Stoica y A. Nehorai, "Performance study of conditional and unconditional direction-of-arrival estimation", IEEE Transactions on ASSP, vol. 38, pp. 1783--1795, oct.ubre 1990], y la técnica de super-resolución conocida como MUSIC ("Clasificación de señal múltiple") [R. Schmidt, "Multiple emitter localization and signal parameter estimation", Proceedings of the RADAC, Spectral Estimation Workshop, Rome (NY), pp. 243-258, 1979. Reimpreso en "Modern Spectral Analysis II", S.B. Kesler (ed.), IEEE Press, Nueva York, 1986]
- 35

- 40 Si el número de muestras es suficientemente elevado, el procedimiento ML da el mejor rendimiento, aunque esto es a expensas de una complejidad de cálculo mucho más elevada (la solución ML se calcula optimizando una función de coste en múltiples variables y la solución se obtiene a partir de una búsqueda multidimensional). Tanto los estimadores Capon como espectral MUSIC son mucho más diferentes en términos de carga computacional, porque la solución se obtiene a partir de una búsqueda unidimensional. La diferencia entre estos dos procedimientos es el hecho de que el procedimiento MUSIC, contrariamente a la solución Capon utiliza la eigen-estructura de la matriz de correlación espacial de las observaciones. En la práctica, se ha mostrado tanto teórica como prácticamente, que las técnicas de estimación de DoA basadas en los procedimientos de eigen-estructura son superiores a otra búsqueda tradicional unidimensional basada en procedimientos como el estimador Capon.
- 45

En el documento "An Improved MUSIC TOA Estimator for RFID Positioning", J.S. Wang et al. se describe un algoritmo de estimación de tiempo de llegada MUSIC de dimensión reducida.

- 50 Asimismo, V. GirKo presenta la teoría de estimación G [V. GirKo, "An Introduction to Statistical Analysis of Random Arrays", Países Bajos: VSP, 1998]. Esta teoría proporciona un enfoque sistemático para derivar estimadores con excelentes propiedades en el régimen de dimensión de muestra reducida.

- 55 El principal inconveniente de los procedimientos basados en el subespacio, tal como MUSIC, es el hecho de que su capacidad para detectar blancos escasamente separados cae drásticamente cuando bien el número de muestras disponibles o la potencia de la forma de onda caen por debajo de un cierto umbral. Se han propuesto varios procedimientos para superar el mal rendimiento del procedimiento MUSIC en la región de baja potencia y/o de dimensión reducida, aunque la mayoría de estos procedimientos se puede aplicar solamente a algunas geometrías de matriz particular. Por ejemplo, el procedimiento MUSIC de raíz polinomial o el enfoque de estado-espacio se

puede utilizar solamente en arquitecturas de matriz lineal uniforme (es decir, en matrices donde todos los sensores/antenas están equidistantes y situados a lo largo de una línea recta). Asimismo, se ha expuesto varias veces en la bibliografía que una versión ponderada del procedimiento MUSIC podría mantener la mejora del rendimiento más allá del umbral de deterioro de rendimiento. Sin embargo, hasta la fecha, no hay ninguna indicación clara de cómo elegir estas ponderaciones con el fin de optimizar el rendimiento del procedimiento en el régimen de baja potencia y/o de dimensión de muestra reducida sin perder las buenas propiedades del algoritmo MUSIC en más escenarios genéricos.

### **Sumario de la invención**

Un objetivo primario de la presente invención es proporcionar un procedimiento y sistema para solucionar el efecto de deterioro de rendimiento MUSIC, que permite la detección apropiada de direcciones de llegada, en lo sucesivo denominada "DoAs", de blancos situados muy próximos en situaciones donde el número de muestras disponibles es reducido, o cuando la potencia de las formas de onda recibidas no es suficientemente elevada para garantizar la detección de su DoA por procedimientos de exploración unidimensionales. Como se usan las enseñanzas de la teoría de estimación G, nuestro procedimiento se denominará en lo sucesivo procedimiento GMUSIC. Nuestro procedimiento se puede complementar, además, con algunas mejoras de la técnica tradicional MUSIC, tales como establecimiento de raíces de polinomio, proyección de espacio de haz, estimación secuencial o suavización espacial.

El objeto de la presente invención es un nuevo procedimiento y sistema para estimación de DoA para receptores de matrices multisensores o multiantenas. La principal particularidad de la invención propuesta es el hecho de que soluciona el efecto umbral de los procedimientos tradicionales de eigen-estructura, permitiendo la correcta detección de DoA múltiple en situaciones donde bien el número de muestras disponibles o la potencia de las formas de onda recibidas no son suficientemente elevados para garantizar la detección de DoA por medios convencionales basados en la exploración unidimensional del ángulo de llegada.

El procedimiento propuesto de identificación DoA comprende la selección de los picos más bajos o más altos de una función de coste que depende del ángulo de exploración. Esta función se construye a partir de los valores eigen y eigenvectores de la matriz de covarianza estimada de la observación.

Otra ventaja de nuestro procedimiento, cuando se compara con las mejoras bien conocidas del algoritmo MUSIC, es que es válido para cualquier tipo de matriz de elementos receptores, tales como matriz lineal, matriz no lineal, matriz uniforme, matriz circular, matriz triangular, etc.

El procedimiento propuesto para determinar la dirección de llegada de al menos una forma de onda de radio, comprende las etapas de: recibir al menos una forma de onda por  $M$  elementos de recepción; obtener una señal detectada en la salida de cada uno de los  $M$  elementos de recepción; procesar dichas  $M$  señales detectadas para obtener  $M$  señales procesadas; muestrear a  $N$  periodos de tiempo dichas  $N$  señales procesadas; a partir de las muestras obtenidas en la etapa anterior, crear  $N$  vectores de columna  $y(1), \dots, y(N)$ , donde  $y(n)$  representa, para un instante de muestreo  $n$ , un vector de columna con  $M$  filas, conteniendo cada una de las  $M$  filas el valor de muestra asociado al elemento de recepción correspondiente a ese instante de muestreo  $n$ ; a partir de la colección de  $N$  vectores de columna, calcular una matriz de correlación espacial de muestra  $\hat{R}$ , obtener todos los eigenvectores  $\hat{e}_i$  y todos los valores eigen  $\hat{\lambda}_i$  de la matriz de correlación espacial de muestra  $\hat{R}$ ; a partir de todos los eigenvectores  $\hat{e}_i$  y todos los valores eigen  $\hat{\lambda}_i$ , obtener un conjunto de parámetros dependientes de señal  $\mu_K$ ; a partir de los valores eigen  $\hat{\lambda}_i$  y los parámetros dependientes de señal  $\mu_K$ , construir un conjunto de ponderaciones; y encontrar las  $K$  soluciones a partir de una función de coste que comprende dicho conjunto de ponderaciones.

Encontrar las  $K$  soluciones a partir de dicha función de coste determinada se realiza bien seleccionando  $K$  mínimos locales más bajos de una función de coste determinada, o seleccionando  $K$  máximos locales más elevados de dicha función de coste.

La presente invención también proporciona un sistema que comprende medios adaptados para llevar a cabo las etapas del procedimiento, así como un programa informático que comprende medios de código de programa informático para realizar las etapas del procedimiento cuando dicho programa se ejecuta en un ordenador, un procesador de señales digitales, una matriz de puerta programable in-situ, un circuito integrado de aplicación específica, un microprocesador, un microcontrolador o cualquier otra forma de hardware programable.

La ventaja de la invención propuesta será evidente en la siguiente descripción.

### **Breve descripción de los dibujos**

Para completar la descripción y con el fin de proporcionar una mejor comprensión de la invención se proporciona un juego de dibujos. Dichos dibujos forman parte integrante de la descripción e ilustran una realización preferida de la invención, que no se ha de interpretar como una limitación del alcance de la invención, sino solo como un ejemplo de cómo se puede materializar la invención. Los dibujos comprenden las siguientes figuras:

La figura 1 es una representación esquemática del sistema de recepción utilizado para estimar la dirección de

llegada de una o varias formas de onda según la realización preferida de la presente invención.

La figura 2 es un diagrama de bloques de función de las etapas llevadas a cabo por un procedimiento preferido de la presente invención.

5 La figura 3 es un gráfico de un ejemplo particular de la función de coste usada para la extracción de direcciones de llegada "DoA" obtenidas llevando a la práctica el procedimiento descrito.

La figura 4 y la figura 5 son gráficos de los resultados obtenidos llevando a la práctica el procedimiento o nuestra realización preferida en términos de error cuadrático medio y probabilidad de detección, respectivamente.

**Descripción de realizaciones preferidas de la invención**

10 La aplicación de la presente invención se puede llevar a cabo según el ajuste ilustrado en la figura 1. Una o varias formas de ondas ( $w_a, w_b, w_c, \dots$ ) son recibidas por al menos un elemento de recepción (1, 2, 3, 4, ...). Estas formas de onda son preferiblemente señales de radiofrecuencia o de microondas. Los elementos de recepción son preferiblemente una matriz de sensores compuesta por múltiple sensores o antenas. La o las formas de onda ( $w_a, w_b, w_c, \dots$ ) proceden de una o más fuentes respectivas, las cuales se pueden transmitir ellas mismas, o pueden ser reflectores de las formas de ondas acústicas o de radiofrecuencia generadas por otras fuentes. La forma de onda o señal ( $d_1, d_2, d_3, d_4, \dots$ ) capturadas o detectadas por cada uno de los elementos de recepción (1, 2, 3, 4, ...) es recibida por una unidad de preprocesamiento o extremo delantero (30, 31, 32, 33, ...) que preprocesa la señal ( $f_1, f_2, f_3, f_4, \dots$ ) de manera que puede ser procesada, además, por la unidad de procesamiento de señal (40). La unidad de procesamiento de señal (40) toma muestras de las señales ( $f_1, f_2, f_3, f_4, \dots$ ) procedentes de los extremos delanteros (30, 31, 32, 33, ...) en algunos instantes de tiempo sincronizados, y genera una colección de observaciones multidimensionales de tiempo discreto o instantáneas ( $f^1_1, f^1_2, f^1_3, f^1_4, \dots$ ), ( $f^2_1, f^2_2, f^2_3, f^2_4, \dots$ ), ..., ( $f^N_1, f^N_2, f^N_3, f^N_4, \dots$ ), donde N es un número natural que representa el número de instantes de tiempo en los cuales se toman muestras de ( $f_1, f_2, f_3, f_4, \dots$ )

25 Suponiendo que M elementos de recepción, sensores o antenas (1, 2, ..., M) están disponibles, es decir, que la matriz de sensores o antenas está formada por M elementos de recepción, a cada tiempo de muestreo n la unidad de procesamiento de señales (40) adquiere una colección de M valores ( $f^n_1, f^n_2, \dots, f^n_M$ ) procedentes de los M extremos delanteros diferentes (30, 31, 32, 33). Estos valores ( $f^n_1, f^n_2, \dots, f^n_M$ ) son valorados de modo verdadero o de modo complejo dependiendo de las características del receptor. Estos M valores se apilan en un M x 1 vector de columna  $y(n)$ , donde n es un número natural que indica el instante de muestreo asociado a la observación. De este modo, si las señales o formas de onda recibidas se muestran de manera sincronizada a N instantes de tiempo diferentes, la unidad de procesamiento de señales (40) funciona con una colección de N vectores de columna o instantáneas,  $\{y(1), \dots, y(N)\}$ . El número N de instantáneas disponibles puede ser inferior, igual o superior al número de sensores M.

35 Suponiendo que hay K fuentes, que pueden ser transmisores, blancos o reflectores de las formas de onda acústicas o de radio generadas por otras fuentes, en el escenario, se puede describir cada uno de los vectores de columna como

$$Y(n) = A s(n) + n(n) \quad (1)$$

donde

- 40 -  $s(n)$  es un  $K \times 1$  vector de columna que contiene las muestras de las señales transmitidas por K diferentes fuentes o reflectores.
- $n(n)$  es un  $M \times 1$  vector de columna que contiene las muestras de ruido (térmicas) generadas por los extremos delanteros (30, 31, 32, 33) en el n<sup>ésimo</sup> instante de tiempo
- 45 - A es una  $M \times K$  matriz con columnas ( $a(\theta_1) \dots, a(\theta_K)$ ), donde  $a(\theta)$  es la respuesta de matriz asociada a una señal procedente de un ángulo  $\theta$  y  $\theta_1, \dots, \theta_K$  son los DoAs de las K fuentes direccionales que están presentes en el escenario. La respuesta de matriz  $a(\theta)$  es un  $M \times 1$  vector de columna, cuyas entradas son funciones del ángulo de llegada. Puesto que cada forma de onda llega a la matriz de sensores o antenas de M elementos de recepción con un ángulo de llegada  $\theta$  diferente (o dirección de llegada), en la señal representada por la ecuación (1), cada una de las K fuentes contribuye con un vector de columna  $M \times 1$   $a(\theta_1) \dots a(\theta_K)$ , que se obtiene evaluando la función  $a(\theta)$  en los ángulos  $\theta_1, \dots, \theta_K$ .

50 Se supone que estas funciones son conocidas u obtenidas por algún otro medio en la unidad de procesamiento de señales (40). Para ilustrar como se construye este vector de columna  $a(\theta)$ , se considera una matriz lineal uniforme de M elementos y se supone que una forma de onda choca contra la matriz formando un ángulo de  $a\theta$  respecto del lado ancho de la matriz. Suponiendo que la señal recibida en la primera antena es  $s(n)$  (es decir, la señal transmitida, sin tener en cuenta ningún retardo para simplificar la exposición), a continuación si el ancho de banda de esta señal es suficientemente bajo, la señal recibida por la segunda antena será  $(n) \exp(j2\pi d/\lambda \cdot \text{sen}(\theta))$ , donde: j es la unidad

imaginaria,  $d$  es la separación entre elementos de la matriz, y  $\lambda$  es la longitud de onda de la forma de onda incidente. Además, la señal recibida en la  $m^{\text{ésima}}$  antena será  $(s(n) \exp(j2\pi(m-1)d/\lambda - \text{sen}(\theta)))$ . De este modo, recogiendo la señal recibida en cada antena en un  $M \times 1$  vector de columna, resulta que se puede expresar este vector de columna como  $s(n) \cdot a(\theta)$ , donde de nuevo  $s(n)$  es la señal transmitida y  $a(\theta)$  es un  $M \times 1$  con la  $m^{\text{ésima}}$  entrada igual a  $\exp(j2\pi(m-1)d/\lambda - \text{sen}(\theta))$ . En general, el vector de columna  $a(\theta)$  se puede construir para cualquier geometría de matriz, y proporciona la respuesta de matriz como función compleja de la dirección de llegada  $\theta$ .

Como se ha mencionado anteriormente, se supone que estas funciones  $a(\theta_1) \dots a(\theta_K)$  son conocidas u obtenidas por algunos otros medios en la unidad de procesamiento de señal (40).

En principio, si las cadenas de recepción fuesen ideales, bastaría con conocer la geometría de la matriz de elementos de recepción para conocer  $a(\theta)$ . Sin embargo, en la práctica, las cadenas de recepción no son ideales, sino que añaden una cierta cantidad de distorsión. Por este motivo, en este tipo de arquitectura de matrices de elementos de recepción, es habitual bien realizar la etapa de descubrimiento de la función  $a(\theta)$ , o corregir la respuesta a la respuesta de las cadenas de recepción con el fin de obtener la fusión deseada  $a(\theta)$ . Este proceso se denomina a veces "calibración de matriz". Con el fin de descubrir la forma de la función  $a(\theta)$ , las señales de referencia se introducen habitualmente en las antenas o sensores, simulando estas señales de referencia formas de onda procedentes de la dirección  $\theta$ . A continuación, la respuesta de las cadenas de recepción se mide en la unidad de procesamiento de señal (40), y el resultado de estas medidas se denomina  $a(\theta)$ . En principio, este proceso de calibración se debe realizar para cualquier valor de  $\theta$  dentro del margen de exploración, de manera que la colección de todas las posibles funciones  $a(\theta)$  se obtiene para cada valor de  $\theta$ . Sin embargo, puesto que el proceso de calibración se realiza antes de la propia exploración, en la práctica es imposible conocer  $a(\theta)$  para cualquier valor de  $\theta$  (el experimento se tendría que repetir para valores infinitos de  $\theta$ ). Por este motivo, en la práctica, se selecciona una colección de tantos valores discretos de  $\theta$  como es posible y tan próximos entre sí, con el fin de evaluar y conocer la función  $a(\theta)$  durante el proceso de calibración.

Más tarde, mientras el algoritmo de detección de direcciones de llegada se está ejecutando, la función de coste  $\eta(\theta)$  es evaluada para los valores de  $\theta$  para los cuales se conoce la función  $a(\theta)$ , interpolando el resto de los valores de  $\theta$ .

En cuanto a las matrices planas, es decir las matrices en las cuales se distribuyen los elementos de recepción en un plano, la función  $a(\theta)$  depende de dos ángulos (elevación y azimut) en lugar de un ángulo (siendo este el caso para las matrices lineales, es decir, matrices en las cuales se distribuyen los elementos de recepción en una línea recta).

En resumen,  $\theta$  puede bien ser un parámetro o un vector o parámetros, cuyos valores son ángulos que definen la dirección de llegada

La matriz de  $M$  elementos de recepción (1, 2, 3, 4...) se pueden calibrar también como sigue; exponer una colección de señales de referencia a la matriz de  $M$  elementos de recepción (1, 2, 3, 4...); medir, en la unidad de procesamiento de señales (40), la respuesta de las señales de referencia recibidas obtenidas en la salida de las  $M$  unidades de preprocesamiento (30, 31, 32, 33...), y modificar la respuesta de las  $M$  unidades de preprocesamiento (30, 31, 32, 33...), de tal manera que las señales medidas en la salida de las  $M$  unidades de preprocesamiento (30, 31, 32, 33) están tan próximas como es posible de las señales de referencia insertadas en la primera etapa.

La figura 2 ilustra un procedimiento preferido para obtener las direcciones de llegada  $\theta_1, \dots, \theta_K$  a partir de las observaciones  $\{y(1), \dots, y(N)\}$ . El procedimiento propuesto usa las enseñanzas de la teoría de G-estimadores en el "estado de la técnica", y se denomina MUSIC. En oposición al algoritmo tradicional MUSIC, GMUSIC está destinado a proporcionar estimaciones coherentes de las DoAs cuando tanto la dimensión de muestras como el número de sensores o antenas tienen el mismo orden de magnitud. Esto garantiza una mejora considerable del rendimiento en el régimen de baja potencia y/o dimensión de muestra reducida.

El algoritmo MUSIC proporciona resultados coherentes de las direcciones de llegada o ángulos de llegada estimados cuando  $N$  es elevado pero  $M$  permanece fijo, es decir, cuando  $N$  es elevado respecto de  $M$ . Por el contrario, nuestro algoritmo proporciona resultados coherentes y fiables cuando tanto  $N$  como  $M$  son elevados, es decir, cuando  $M$  y  $N$  se pueden comparar entre sí en términos de orden de magnitud. En la práctica, esto significa que nuestro algoritmo se comporta de una manera muy fiable incluso si el número de muestras  $N$  no es muy superior al número de sensores o antenas  $M$ . Esto no ocurre en el algoritmo MUSIC original. Por lo tanto, nuestro algoritmo se comporta mucho mejor que el algoritmo MUSIC en el "régimen de dimensión de muestra reducida".

Se aplica el mismo razonamiento al régimen de baja potencia. Es bien conocido que, en cada algoritmo de detección de direcciones de llegada o estimación espectral, cuando mayor es la potencia de las señales a detectar, menor es el número de muestras necesario para tener una estimación fiable de la DoA de las señales. Puesto que nuestro algoritmo permite una buena detección con un número bajo de muestras respecto del algoritmo MUSIC, somos capaces de detectar señales cuya potencia es baja respecto de la potencia de señal que requeriría el algoritmo MUSIC con el fin de detectar estas señales, para el mismo número de muestras.

El procedimiento comprende las siguientes etapas:

1.- a partir de la colección de N vectores de columnas o instantáneas,  $\{y(1), \dots, y(N)\}$ , se calcula una matriz de correlación espacial de muestra o matriz de covarianza de muestra  $\hat{R}$ .

En una realización preferida, esta matriz de correlación espacial de muestra adopta la siguiente forma:

$$\hat{R} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y(n)y^H(n) \tag{2}$$

5 Donde  $(\cdot)^H$  denota transposición si tratamos con señales valoradas en modo verdadero, y un conjugado de transposición si tratamos con señales valoradas en modo complejo. Sin embargo, esta matriz de correlación espacial de muestra no se limita a esta forma (2) sino que la matriz de correlación espacial de muestra  $\hat{R}$  puede adoptar cualquier otra forma de las conocidas en la técnica.

10 2.- Obtener los valores eigen y los eigenvectores de la matriz  $\hat{R}$ . Se indican como  $\{\hat{e}_k, k=1 \dots M\}$  and  $\hat{\lambda}_1 \leq \hat{\lambda}_2 \leq \dots \leq \hat{\lambda}_M$ , respectivamente.

3.- Obtener todas las distintas soluciones a la siguiente ecuación en  $\mu$ :

$$\sum_{k=1}^M \frac{\hat{\lambda}_k}{\hat{\lambda}_k - \mu} = N \tag{3}$$

estas soluciones se ordenan como  $\mu_1 \leq \dots \leq \mu_M$ .

15 Si  $M \leq N$ , estas M soluciones son, en principio, todas diferentes. Si algunos de los valores de  $\hat{\lambda}_k$  no son diferentes, es decir, se repiten en la lista  $\{\hat{\lambda}_1, \dots, \hat{\lambda}_M\}$ , entonces los valores  $\mu_k$  se repite también en la lista  $\{\mu_1, \dots, \mu_M\}$  tantas veces como  $\hat{\lambda}_k$  se repite también en la lista  $\{\hat{\lambda}_1, \dots, \hat{\lambda}_M\}$ .

20 Si  $M > N$ , se establece que  $\mu_1 = \dots = \mu_{M-N} = 0$ , de manera que  $\mu_{M-N+1} \leq \dots \leq \mu_M$  contienen las soluciones positivas a dichas ecuaciones en  $\mu$ . Estas soluciones son, en principio, todas diferentes. De nuevo, si algunos de los valores  $\hat{\lambda}_k$  no son diferentes, es decir, se repiten en la lista  $\{\hat{\lambda}_{M-N+1}, \dots, \hat{\lambda}_M\}$ , entonces el valor  $\mu_k$  se repite también en la lista  $\{\mu_{M-N+1}, \dots, \mu_M\}$  tantas veces como  $\hat{\lambda}_k$  se repite también en la lista  $\{\hat{\lambda}_{M-N+1}, \dots, \hat{\lambda}_M\}$ .

4.- Construir las siguientes ponderaciones

$$\varphi_m = \begin{cases} 1 & m \leq [M-N]^+ \\ 1 - \Phi_m + \Psi_m & [M-N]^+ + 1 \leq m \leq M-K \\ -\Phi_m & m > M-K \end{cases} \quad (4)$$

$$\Phi_m = \sum_{k=[M-N]^++1}^{M-K} \frac{\hat{\lambda}_m (\hat{\lambda}_k - \mu_k)}{(\hat{\lambda}_m - \hat{\lambda}_k)(\hat{\lambda}_m - \mu_k)} \quad (5)$$

$$\Psi_m = \sum_{\substack{k=[M-N]^++1 \\ k \neq m}}^M \frac{\hat{\lambda}_k (\hat{\lambda}_m - \mu_m)}{(\hat{\lambda}_k - \hat{\lambda}_m)(\hat{\lambda}_k - \mu_m)} \quad (6)$$

donde

$$[M-N]^+ = \begin{cases} M-N & \text{si } M > N \\ 0 & \text{en caso contrario} \end{cases}$$

- 5.- Las DoAs estimadas se eligen bien seleccionando los  $K$  mínimos locales más bajos de la función de coste  $f(\eta)\theta$ , donde  $f(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero creciente, o seleccionando los  $K$  máximos locales más elevados de la siguiente función de coste  $g(\eta)\theta$ , donde  $g(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero decreciente, y donde

$$\eta(\theta) = \mathbf{a}^H(\theta) \left( \sum_{m=1}^M \varphi_m \hat{\mathbf{e}}_m \hat{\mathbf{e}}_m^H \right) \mathbf{a}(\theta). \quad (7)$$

- 10 Observar la similitud con el procedimiento MUSIC tradicional, que selecciona las DoAs estimadas como los  $K$  mínimos locales más bajos de la función

$$\eta_{MUSIC}(\theta) = \mathbf{a}^H(\theta) \left( \sum_{k=1}^{M-K} \hat{\mathbf{e}}_k \hat{\mathbf{e}}_k^H \right) \mathbf{a}(\theta). \quad (8)$$

- 15 La presente invención utiliza la información de todos los eigenvectores, no solamente de los asociados a los valores de eigen más bajos (como es el caso en el procedimiento MUSIC tradicional). A continuación se mostrará que la presente invención supera la degradación de rendimiento del procedimiento MUSIC en escenarios de baja potencia

o dimensión de muestra reducida.

La figura 3 es un gráfico que muestra un caso particular de las funciones en (7) y (8) anteriores como función del ángulo de llegada, en una situación donde se localizaron dos fuentes de puntos en un azimut de 35° y 40°, y sus señales se recibieron en ruido blanco gaussiano. Las fuentes iluminaron una matriz lineal uniforme de sensores o antenas con M=10 elementos dispuestos linealmente con una separación entre elementos igual a la mitad de la longitud de onda de las formas de onda incidentes. En este ejemplo, se encontraron disponibles un total de N=70 instantáneas en el receptor, y las señales fueron recibidas con una potencia de 10 dB superior a la potencia de ruido de fondo. En esta realización particular del experimento, el procedimiento MUSIC tradicional es incapaz de distinguir las dos fuentes direccionales, y se localizaron los mínimos locales más bajos a 39,51° y -32,82°. Con la invención GMUSIC propuesta, el sistema es capaz de reconocer dos fuentes angulares a 34,92° y 39,58°, muy próximos de los valores actuales de las localizaciones de fuente.

La figura 4 compara el error cuadrático medio obtenido promediando 500 realizaciones de los procedimientos MUSIC propuestos y tradicionales cuando N = 7 y N = 70 instantáneas se encontraron disponibles en la matriz. El escenario era el mismo que en la figura 3. Los resultados se muestran para un valor diferente de la relación de señal-ruido (SNR), que es el cociente entre la potencia de las señales recibidas (supuestamente igual para las dos fuentes) y la potencia del ruido omnidireccional de fondo. La cota Cramer-Rao incondicional, es decir, la varianza más baja que se puede conseguir con un estimador no desfasado de la dirección de llegada, se muestra también con fines informativos. Observar que el procedimiento GMUSIC presenta un umbral SNR mucho más bajo que el MUSIC tradicional. Además, el enfoque propuesto muestra también un mejor rendimiento en la región SNR alta.

La figura 5 representa la probabilidad de detección de los sistemas MUSIC tradicional y GMUSIC, tomados a partir de una media de 10<sup>4</sup> realizaciones. La probabilidad de detección definida como Prob.  $\left[ \eta\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right) \frac{\eta(\theta_1) + \eta(\theta_2)}{2} \right]$ , donde  $\theta_1$  y  $\theta_2$  son las DoAs de dos fuentes de puntos en el escenario simulado. En particular, se fija  $\theta_1 = 0$  mientras que  $\theta_2$  varía entre 0° y 10°. Los resultados se muestran para dos valores de la dimensión de muestra, N=7 y N=70, y dos valores de la SNR, a saber SNR=10 dB y SNR=40 dB. Se ha demostrado experimentalmente que el procedimiento GMUSIC supera también el MUSIC tradicional en términos de probabilidad de detección de dos fuentes próximas separadas.

Como se ha mencionado anteriormente en esta descripción, nuestro procedimiento se puede complementar con algunas mejoras de la técnica MUSIC tradicional, tal como establecimiento de raíces de polinomio, proyección de espacio de haz, estimación secuencial o suavización espacial, que son conocidos en las siguientes realizaciones preferidas.

De este modo, cuando se aplica el procedimiento a una matriz uniforme lineal o elementos de recepción, las DoAs se puede estimar también usando la modificación trivial de nuestro procedimiento como se ha definido anteriormente, como sigue. Este procedimiento se denomina habitualmente como establecimiento de raíces de polinomio.

Definir la matriz MxN

$$\Gamma = \sum_{k=1}^M \varphi_k \hat{e}_k \hat{e}_k^H$$

y  $\Gamma_{m,n}$  denota la entrada que corresponde a la m<sup>ésima</sup> fila y la n<sup>ésima</sup> columna.

Considerar el polinomio valorado en modo complejo

$$D(z) = \sum_{l=-(M-1)}^{M-1} \alpha_l z^{M-l-1}$$

donde

$$\alpha_l = \begin{cases} \sum_{m=1}^{M-l} \Gamma_{m,m+l} & l = 0 \dots (M-1) \\ \alpha_{-l}^* & l = -(M-1) \dots -1 \end{cases}$$

y donde (.)<sup>\*</sup> denota un conjugado complejo.

Las DoAs son estimadas como los valores

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \arccoseno \left( \frac{\lambda}{2\pi d} \arg(z_1) \right) \\ &\vdots \\ \theta_K &= \arccoseno \left( \frac{\lambda}{2\pi d} \arg(z_K) \right) \end{aligned}$$

5 donde  $d$  indica la distancia entre los elementos de la matriz,  $\lambda$  es la longitud de onda de las formas de onda incidentes,  $\arg(\cdot)$  indica el argumento de un número complejo, y donde  $z_1 \dots z_K$  se eligen entre fuera de las  $2(M-1)$  raíces del polinomio complejo  $D(z)$  indicado por  $\{z(K), K=1\dots 2(M-1)\}$ , como los que bien minimizan la cantidad  $f(|D(\exp(j\arg(z_K)))|)$  donde  $f(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero creciente, o maximizan la cantidad  $g(|D(\exp(j\arg(z_K)))|)$  donde  $g(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero de creciente, y donde  $j$  es la unidad imaginaria,  $\arg(\cdot)$  indica el argumento de un número complejo e  $| \cdot |$  indica el módulo de un número complejo.

10 Otro proceso que se puede incorporar al procedimiento anteriormente propuesto en el presente documento, cuando se aplica a matrices lineales uniformes e elementos de recepción es el alisamiento espacial. Este procedimiento consiste en dedicar grados espaciales de libertad a mejorar la estimación de la matriz de covarianza espacial. En esta técnica, la matriz de  $M$  elementos se divide en  $M_{ss}$  submatrices, conteniendo cada una  $L$  sensores o antenas. Si no solapamiento entre las  $M_{ss}$  submatrices menores, entonces  $M_{ss} \times L = M$ . Si, por el contrario, no hay solapamiento entre las  $M_{ss}$  submatrices menores, entonces  $M_{ss} \times L > M$ . Cada uno de los  $N$  vectores de columna  $y(1), \dots y(N)$  se divide en  $M_{ss}(1)$  vectores de columna menores  $y_{M_{ss}(1)}, \dots y_{M_{ss}(N)}$ , teniendo cada uno de dichos vectores de columna menores,  $L$  filas;

20 La matriz de covarianza se estima como sigue. En primer lugar, la matriz de covarianza o correlación espacial de muestra en cada una de las  $M_{ss}$  submatrices menores se estima como la matriz de correlación de muestra correspondiente en (2) o usando cualquier otra estimación de la matriz de correlación espacial conocida en la técnica. Es decir, se calculan las  $M_{ss}$  matrices de correlación espacial de muestra en cada una de las  $M_{ss}$  submatrices menores. En segundo lugar se construye una  $L \times L$  estimación de matriz de covarianza  $\hat{R}$  se construye promediando las  $M_{ss}$  matrices de covarianza obtenidas en la etapa anterior, indicando  $a_{ss}(\theta)$  un vector de columna formado seleccionando las primeras  $L$  filas de  $a(\theta)$ . El procedimiento consiste en sustituir  $a(\theta)$  por  $a_{ss}(\theta)$  y la matriz de covarianza de muestra  $\hat{R}$  por la estimación anteriormente descrita. A continuación, se calculan bien los  $L$  mínimos locales más bajos de la siguiente función de coste  $f(\eta(\theta))$ , donde  $f(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero creciente, o  $K$  máximos locales más altos de la siguiente función de coste  $g(\eta(\theta))$ , donde  $g(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero decreciente,

$$\eta(\theta) = a_{ss}^H(\theta) \left( \sum_{m=1}^M \varphi_m \hat{e}_m \hat{e}_m^H \right) a_{ss}(\theta).$$

30 Otra posible modificación de nuestro algoritmo descrito anteriormente, que puede conducir a otros resultados mejorados, sigue a partir del enfoque de detección secuencia. En lugar de seleccionar los  $K$  mínimos locales más bajos (o los  $K$  máximos locales más elevados) de la función de coste es (7), a saber

$$\eta(\theta) = a^H(\theta) \left( \sum_{m=1}^M \varphi_m \hat{e}_m \hat{e}_m^H \right) a(\theta),$$

el enfoque estima la DoAs que sigue un proceso de  $K$  iteraciones, en el cual a la  $K^{\text{ésima}}$  iteración,  $K=1\dots K$ , se selecciona la  $K^{\text{ésima}}$  DoA bien como el mínimo correspondiente de la función de coste  $f(\partial_k(\theta))$ , en el que  $f(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero creciente, o el máximo correspondiente de la función de coste  $g(\partial_k(\theta))$  en el que  $g(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero decreciente, y en el que

$$\mathcal{J}_k(\theta) = b_k^H(\theta) \left( \sum_{m=1}^M \varphi_m \hat{e}_m \hat{e}_m^H \right) b_k(\theta)$$

donde

$$b_k(\theta) = \frac{\left[ I - A_k (A_k^H A_k)^{-1} A_k^H \right] a(\theta)}{\left\| \left[ I - A_k (A_k^H A_k)^{-1} A_k^H \right] a(\theta) \right\|},$$

$$A_k = [a(\theta_1), \dots, a(\theta_{k-1})]$$

y donde  $\theta_1 \dots \theta_{k-1}$  son las DoAs detectadas en iteraciones anteriores y  $\|\cdot\|$  indica el norma euclidiana de un vector.

El procedimiento propuesto en el presente documento se puede aplicar también al caso en el cual se aplica una transformación lineal a las observaciones o la matriz de covarianza de muestra con el fin de mejorar las propiedades del proceso de estimación de DoA.

Por ejemplo, es una práctica común en este tipo de aplicaciones multiplicar las instantáneas de recepción por una  $M_b \times M$  matriz B, donde  $M < M_b$ . Este proceso se denomina habitualmente proyección de espacio de haz. La matriz B está diseñada teniendo en cuenta la geometría de matriz con el fin de mejorar la resolución del algoritmo a través algunas regiones de DoAs de interés. dicho de otro modo, los valores de la matriz B dependen de la geometría de matriz de los elementos de recepción. Nuestro procedimiento se puede modificar de manera insignificante para operar en esta situación. en lugar de usar la matriz de covarianza de muestra  $\hat{R}$  en (2), se debe usar la siguiente  $M_b \times M_b$  versión transformada de la misma

$$\hat{R}_B = B^H \left( \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y(n) y^H(n) \right) B$$

A partir de este punto, se estiman las DoAs de las señales de interés bien seleccionando K mínimos locales más bajos de la función de coste  $f(\eta_B(\theta))$ , donde  $f(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero creciente, o seleccionando K máximos locales más altos de la función de coste  $g(\eta_B(\theta))$ , donde  $g(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero decreciente, y donde

$$\eta_B(\theta) = \frac{a^H(\theta) B \left( \sum_{m=1}^M \varphi_m^B \hat{e}_m^B (\hat{e}_m^B)^H \right) B^H a(\theta)}{a^H(\theta) B B^H a(\theta)}$$

donde  $\{\hat{e}_m^B, m=1 \dots M\}$  indica los eigenvectores de  $\hat{R}_B$ , y donde las ponderaciones  $\{\varphi_m^B, m=1 \dots M\}$  se construyen como  $\varphi_m$  sustituyendo  $\hat{R}$  por  $\hat{R}_B$ .

En este texto, el término “comprende” y sus derivaciones (tales como “comprendiendo”, etc.) no se han de entender en un sentido excluyente, es decir, estos términos no se han de interpretar como que excluyen la posibilidad de que lo que se describe y define pueda incluir otros elementos, etapas, etc.

La invención no se limita obviamente a las realizaciones específicas descritas en el presente documento, sino que también abarca cualquier variación que pueda ser considerada por cualquier experto en la técnica (por ejemplo, en lo relativo a la elección de componentes, configuración, etc.) dentro de alcance general de la invención como se define en las reivindicaciones anexas.

**REIVINDICACIONES**

1.- Procedimiento para determinar la dirección de llegada de al menos una forma de onda ( $w_a$ ) de radio, que comprende las etapas de:

- 5 - recibir al menos una forma de onda ( $w_a$ ) por  $M$  elementos de recepción (1, 2, 3, 4, ...) siendo  $M$  un número natural y  $M > 1$ , y obtener una señal detectada ( $d_1, d_2, d_3, d_4, \dots$ ) en la salida de cada uno de los  $M$  elementos de recepción (1, 2, 3, 4...);
- procesar dichas  $M$  señales detectadas ( $d_1, d_2, d_3, d_4, \dots$ ) en  $M$  extremos delanteros (30, 31, 32, 33...) para obtener  $M$  señales procesadas ( $f_1, f_2, f_3, f_4, \dots$ );
- 10 - muestrear a  $N$  instantes dichas  $N$  señales procesadas ( $f_1, f_2, f_3, f_4, \dots$ ) en una unidad de procesamiento de señales (40), siendo  $N$  un número natural, para obtener valores de muestra correspondientes;
- a partir de las muestras obtenidas en la etapa anterior, crear  $N$  vectores de columna  $y(1), \dots, y(N)$ , en los que  $y(n)$  representa, para un instante de muestreo  $n$ , un vector de columna con  $M$  filas, conteniendo cada una de las  $M$  filas el valor de muestra asociado al elemento de recepción correspondiente (1, 2, 3, 4...) a ese instante de muestreo  $n$ ;
- 15 - a partir de la colección de  $N$  vectores de columna  $y(1), \dots, y(N)$ , calcular una matriz de correlación espacial de muestra  $\hat{R}$ ,
- obtener todos los eigenvectores  $\hat{e}_k$  donde  $k=1 \dots M$ , y todos los valores eigen  $\hat{\lambda}_1 \leq \hat{\lambda}_2 \leq \dots \leq \hat{\lambda}_M$  de la matriz de correlación espacial de muestra  $\hat{R}$ ;

**caracterizándose** el procedimiento **porque** comprende, además, las etapas de:

- 20 - a partir de todos los eigenvectores  $\hat{e}_k$  y todos los valores eigen  $\hat{\lambda}_1 \leq \hat{\lambda}_2 \leq \dots \leq \hat{\lambda}_M$  obtenidos en la etapa anterior, obtener un conjunto de parámetros dependientes de señal  $\mu_k$ , donde  $k=1 \dots M$ ;
- a partir de los valores eigen  $\hat{\lambda}_1 \leq \hat{\lambda}_2 \leq \dots \leq \hat{\lambda}_M$  y los parámetros dependientes de señal  $\mu_k$  previamente obtenidos, construir un conjunto de ponderaciones;
- 25 - encontrar  $K$  soluciones a partir de una función de coste que comprende dicho conjunto de ponderaciones, en el cual dichas soluciones son bien mínimos locales o máximos locales de dicha función de coste, determinándose de este modo dichos  $K$  mínimos locales o máximos locales producidos en direcciones de llegada respectivas  $\theta$  de dicha al menos una forma de onda de radio ( $w_a$ ).

2.- Procedimiento según la reivindicación 1, en el cual la etapa de recepción de al menos una forma de onda ( $w_a$ ) se realiza por una matriz de  $M$  elementos de sensores o antenas (1, 2, 3, 4), y en el cual hay  $K$  fuentes, emitiendo cada una de ellas una forma de onda.

3.- Procedimiento según la reivindicación 1, que comprende, además, las etapas de:

- 35 - adquirir y almacenar, en la unidad de procesamiento de señales (40), los valores de un vector de columna  $a(\theta)$ , teniendo dicho vector de columna  $a(\theta)$   $M$  filas que corresponden a  $M$  elementos de recepción respectivos, comprendiendo cada una de las  $M$  filas una función de depende de la dirección de llegada  $\theta$  que se ha de explorar; y
- calibrar la matriz de  $M$  elementos de recepción como sigue:
- exponer una colección de señales de referencia a la matriz de  $M$  elementos de recepción simulando dichas señales de referencia formas de onda procedentes de la dirección  $\theta$ ;
- 40 - medir, en la unidad de procesamiento de señales (40), la respuesta de las señales de referencia obtenidas en cada uno de los  $M$  elementos de recepción, obteniendo de este modo  $a(\theta)$ .

4.- Procedimiento según la reivindicación 1, que comprende, además, la etapa de calibración de la matriz de  $M$  elementos de recepción (1, 2, 3, 4...) como sigue:

- 45 - exponer una colección de señales de referencia a la matriz de  $M$  elementos de recepción (1, 2, 3, 4...);
- medir, en la unidad de procesamiento de señales (40), la respuesta de las señales de referencia recibidas obtenidas en la salida de los  $M$  extremos delanteros (30, 31, 32, 33...);

- modificar la respuesta de los  $M$  extremos delanteros (30, 31, 32, 33,...), de tal manera que las señales medidas en la salida de los  $M$  extremos delanteros (30, 31, 32, 33) están tan próximas como es posible de las señales de referencia insertadas en la primera etapa.

5.- Procedimiento según cualquier reivindicación anterior, en el cual la etapa de obtención de un conjunto de parámetros dependientes de señal  $\mu_k$  se realiza obteniendo todas las distintas soluciones  $\mu_1 \leq \dots \leq \mu_M$  respecto de la siguiente ecuación en  $\mu$ :

$$\sum_{k=1}^M \frac{\hat{\lambda}_k}{\hat{\lambda}_k - \mu} = N$$

6.- Procedimiento según la reivindicación 5, en el cual si  $N < M$ ,  $\mu_1 = \dots = \mu_{M-N} = 0$ , y donde  $\mu_{M-N+1} \leq \dots \leq \mu_M$  son las soluciones positivas a dichas ecuaciones en  $\mu$ .

10 7.- Procedimiento según cualquier reivindicación anterior, en el cual las etapas de construcción de un conjunto de ponderaciones  $\varphi_m$  se realiza aplicando la siguiente ecuación:

$$\varphi_m = \begin{cases} 1 & m \leq [M-N]^+ \\ 1 - \Phi_m + \Psi_m & [M-N]^+ + 1 \leq m \leq M-K \\ -\Phi_m & m > M-K \end{cases}$$

en la que  $K$  es el número de fuentes y por lo tanto el número de formas de onda ( $w_a, w_b, w_c, \dots$ ) recibidas en las  $M$  unidades de recepción (1, 2, 3, 4...) y en el que

$$\Phi_m = \sum_{k=[M-N]^++1}^{M-K} \frac{\hat{\lambda}_m (\hat{\lambda}_k - \mu_k)}{(\hat{\lambda}_m - \hat{\lambda}_k)(\hat{\lambda}_m - \mu_k)}$$

$$\Psi_m = \sum_{\substack{k=[M-N]^++1 \\ k \neq m}}^M \frac{\hat{\lambda}_k (\hat{\lambda}_m - \mu_m)}{(\hat{\lambda}_k - \hat{\lambda}_m)(\hat{\lambda}_k - \mu_m)}$$

15 donde

$$[M-N]^+ = \begin{cases} M-N & \text{si } M > N \\ 0 & \text{en caso contrario} \end{cases}$$

20 8.- Procedimiento según cualquier reivindicación anterior, en el cual la matriz de correlación espacial de muestra  $\hat{R}$  adopta la forma de:

$$\hat{R} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y(n) y^H(n)$$

o cualquier otra forma de las conocidas en la técnica.

25 9.- Procedimiento según la reivindicación 7 cuando es dependiente de la reivindicación 3, en el cual la etapa de descubrimiento de las  $K$  soluciones a partir de la función de coste se realiza bien seleccionando  $K$  mínimos locales más bajos de la siguiente función de coste:

$$f(\eta(\theta))$$

donde  $\hat{f}(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero creciente, o seleccionando los  $K$  máximos locales más elevados de la siguiente función de coste:

$$g(\eta(\theta))$$

donde  $g(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero decreciente, y en el cual

$$\eta(\theta) = \mathbf{a}^H(\theta) \left( \sum_{m=1}^M \varphi_m \hat{\mathbf{e}}_m \hat{\mathbf{e}}_m^H \right) \mathbf{a}(\theta).$$

10.- Procedimiento según la reivindicación 7 en el cual, cuando los  $M$  elementos de recepción (1, 2, 3, 4...) forman una matriz lineal uniforme, el procedimiento comprende, además, las etapas de:

5

- construir la matriz

$$\Gamma = \sum_{k=1}^M \varphi_k \hat{\mathbf{e}}_k \hat{\mathbf{e}}_k^H$$

- construir un polinomio

$$D(z) = \sum_{l=-(M-1)}^{M-1} \alpha_l z^{M-l-1}$$

10

en el cual

$$\alpha_l = \begin{cases} \sum_{m=1}^{M-l} \Gamma_{m,m+l} & l = 0 \dots (M-1) \\ \alpha_{-l}^* & l = -(M-1) \dots -1 \end{cases}$$

y  $(\cdot)^*$  indica un conjugado complejo y  $\Gamma_{m,n}$  denota la entrada que corresponde a la  $m^{\text{ésima}}$  fila y la  $n^{\text{ésima}}$  columna de la matriz  $\Gamma$ ;

15

- elegir  $z_1, \dots, z_K$  a partir de las raíces del polinomio complejo  $D(z)$ , como los que bien minimizan la cantidad

$$f\left(\left|D\left(\exp\left(j \arg(z_k)\right)\right)\right|\right)$$

en el cual  $f(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero creciente, o maximizan la cantidad

$$g\left(\left|D\left(\exp\left(j \arg(z_k)\right)\right)\right|\right)$$

20

en el que  $g(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero decreciente,

y en el cual  $j$  es la unidad imaginaria,  $\arg(\cdot)$  indica el argumento de un número complejo y  $\|\cdot\|$  indica el módulo de un número complejo.

- obtener a partir de los  $z_1, \dots, z_K$  las  $K$  direcciones de llegada estimadas:

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \arcseno\left(\frac{\lambda}{2\pi d} \arg(z_1)\right) \\ &\vdots \\ \theta_K &= \arcseno\left(\frac{\lambda}{2\pi d} \arg(z_K)\right) \end{aligned}$$

25

en las cuales  $d$  indica la distancia entre los elementos de la matriz y  $\lambda$  es la longitud de onda de las formas de onda incidentes.

11.- Procedimiento según la reivindicación 7 cuando es dependiente de la reivindicación 3, en el cual los  $M$

elementos de recepción (1, 2, 3, 4...) forman una matriz lineal uniforme, el procedimiento comprende, además, las etapas de:

- dividir la matriz de  $M$  elementos en  $M_{ss}$  submatrices menores, conteniendo cada una  $L$  elementos de recepción siendo  $M_{ss}$  y  $L$  números naturales;
- 5 - dividir cada uno de los  $N$  vectores de columna  $y(1), \dots, y(N)$  en  $M_{ss}$  vectores de columna menores  $y_{M_{ss}}(1), \dots, y_{M_{ss}}(N)$ , teniendo cada uno de dichos vectores de columna menores,  $L$  filas;
- calcular las  $M_{ss}$  matrices de correlación espacial de muestra en cada una de las  $M_{ss}$  submatrices menores;
- promediar dicha  $M_{ss}$  matrices de correlación espacial de muestra y construir una  $L \times L$  matriz de correlación espacial  $\hat{R}$  promediada a partir de la misma;
- 10 - construir un vector de columna  $a_{ss}(\theta)$  seleccionando las primeras  $L$  filas de  $a(\theta)$ .
- seleccionar bien  $K$  mínimos locales más bajos de la siguiente función de coste:

$$f(\eta(\theta))$$

donde  $f(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero creciente,

o los  $K$  máximos locales más elevados de la siguiente función de coste:

$$15 \quad g(\eta(\theta))$$

donde  $g(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero decreciente, y

$$\eta(\theta) = a_{ss}^H(\theta) \left( \sum_{m=1}^M \varphi_m \hat{e}_m \hat{e}_m^H \right) a_{ss}(\theta).$$

- 12.- Procedimiento según la reivindicación 7 cuando es dependiente de la reivindicación 3, en el cual la etapa de descubrimiento de  $K$  soluciones a partir de la función de coste se realiza seleccionando  $K$  extremos locales de dicha función de coste mediante un proceso de  $K$  iteraciones, en el cual a la  $K^{\text{ésima}}$  iteración,  $K=1 \dots K$ , se selecciona el  $K^{\text{ésimo}}$  extremo local bien como el mínimo correspondiente de la función de coste
- 20

$$f(\mathfrak{g}_k(\theta))$$

- 25 en la que  $f(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero creciente, o el máximo correspondiente de la función de coste

$$g(\mathfrak{g}_k(\theta))$$

en la que  $g(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero decreciente,

y en la que

$$g_k(\theta) = b_k^H(\theta) \left( \sum_{m=1}^M \varphi_m \hat{e}_m \hat{e}_m^H \right) b_k(\theta)$$

$$b_k(\theta) = \frac{\left[ I - A_k (A_k^H A_k)^{-1} A_k^H \right] a(\theta)}{\left\| \left[ I - A_k (A_k^H A_k)^{-1} A_k^H \right] a(\theta) \right\|}$$

$$A_k = [a(\theta_1), \dots, a(\theta_{k-1})]$$

y donde  $\theta_1 \dots \theta_{k-1}$  son los extremos locales seleccionados en iteraciones anteriores y  $\|\cdot\|$  indica el norma euclidiana de un vector.

5 13.- Procedimiento según la reivindicación 7, que comprende, además, la etapa de mejorar la resolución del algoritmo a través de las regiones seleccionadas de direcciones de llegada, multiplicando el valor de muestra obtenido en la unidad de procesamiento de señal (40) por una  $M_b \times M_b$  matriz B, donde  $M < M_b$ , en el cual los valores de la matriz B dependen de la geometría de matriz de los elementos de recepción.

14.- Procedimiento según la reivindicación 13, en el cual la matriz de correlación espacial de muestra  $\hat{R}$  toma la forma de:

$$10 \quad \hat{R}_B = B^H \left( \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y(n) y^H(n) \right) B$$

y en el que se estiman las direcciones de llegada de las señales de interés bien seleccionando K mínimos locales más bajos de la función de coste

$$f(\eta_B(\theta))$$

15 donde  $f(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero creciente, o seleccionando K máximos locales más altos de la función de coste

$$g(\eta_B(\theta))$$

donde  $g(\cdot)$  es una función valorada en modo verdadero decreciente, y donde

$$\eta_B(\theta) = \frac{a^H(\theta) B \left( \sum_{m=1}^M \varphi_m^B \hat{e}_m^B (\hat{e}_m^B)^H \right) B^H a(\theta)}{a^H(\theta) B B^H a(\theta)}$$

20 15.- Procedimiento según cualquier reivindicación anterior, en el cual dicha al menos una forma de onda de recepción ( $w_a$ ) es una señal de radiofrecuencia o una señal de microondas.

16.- Un sistema que comprende medios adaptados para llevar a cabo las etapas del procedimiento según cualquier reivindicación anterior.

25 17.- Programa informático que comprende medios de código de programa informático adaptado para realizar las etapas del procedimiento de cualquier reivindicación 1-15 cuando dicho programa se ejecuta en un ordenador, un procesador de señales digitales, una matriz de puerta programable in-situ, un circuito integrado de aplicación específica, un microprocesador, un microcontrolador o cualquier otra forma de hardware programable.

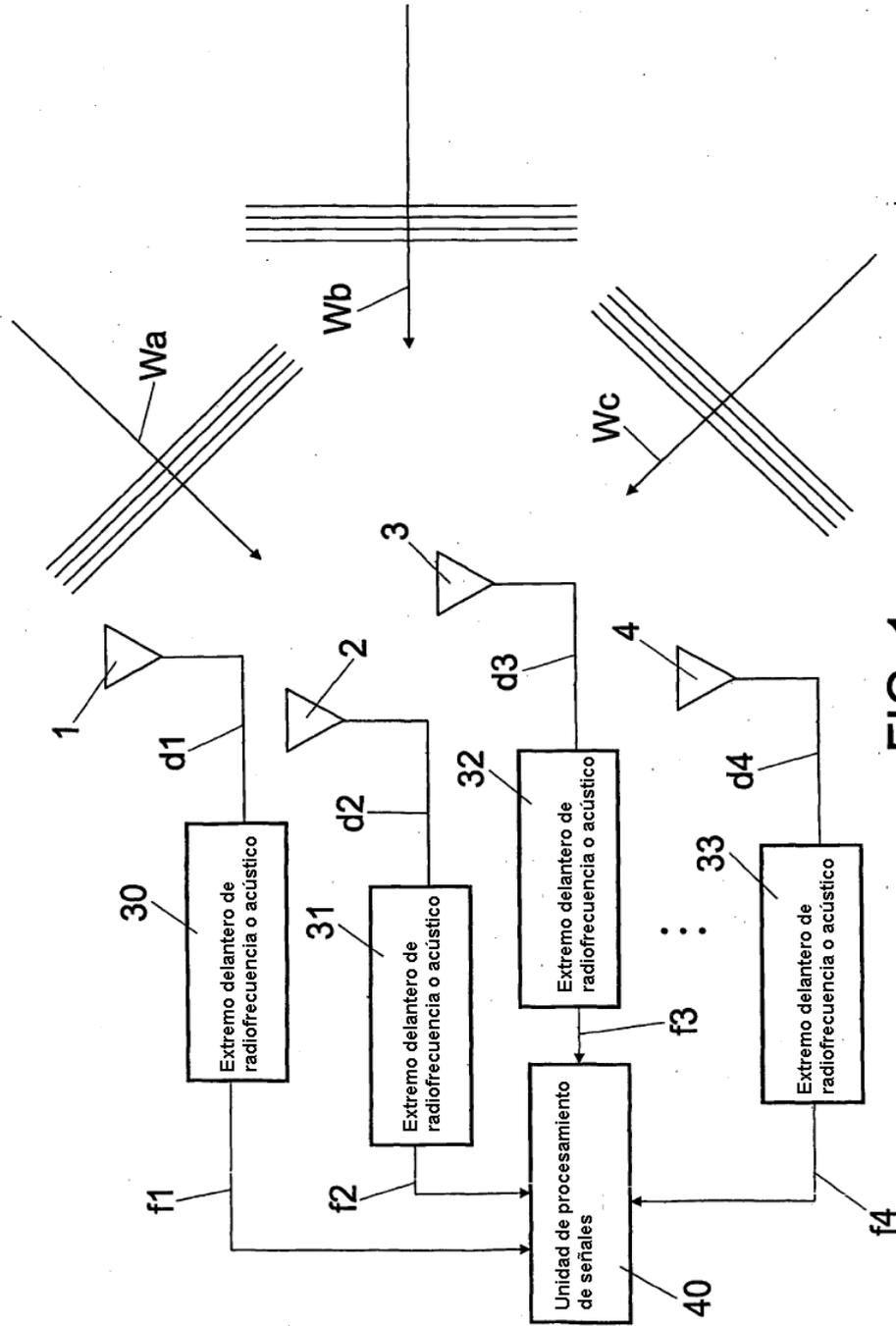


FIG. 1

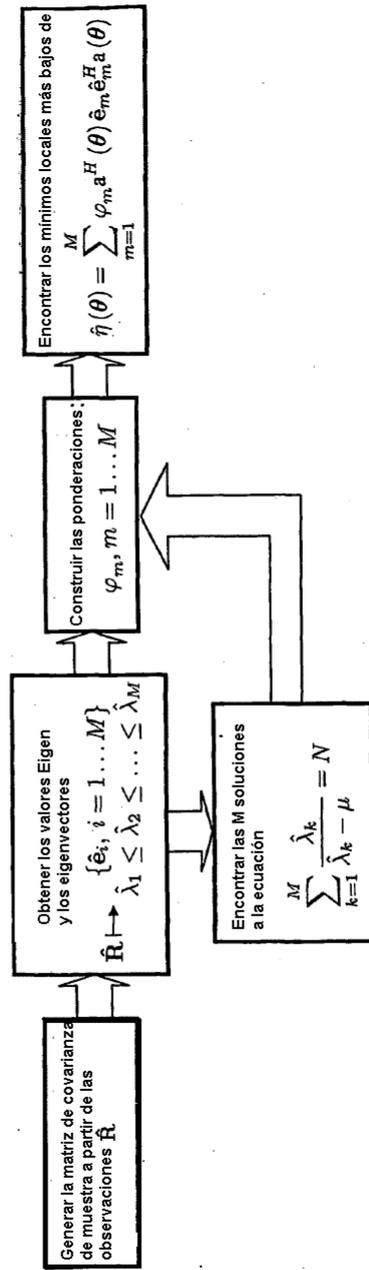


FIG. 2

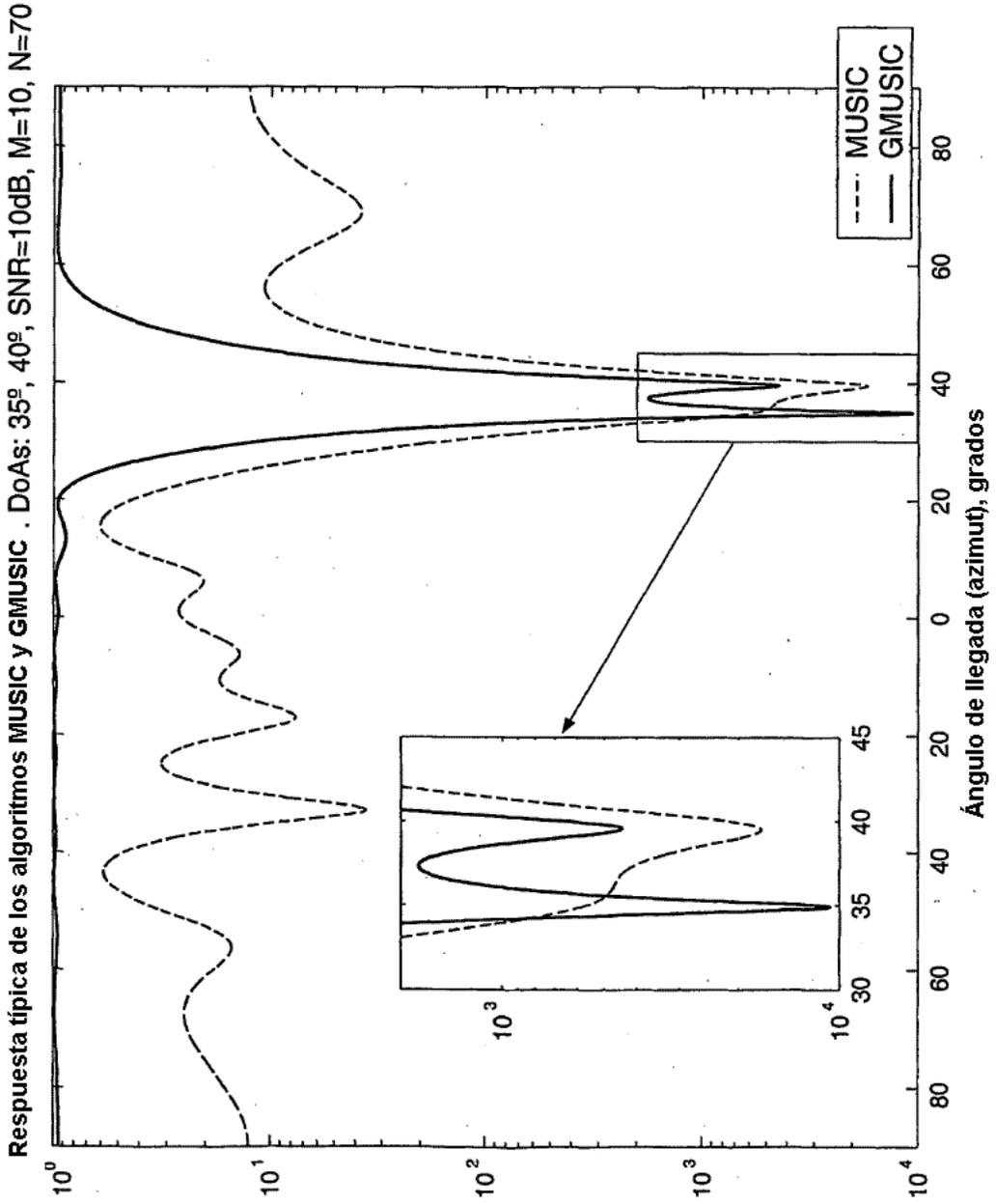


FIG. 3

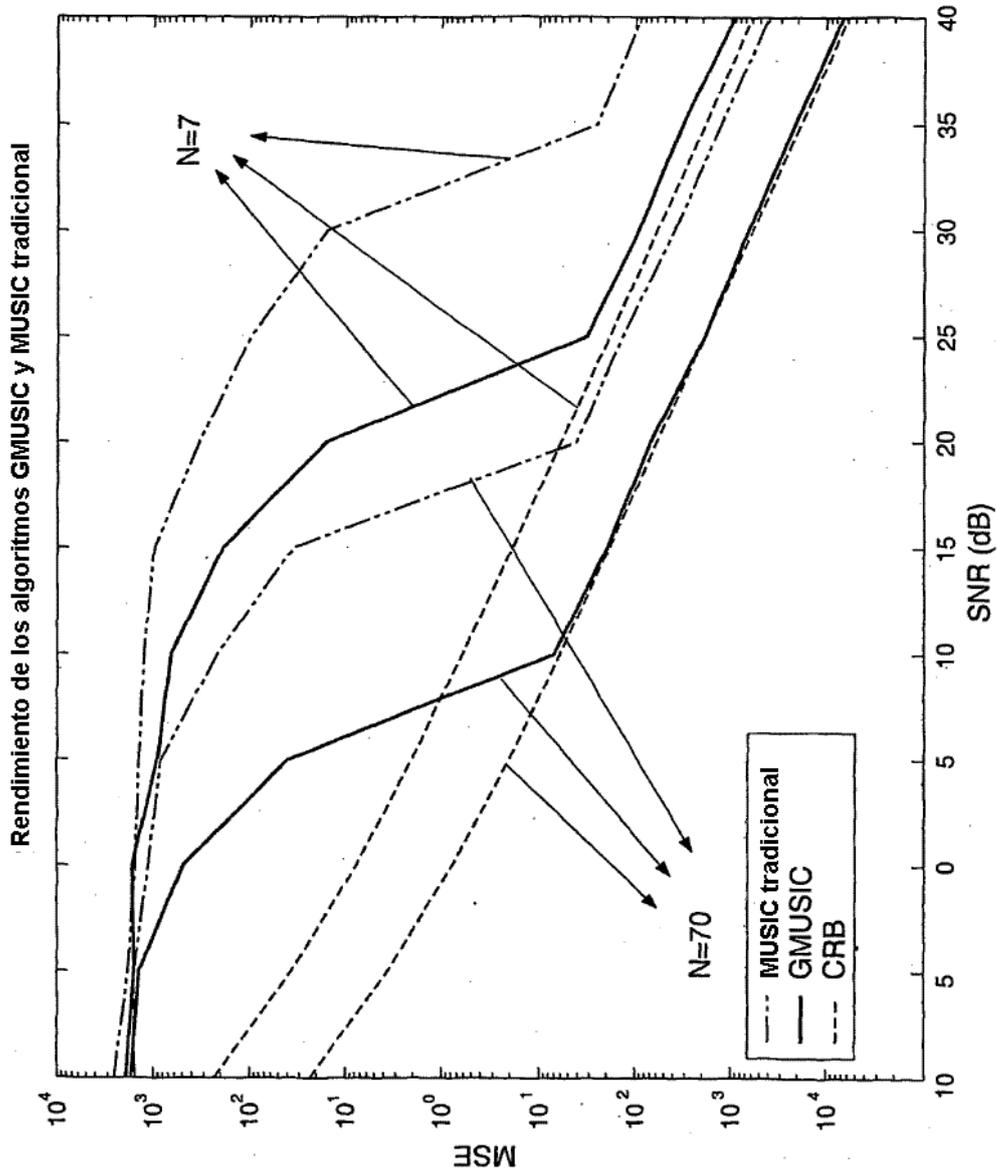


FIG. 4

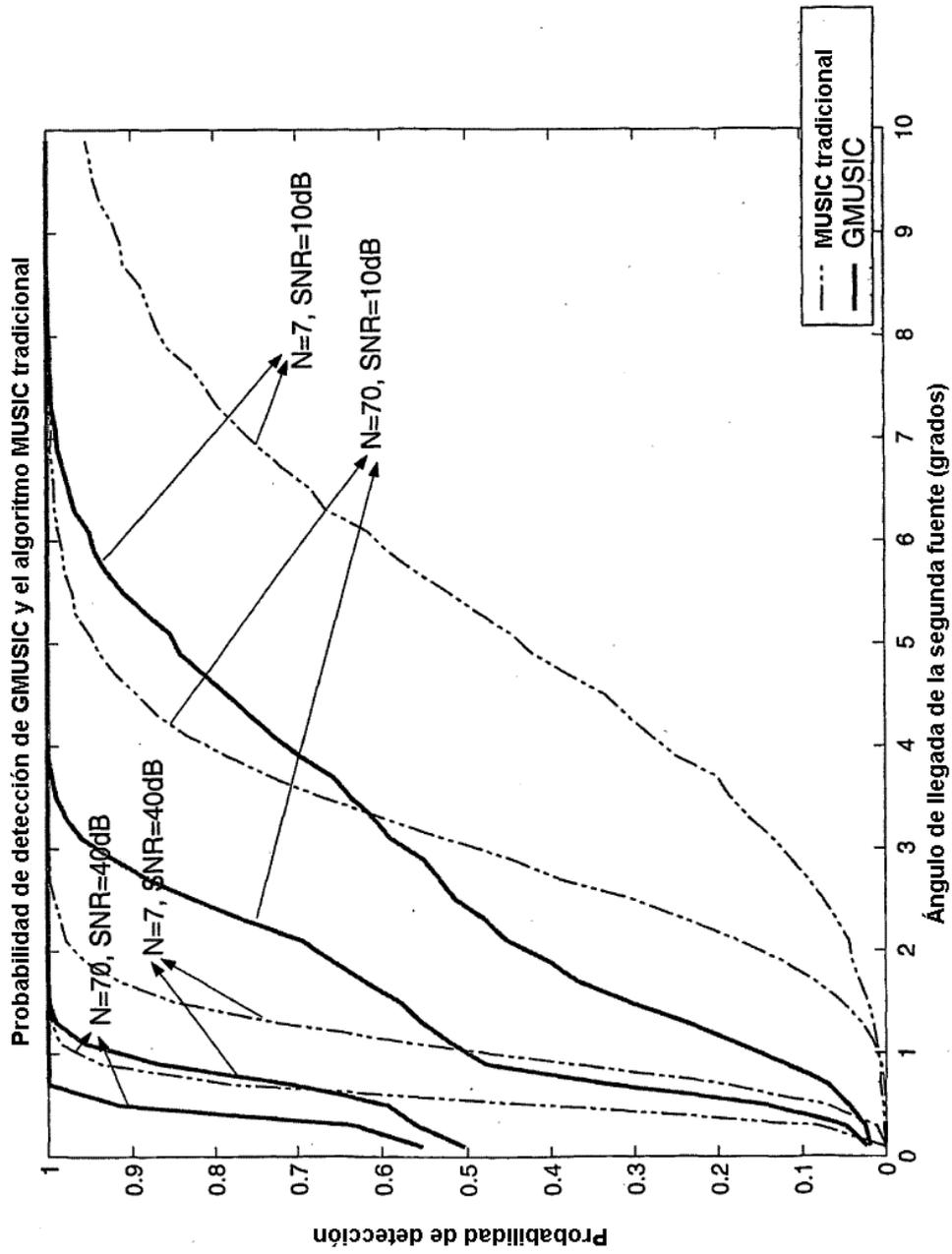


FIG. 5