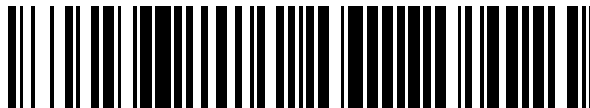


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 932 427**

51 Int. Cl.:

H04B 1/12

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **19.12.2019** **E 19218096 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.10.2022** **EP 3672088**

54 Título: **Interferómetro de bipolarización digital con submuestreo**

30 Prioridad:

21.12.2018 FR 1873917

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

19.01.2023

73 Titular/es:

**THALES (100.0%)
TOUR CARPE DIEM, Place des Corolles,
Esplanade Nord
92400 Courbevoie, FR**

72 Inventor/es:

LE MEUR, ANNE

74 Agente/Representante:

PONTI & PARTNERS, S.L.P.

ES 2 932 427 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

Interferómetro de bipolarización digital con submuestreo

5 **DOMINIO DE LA INVENCION**

[0001] La presente invención se refiere a un procedimiento de determinación de la situación de interferencia por señales parásitas de una señal en un interferómetro de bipolarización de recepción digital submuestreada. La presente invención se refiere también a un producto de programa informático, un soporte de informaciones y un interferómetro asociados.

ANTECEDENTES TECNOLÓGICOS

[0002] La invención se refiere al campo de la recepción de banda ancha de señales electromagnéticas. Más en concreto, la presente invención se refiere a un receptor de bipolarización de recepción digital submuestreada.

[0003] Estos dispositivos son interferómetros, es decir, goniómetros basados en la percepción de una señal radioeléctrica incidente por un conjunto de antenas con diversidad de espacio.

20 **[0004]** Al encontrarse las señales de interés para estos dispositivos en frecuencias portadoras muy variadas, la banda de frecuencia que se recibe es muy elevada.

[0005] El muestreo de esta banda cumpliendo el criterio de Shannon se revela difícil ya que implica componentes de conversión analógico-digitales ultrarrápidos, que no cumplen las restricciones de peso / volumen / consumo, cuando dichos componentes no son completamente inaccesibles con las tecnologías actuales para las anchuras de banda que se pretende tratar. Además, si existieran dichos componentes, generarían un flujo de datos digitales que sería incompatible con las velocidades de flujo de los buses de transferencia de datos y con las capacidades de tratamiento de las unidades de cálculo actuales usadas para realizar los módulos de tratamiento digital de la señal.

30 **[0006]** Para resolver este problema, se usa un receptor digital de un tipo nuevo que efectúa varios muestreos a frecuencias de muestreo muy inferiores a la frecuencia de Nyquist (igual al doble de la banda de frecuencia para señales reales).

35 **[0007]** Este submuestreo tiene la ventaja de que levanta las restricciones en la conversión analógico-digital, pero provoca el solapamiento de la banda de recepción en la banda de Nyquist de trabajo. Por tanto, una frecuencia medida en esta zona de Nyquist es ambigua: una elección prudente del número y de los valores de las frecuencias de muestreo permite resolver estas ambigüedades.

40 **[0008]** Otra consecuencia del solapamiento es que dos (o más) señales presentes al mismo tiempo a frecuencias diferentes en la banda de recepción pueden encontrarse a frecuencias idénticas o cercanas en la zona de Nyquist de trabajo. Esta situación de mezcla se denomina interferencia por señales parásitas. La figura 8 ilustra este problema. Se produce cuando dos señales simultáneas tienen frecuencias portadoras cuya diferencia o cuya suma es un múltiplo de una de las frecuencias de muestreo.

45 **[0009]** En lo sucesivo, cuando se examine una frecuencia dada en la banda de recepción, la señal de interés presente a esta frecuencia se denominará señal útil. Una posible señal simultánea presente a una frecuencia cuya suma o cuya diferencia con la frecuencia de la señal útil es un múltiplo de una de las frecuencias de muestreo se denominará señal parásita. Cuando, a su vez, se examina la frecuencia de la señal parásita, la señal parásita se convertirá en la señal útil, y la señal anteriormente denominada señal útil se considerará una señal parásita.

50 **[0010]** Estas mezclas debidas al solapamiento espectral dificultan la elaboración de una prueba de detección (presencia o ausencia de señal útil), cuya falsa alarma debería controlarse. Además, la señal resultante de la mezcla de una señal útil con una señal parásita no detectada no estará bien caracterizada, lo que puede falsear las pistas esperadas, e incluso crear falsas pistas. Estas mezclas no pueden ser despreciadas, más aún porque son mucho más frecuentes que las mezclas verdaderas en la banda de recepción.

60 **[0011]** También se conoce un procedimiento de tratamiento de señales a partir del documento EP 2 280 497 A2.

RESUMEN DE LA INVENCION

[0012] Por tanto, existe la necesidad de un procedimiento que permita detectar las situaciones de interferencia por señales parásitas en un receptor digital con submuestreo.

[0013] Para este fin, la presente descripción se refiere a un procedimiento de determinación según la reivindicación 1.

[0014] Según realizaciones particulares, el procedimiento presenta una o varias de las características de las reivindicaciones 2 a 6, tomadas de forma aislada o según todas las combinaciones técnicamente posibles.

[0015] La presente descripción se refiere también a un producto de programa informático según la reivindicación 7.

10 **[0016]** La presente descripción se refiere también a un soporte legible de informaciones según la reivindicación 8.

[0017] La presente descripción se refiere también a una red interferométrica según la reivindicación 9.

15 BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

[0018] Las características y ventajas de la invención se desprenderán de la lectura de la descripción que se ofrece a continuación, proporcionada únicamente a modo de ejemplo no limitativo, y hecha en referencia a los dibujos adjuntos, para los que:

- 20
- [Fig. 1] la figura 1 es una ilustración del problema de la interferencia por señales parásitas planteado;
 - [Fig. 2] la figura 2 es vista esquemática de un ejemplo de interferómetro que incluye una unidad de cálculo;
 - [Fig. 3] la figura 3 es una representación gráfica de un ejemplo de retícula de tiempo/frecuencia;
 - [Fig. 4] la figura 4 es una representación de la señal útil en una retícula de tiempo/frecuencia;
- 25
- [Fig. 5] la figura 5 es una representación esquemática de dos retículas de tiempo/frecuencia asociadas a dos frecuencias de muestreo diferentes, y que contienen una misma señal incidente;
 - [Fig. 6] la figura 6 es una ilustración de un ejemplo de implementación de una de las etapas del procedimiento de determinación de la situación de interferencia por señales parásitas,
 - [Fig. 7] la figura 7 es una ilustración de un ejemplo de implementación de las etapas del procedimiento,
- 30
- [Fig. 8] la figura 8 es una vista esquemática de un interferómetro de bipolarización que incluye una unidad de cálculo;
 - [Fig. 9] la figura 9 es una representación gráfica de las dos retículas de tiempo/frecuencia asociadas a la antena p en las dos subredes y a la frecuencia de muestreo f_{e_m} ;
 - [Fig. 10] la figura 10 es una representación de una señal útil en las dos retículas de tiempo/frecuencia asociadas a la antena p en las dos subredes y a la frecuencia de muestreo f_{e_m} ;
- 35
- [Fig. 11] la figura 11 es una representación esquemática de las cuatro retículas de tiempo/frecuencia asociadas a la antena p en las dos subredes y a las dos frecuencias de muestreo $f_{e_{m_1}}$ y $f_{e_{m_2}}$, que contienen una misma señal incidente, y
 - [Fig. 12] la figura 12 es una ilustración de un ejemplo de implementación de las etapas del procedimiento para el caso del interferómetro de bipolarización de la figura 8.

40

DESCRIPCIÓN DE REALIZACIONES DE LA INVENCION

[0019] Las realizaciones se describirán según dos modalidades que se detallan a continuación, en concreto, un caso de monopolarización y un caso de bipolarización. Aun cuando existen numerosas semejanzas entre los dos casos, para simplificar la lectura, ambos casos se tratarán de manera ampliamente independiente.

DESCRIPCIÓN DE REALIZACIONES DE LA INVENCION

[0020] Las realizaciones se describirán según dos modalidades que se detallan a continuación, en concreto, un caso de monopolarización y un caso de bipolarización. Aun cuando existen numerosas semejanzas entre los dos casos, para simplificar la lectura, ambos casos se tratarán de manera ampliamente independiente.

CASO DE MONOPOLARIZACIÓN

55 **[0021]** Antes de describir con más precisión varias realizaciones de manera detallada, se explica rápidamente el transcurso de la invención seguido por el solicitante partiendo en primer lugar de la necesidad.

[0022] Se tiene la necesidad de disponer de una función de detección enriquecida, que permita determinar no solo si hay presencia o ausencia de señal útil a una frecuencia dada, sino también en qué situación de interferencia por señales parásitas se encuentra (ausencia de señales parásitas, o interferencia por señales parásitas, y cuáles son las frecuencias de muestreo), con el mínimo error posible. En el caso en que el número de frecuencias de muestreo con señales parásitas es igual a M , y el número de frecuencias de muestreo es estrictamente superior a $M-2$, se buscará tan solo saber que se encuentra en esta situación (sin pretender saber cuáles son los canales con señales parásitas), también con el mínimo error posible.

65

[0023] Esto permitirá mejorar el rendimiento de la detección en sí, así como también otras funciones de la cadena de tratamiento (estimación de la dirección de llegada, caracterización de la señal). Otra ventaja es que así se permitirá usar componentes de conversión analógico-digital que funcionan a frecuencias más bajas que la frecuencia de Nyquist, a la vez que se minimizan los efectos del solapamiento espectral.

5

[0024] La bibliografía que trata de la detección supone en general que la señal recibida es única en su entorno, y no aborda la problemática de la interferencia por señales parásitas, es decir, de las interferencias entre señales debidas al solapamiento espectral.

10 **[0025]** Se propone usar la arquitectura del receptor presentado en la figura 2, en el caso general de varias frecuencias de muestreo por antena.

[0026] Esta arquitectura es la de un interferómetro de banda ancha instantánea, de recepción digital con submuestreo. El interferómetro está constituido por P antenas de banda muy ancha; cada una de estas antenas está conectada a la entrada de una cadena de recepción de banda ancha instantánea, realizada de manera analógica. Cada cadena de recepción analógica suministra en salida su señal a al menos un módulo de recepción digital, constituido por un módulo de conversión analógico-digital seguido de un módulo de tratamiento digital de la señal apto para efectuar un análisis espectral. El conjunto de los módulos de conversión analógico-digital usa un conjunto de M frecuencias de muestreo diferentes e inferiores a la frecuencia de Nyquist. Una misma frecuencia de muestreo puede usarse varias veces, pero necesariamente en asociación con módulos de conversión analógico-digital que corresponden a antenas diferentes.

[0027] Se llama canal de recepción al conjunto formado por un módulo de recepción digital y la cadena de recepción analógica a la que está asociado.

25

[0028] Como se explica anteriormente, el problema encontrado con el submuestreo es que dos señales superpuestas temporalmente también pueden, por solapamiento espectral, superponerse en frecuencia en la zona de Nyquist de trabajo, aun cuando esta superposición no exista en la banda de recepción. En lo que respecta a una de las dos señales puede usarse la expresión «interferencia por señales parásitas de dicha señal debido al solapamiento espectral». El problema afecta a las dos señales por reciprocidad.

[0029] No se propone tratar el caso de las señales de frecuencias suficientemente próximas en el origen en la banda de recepción, que por lo tanto no se resuelven en frecuencia (v. mezclas verdaderas). Sin embargo, este caso tiene una probabilidad bastante más baja que la de los casos tratados.

35

[0030] El procedimiento propuesto tiene por objeto determinar, en función de las medidas, la situación de interferencia por señales parásitas debida al solapamiento espectral (ausencia o presencia de señales parásitas, y, en caso de interferencia por señales parásitas cuáles son las frecuencias de muestreo con señales parásitas).

40 **[0031]** En la medida en que se admite que ya no hay dos frecuencias de muestreo entre M afectadas por una interferencia por señales parásitas de la señal, el número de situaciones de interferencia por señales parásitas posibles

$$\text{vale } \frac{M^2 + M + 2}{2} \quad (1 \text{ para ninguna frecuencia con señales parásitas, } M \text{ para una sola frecuencia por señales parásitas y } \frac{M(M-1)}{2} \text{ para dos frecuencias con señales parásitas).}$$

45 **[0032]** El solicitante propone aprovechar el hecho de que las señales de interés están extendidas en general en varios canales de análisis espectral adyacentes y presentes en varios análisis espectrales sucesivos, y modeliza las medidas extraídas en varios canales adyacentes y varios análisis sucesivos en forma vectorial.

[0033] Una idea del solicitante consiste especialmente en aproximar, para cada situación de interferencia por señales parásitas posible, la verosimilitud de los vectores de medidas por medio de un mayorante que puede calcularse únicamente por medio de módulos cuadrados, de productos escalares y de filtrado de los vectores de medidas extraídas en el conjunto de los canales de recepción, e interpretable como la suma de tres criterios que traducen, respectivamente, su variabilidad, la igualdad de su módulo y su colinealidad.

55 **[0034]** El procedimiento propuesto determina la situación de interferencia por señales parásitas (ausencia o interferencia por señales parásitas, y en caso de interferencia por señales parásitas, las frecuencias de muestreo afectadas), maximizando, en todas las situaciones de interferencia por señales parásitas posibles, la aproximación obtenida previamente, o maximizando su adecuación a su distribución gaussiana supuesta.

60 **[0035]** Al conocerse la situación de interferencia por señales parásitas, el procedimiento elimina a continuación los canales con señales parásitas y aprovecha únicamente los canales sin señales parásitas para decidir si hay

presencia o ausencia de señal útil implementando un procedimiento de detección convencional de ruido térmico.

[0036]

De manera sintética, es posible expresar la invención como un procedimiento de determinación de las situaciones de interferencia por señales parásitas debidas al solapamiento espectral y un procedimiento de detección de señales electromagnéticas implementadas por medio de una red, con P antenas de banda ancha, siendo P un número entero superior o igual a 1, estando cada cadena seguida de una cadena de recepción analógica y de uno o varios módulos de recepción digital, siendo el número de módulos de recepción digital R en total, comprendiendo dicho procedimiento:

- 10 - una etapa de muestreo de las señales suministradas por el conjunto de las cadenas de recepción, con ayuda de M frecuencias de muestreo f_{e_m} diferentes, inferiores a la frecuencia de Nyquist-Shannon, con m comprendido entre 1 y M , y siendo M un número entero superior o igual a 4, de manera que el número de módulos de recepción digital que funcionan con una frecuencia de muestreo f_{e_m} es igual a R_m , y el número de módulos de recepción digital para una

$$R = \sum_{m=1}^N R_m = \sum_{p=1}^P Q_p$$

antena p es Q_p , con

- 15 - en cada módulo de recepción digital, una etapa de análisis espectral mediante transformadas de Fourier discretas sucesivas, y sincronas en todos los módulos de recepción digital, N_m muestras procuradas por el muestreo a la frecuencia f_{e_m} durante intervalos de tiempo de duración ΔT opcionalmente solapados, que permiten obtener, en cada uno de los R módulos de recepción digital, una representación de tiempo/frecuencia denominada retícula, de resolución temporal ΔT común a todos los módulos de recepción digital, y de resolución en frecuencia ΔF común a todos los módulos de recepción digital, de manera que cada elemento de la retícula se denomina celda de tiempo/frecuencia y contiene una magnitud compleja denominada medida,
- 20 - una etapa, que puede realizarse fuera de línea, de puesta en correspondencia de las frecuencias en la banda de recepción a la resolución ΔF con las frecuencias de la banda de Nyquist de cada uno de los R módulos de recepción digital,
- 25 - una etapa de descomposición del espacio de tiempo/frecuencia (en la banda de recepción) en un conjunto de dominios de tiempo/frecuencia opcionalmente solapados, percibidos en los R módulos de recepción digital como R ventanas superponibles, estando cada una de las ventanas compuesta por L celdas de tiempo/frecuencia conexas.
- para cada dominio de tiempo/frecuencia, una etapa de transformación de las medidas extraídas en cada una de las R ventanas en forma de R vectores de dimensión $L \times 1$ denotados por Y_{pm} , en los que p es el índice del detector y m el índice del muestreo,
- 30 - para cada dominio de tiempo/frecuencia, una etapa de determinación de la presencia de posibles señales parásitas que consiste en elegir, entre las hipótesis siguientes:
- 35
- H_0 : ausencia de señal parásita,
 - H_{m_0} : presencia de una señal parásita (o más) en el muestreo m_0 , con $m_0 \in [1, M]$ (es decir, M hipótesis),
 - H_{m_0, m_1} : presencia de una señal parásita (o más) en el muestreo m_0 y de una señal parásita (o más) en el muestreo m_1 , con $m_0 \in [1, M]$, $m_1 \in [1, M]$, $m_0 \neq m_1$ (es decir, $M(M - 1)/2$ hipótesis),
- 40 la que maximice una aproximación de la densidad de probabilidad de los R vectores de medidas Y_{pm} que puede calcularse únicamente con ayuda de módulos cuadrados, de productos escalares y de medias de las medidas, procediendo esta aproximación:
- 45
- de una modelización de los vectores de medidas Y_{pm} supuestamente sin señales parásitas mediante muestras independientes de una variable aleatoria vectorial compleja de dimensión L , de densidad de probabilidad gaussiana de media $Ae^{j\varphi_p}$ y de covarianza $2\sigma^2 I_L$, en la que A es el vector complejo de dimensión L que representa la señal útil, φ_p el desfase interferométrico, $2\sigma^2$ la potencia del ruido en una celda de tiempo/frecuencia e I_L la matriz identidad de dimensión $L \times L$,
 - de una modelización de los vectores de medidas Y_{pm} supuestamente con señales parásitas mediante vectores complejos de dimensión L , en los que las componentes de estos vectores son muestras independientes de una variable aleatoria compleja centrada en componentes real e imaginaria independientes y distribuidas uniformemente en un intervalo de anchura \sqrt{C} de tal manera que la densidad de probabilidad de los vectores de medidas será $(1/C)^L$, y después
 - de una mayoración de la densidad de probabilidad de los R vectores de medidas Y_{pm} ,
- 50
- 55 siendo la aproximación así obtenida igual a la suma de un término que desempeña el papel de penalización para los Y_{pm} supuestamente con señales parásitas, y de un término que proviene de la densidad de probabilidad de los Y_{pm} supuestamente sin señales parásitas, que a su vez puede descomponerse en tres criterios parciales:
- 60
- un criterio de no variabilidad de los Y_{pm} con respecto a su valor filtrado en las diferentes frecuencias de muestreo que funcionan con la antena p (salvo la o las frecuencias de muestreo supuestamente con señales parásitas en la hipótesis considerada),

- un criterio de igualdad de los módulos de los Y_{pm} filtrados en las diferentes frecuencias de muestreo que funcionan con la antena p (salvo la o las frecuencias de muestreo supuestamente con señales parásitas en la hipótesis considerada), y
- un criterio de colinealidad de los Y_{pm} filtrados en las diferentes frecuencias de muestreo que funcionan con la antena p (salvo la o las frecuencias de muestreo supuestamente con señales parásitas en la hipótesis considerada),

- en cada dominio de tiempo/frecuencia, una etapa de detección de la presencia de señal útil, de manera que las medidas contienen señales parásitas que han sido eliminadas.

[0037] Según realizaciones específicas, el procedimiento incluye una de las características siguientes tomadas de forma aislada o en combinación:

- en la etapa de determinación de la situación de interferencia por señales parásitas, las aproximaciones que se van a calcular son las siguientes, para las diferentes hipótesis:

Para la hipótesis H_0 (ninguna señal parásita presente), la magnitud $\hat{\Gamma}_0$, denotada también por $\tilde{\Gamma}_0$:

$$\hat{\Gamma}_0 = \frac{1}{2\sigma^2} \gamma_0^{var} + \frac{R}{2\sigma^2} (\gamma_0^{mod} + \gamma_0^{col}),$$

en la que:

$$\gamma_0^{var} = -\sum_{p,m} \|\tilde{Y}_{pm}\|^2, \gamma_0^{mod} = (\sum_p \alpha_p \|Z_p\|)^2 - \sum_p \alpha_p \|Z_p\|^2, \gamma_0^{col} = 2 \sum_{p<q} \alpha_p \alpha_q (|Z_p^* Z_q| - \|Z_p\| \|Z_q\|),$$

$$\alpha_p = \frac{Q_p}{R},$$

en la que Z_p es la media de los vectores Y_{pm} en los módulos de recepción asociados a una misma antena p : $Z_p = \frac{1}{Q_p} \sum_m Y_{pm}$,

en la que \tilde{Y}_{pm} es la separación de un vector Y_{pm} con respecto a la media Z_p .

Para las hipótesis H_{m_0} (una señal parásita o más presente en la frecuencia de muestreo m_0), las magnitudes $\hat{\Gamma}_{m_0}$:

$$\hat{\Gamma}_{m_0} = R_{m_0} \text{Lln} \left(\frac{2\pi\sigma^2}{c} \right) + \tilde{\Gamma}_{m_0},$$

en la que $\tilde{\Gamma}_{m_0}$ está definida por:

$$\tilde{\Gamma}_{m_0} = \frac{1}{2\sigma^2} \gamma_{m_0}^{var} + \frac{R}{2\sigma^2} (\gamma_{m_0}^{mod} + \gamma_{m_0}^{col}),$$

en la que:

$$\gamma_{m_0}^{var} = -\sum_{\substack{p,m \\ m \neq m_0}} \|\tilde{Y}_{pm}\|^2, \gamma_{m_0}^{mod} = (\sum_p \alpha_{pm_0} \|Z_{pm_0}\|)^2 - \sum_p \alpha_{pm_0} \|Z_{pm_0}\|^2,$$

$$\gamma_{m_0}^{col} = 2 \sum_{p<q} \alpha_{pm_0} \alpha_{qm_0} (|Z_{pm_0}^* Z_{qm_0}| - \|Z_{pm_0}\| \|Z_{qm_0}\|),$$

en la que R_{m_0} es el número de módulos

de recepción que funcionan con la frecuencia f_{m_0}

en la que

$$\alpha_{pm_0} = \frac{Q_{pm_0}}{R - R_{m_0}}$$

en la que Q_{pm_0} es el número de módulos de recepción de la antena p , que no funcionan con la frecuencia de muestreo fe_{m_0}
 en la que

$$Z_{pm_0} = \frac{1}{Q_{pm_0}} \sum_{m \neq m_0} Y_{pm}$$

en la que \tilde{Y}_{pm} es la separación de un vector Y_{pm} con respecto a la media Z_{pm_0} .

Para las hipótesis H_{m_0, m_1} (una señal parásita o más presente en la frecuencia de muestreo m_0 y una señal parásita (o más) presente en la frecuencia de muestreo m_1), las magnitudes $\hat{\Gamma}_{m_0, m_1}$:

$$\hat{\Gamma}_{m_0, m_1} = R_{m_0, m_1} \text{Lln} \left(\frac{2\pi\sigma^2}{C} \right) + \tilde{\Gamma}_{m_0, m_1}$$

en la que $\tilde{\Gamma}_{m_0, m_1}$ está definido por:

$$\tilde{\Gamma}_{m_0, m_1} = \frac{1}{2\sigma^2} \gamma_{m_0, m_1}^{var} + \frac{R}{2\sigma^2} (\gamma_{m_0, m_1}^{mod} + \gamma_{m_0, m_1}^{col}),$$

en la que:

$$\gamma_{m_0, m_1}^{var} = - \sum_{m \neq m_0, m_1} \sum_{p, m} \|\tilde{Y}_{pm}\|^2, \gamma_{m_0, m_1}^{mod} = (\sum_p \alpha_{pm_0, m_1} \|Z_{pm_0, m_1}\|)^2 - \sum_p \alpha_{pm_0, m_1} \|Z_{pm_0, m_1}\|^2,$$

$$\gamma_{m_0, m_1}^{col} = 2 \sum_{p < q} \alpha_{pm_0, m_1} \alpha_{qm_0, m_1} (|Z_{pm_0, m_1}^* Z_{qm_0, m_1}| - \|Z_{pm_0, m_1}\| \|Z_{qm_0, m_1}\|),$$

en la que R_{m_0, m_1} es el número de módulos de recepción que funcionan con la frecuencia fe_{m_0} o con la frecuencia fe_{m_1} en la que

$$\alpha_{pm_0, m_1} = \frac{Q_{pm_0, m_1}}{R - R_{m_0, m_1}},$$

en la que

$$Z_{pm_0, m_1} = \frac{1}{Q_{pm_0, m_1}} \sum_{m \neq m_0, m_1} Y_{pm},$$

en la que Q_{pm_0, m_1} es el número de módulos de recepción digital unidos a la antena de índice p que no funcionan ni con la frecuencia de muestreo fe_{m_0} , ni con la frecuencia de muestreo fe_{m_1} ,
 en el que \tilde{Y}_{pm} es la separación de un vector Y_{pm} con respecto a la media Z_{pm_0, m_1} .

- en una primera realización, el procedimiento incluye las deducciones siguientes:

35

Si $\hat{\Gamma}_0 = \max(\hat{\Gamma}_0, \hat{\Gamma}_{m_0}, \hat{\Gamma}_{m_0, m_1})$ entonces hay ausencia de señales parásitas (hipótesis H_0).

Si existe \hat{m}_0 tal que $\hat{\Gamma}_0 = \max(\hat{\Gamma}_0, \hat{\Gamma}_{m_0}, \hat{\Gamma}_{m_0, m_1})$ entonces hay una única secuencia de muestreo con señales parásitas, y esta frecuencia de muestreo es \hat{m}_0 (hipótesis $H_{\hat{m}_0}$).

40 si existe un par \hat{m}_0, \hat{m}_1 tal que $\hat{\Gamma}_0 = \max(\hat{\Gamma}_0, \hat{\Gamma}_{m_0}, \hat{\Gamma}_{m_0, m_1})$ entonces hay dos frecuencias de muestreo con señales parásitas, y estas frecuencias son \hat{m}_0 y \hat{m}_1 (hipótesis $H_{\hat{m}_0, \hat{m}_1}$).

- en una segunda realización, el procedimiento incluye una etapa de cálculo de:

$$\tilde{\Gamma}_0 = \tilde{\Gamma}_0$$

45

$$\tilde{I}_1 = \max_{m_0=1,\dots,M} (\tilde{I}_{m_0})$$

$$\tilde{I}_2 = \max_{\substack{m_0=1,\dots,M \\ m_1=1,\dots,M \\ m_0 \neq m_1}} (\tilde{I}_{m_0 m_1})$$

5 en la que:

- \tilde{I}_0 representa la hipótesis «ausencia de señal parásita». Esta hipótesis se denomina H_0 ;
- \tilde{I}_1 representa la mejor de las hipótesis con una frecuencia de muestreo con señales parásitas H_{m_0} , denominada H_1 , y
- \tilde{I}_2 representa la mejor de las hipótesis con dos frecuencias de muestreo con señales parásitas $H_{m_0 m_1}$, denominada H_2 .

en esta segunda realización, el procedimiento incluye también la determinación de la mejor hipótesis entre H_0 , H_1 , H_2 , de modo que la elegida es:

H_0 , si su densidad logarítmica aproximada \tilde{I}_0 cumple la prueba de adecuación a su distribución gaussiana supuesta (véase el caso de monopolarización),

En caso contrario, H_1 , si su densidad logarítmica aproximada limitada a los canales sin señales parásitas \tilde{I}_1 cumple la prueba de adecuación a su distribución gaussiana supuesta (véase el caso de monopolarización),

En caso contrario, H_2 , si la densidad logarítmica aproximada limitada a los canales sin señales parásitas \tilde{I}_2 cumple la prueba de adecuación a su distribución gaussiana supuesta (véase el caso de monopolarización),

En caso contrario, hay más de dos frecuencias de muestreo que tienen señales parásitas.

- los cálculos se limitan a los dominios de tiempo/frecuencia que supuestamente contienen solo ruido, mediante la aplicación de un algoritmo de detección previa que consiste en comparar la suma cuadrática de los módulos de los R vectores de medidas de cada dominio de tiempo/frecuencia, con un umbral predefinido, ajustado para una probabilidad de falsa alarma bastante importante.

- el número de frecuencias de muestreo total M es superior o igual a 3, y el procedimiento determina la situación de interferencia por señales parásitas entre todas las hipótesis: ninguna frecuencia de muestreo con señales parásitas, una frecuencia de muestreo con señales parásitas y así sucesivamente hasta $M - 2$ frecuencias de muestreo con señales parásitas.

- el procedimiento usa la totalidad de los criterios parciales, o únicamente uno o dos de los criterios parciales, o una ponderación cualquiera de los criterios parciales.

- las señales tratadas son reales o complejas.

- el procedimiento funciona en modo degradado si la resolución ΔF no es idéntica para todas las retículas.

[0038] A continuación se describe un ejemplo de implementación más detallada.

[0039] La figura 2 ilustra la arquitectura general de un interferómetro 10 para el que se aplica la invención.

[0040] El interferómetro comprende P antenas A_1, \dots, A_P de banda muy ancha, a priori idénticas, seguidas cada una de una cadena de recepción CR_1, \dots, CR_P . En el caso general P es un número entero superior o igual a 2. Se aplica la invención también cuando $P = 1$.

[0041] En lo sucesivo, el índice p de cada antena es un número entero comprendido entre 1 y P , que sirve también de referencia para todos los elementos que están relacionados con él, medios materiales, medidas y magnitudes diversas calculadas.

[0042] Los centros de fase de las antenas pueden estar distribuidos en el espacio. La distribución espacial de las antenas A_1, \dots, A_P , se define para asegurar una precisión y una tasa de ambigüedades angular especificada.

[0043] Detrás de cada antena, un filtro analógico selecciona una banda muy ancha $[f_{min}, f_{max}]$.

[0044] Para una señal de banda estrecha emitida por una fuente en el infinito, la señal suministrada por la antena de índice p posee la expresión siguiente:

$$s_p(t) = \rho_p a(t) \cos(2\pi f t + \Phi(t) + \varphi_p(\theta, \lambda)) + b_p(t)$$

en la que:

- f es la frecuencia portadora de la señal incidente comprendida en la banda de recepción; $f=c/\lambda$ en la que c es la velocidad de la luz y λ la longitud de onda.
- $a(t)$ y $\Phi(t)$ son las modulaciones de la señal incidente;
- ρ_p es el módulo de la ganancia de la antena p ; para un interferómetro se puede suponer que $\rho_p = 1$;
- $\varphi_p(\theta, \lambda)$ es la suma del desfase interferométrico de la señal incidente en el centro de fase M_p de la antena considerado

con respecto a un punto de referencia O , $\frac{2\pi}{\lambda} \overrightarrow{OM_p} \cdot \vec{u}(\theta)$ en el que $\vec{u}(\theta)$ es el vector unitario dirigido en la dirección de llegada de la señal incidente θ , objeto principal del interferómetro, y de la fase de la ganancia compleja de la antena en la dirección de incidencia de la señal útil; si el goniómetro es un interferómetro, este segundo término puede considerarse nulo. En lo sucesivo este término $\varphi_p(\theta, \lambda)$ se denominará más sencillamente desfase interferométrico.

- $b_p(t)$ es el ruido térmico de las cadenas de recepción, supuestamente gaussiano e independiente entre cadenas de recepción, y de densidad espectral uniforme e idéntica para todas las cadenas de recepción.

[0045] Cada cadena de recepción CR_1, \dots, CR_P es una parte estrictamente analógica que se sigue de al menos un módulo de recepción digital 20 que comprende un módulo de conversión analógico-digital 22 asociado a una frecuencia de muestreo 24 seguido de un módulo de tratamiento digital de la señal 26.

[0046] Un módulo de conversión analógico-digital 22 es capaz de efectuar un muestreo de la señal a la frecuencia de muestreo 24.

[0047] La frecuencia de muestreo 24 es tal que la banda de recepción de la señal analógica no está contenida en una única zona de Nyquist. La frecuencia de muestreo 24 es inferior, incluso muy inferior, a la frecuencia de Nyquist, pero se mantiene claramente por encima de la extensión espectral de las señales de interés. Así, el espectro de las señales de interés se conserva, pero trasladado en una posible magnitud que depende de la frecuencia de muestreo.

[0048] Un módulo de tratamiento digital de la señal 26 es capaz de efectuar un análisis espectral de la señal convertida en digital, con una transformada de Fourier discreta (TFD) ponderada.

[0049] El interferómetro 10 incluye también una unidad de cálculo 28 que recoge las medidas obtenidas en salida de cada módulo de tratamiento digital de la señal 26, y capaz de obtener la dirección de llegada de la señal incidente en el conjunto de antenas A_1, \dots, A_P . Esta unidad de cálculo 28 es también capaz de implementar un procedimiento de determinación de situaciones de interferencia por señales parásitas de la señal en la zona de Nyquist analizada por TFD.

[0050] El interferómetro 10 dispone en total de M valores de frecuencias de muestreo 24 diferentes de forma que se resuelven las ambigüedades en la frecuencia cuando se pasa de la frecuencia medida en la zona de Nyquist usada (a priori la primera) por la TFD, a la frecuencia en la banda de recepción, siendo M un número entero superior o igual a 3.

[0051] Una de las características de la invención consiste en minimizar los efectos de interferencia por señales parásitas debidos al solapamiento espectral en los rendimientos de la detección, y en mejorar los rendimientos de las otras funciones de la cadena de tratamiento (estimación de la dirección de llegada, caracterización de la señal) cuando:

- 1 frecuencia de muestreo tiene señales parásitas, si M vale 3
- 1 o 2 frecuencias de muestreo tienen señales parásitas, si M vale 4
- 1, 2, ... $M - 2$ frecuencias de muestreo tienen señales parásitas, si $M > 4$.

[0052] Estos M valores de frecuencias de muestreo 24 se asignan a los módulos de conversión analógico-digital 22 que muestrean la señal suministrada por las cadenas de recepción, respectivamente, corriente arriba, a la frecuencia de muestreo f_{e_m} , siendo m un número entero comprendido entre 1 y M .

[0053] Si una frecuencia de muestreo dada es asignada a un módulo de conversión analógico-digital asociado a una antena dada, lo es solo una vez.

[0054] El número de módulos de recepción digital R es como máximo igual a $P \cdot M$. En la práctica, por motivos materiales, se busca minimizar R mientras se conservan los rendimientos de la red.

[0055] R_m es el número de módulos de recepción digital que funcionan con la frecuencia de muestreo e_m .

También es el número de antenas asociadas a esta frecuencia de muestreo. Se observa que $R = \sum_{m=1}^M R_m$, que todos los valores de R_m no son necesariamente idénticos y que $R_m \leq P$.

[0056] Q_p es el número de módulos de recepción digital que funcionan con la antena de índice p , $\alpha_p = \frac{Q_p}{R}$, es la proporción de estos módulos de recepción digital. Se observa que $Q_p \leq M$, que $R = \sum_{p=1}^P Q_p$ y que todos los valores de Q_p no son necesariamente idénticos.

5

[0057] Q_{p,m_0} es el número de módulos de recepción digital unidos a la antena de índice p , que no funcionan con la frecuencia $f_{e_{m_0}}$, $\alpha_{p,m_0} = \frac{Q_{p,m_0}}{R - R_{m_0}}$ es la proporción de estos módulos de recepción digital.

[0058] Q_{p,m_0,m_1} es el número de módulos de recepción digital unidos a la antena de índice p que no funcionan ni con la frecuencia de muestreo $f_{e_{m_0}}$, ni con la frecuencia de muestreo $f_{e_{m_1}}$, $\alpha_{p,m_0,m_1} = \frac{Q_{p,m_0,m_1}}{R - R_{m_0} - R_{m_1}}$ es la proporción de estos módulos de recepción digital.

[0059] Los módulos de tratamiento digital de la señal 26 efectúan todos un análisis espectral por TFD deslizante de la señal que se le presenta, con el fin de obtener del mismo una representación de tiempo/frecuencia que realiza una adaptación media a la banda de las señales de interés.

15

[0060] La TFD de un módulo de recepción digital que trabaja con la frecuencia de muestreo f_{e_m} se efectúa durante un tiempo de señal ΔT_m con un número de muestras $N_m = \Delta T_m \cdot f_{e_m}$.

[0061] Para obtener informaciones síncronas y de la misma resolución espectral en todos los canales de recepción, se impone un principio y un fin de adquisición comunes a las TFD de cada canal de recepción. Así, para todos los valores de m :

20

$$\frac{N_m}{f_{e_m}} = \Delta T_m = \Delta T = \frac{1}{\Delta F}$$

25

[0062] Los intervalos de tiempo analizados sucesivamente por TFD pueden ser contiguos o de recubrimiento. Si r es la tasa de recubrimiento, los intervalos de tiempo son $[i(1 - r)\Delta T, i(2 - r)\Delta T]$ en los que i es el índice actual del tiempo del intervalo. Por ejemplo, con un recubrimiento del 50%, estos intervalos de tiempo son $\left[i \frac{\Delta T}{2}, i \frac{\Delta T}{2} + \Delta T \right]$.

[0063] Si la señal de entrada de una TFD es real en N_m puntos, la salida es, en consecuencia, un espectro útil complejo, discreto en N_m puntos indexados por j comprendido entre 0 y $N_m - 1$, al paso de ΔF . Si la señal de entrada es una señal compleja obtenida después de doble demodulación en cuadratura, entonces se obtiene directamente el espectro de la señal analítica por una transformada de Fourier de N_m puntos.

[0064] Cada TFD suministra así en el tiempo una retícula de tiempo/frecuencia. Cada celda de una retícula contiene un complejo $y_{p,m,i,j}$ indexado por j en frecuencia con un paso ΔF , por i en tiempo con un paso $(1 - r)\Delta T$, por p , índice del detector, y por m , índice de frecuencia de muestreo. La figura 3 ofrece una ilustración de lo anterior.

[0065] Finalmente, el conjunto de los R TFD de los R módulos de recepción digital suministran R retículas de tiempo/frecuencia de la misma resolución temporal y en frecuencia. Cada retícula de tiempo/frecuencia está indicada por p , y por m y se denota por $G_{p,m}$.

[0066] La banda de recepción se descompone supuestamente en K intervalos en frecuencia de anchura igual a la resolución común de las TFD, ΔF . Cada intervalo se identifica por un índice k . El tratamiento elabora, fuera de línea, una tabla de correspondencia que suministra el índice j de la frecuencia en la banda de Nyquist en función del índice k de la frecuencia en la banda de recepción y del índice m de la frecuencia de muestreo, $j = j(k, m)$.

45

[0067] La duración del periodo de tiempo ΔT es en general más corta que la de las señales de interés, y por tanto aparece una señal útil en varios análisis espectrales sucesivos en el tiempo.

50

[0068] También aparece en varios canales de frecuencia adyacentes y dado que su espectro no está centrado necesariamente en uno de los canales de la TFD, su anchura espectral puede ser superior a ΔF .

[0069] El resultado es que una señal útil se percibe en general, mediante análisis espectrales sucesivos en el tiempo, en la forma de un conjunto conexo de varias celdas de tiempo/frecuencias. La figura 4 ofrece una ilustración de lo anterior.

5 **[0070]** La presente invención propone modelizar y tratar la señal recibida en dominios de tiempo/frecuencia cada uno de los cuales corresponde a un intervalo limitado de tiempo (normalmente la duración de algunas TFD) y de frecuencia (normalmente algunos canales).

[0071] La banda $[f_{min}, f_{max}]$ se descompone en intervalos en frecuencia, solapados o no, de anchura $L_2 \Delta F$, siendo L_2 un número entero natural. Asimismo, el eje temporal se descompone en intervalos, solapados o no, de duración $L_1(1-r)\Delta T$, siendo L_1 un número entero natural. Para cada dominio de tiempo/frecuencia así obtenido, la tabla de correspondencia permite extraer un conjunto de $L = L_1 \times L_2$ celdas de tiempo/frecuencias conexas, denominado ventana, para cada uno de los R canales de recepción.

15 **[0072]** El tratamiento analiza a continuación todos los dominios de tiempo/frecuencia independientemente unos de otros.

[0073] Se elige arbitrariamente un orden de lectura de las celdas y de forma idéntica para todas las ventanas, por ejemplo, en primer lugar en el eje de las frecuencias, y a continuación en el eje del tiempo. El conjunto de las L medidas de cada ventana forma un vector, denominado vector de medidas, que puede ser indexado por p , el número de detector, m , el número de la frecuencia de muestreo, i' y j' en los que i' y j' se eligen entre los índices i y j de las celdas de la ventana, de manera arbitraria pero idéntica para todas las ventanas. Por ejemplo, i' y j' pueden elegirse iguales al índice i y al índice j de la celda superior izquierda.

25 **[0074]** Con las convenciones tomadas como ejemplo, y con, por ejemplo, $L_1 = 2$ y $L_2 = 3$ el vector $Y_{pmi'j'}$ es igual a:

$$Y_{p,m,i',j'} = (Y_{p,m,i',j'} Y_{p,m,i',j'+1} Y_{p,m,i',j'+2} Y_{p,m,i'+1,j'} Y_{p,m,i'+1,j'+1} Y_{p,m,i'+1,j'+2})^T$$

30 **[0075]** en el que T designa al operador de transposición.

[0076] Para simplificar la escritura, un vector $Y_{pmi'j'}$ se denotará en lo sucesivo sencillamente como Y_{pm} , entendiéndose que las ventanas que intervienen en el tratamiento corresponden todas a un mismo dominio de tiempo/frecuencia y que todos los dominios de tiempo/frecuencia son tratados de manera idéntica e independientemente unos de otros.

[0077] Para dos frecuencias de muestreo diferentes, los valores de i' son diferentes, y las posiciones en frecuencia de las ventanas son, por tanto, diferentes. La figura 5 ofrece la ilustración de lo anterior.

40 **[0078]** En una variante del tratamiento, una etapa de detección previa permite reducir la cantidad de cálculos, eliminando los dominios de tiempo/frecuencia que no contienen señal útil. Este tratamiento de detección previa consiste, por ejemplo, en calcular, para cada dominio de tiempo/frecuencia, la suma cuadrática de los módulos de los

R vectores que corresponden a este dominio de tiempo/frecuencia $\sum_{p,m} \|Y_{pm}\|^2$, y después en comparar el valor obtenido con un umbral predefinido. El umbral en cuestión está ajustado para una tasa de falsa alarma bastante elevada, de forma que se garantice que ningún dominio de tiempo/frecuencia que contenga la señal útil sea eliminado por error, de manera que la probabilidad de falsa alarma final está asegurada por la etapa de detección propiamente dicha.

[0079] En el marco del dispositivo de recepción radioeléctrica descrito anteriormente, el procedimiento incluye una función de determinación, para un vector de medidas dado, de la situación de interferencia por señales parásitas (ausencia de señales parásitas, o interferencia por señales parásitas, y cuáles son las frecuencias de muestreo con señales parásitas):

Esta función de determinación considera los casos de interferencia por señales parásitas siguientes:

- 55 Ninguna frecuencia de muestreo tiene señales parásitas, hipótesis designada por H_0 ;
 Presencia de una señal parásita (o más) en una de las frecuencias de muestreo m_0 ($m_0 \in [1, M]$), es decir, M hipótesis designadas por H_{m_0} ($m_0 \in [1, M]$);
 Presencia de una señal parásita (o más) en una segunda frecuencia de muestreo m_1 , diferente de m_0 , es decir, $M(M-1)/2$ hipótesis designadas por:

$$H_{m_0 m_1} \quad (m_0 \in [1, M], m_1 \in [1, M], m_0 \neq m_1)$$

Se propone modelizar los vectores de medidas de la forma siguiente en H_0 :

$$Y_{pm} = Ae^{i\varphi_p} + V_{pm}$$

En la que:

- φ_p es el desfase interferométrico de la señal recibida por una antena, con respecto a una referencia,
- A es un vector complejo que representa la señal útil,
- V_{pm} es el vector del ruido térmico. Las V_{pm} son muestras de una variable aleatoria vectorial gaussiana compleja. Estas muestras son independientes de un p al otro y tienen una covarianza supuesta común y aproximadamente igual a $2\sigma^2 I_L$, en la que I_L es la matriz identidad de tamaño $L \times L$. Para un mismo p y para dos m diferentes también se puede suponer que existe independencia de los V_{pm} ya que solo el ruido extraído en la anchura del filtro de la TFD cerca de la frecuencia verdadera de la señal es común.

[0080] Este modelo es válido para una onda plana (fuente supuesta en el infinito) y para una señal útil de banda estrecha.

[0081] Los vectores de medidas se consideran, por tanto, con la hipótesis H_0 , como variables aleatorias complejas independientes vectoriales gaussianas de media $Ae^{i\varphi_p}$ y de covarianza $2\sigma^2 I_L$. Este modelo es independiente de la forma de onda de las señales.

[0082] En algunos muestreos, es posible medir, además de la señal útil, una o varias señales parásitas presentes durante el mismo periodo de tiempo de análisis espectral, pero cuya suma o diferencia de frecuencias tienen valores en la banda de recepción diferentes de los valores múltiplos de la frecuencia de muestreo.

[0083] Cuando hay presencia de una señal parásita a una frecuencia de muestreo indicada por m_0 (es decir, cuando se está en una de las hipótesis H_{m_0}), el vector de medidas Y_{pm_0} se escribe entonces, generalizando el modelo anterior:

$$Y_{pm_0} = Ae^{i\varphi_p} + B_1 e^{i\psi_{1p}} + V_{pm}$$

en el que B_1 es un vector complejo de dimensión L que representa la señal parásita, y ψ_{1p} el desfase interferométrico de esta señal parásita para la antena p .

[0084] Si dos señales parásitas están presentes en dos frecuencias de muestreo m_0 y m_1 diferentes (es decir, cuando se está en una de las hipótesis $H_{m_0 m_1}$), se generaliza aún más:

$$\begin{cases} Y_{pm_0} = Ae^{i\varphi_p} + B_1 e^{i\psi_{1p}} + V_{pm_0} \\ Y_{pm_1} = Ae^{i\varphi_p} + B_1 e^{i\psi_{2p}} + V_{pm_1} \end{cases}$$

[0085] Según la teoría de decisiones, conviene calcular el valor tomado por las densidades de probabilidad que representan cada una de las hipótesis para las medidas observadas, y a continuación elegir la hipótesis que maximiza este valor. Esta estrategia minimiza la probabilidad de error en la hipótesis de que todas las situaciones son equiprobables.

[0086] Las dificultades son el número de parámetros desconocidos (A, B_1, B_2 , los $\varphi_p, \psi_{1p}, \psi_{2p}$), y la complejidad de los cálculos que se desprende si se quiere aplicar el procedimiento clásico, que consiste en sustituir los parámetros desconocidos por su estimación en el sentido del máximo de verosimilitud (Máximo de Verosimilitud Generalizado).

[0087] Para reducir el número de parámetros desconocidos del modelo físico anterior, se propone usar, para describir los vectores de medidas con señales parásitas, un modelo estadístico simplificado. En este modelo, los vectores de medidas con señales parásitas se representan mediante vectores complejos de dimensión L . Las partes real e imaginaria de las componentes de estos vectores son muestras independientes de una variable aleatoria real centrada y distribuida uniformemente en un intervalo de anchura \sqrt{C} de tal manera que la densidad de probabilidad de los vectores de medidas será $1/C)^L$. Este modelo se aplica para un número cualquiera de señales parásitas por frecuencia de muestreo. La determinación del coeficiente C se explica en el anexo.

[0088] Como resultado de esta simplificación, en la hipótesis de que solo un muestreo tiene señales parásitas (se denominará m_0 a este muestreo y H_{m_0} a esta hipótesis), se puede escribir la densidad de probabilidad como el producto de las densidades de probabilidad de los vectores de medidas en el conjunto de los detectores y de los muestreos:

5

$$p_{m_0} \left(\text{les } Y_{pm}, A, \text{les } \varphi_p, C \right) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{RL}} \left(\frac{2\pi\sigma^2}{C} \right)^{R_{m_0}L} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{p,m,m \neq m_0} \|Y_{pm} - Ae^{i\varphi_p}\|^2 \right\}$$

[0089] La técnica habitual consiste en sustituir los parámetros desconocidos (A y los φ_p) por su estimación en el sentido del máximo de verosimilitud en cada hipótesis. Al ser los cálculos demasiado complicados en lo que se refiere a los φ_p , el solicitante propone sustituir la densidad de probabilidad por un mayorante.

10

[0090] El procedimiento propone así seleccionar la hipótesis cuyo mayorante de la densidad de probabilidad es máximo. Después de la aplicación de la función logaritmo, y a continuación la supresión del término $RL \ln(2\pi\sigma^2)$ que es común a todas las hipótesis, se obtiene el criterio para maximizar:

15

$$\hat{\Gamma}_{m_0} = R_{m_0}L \ln \left(\frac{2\pi\sigma^2}{C} \right) + \tilde{\Gamma}_{m_0}$$

$$- \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{p,m,m \neq m_0} \|\tilde{Y}_{pm}\|^2 \text{ (término } \gamma_{m_0}^{var}$$

en el que $\tilde{\Gamma}_{m_0} =$

$$+ \frac{(R - R_{m_0})}{2\sigma^2} \left[\left(\sum_p \alpha_{pm_0} \|Z_{pm_0}\| \right)^2 - \sum_p \alpha_{pm_0} \|Z_{pm_0}\|^2 \right] \text{ (término } \gamma_{m_0}^{mod}$$

$$+ \frac{(R - R_{m_0})}{2\sigma^2} \left[2 \sum_{p < q} \alpha_{pm_0} \alpha_{qm_0} (|Z_{pm_0}^* Z_{qm_0}| - \|Z_{pm_0}\| \|Z_{qm_0}\|) \right] \text{ (término } \gamma_{m_0}^{col})$$

20

en el que Z_{pm_0} representa la media de los Y_{pm} , en todos los muestreos de la antena p , salvo en el muestreo

$$m_0 : Z_{pm_0} = \frac{1}{Q_{pm_0}} \sum_{m \neq m_0} Y_{pm}$$

supuestamente con señales parásitas

[0091] y en el que \tilde{Y}_{pm} es la desviación del vector Y_{pm} con respecto a su media Z_{pm_0} : $Y_{pm} = Z_{pm_0} + \tilde{Y}_{pm}$.

25

[0092] El término $\tilde{\Gamma}_{m_0}$, que proviene de canales supuestamente sin señales parásitas, y que es creciente en función de R_{m_0} , favorece la eliminación de un máximo de canales de recepción. Por este motivo el término

$$R_{m_0}L \ln \left(\frac{2\pi\sigma^2}{C} \right)$$

, que proviene de canales con señales parásitas, y que es negativo o nulo cuando $2\pi\sigma^2 < C$, es necesario para elegir la hipótesis correcta. Este término desempeña el papel de una penalización para las hipótesis en las que se eliminan canales de recepción.

30

[0093] En lo sucesivo, el término $\tilde{\Gamma}_{m_0}$ se denomina densidad logarítmica aproximada limitada (es decir, limitada a los canales de recepción supuestamente sin señales parásitas). El término $\tilde{\Gamma}_{m_0}$ se interpreta como la suma de tres términos o criterios parciales:

35

El término $\gamma_{m_0}^{var}$ este término es inferior o igual a cero, con igualdad si para todo $m \neq m_0$, $Y_{pm} = Z_{pm_0}$. Este término constituye un criterio de no variabilidad de los Y_{pm} con respecto a su valor filtrado en las diferentes frecuencias de muestreo de la antena p (salvo la o las frecuencias de muestreo supuestamente con señales parásitas en la hipótesis considerada)

El término $\gamma_{m_0}^{mod}$, este término es inferior o igual a cero, con igualdad si $\|Z_{pm_0}\|$ es independiente de p . Este término constituye un criterio de igualdad de los módulos de los Y_{pm} filtrados en las diferentes frecuencias de muestreo de la antena p (salvo la o las frecuencias de muestreo supuestamente con señales parásitas en la hipótesis considerada)

5 El término $\gamma_{m_0}^{col}$: este término es inferior o igual a cero, con igualdad si para todo $p < q$, Z_{pm_0} es colineal a Z_{qm_0} . Este término constituye un criterio de colinealidad de los Y_{pm} e Y_{qm} filtrados en las diferentes frecuencias de muestreo de la antena p y de la antena q (salvo la o las frecuencias de muestreo supuestamente con señales parásitas en la hipótesis considerada)

10 **[0094]** En el caso de las hipótesis de tipo H_{m_0, m_1} (una señal parásita o más presente en la frecuencia de muestreo m_0 y una señal parásita (o más) presente en la frecuencia de muestreo m_1), el criterio se convierte en:

$$\hat{\Gamma}_{m_0, m_1} = R_{m_0, m_1} L \ln \left(\frac{2\pi\sigma^2}{C} \right) + \tilde{\Gamma}_{m_0, m_1}$$

15 en el que:

• R_{m_0, m_1} es el número de módulos recepción que funcionan con la frecuencia $f_{e_{m_0}}$ o con la frecuencia

$$f_{e_{m_1}} : R_{m_0, m_1} = R_{m_0} + R_{m_1}$$

$$\hat{\Gamma}_{m_0, m_1} = \frac{1}{2\sigma^2} \gamma_{m_0, m_1}^{var} + \frac{R - R_{m_0, m_1}}{2\sigma^2} \gamma_{m_0, m_1}^{mod} + \frac{R - R_{m_0, m_1}}{2\sigma^2} \gamma_{m_0, m_1}^{col}$$

20 • $\gamma_{m_0, m_1}^{var} = - \sum_{p, m, m \neq m_0, m_1} \|\tilde{Y}_{p, m}\|^2$, en los que para cualquier p, m tal que $m \neq m_0, m_1$, $\tilde{Y}_{p, m}$ es la diferencia del vector Y_{pm} con respecto a la media Z_{pm_0, m_1} (criterio de no variabilidad con respecto a la media),

$$\gamma_{m_0, m_1}^{mod} = \left(\sum_p \alpha_{p, m_0, m_1} \|Z_{p, m_0, m_1}\| \right)^2 - \sum_p \alpha_{p, m_0, m_1} \|Z_{p, m_0, m_1}\|^2 \quad (\text{criterio de igualdad de los módulos}),$$

$$\gamma_{m_0, m_1}^{col} = 2 \sum_{p < q} \alpha_{p, m_0, m_1} \alpha_{q, m_0, m_1} \left(|Z_{p, m_0, m_1}^* Z_{q, m_0, m_1}| - \|Z_{p, m_0, m_1}\| \|Z_{q, m_0, m_1}\| \right) \quad (\text{criterio de colinealidad}).$$

25 **[0095]** En esta realización se examina sucesivamente $\tilde{T}_k, k = 0, 1, 2$, y se selecciona el primer $\tilde{T}_k, k = 0, 1, 2$ cuya adecuación a su distribución supuestamente gaussiana (de media y de varianza $\mu_k, \sigma_k^2, k = 0, 1, 2$) es superior a un umbral S elegido para respetar una tasa de error fijada. Los μ_k y σ_k pueden calcularse fuera de línea por simulación.

[0096] La adecuación se define como:

30

$$P(\tilde{T}_k, \mu_k, \sigma_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_k} \exp \left(-\frac{(\tilde{T}_k - \mu_k)^2}{2\sigma_k^2} \right)$$

H_0 se decide si $P(\tilde{T}_0, \mu_0, \sigma_0)$ es superior a S .

Si $P(\tilde{T}_0, \mu_0, \sigma_0)$ no es superior al umbral S , H_1 se decide si $P(\tilde{T}_1, \mu_1, \sigma_1)$ es superior al umbral S .

35 Si $P(\tilde{T}_1, \mu_1, \sigma_1)$ no es superior al umbral S , H_2 se decide si $P(\tilde{T}_2, \mu_2, \sigma_2)$ es superior al umbral S

Si $P(\tilde{T}_2, \mu_2, \sigma_2)$ no es superior al umbral S , esto significa que hay más de dos frecuencias de muestreo que originan una interferencia por señales parásitas de la señal considerada.

[0097] Por motivos prácticos es posible trabajar con el opuesto del logaritmo de la adecuación:

40

$$-\ln P(\tilde{T}_k, \mu_k, \sigma_k) = \frac{(\tilde{T}_k - \mu_k)^2}{2\sigma_k^2} + \ln \sqrt{2\pi}\sigma_k$$

[0098] En estas condiciones, las pruebas de superioridad de $P(\tilde{T}_k, \mu_k, \sigma_k)$ con respecto a S se transforman en pruebas de inferioridad de $-\ln P(\tilde{T}_k, \mu_k, \sigma_k)$ con respecto a $-\ln S$.

[0099] Para las hipótesis H_1 y H_2 , las frecuencias de muestreo que originan la interferencia por señales parásitas son determinadas, respectivamente, por:

$$\hat{m}_0 = \underset{m_0=1,\dots,M}{\operatorname{Argm\acute{a}x}} \left(\tilde{\Gamma}_{m_0} + R_{m_0} L \cdot \ln \left(\frac{2\pi\sigma^2}{C} \right) \right)$$

5

y

$$(\hat{m}_0, \hat{m}_1) = \underset{\substack{m_0=1,\dots,M \\ m_1=1,\dots,M \\ m_0 \neq m_1}}{\operatorname{Argm\acute{a}x}} \left(\tilde{\Gamma}_{m_0, m_1} + R_{m_0, m_1} L \cdot \ln \left(\frac{2\pi\sigma^2}{C} \right) \right)$$

10

[0100] En esta realización, el procedimiento se libera de la dependencia de C para seleccionar la mejor hipótesis.

[0101] En el caso de la hipótesis H_0 (ninguna señal parásita presente), el criterio se convierte en:

15

$$\hat{\Gamma}_0 = \tilde{\Gamma}_0 = \frac{1}{2\sigma^2} \gamma^{var} + \frac{R}{2\sigma^2} \gamma^{mod} + \frac{R}{2\sigma^2} \gamma^{col}$$

En la que:

- 20 • $\gamma^{var} = - \sum_{p,m} \|\tilde{Y}_{pm}\|^2$, donde \tilde{Y}_{pm} es la diferencia de cada vector Y_{pm} con respecto a su media Z_p (criterio de no variabilidad con respecto a la media),
- $\gamma^{mod} = (\sum_p \alpha_p \|Z_p\|)^2 - \sum_p \alpha_p \|Z_p\|^2$ (criterio igualdad de los módulos), y
- $\gamma^{col} = 2 \sum_{p < q} (|Z_p^* Z_q| - \|Z_p\| \|Z_q\|)$ (criterio de colinealidad).

25 **[0102]** En una primera realización se busca el máximo de $\hat{\Gamma}_0, \hat{\Gamma}_{m_0, m_0 \in [1, M]}, \hat{\Gamma}_{m_0, m_1, m_0 \in [1, M], m_1 \in [1, M], m_0 \neq m_1}$.

[0103] Si $\hat{\Gamma}_0 = \operatorname{m\acute{a}x} (\hat{\Gamma}_0, \hat{\Gamma}_{m_0, m_0 \in [1, M]}, \hat{\Gamma}_{m_0, m_1, m_0 \in [1, M], m_1 \in [1, M], m_0 \neq m_1})$, entonces existe ausencia de señales parásitas (hipótesis H_0).

30 **[0104]** Si existe \hat{m}_0 tal que $\hat{\Gamma}_{\hat{m}_0} = \operatorname{m\acute{a}x} (\hat{\Gamma}_0, \hat{\Gamma}_{m_0, m_0 \in [1, M]}, \hat{\Gamma}_{m_0, m_1, m_0 \in [1, M], m_1 \in [1, M], m_0 \neq m_1})$, entonces hay una sola frecuencia de muestreo con señales parásitas, y esta frecuencia de muestreo es \hat{m}_0 (hipótesis H_{m_0})

[0105] Si existe un par tal que \hat{m}_0, \hat{m}_1
 $\hat{\Gamma}_{\hat{m}_0, \hat{m}_1} = \operatorname{m\acute{a}x} (\hat{\Gamma}_0, \hat{\Gamma}_{m_0, m_0 \in [1, M]}, \hat{\Gamma}_{m_0, m_1, m_0 \in [1, M], m_1 \in [1, M], m_0 \neq m_1})$,

35 **[0106]** entonces hay dos frecuencias de muestreo con señales parásitas, y estas frecuencias son \hat{m}_0 y \hat{m}_1 (hipótesis $H_{m_0 m_1}$).

[0107] En una segunda realización, el procedimiento incluye el cálculo de las tres magnitudes siguientes. Estos cálculos no necesitan conocer C .

40

$$\tilde{\Gamma}_0 = \tilde{\Gamma}_0$$

$$\tilde{\Gamma}_1 = \operatorname{m\acute{a}x}_{m_0=1,\dots,M} (\tilde{\Gamma}_{m_0})$$

$$\tilde{I}_2 = \max_{\substack{m_0=1,\dots,M \\ m_1=1,\dots,M \\ m_0 \neq m_1}} (\tilde{I}_{m_0 m_1})$$

En la que:

- 5
- \tilde{I}_0 representa la hipótesis «ausencia de señal parásita». Esta hipótesis se denomina H_0 .
 - \tilde{I}_1 representa la mejor de las hipótesis de una frecuencia de muestreo con señales parásitas H_{m_0} . Esta hipótesis se denomina H_1 .
 - \tilde{I}_2 representa la mejor de las hipótesis de dos frecuencias de muestreo con señales parásitas H_{m_0, m_1} . Esta hipótesis se denomina H_2
- 10

[0108] El tratamiento propuesto se generaliza a diferentes elecciones de material y diferentes situaciones de recepción, por medio de las ecuaciones siguientes:

$$\tilde{I}_0 = \frac{1}{2\sigma^2} (c_{var} \gamma^{var} + c_{mod} R \gamma^{mod} + c_{col} R \gamma^{col})$$

$$\tilde{I}_{m_0} = \frac{1}{2\sigma^2} (c_{var} \gamma_{m_0}^{var} + c_{mod} (R - R_{m_0}) \gamma_{m_0}^{mod} + c_{col} (R - R_{m_0}) \gamma_{m_0}^{col})$$

$$\tilde{I}_{m_0, m_1} = \frac{1}{2\sigma^2} (c_{var} \gamma_{m_0, m_1}^{var} + c_{mod} (R - R_{m_0, m_1}) \gamma_{m_0, m_1}^{mod} + c_{col} (R - R_{m_0, m_1}) \gamma_{m_0, m_1}^{col})$$

15

en las que c_{var} , c_{mod} y c_{col} son coeficientes binarios (de valor 0 o 1) usados para limitar y adaptar los cálculos a ciertas elecciones de material y a ciertas situaciones de recepción.

20 **[0109]** Así, se podrá elegir por ejemplo:

- $(c_{var}, c_{mod}, c_{col}) = (0, 1, 1)$ si solo hay una frecuencia de muestreo por cadena de recepción;
 - $(c_{var}, c_{mod}, c_{col}) = (1, 0, 1)$ si se considera que el módulo de las medidas puede variar de una antena a otra sin que sea la consecuencia de una interferencia por señales parásitas. Este caso puede producirse, por ejemplo, debido a acoplamiento entre antenas, o en el caso de la recepción de una señal según diferentes trayectorias (directa y reflejada en las estructuras del portador u otras estructuras externas) o si la red usada no está normalizada en ganancia (caso de una red con goniometría de amplitud);
 - $(c_{var}, c_{mod}, c_{col}) = (1, 1, 0)$ si $L = 1$;
 - $(c_{var}, c_{mod}, c_{col}) = (0, 0, 1)$ si solo hay una frecuencia de muestreo por cadena de recepción y si el módulo de las medidas varía de una antena a otra (por los motivos citados anteriormente);
 - $(c_{var}, c_{mod}, c_{col}) = (0, 1, 0)$ si solo hay una frecuencia de muestreo por cadena de recepción y si $L = 1$
 - $(c_{var}, c_{mod}, c_{col}) = (1, 0, 0)$ si el módulo de las medidas varía de una antena a otra (por los motivos citados anteriormente) y si $L = 1$.
- 25
- 30

35 **[0110]** El tratamiento elimina a continuación del conjunto de los R vectores $Y_{p,m}$ aquellos cuyo índice de frecuencia de muestreo m corresponde a una frecuencia de muestreo con señales parásitas. En el conjunto de los vectores $Y_{p,m}$ así obtenido, se procede a una detección convencional de la señal en presencia de ruido térmico.

[0111] Este tratamiento se repite para todos los dominios de tiempo/frecuencia, o, en la variante con detección previa, en todos los dominios de tiempo/frecuencia seleccionados por la detección previa.

40

CASO DE BIPOLARIZACIÓN

[0112] Antes de describir con más precisión varias realizaciones de manera detallada, se explica rápidamente el transcurso de la invención seguido por el solicitante partiendo en primer lugar de la necesidad.

45

[0113] Se tiene la necesidad de disponer de una función de detección enriquecida, que permita determinar no solo si hay presencia o ausencia de señal útil a una frecuencia dada, sino también en qué situación de interferencia por señales parásitas se encuentra (ausencia de señales parásitas, o interferencia por señales parásitas, y cuáles son las frecuencias de muestreo con señales parásitas), con el mínimo error posible. En el caso en que el número de frecuencias de muestreo es igual a M , y el número de frecuencias de muestreo con señales parásitas es estrictamente superior a $M - 2$, se buscará tan solo saber que se encuentra en esta situación (sin pretender saber cuáles son los

50

canales con señales parásitas), también con el mínimo error posible.

5 **[0114]** Esto permitirá mejorar el rendimiento de la detección en sí, así como también otras funciones de la cadena de tratamiento (estimación de la dirección de llegada, caracterización de la señal). Otra ventaja es que así se permitirá usar componentes de conversión analógico-digital que funcionan a frecuencias más bajas que la frecuencia de Nyquist, a la vez que se minimizan los efectos del solapamiento espectral.

10 **[0115]** La bibliografía que trata de la detección supone en general que la señal recibida es única en su entorno, y no aborda la problemática de la interferencia por señales parásitas, es decir, de las interferencias entre señales debidas al solapamiento espectral.

[0116] Se propone usar la arquitectura del receptor presentado en la figura 8, en el caso particular de una frecuencia de muestreo por antena.

15 **[0117]** Esta arquitectura es la de un interferómetro de bipolarización de banda ancha instantánea, de recepción digital con submuestreo. El interferómetro está constituido por dos subredes que incluyen cada una el mismo número P de antenas de banda muy ancha. Cada subred posee su polarización propia. Cada una de las P antenas está conectada a la entrada de una cadena de recepción de banda ancha instantánea, realizada de manera analógica. Cada cadena de recepción analógica suministra en salida su señal a al menos un módulo de recepción digital, 20 constituido por un módulo de conversión analógico-digital seguido de un módulo de tratamiento digital de la señal apto para efectuar un análisis espectral. El conjunto de los módulos de conversión analógico-digital usa un conjunto de M frecuencias de muestreo diferentes e inferiores a la frecuencia de Nyquist. Una misma frecuencia de muestreo puede usarse varias veces, pero necesariamente en asociación con módulos de conversión analógico-digital que corresponden a antenas diferentes.

25 **[0118]** Se llama canal de recepción al conjunto formado por un módulo de recepción de conversión digital y la cadena de recepción analógica a la que está asociado, denotada por CR_{1p} para la subred 1 y CR_{2q} para la subred 2.

30 **[0119]** Como se explica anteriormente, el problema técnico encontrado con el submuestreo es que dos señales superpuestas temporalmente también pueden, por solapamiento espectral, superponerse en frecuencia en la zona de Nyquist de trabajo, aun cuando esta superposición no exista en la banda de recepción. En lo que respecta a una de las dos señales, se habla entonces de interferencia por señales parásitas de dicha señal debido al solapamiento espectral. Se puede observar que el problema afecta evidentemente a las dos señales por reciprocidad.

35 **[0120]** No se propone tratar el caso de las señales de frecuencias suficientemente próximas en el origen en la banda de recepción, que por lo tanto no se resuelven en frecuencia (v. mezclas verdaderas). Sin embargo, este caso tiene una probabilidad bastante más baja que la de los casos tratados.

40 **[0121]** El procedimiento propuesto tiene por objeto determinar, en función de las medidas, la situación de interferencia por señales parásitas debida al solapamiento espectral (ausencia o presencia de señales parásitas, y, en caso de interferencia por señales parásitas, cuáles son las frecuencias de muestreo con señales parásitas).

[0122] En la medida en que se admite que no hay más de dos frecuencias de muestreo entre M afectadas por 45 una interferencia por señales parásitas de la señal, el número de situaciones de interferencia por señales parásitas posibles vale $\frac{M^2+M+2}{2}$ (1 para ninguna frecuencia con señales parásitas, M para una única frecuencia con señales parásitas y $\frac{M(M-1)}{2}$ para dos frecuencias con señales parásitas).

50 **[0123]** El solicitante propone aprovechar el hecho de que las señales de interés están extendidas en general en varios canales de análisis espectral adyacentes y presentes en varios análisis espectrales sucesivos, y modeliza las medidas extraídas en varios canales adyacentes y varios análisis sucesivos en forma vectorial.

[0124] Una idea del solicitante consiste especialmente en aproximar, para cada situación de interferencia por 55 señales parásitas posible, la verosimilitud de las medidas por medio de un mayorante que puede calcularse únicamente por medio de módulos cuadrados, de productos escalares y de filtrado de los vectores de medidas extraídas en el conjunto de los canales de recepción, e interpretable como la suma de criterios, respectivamente, su variabilidad, la igualdad de su módulo y su colinealidad, calculados en las dos redes conjuntamente.

[0125] El procedimiento propuesto determina la situación de interferencia por señales parásitas (ausencia o 60 interferencia por señales parásitas, y, en caso de interferencia por señales parásitas, las frecuencias de muestreo afectadas), maximizando, en todas las situaciones de interferencia por señales parásitas posibles, la aproximación obtenida previamente, o maximizando su adecuación a su distribución gaussiana supuesta.

[0126] Al conocerse la situación de interferencia por señales parásitas, el procedimiento elimina a continuación los canales con señales parásitas y aprovecha únicamente los canales sin señales parásitas para decidir si hay presencia o ausencia de señal útil implementando un procedimiento de detección convencional de ruido térmico.

5

[0127] De manera sintética, es posible expresar lo que acaba de exponerse como un procedimiento de determinación de las situaciones de interferencia por señales parásitas debidas al solapamiento espectral y a un procedimiento de detección de señales electromagnéticas implementadas por medio de una red interferométrica, compuesta por dos subredes de monopolarización de P antenas de banda ancha, siendo P un número entero superior o igual a 1, estando cada cadena seguida de uno o varios módulos de recepción digital, siendo el número de módulos de recepción digital R en cada subred, distribuidos de manera idéntica en las dos subredes, comprendiendo dicho procedimiento:

- Una etapa de muestreo de las señales suministradas por el conjunto de las cadenas de recepción, con ayuda de M frecuencias de muestreo f_{e_m} diferentes, inferiores a la frecuencia de Nyquist-Shannon, con m comprendido entre 1 y M , y siendo M un número entero superior o igual a 4, siendo el número de módulos de recepción digital que funcionan con una frecuencia de muestreo f_{e_m} idéntico en cada red e igual a R_m , siendo el número de módulos de recepción digital para una antena p de la subred 1 igual a Q_p y siendo el número de módulos de recepción digital para una antena

$$R = \sum_{m=1}^M R_m = \sum_{p=1}^P Q_p$$

de la subred 2 igual a Q_q , con

- En cada módulo de recepción, una etapa de análisis espectral mediante transformadas de Fourier discretas sucesivas, y sincronas en todos los $2R$ módulos de recepción, N_m muestras procuradas por el muestreo a la frecuencia f_{e_m} durante intervalos de tiempo de duración ΔT opcionalmente solapados, que permiten obtener, en cada uno de los $2R$ módulos de recepción, una representación de tiempo/frecuencia denominada retícula, de resolución temporal ΔT común a todos los módulos de recepción digital, y de resolución en frecuencia ΔF común a todos los módulos de recepción digital, de manera que cada elemento de la retícula se denomina celda de tiempo/frecuencia y contiene una magnitud compleja denominada medida.

- Una etapa, que puede realizarse fuera de línea, de puesta en correspondencia de las frecuencias en la banda de recepción a la resolución ΔF con las frecuencias de la banda de Nyquist de cada uno de los $2R$ módulos de recepción digital.

- Una etapa de descomposición del espacio de tiempo/frecuencia (en la banda de recepción) por un conjunto de dominios de tiempo/frecuencia opcionalmente solapados, percibidos en los R módulos de recepción de la subred 1 y en los R módulos de recepción de la subred 2 como $2R$ ventanas superponibles, estando cada una de las ventanas compuesta por L celdas de tiempo/frecuencia.

- Opcionalmente, una etapa de selección de los dominios de tiempo/frecuencia que supuestamente contienen solo ruido, mediante la aplicación de un algoritmo de detección previa que consiste en comparar la suma cuadrática de los módulos de los $2R$ vectores de medidas de cada dominio de tiempo/frecuencia, con un umbral predefinido, ajustado para una probabilidad de falsa alarma bastante importante.

- Para cada dominio de tiempo/frecuencia, o para los dominios seleccionados, una etapa de transformación de las medidas extraídas en cada una de las $2R$ ventanas en forma de R vectores de dimensión $L \times 1$ para la subred 1, denotados por Y_{1pm} , en el que p es el índice del detector y m el índice del muestreo, y en forma de R vectores de dimensión $L \times 1$ para la subred 2, denotados por Y_{2qm} , en el que q es el índice del detector y m el índice del muestreo.

- Para cada dominio de tiempo/frecuencia, o para los dominios seleccionados, una etapa de determinación de la presencia de posibles señales parásitas que consiste en elegir, entre las hipótesis siguientes:

- H_0 : ausencia de señal parásita,
- H_{m_0} : presencia de una señal parásita (o más) en el muestreo m_0 , con $m_0 \in [1, M]$ (es decir, M hipótesis),
- H_{m_0, m_1} : presencia de una señal parásita (o más) en el muestreo m_0 y de una señal parásita (o más) en el muestreo m_1 , con $m_1 \in [1, M]$, $m_0 = m_1$ $m_0 \in [1, M]$ (es decir, $M(M - 1)/2$ hipótesis),

- la que maximice una aproximación que puede calcularse de la densidad de probabilidad de las R medidas Y_{1pm} y de las R medidas Y_{2qm} , de manera que esta aproximación procede:

- de una modelización de las medidas Y_{1pm} e Y_{2qm} supuestamente sin señales parásitas mediante muestras independientes de una variable aleatoria vectorial compleja de dimensión L , de densidad de probabilidad gaussiana de media $Ae^{j\phi}$ de covarianza $2\sigma^2 I_L$, en la que A es el vector complejo de dimensión L que representa la señal útil, ϕ el desfase interferométrico, $2\sigma^2$ la potencia del ruido en una celda de tiempo/frecuencia e I_L la matriz identidad de dimensión $L \times L$.

- de una modelización de las medidas Y_{1pm} e Y_{2qm} supuestamente con señales parásitas mediante vectores complejos de dimensión L , en el que las componentes de estos vectores son muestras independientes de una variable aleatoria compleja centrada en componentes real e imaginaria independientes y distribuidas uniformemente en un intervalo de anchura \sqrt{C} de tal manera que la densidad de probabilidad de las medidas será $(1/C)^L$.

- después de una mayoración de la densidad de probabilidad de los $2R$ vectores de medidas Y_{1pm} e Y_{2qm} ,

siendo la aproximación así obtenida igual a una combinación lineal de:

5

- un criterio de monopolarización aplicado a la primera subred (según el procedimiento descrito en el caso de monopolarización),

10

- un criterio de monopolarización aplicado a la segunda subred (según el procedimiento descrito en el caso de monopolarización),

- un criterio de bipolarización de igualdad de los módulos y de colinealidad.

- En cada dominio de tiempo/frecuencia, o en los dominios seleccionados, una etapa de detección de la presencia de señal útil, de manera que las medidas contienen señales parásitas que han sido eliminadas.

[0128] Según realizaciones específicas, el procedimiento incluye una de las características siguientes tomadas de forma aislada o en combinación:

20 - En la etapa de determinación de la situación de interferencia por señales parásitas, las aproximaciones que se van a calcular son las siguientes, para las diferentes hipótesis:

- Para la hipótesis H_0 (ninguna señal parásita presente), la magnitud \hat{f}_0 , denotada también por \tilde{f}_0 :

25

$\hat{f}_0 = \lambda_0$, en la que λ_0 es el valor propio máximo de la expresión cuadrática en c_1, c_2 :

$$FQ_0 = \frac{1}{2\sigma^2} (\gamma_{1,0}^{var} + \gamma_{2,0}^{var}) + \frac{R}{2\sigma^2} (c_1^2 (\gamma_{1,0}^{col} + \gamma_{2,0}^{mod}) + c_2^2 (\gamma_{2,0}^{col} + \gamma_{1,0}^{mod}) + f_{q_0})$$

30

En la que f_{q_0} es la expresión cuadrática:

$$f_{q_0} = -c_1^2 \sum_q \alpha_q \|Z_{2q}\|^2 - c_2^2 \sum_p \alpha_p \|Z_{1p}\|^2 + 2c_1c_2 \sum_{p,q} \alpha_p \alpha_q |Z_{1p}^* Z_{2q}|$$

que puede interpretarse como un criterio de bipolarización de igualdad de los módulos y de colinealidad,

35

en la que $\gamma_{10}^{var}, \gamma_{10}^{mod}, \gamma_{10}^{col}, \gamma_{20}^{var}, \gamma_{20}^{mod}, \gamma_{20}^{col}$ son los criterios de monopolarización de no variabilidad, de igualdad de los módulos y de colinealidad, respectivamente, para las subredes 1 y 2 para la hipótesis «ninguna señal parásita presente», definidos en el procedimiento descrito en el caso de monopolarización, en la que α_p es la proporción de módulos de recepción digital que funcionan con la antena de índice p en la subred 1, α_q es la proporción de módulos de recepción digital que funcionan con la antena de índice q en la subred 2,

40

en la que Z_{1p} es la media de los vectores Y_{1pm} en todos los muestreos de la antena p de la subred 1:

$$Z_{1p} = \frac{1}{Q_p} \sum_m Y_{1pm}$$

y en la que Z_{2q} es la media de los vectores Y_{2qm} en todos los muestreos de la antena q de

$$Z_{2q} = \frac{1}{Q_q} \sum_m Y_{2qm}$$

la subred 1:

en la que Q_p es el número de módulos de recepción digital que funcionan con la antena de índice p en la subred 1, y Q_q el número de módulos de recepción digital que funcionan con la antena de índice q en la subred 2,

45

en la que c_1 (resp. c_2) representa la ganancia de la subred 1 (resp. 2) en la polarización de la señal incidente.

[0129] El vector $\begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \end{pmatrix}$ se estima entonces mediante el vector propio asociado a λ_0 .

- Para las hipótesis H_{m_0} (una señal parásita o más presente en la frecuencia de muestreo m_0), las magnitudes

50

$$\hat{f}_{m_0} = 2R_{m_0} L \ln \left(\frac{2\pi\sigma^2}{c} \right) + \lambda_{m_0}$$

, en la que R_{m_0} es el número de módulos de recepción digital que funcionan con la frecuencia f_{m_0} en cada una de las dos subredes, y en la que λ_{m_0} es el valor propio máximo de la expresión cuadrática

en c_1, c_2 :
$$FQ_{m_0} = \frac{1}{2\sigma^2} (\gamma_{1,m_0}^{var} + \gamma_{2,m_0}^{var}) + \frac{R-R_{m_0}}{2\sigma^2} (c_1^2 (\gamma_{1,m_0}^{col} + \gamma_{1,m_0}^{mod}) + c_2^2 (\gamma_{2,m_0}^{col} + \gamma_{2,m_0}^{mod}) + fq_{m_0})$$

[0130] En la que fq_{m_0} es la expresión cuadrática:

$$fq_{m_0} = -c_1^2 \sum_q \alpha_{qm_0} \|Z_{2qm_0}\|^2 - c_2^2 \sum_p \alpha_{pm_0} \|Z_{1pm_0}\|^2 + 2c_1c_2 \sum_{p,q} \alpha_{pm_0} \alpha_{qm_0} |Z_{1pm_0}^* Z_{2qm_0}|$$

que puede interpretarse como un criterio de bipolarización de igualdad de los módulos y de colinealidad,

en la que $\gamma_{1m_0}^{var}, \gamma_{1m_0}^{mod}, \gamma_{1m_0}^{col}, \gamma_{2m_0}^{var}, \gamma_{2m_0}^{mod}, \gamma_{2m_0}^{col}$ son los criterios de monopolarización de no variabilidad, de igualdad de los módulos y de colinealidad, para la subred 1 y la subred 2 respectivamente, para la hipótesis «una frecuencia de muestreo con señales parásitas», definidos en el procedimiento descrito en el caso de monopolarización, en el que α_{pm_0} es la proporción de módulos de recepción digital unidos a la antena de índice p en la subred 1, que no funcionan con la frecuencia fe_{m_0} y α_{qm_0} es la proporción de módulos de recepción digital unidos a la antena de índice q en la subred 2, que no funcionan con la frecuencia fe_{m_0} , en los que

$$Z_{1pm_0} = \frac{1}{Q_{pm_0}} \sum_{m \neq m_0} Y_{1pm} \text{ et } Z_{2qm_0} = \frac{1}{Q_{qm_0}} \sum_{m \neq m_0} Y_{2qm}$$

en la que Q_{p,m_0} es el número de módulos de recepción digital unidos a la antena de índice p en la subred 1, que no funcionan con la frecuencia fe_{m_0} y Q_{q,m_0} es el número de módulos de recepción digital unidos a la antena de índice q en la subred 2, que no funcionan con la frecuencia fe_{m_0} ,
 sen la que R_{m_0} es el número de módulos de recepción digital que funcionan con la frecuencia de muestreo fe_{m_0} en cada subred,
 en la que c_1 (resp. c_2) representa la ganancia de la subred 1 (resp. 2) en la polarización de la señal incidente.

[0131] El vector $\begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \end{pmatrix}$ se estima entonces mediante el vector propio asociado a λ_{m_0} .

• Para las hipótesis H_{m_0,m_1} (una señal parásita o más presente en la frecuencia de muestreo m_0 y una señal parásita (o más) presente en la frecuencia de muestreo m_1), las magnitudes:

$$\tilde{\Gamma}_{m_0,m_1} = \ln \tilde{p}_{m_0,m_1} = 2R_{m_0,m_1} L \ln \left(\frac{2\pi\sigma^2}{c} \right) + \lambda_{m_0,m_1}$$

en las que R_{m_0,m_1} es el número de módulos de recepción digital que funcionan con la frecuencia fe_{m_0} o con la frecuencia fe_{m_1} en cada una de las dos subredes, y en las que λ_{m_0,m_1} es el valor propio máximo de la expresión cuadrática:

$$FQ_{m_0,m_1} = \frac{1}{2\sigma^2} (\gamma_{1,m_0,m_1}^{var} + \gamma_{2,m_0,m_1}^{var}) + \frac{R-R_{m_0,m_1}}{2\sigma^2} (c_1^2 (\gamma_{1,m_0,m_1}^{col} + \gamma_{1,m_0,m_1}^{mod}) + c_2^2 (\gamma_{2,m_0,m_1}^{col} + \gamma_{2,m_0,m_1}^{mod}) + fq_{m_0,m_1})$$

[0132] En la que fq_{m_0,m_1} es la expresión cuadrática:

$$fq_{m_0,m_1} = -c_1^2 \sum_q \alpha_{qm_0,m_1} \|Z_{2qm_0,m_1}\|^2 - c_2^2 \sum_p \alpha_{pm_0,m_1} \|Z_{1pm_0,m_1}\|^2 + 2c_1c_2 \sum_{p,q} \alpha_{pm_0,m_1} \alpha_{qm_0,m_1} |Z_{1pm_0,m_1}^* Z_{2qm_0,m_1}|$$

que puede interpretarse como un criterio de bipolarización de igualdad de los módulos y de colinealidad,

5 en la que $Y_{1m_0m_1}^{var}, Y_{1m_0m_1}^{mod}, Y_{1m_0m_1}^{col}, Y_{2m_0m_1}^{var}, Y_{2m_0m_1}^{mod}, Y_{2m_0m_1}^{col}$ son los criterios de monopolarización de no variabilidad, de igualdad de los módulos y de colinealidad, respectivamente, para las subredes 1 y 2 para las hipótesis de dos frecuencias de muestreo con señales parásitas, definidos en el procedimiento descrito en el caso de monopolarización,

10 en la que $\alpha_{pm_0m_1}$ es la proporción de módulos de recepción digital unidos a la antena de índice p de la subred 1 que no funcionan ni con la frecuencia de muestreo $f_{e_{m_0}}$, ni con la frecuencia de muestreo $f_{e_{m_1}}$, y en la que $\alpha_{qm_0m_1}$ es la proporción de módulos de recepción digital unidos a la antena de índice q de la subred 2 que no funcionan ni con la frecuencia de muestreo $f_{e_{m_0}}$, ni con la frecuencia de muestreo $f_{e_{m_1}}$, en la que

15
$$Z_{1pm_0m_1} = \frac{1}{Q_{pm_0m_1}} \sum_{m \neq m_0, m_1} Y_{1pm} \text{ et } Z_{2qm_0m_1} = \frac{1}{Q_{qm_0m_1}} \sum_{m \neq m_0, m_1} Y_{2qm}.$$

20 en la que $Q_{pm_0m_1}$ es el número de módulos de recepción digital unidos a la antena de índice p que no funcionan ni con la frecuencia de muestreo $f_{e_{m_1}}$, ni con la frecuencia de muestreo $f_{e_{m_0}}$ en la subred 1, y $Q_{qm_0m_1}$ es el número de módulos de recepción digital unidos a la antena de índice q que no funcionan ni con la frecuencia de muestreo $f_{e_{m_0}}$, ni con la frecuencia de muestreo $f_{e_{m_1}}$ en la subred 2,

en la que $R_{m_0m_1}$ es el número de módulos de recepción digital que funcionan con la frecuencia de muestreo $f_{e_{m_0}}$ o $f_{e_{m_1}}$ en cada subred,

25 en la que c_1 (resp. c_2) representa la ganancia de la subred 1 (resp. 2) en la polarización de la señal incidente.

[0133] El vector $\begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \end{pmatrix}$ se estima entonces mediante el vector propio asociado a λ_0 .

[0134] En una primera realización, el procedimiento incluye las deducciones siguientes:

30 si $\hat{\Gamma}_0 = \text{máx} (\hat{\Gamma}_0, \hat{\Gamma}_{m_0}, \hat{\Gamma}_{m_0, m_1})$, entonces existe ausencia de señal parásita (hipótesis H_0)

si existe \hat{m}_0 tal que $\hat{\Gamma}_0 = \text{máx} (\hat{\Gamma}_0, \hat{\Gamma}_{m_0}, \hat{\Gamma}_{m_0, m_1})$ entonces hay una única frecuencia de muestreo con señales parásitas, y esta frecuencia de muestreo es \hat{m}_0 (hipótesis $H_{\hat{m}_0}$).

35 si existe un par \hat{m}_0, \hat{m}_1 tal que $\hat{\Gamma}_{\hat{m}_0, \hat{m}_1} = \text{máx} (\hat{\Gamma}_0, \hat{\Gamma}_{m_0}, \hat{\Gamma}_{m_0, m_1})$, entonces hay dos frecuencias de muestreo con señales parásitas, y estas frecuencias son \hat{m}_0 y \hat{m}_1 (hipótesis $H_{\hat{m}_0, \hat{m}_1}$).

[0135] En una segunda realización, el procedimiento incluye una etapa de cálculo de:

$$\tilde{\Gamma}_0 = \tilde{\Gamma}_0$$

40
$$\tilde{\Gamma}_1 = \text{máx}_{m_0=1, \dots, M} (\tilde{\Gamma}_{m_0})$$

$$\tilde{\Gamma}_2 = \text{máx}_{\substack{m_0=1, \dots, M \\ m_1=1, \dots, M \\ m_0 \neq m_1}} (\tilde{\Gamma}_{m_0, m_1})$$

45 en la que:

- $\tilde{\Gamma}_0$ representa la hipótesis «ausencia de señal parásita». Esta hipótesis se denomina H_0 ;
- $\tilde{\Gamma}_1$ representa la mejor de las hipótesis de una frecuencia de muestreo con señales parásitas H_{m_0} , denominada H_1 , y
- $\tilde{\Gamma}_2$ representa la mejor de las hipótesis de dos frecuencias de muestreo con señales parásitas H_{m_0, m_1} , denominada H_2 .

en esta segunda realización, el procedimiento incluye también la determinación de la mejor hipótesis entre H_0 , H_1 , H_2 , de modo que la elegida es:

- 5 H_0 , si su densidad logarítmica aproximada \tilde{T}_0 cumple la prueba de adecuación a su distribución gaussiana supuesta (véase el caso de monopolarización),
 En caso contrario, H_1 , si su densidad logarítmica aproximada limitada a los canales sin señales parásitas \tilde{T}_1 cumple la prueba de adecuación a su distribución gaussiana supuesta (véase el caso de monopolarización),
 10 En caso contrario, H_2 , si la densidad logarítmica aproximada limitada a los canales sin señales parásitas \tilde{T}_2 cumple la prueba de adecuación a su distribución gaussiana supuesta (véase el caso de monopolarización),
 En caso contrario, hay más de dos frecuencias de muestreo que tienen señales parásitas.

- El número de frecuencias de muestreo total M es superior o igual a 3, y el procedimiento determina la situación de interferencia por señales parásitas entre todas las hipótesis: ninguna frecuencia de muestreo con señales parásitas, una frecuencia de muestreo con señales parásitas, etc., hasta $M - 2$ frecuencias de muestreo con señales parásitas.
 15 - Las señales tratadas son reales o complejas.
 - El procedimiento funciona en modo degradado si la resolución ΔF no es idéntica para todas las retículas.

20 **[0136]** A continuación se describe un ejemplo de implementación más detallada.

[0137] La figura 8 ilustra la arquitectura de un interferómetro 10 en el caso particular de una frecuencia de muestreo por antena.

25 **[0138]** La subred 1 comprende P antenas $A_{1,1}, \dots, A_{1,P}$, de banda muy ancha, seguidas cada una de una cadena de recepción $CR_{1,1}, \dots, CR_{1,P}$. La subred 2 comprende P antenas $A_{2,1}, \dots, A_{2,P}$, de banda muy ancha, seguidas cada una de una cadena de recepción $CR_{2,1}, \dots, CR_{2,P}$. En el caso general P es un número entero superior o igual a 2.

[0139] El procedimiento propuesto se aplica también al caso $P = 1$.

30 **[0140]** Se supone que las antenas de las dos subredes tienen diagramas idénticos dos a dos, con la polarización aproximada. Las dos subredes pueden ser o no colocalizadas.

[0141] En lo sucesivo, el índice p (respectivamente el índice q) de cada antena de la subred 1 (respectivamente de la subred 2) es un número entero comprendido entre 1 y P , que sirve también de referencia para todos los elementos que están relacionados con él, medios materiales, medidas y magnitudes diversas calculadas.

[0142] Los centros de fase de las antenas pueden estar distribuidos en el espacio. La distribución espacial de las antenas A_{11}, A_{1P} y A_{21}, \dots, A_{2P} , se define para asegurar una precisión y una tasa de ambigüedades angular especificada.
 40

[0143] Detrás de cada antena, un filtro analógico selecciona una banda muy ancha $[f_{min}, f_{max}]$.

[0144] Para una señal de banda estrecha emitida por una fuente en el infinito, la señal suministrada por la
 45 antena de índice p de la subred 1 posee la expresión siguiente:

$$s_{1p}(t) = c_{1p} a(t) \cos(2\pi f t + \Phi(t) + \varphi_{1p}(\theta, \lambda)) + b_{1p}(t)$$

- c_{1p} es un número real que representa la ganancia de la antena p en la polarización y la dirección de llegada de la
 50 señal incidente.
- f es la frecuencia portadora de la señal incidente comprendida en la banda de recepción; $f=c\lambda$ en la que c es la velocidad de la luz y λ la longitud de onda.
- $a(t)$ y $\Phi(t)$ son las modulaciones de la señal incidente;
- $\varphi_{1p}(\theta, \lambda)$ es la suma del desfase interferométrico de la señal incidente en el centro de fase M_p de la antena

55 considerada con respecto a un punto de referencia O , $\varphi_{1p}(\theta, \lambda) = \frac{2\pi}{\lambda} \overrightarrow{OM_p} \cdot \vec{u}(\theta)$ en la que $\vec{u}(\theta)$ es el vector unitario dirigido en la dirección de llegada de la señal incidente θ , objeto principal del interferómetro, y de la fase de la ganancia compleja de la antena en la dirección de la señal incidente;

- $b_{1p}(t)$ es el ruido térmico de las cadenas de recepción, supuestamente gaussiano e independiente entre cadenas de recepción, y de densidad espectral uniforme e idéntica para todas las cadenas de recepción;

60

[0145] Asimismo en la subred 2:

$$s_{2q}(t) = c_{2q}a(t) \cos(2\pi ft + \Phi(t) + \varphi_{2q}(\theta, \lambda)) + b_{2q}(t)$$

• $c_{2,q}$ es un número real que representa la ganancia de la antena q en la polarización y la dirección de llegada de la señal incidente.

5 • $\varphi_{2q}(\theta, \lambda)$ es la fase interferométrica de la señal incidente en el centro de fase M_q de la antena considerada con respecto

$$\varphi_{2q}(\theta, \lambda) = \frac{2\pi}{\lambda} \overrightarrow{OM}_q \cdot \vec{u}(\theta)$$

a un punto de referencia O , en el que $\vec{u}(\theta)$ es el vector unitario dirigido en la dirección de llegada de la señal incidente θ , objeto principal del interferómetro;

• $b_{2q}(t)$ es el ruido térmico de las cadenas de recepción, supuestamente gaussiano e independiente entre cadenas de recepción, y de densidad espectral uniforme e idéntica para todas las cadenas de recepción;

10

[0146] Cada cadena de recepción $CR_{1,1}, \dots, CR_{1,P}$ (respectivamente $CR_{2,1}, \dots, CR_{2,P}$) está constituida por una parte estrictamente analógica que se sigue de al menos un módulo de recepción digital 20 que comprende un módulo de conversión analógico-digital 22 asociado a una frecuencia de muestreo 24 seguido de un módulo de tratamiento digital de la señal 26.

15

[0147] El módulo de conversión analógico-digital 22 es capaz de efectuar un muestreo de la señal a la frecuencia de muestreo 24.

20

[0148] La frecuencia de muestreo 24 es tal que la banda de recepción de la señal analógica no está contenida en una única zona de Nyquist. La frecuencia de muestreo 24 es inferior, incluso muy inferior, a la frecuencia de Nyquist, pero se mantiene claramente por encima de la extensión espectral de las señales de interés. Así, el espectro de las señales de interés se conserva, pero trasladado en una posible magnitud que depende de la frecuencia de muestreo.

25

[0149] Un módulo de tratamiento digital de la señal 26 es capaz de efectuar un análisis espectral de la señal convertida en digital, con una transformada de Fourier discreta (TFD) ponderada.

30

[0150] El interferómetro 10 incluye también una unidad de cálculo 28 que recoge las medidas obtenidas en salida de cada módulo de tratamiento digital de la señal 26, y capaz de obtener la dirección de llegada de la señal incidente en el conjunto de antenas $A_{1,1}, \dots, A_{1,P}$ y $A_{2,1}, \dots, A_{2,P}$. Esta unidad de cálculo 28 es también capaz de implementar un procedimiento de determinación de situaciones de interferencia por señales parásitas de la señal en la zona de Nyquist analizada por TFD.

35

[0151] El interferómetro 10 dispone en total de M valores de frecuencias de muestreo 24 diferentes de forma que se resuelven las ambigüedades en la frecuencia cuando se pasa de la frecuencia medida en la zona de Nyquist usada (a priori la primera) por la TFD, a la frecuencia en la banda de recepción, siendo M un número entero superior o igual a 3.

40

[0152] Una de las características del procedimiento consiste en minimizar los efectos de interferencia por señales parásitas debidos al solapamiento espectral en los rendimientos de la detección, y en mejorar los rendimientos de las otras funciones de la cadena de tratamiento (estimación de la dirección de llegada, caracterización de la señal) cuando:

• 1 frecuencia de muestreo tiene señales parásitas, si M vale 3

• 1 o 2 frecuencias de muestreo tienen señales parásitas, si M vale 4

45 • 1, 2, ..., $M - 2$ frecuencias de muestreo tienen señales parásitas, si $M > 4$.

50

[0153] Estos M valores de frecuencias de muestreo 24 se asignan a los módulos de conversión analógico-digital 22 que muestrean la señal suministrada por las cadenas de recepción, respectivamente, corriente arriba, a la frecuencia de muestreo f_{e_m} , siendo m un número entero comprendido entre 1 y M . Las frecuencias de muestreo se distribuyen de forma idéntica en las dos subredes.

[0154] Si una frecuencia de muestreo dada es asignada a un módulo de conversión analógico-digital asociado a una antena dada de una subred, lo es solo una vez.

55

[0155] En cada subred, el número de módulos de recepción digital es idéntico y toma un valor R que es como máximo igual a $P \cdot M$. En la práctica, por motivos materiales, se busca minimizar R mientras se conservan los rendimientos de goniometría del interferómetro.

60

[0156] R_m es el número de módulos de recepción digital que funcionan con la frecuencia de muestreo f_{e_m} en cada subred. También es el número de antenas asociadas a esta frecuencia de muestreo. Se observa que

$$R = \sum_{m=1}^M R_m, \text{ que todos los valores de } R_m \text{ no son necesariamente idénticos y que } R_m \leq P.$$

[0157] Q_p es el número de módulos de recepción digital que funcionan con la antena de índice p en la subred 1, $\alpha_p = \frac{Q_p}{R}$ es la proporción de estos módulos de recepción digital. Se observa que $Q_p \leq M$, que $R = \sum_{p=1}^P Q_p$ y que todos los valores de Q_p no son necesariamente idénticos.

5

[0158] Q_{p,m_0} es el número de módulos de recepción digital unidos a la antena de índice p en la subred 1, que no funcionan con la frecuencia f_{e,m_0} , $\alpha_{p,m_0} = \frac{Q_{p,m_0}}{R-R_{m_0}}$ es la proporción de estos módulos de recepción digital

[0159] Q_{p,m_0,m_1} es el número de módulos de recepción digital unidos a la antena de índice p que no funcionan ni con la frecuencia de muestreo f_{e,m_0} , ni con la frecuencia de muestreo f_{e,m_1} en la subred 1,

$\alpha_{p,m_0,m_1} = \frac{Q_{p,m_0,m_1}}{R-R_{m_0}-R_{m_1}}$ es la proporción de estos módulos de recepción digital.

[0160] Se introduce asimismo para la subred 2: $Q_q, \alpha_q, Q_{qm_0}, \alpha_{qm_0}, Q_{qm_0,m_1}, \alpha_{qm_0,m_1}$.

[0161] Los módulos de tratamiento digital de la señal 26 efectúan todos un análisis espectral por TFD deslizante de la señal que se le presenta, con el fin de obtener del mismo una representación de tiempo/frecuencia que realiza una adaptación media a la banda de las señales de interés.

[0162] La TFD de un módulo de recepción digital que trabaja con la frecuencia de muestreo $f_{e,m}$ se efectúa durante un tiempo de señal ΔT_m con un número de muestras $N_m = \Delta T_m \cdot f_{e,m}$.

[0163] Para obtener informaciones sincronas y de la misma resolución espectral en todos los canales de recepción, se impone un principio y un fin de adquisición comunes a las TFD de cada canal de recepción. Así, para todos los valores de m :

25

$$\frac{N_m}{f_{e,m}} = \Delta T_m = \Delta T = \frac{1}{\Delta F}$$

[0164] Los intervalos de tiempo analizados sucesivamente por TFD pueden ser contiguos o de recubrimiento. Si r es la tasa de recubrimiento, los intervalos de tiempo son $[i(1-r)\Delta T, i(2-r)\Delta T]$ en la que i es el índice actual del

30 tiempo del intervalo. Por ejemplo, con un recubrimiento del 50%, estos intervalos de tiempo son $\left[i \frac{\Delta T}{2}, i \frac{\Delta T}{2} + \Delta T \right]$

[0165] Si la señal de entrada de una TFD es real en N_m puntos, la salida es, en consecuencia, un espectro útil complejo, discreto en N_m puntos indexados por j comprendido entre 0 y $N_m - 1$, al paso de ΔF . Si la señal de entrada es una señal compleja obtenida después de doble demodulación en cuadratura, entonces se obtiene directamente el espectro de la señal analítica por una transformada de Fourier de N_m puntos.

[0166] Cada TFD suministra así en el tiempo una retícula de tiempo/frecuencia.

[0167] Cada TFD suministra así en el tiempo una retícula de tiempo/frecuencia. Cada celda de una retícula contiene un complejo $y_{1,p,m,i,j}$ (respectivamente $y_{2,p,m,i,j}$) indexado por el número de la subred (1 o 2), por j en frecuencia con un paso ΔF , por i en tiempo con un paso $(1-r)\Delta T$, por p (respectivamente q), índice del detector, y por m , índice de frecuencia de muestreo. La figura 9 ofrece una ilustración de lo anterior.

[0168] Finalmente el conjunto de los R TFD de los R módulos de recepción digital asociados a la subred 1 (respectivamente a la subred 2) suministran R retículas de tiempo/frecuencia de la misma resolución temporal y en frecuencia. Cada una de las retículas de tiempo/frecuencia asociadas a la subred 1 (respectivamente a la subred 2) está indicada por p , y por m (respectivamente por q , y por m) y se denota por $G_{1,p,m}$ (respectivamente $G_{2,p,m}$). Se dispone así de $2R$ retículas, de la misma resolución temporal y en frecuencia.

[0169] La banda de recepción se descompone supuestamente en K intervalos de anchura la resolución común de las TFD, ΔF . Cada intervalo se identifica por un índice k . El tratamiento elabora, fuera de línea, una tabla de correspondencia que suministra el índice j de la frecuencia en la banda de Nyquist en función del índice k de la frecuencia en la banda de recepción y del índice m de la frecuencia de muestreo, $j = j(k, m)$.

[0170] La duración del periodo de tiempo ΔT es en general más corta que la de las señales de interés, y por

tanto aparece una señal útil en varios análisis espectrales sucesivos en el tiempo.

[0171] También aparece en varios canales de frecuencia adyacentes y dado que su espectro no está centrado necesariamente en uno de los canales de la TFD, su anchura espectral puede ser superior a ΔF .

5

[0172] El resultado es que una señal útil se percibe en general, mediante análisis espectrales sucesivos en el tiempo, en la forma de un conjunto conexo de varias celdas de tiempo/frecuencias. La figura 10 ofrece una ilustración de lo anterior.

10 **[0173]** Se propone modelizar y tratar la señal recibida en dominios de tiempo/frecuencia cada uno de los cuales corresponde a un intervalo limitado de tiempo (normalmente la duración de algunas TFD) y de frecuencia (normalmente algunos canales).

[0174] La banda $[f_{min}, f_{máx}]$ se descompone en intervalos en frecuencia, solapados o no, de anchura $L_2\Delta F$, siendo L_2 un número entero natural. Asimismo, el eje temporal se descompone en intervalos, solapados o no, de duración $L_1(1-r)\Delta T$, siendo L_1 un número entero natural. Para cada dominio de tiempo/frecuencia así obtenido, la tabla de correspondencia permite extraer un conjunto de $L = L_1 \times L_2$ celdas de tiempo/frecuencias conexas, denominado ventana, para cada uno de los R canales de recepción de la subred 1 y para cada uno de los R canales de recepción de la subred 2.

20

[0175] El tratamiento analiza a continuación todos los dominios de tiempo/frecuencia independientemente unos de otros.

[0176] Se elige arbitrariamente un orden de lectura de las celdas y de forma idéntica para todas las ventanas, por ejemplo, en primer lugar en el eje de las frecuencias, y a continuación en el eje del tiempo. El conjunto de las L medidas de cada ventana forma un vector, denominado vector de medidas, que puede ser indexado por el índice de subred (1 o 2), por p , el número de detector, m , el número de la frecuencia de muestreo, i' y j' en el que i' y j' se eligen entre los índices i y j de las celdas de la ventana, de manera arbitraria pero idéntica para todas las ventanas. Por ejemplo, i' y j' pueden elegirse iguales al índice i y al índice j de la celda superior izquierda. Este vector se denota por $Y_{1,pmi'j'}$ para la subred 1, e $Y_{2,qmi'j'}$ para la subred 2.

30

[0177] Con las convenciones tomadas como ejemplo, y con, por ejemplo, $L_1 = 2$ y $L_2 = 3$ el vector $Y_{1,pmi'j'}$ es igual a:

35
$$Y_{1,p,m,i',j'} = (Y_{1,p,m,i',j'} \quad Y_{1,p,m,i',j'+1} \quad Y_{1,p,m,i',j'+2} \quad Y_{1,p,m,i'+1,j'} \quad Y_{1,p,m,i'+1,j'+1} \quad Y_{1,p,m,i'+1,j'+2})^T$$

[0178] En la que T es el operador de transposición.

[0179] Para simplificar la escritura, un vector $Y_{1,pmi'j'}$ (respectivamente $Y_{2,qmi'j'}$) se denotará en lo sucesivo sencillamente como $Y_{1,pm}$ (respectivamente $Y_{2,qm}$), entendiéndose que las ventanas que intervienen en el tratamiento corresponden todas a un mismo dominio de tiempo/frecuencia y que todos los dominios de tiempo/frecuencia son tratados de manera idéntica e independientemente unos de otros.

[0180] Para dos frecuencias de muestreo diferentes, los valores de i' son diferentes, y las posiciones en frecuencia de las ventanas son, por tanto, diferentes. La figura 11 ofrece la ilustración de lo anterior.

[0181] En una variante del tratamiento, una etapa de detección previa permite reducir la cantidad de cálculos, eliminando los dominios de tiempo/frecuencia que no contienen señal útil. Este tratamiento de detección previa consiste, por ejemplo, en calcular, para cada dominio de tiempo/frecuencia, la suma cuadrática de los módulos de los

50 $2R$ vectores que corresponden a este dominio de tiempo/frecuencia, $\sum_{p,m} (\|Y_{1,pm}\|^2 + \|Y_{2,pm}\|^2)$, y a continuación en comparar el valor obtenido con un umbral predefinido. El umbral en cuestión está ajustado para una tasa de falsa alarma bastante elevada, de forma que se garantice que ningún dominio de tiempo/frecuencia que contenga la señal útil sea eliminado por error, de manera que la probabilidad de falsa alarma final está asegurada por la etapa de detección propiamente dicha.

55

[0182] En el marco del dispositivo de recepción radioeléctrica descrito anteriormente, debe observarse el papel desempeñado por una función de determinación, para dos vectores de medidas dados en las dos subredes ($Y_{1,pm}$, $Y_{2,qm}$), de la situación de interferencia por señales parásitas (ausencia de señales parásitas, o interferencia por señales parásitas, y cuáles son las frecuencias de muestreo con señales parásitas). Esta función de determinación considera los casos de interferencia por señales parásitas siguientes:

60

- Ninguna frecuencia de muestreo tiene señales parásitas, hipótesis designada por H_0 ;
- Presencia de una señal parásita (o más) en una de las frecuencias de muestreo $m_0(m_0 \in [1, M])$, es decir, M hipótesis

designadas por H_{m_0} ($m_0 \in [1, M]$);

- Presencia de una señal parásita (o más) en una segunda frecuencia de muestreo m_1 , diferente de m_0 , es decir, $M(M-1)/2$ hipótesis designadas por $H_{m_0 m_1}$ ($m_0 \in [1, M], m_1 \in [1, M], m_0 \neq m_1$).

5 **[0183]** Se propone modelizar las medidas de la forma siguiente en H_0 :

$$\begin{cases} Y_{1pm} = c_1 A e^{i\varphi_{1p}} + V_{1pm} \\ Y_{2qm} = c_2 A e^{i\varphi_{2q}} + V_{2qm} \end{cases}$$

10 **[0184]** En la que las dos subredes se designan, respectivamente, por el índice 1 y 2.

[0185] En la que φ_{1p} es el desfase interferométrico de la señal recibida por la antena p, con respecto a una referencia, en la subred 1, y φ_{2q} es el desfase interferométrico de la señal recibida por la antena q, con respecto a una referencia, en la subred 2.

15 **[0186]** En la que c_1 (resp. c_2) es un coeficiente sin dimensión denominado ganancia de la subred 1 (resp. 2) en la polarización de la señal incidente. Se puede suponer que c_1 y c_2 son números reales positivos, lo que lleva a integrar su fase en las fases interferométricas φ_p y φ_q .

20 **[0187]** En la que A es un vector complejo que representa la señal útil.

[0188] En la que V_{1pm} (resp. V_{2pm}) es el vector del ruido térmico en la subred 1 (resp. 2). Los V_{1pm} (resp. V_{2pm}) son muestras de una variable aleatoria vectorial gaussiana compleja centrada. Estas muestras son independientes de un p (resp. q) al otro y tienen una covarianza supuesta común y aproximadamente igual a $2\sigma^2 I_L$ en las que I_L es la matriz identidad de tamaño $L \times L$. Para un mismo p (resp. q) y para dos m diferentes también se puede suponer que existe independencia de los V_{1pm} (resp. V_{2pm}) ya que solo el ruido extraído en la anchura del filtro de la TFD cerca de la frecuencia verdadera de la señal es común.

[0189] Este modelo es válido para una onda plana (fuente supuesta en el infinito) y para una señal útil de banda estrecha.

30 **[0190]** En cada subred, las medidas se consideran, por tanto, con la hipótesis H_0 , como variables aleatorias complejas independientes vectoriales gaussianas de media $c_1 A e^{i\varphi_p}$ en la que $c_2 A e^{i\varphi_q}$ y de covarianza $2\sigma^2 I_L$. Este modelo es independiente de la forma de onda de las señales.

35 **[0191]** En algunos muestreos, es posible medir, además de la señal útil, una o varias señales parásitas presentes durante el mismo periodo de tiempo de análisis espectral, pero cuya suma o la diferencia de frecuencias en la banda de recepción tienen valores múltiplos de la frecuencia de muestreo.

40 **[0192]** Cuando hay presencia de una señal parásita a una frecuencia de muestreo indicada por m_0 (es decir, cuando se está en la hipótesis H_{m_0}), el vector de medidas Y_{1pm_0} medido en el canal p de la subred 1 a la frecuencia de muestreo m_0 y el vector de medidas Y_{2qm_0} medido en el canal q de la subred 2 y a la frecuencia de muestreo m_0 se escriben entonces, generalizando el modelo anterior:

$$\begin{cases} Y_{1pm_0} = c_1 A e^{i\varphi_{1p}} + c_{11} B e^{i\psi_{1p}} + V_{1pm_0} \\ Y_{2qm_0} = c_2 A e^{i\varphi_{2q}} + c_{21} B e^{i\psi_{2q}} + V_{2qm_0} \end{cases}$$

45 en los que B es un vector complejo de dimensión L que representa la señal parásita, y ψ_{1p} (resp. ψ_{2q}) el desfase interferométrico de esta señal parásita para el detector p (resp. q) de la subred 1 (resp. 2).

[0193] Si dos señales parásitas están presentes en dos frecuencias de muestreo m_0 y m_1 diferentes (es decir, cuando se está en una de las hipótesis $H_{m_0 m_1}$), se generaliza aún más:

$$\begin{cases} Y_{1pm_1} = c_1 A e^{i\varphi_{1p}} + c_{12} B' e^{i\psi'_{1p}} + V_{1pm_1} \\ Y_{2qm_1} = c_2 A e^{i\varphi_{2q}} + c_{22} B' e^{i\psi'_{2q}} + V_{2qm_1} \end{cases}$$

55 **[0194]** Según la teoría de decisiones, es preciso calcular el valor tomado por las densidades de probabilidad que representan cada una de las hipótesis para las medidas observadas, y a continuación elegir la hipótesis que maximiza este valor. Esta estrategia minimiza la probabilidad de error en la hipótesis de que todas las situaciones son

equiprobables.

[0195] Las dificultades son el número de parámetros desconocidos (los parámetros de la red c_1, c_2 , los parámetros de la señal útil $A, (\varphi_{1p}, \varphi_{2q})$, los parámetros de la primera señal parásita $c_{11}, c_{21}, B, \psi_{1p}, \psi_{2q}$ y opcionalmente los parámetros de la segunda señal parásita) y la complejidad de los cálculos que se desprende si se quiere aplicar el procedimiento clásico, que consiste en sustituir los parámetros desconocidos por su estimación en el sentido del máximo de verosimilitud (Máximo de Verosimilitud Generalizado).

[0196] Para reducir el número de parámetros desconocidos del modelo físico anterior, se propone usar, para describir las medidas con señales parásitas, un modelo estadístico simplificado. En este modelo, las medidas con señales parásitas se representan por vectores complejos de dimensión L , en los que las componentes de estos vectores son muestras independientes de una variable aleatoria compleja centrada en componentes real e imaginaria independientes y distribuidas uniformemente en un intervalo de anchura \sqrt{C} de tal manera que la densidad de probabilidad de las medidas será $(1/C)^L$. Este modelo se aplica para un número cualquiera de señales parásitas por frecuencia de muestreo.

[0197] Como resultado de esta simplificación, en la hipótesis de que solo un muestreo tiene señales parásitas (se denominará m_0 a este muestreo y H_{m_0} a esta hipótesis), se puede escribir la densidad de probabilidad como el producto de las densidades de probabilidad de las medidas en el conjunto de los detectores y de los muestreos:

$$p_{m_0}(Z_{1p}, Z_{2q}, A, \text{les } \varphi_{1p}, \text{les } \varphi_{2q}) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{2pL}} \left(\frac{2\pi\sigma^2}{C}\right)^{2R_{m_0}L} \times \exp\left[\frac{-1}{2\sigma^2} \sum_{p, m \neq m_0} \|Y_{1pm_0} - c_1 A e^{i\varphi_{1p}}\|^2\right] \times \exp\left[\frac{-1}{2\sigma^2} \sum_{q, m \neq m_0} \|Y_{2qm_0} - c_2 A e^{i\varphi_{2q}}\|^2\right]$$

[0198] La técnica habitual consiste en sustituir los parámetros desconocidos (A y los φ_{1p} , los φ_{2q}) por su estimación en el sentido del máximo de verosimilitud en cada hipótesis. Al ser los cálculos demasiado complicados en lo que se refiere a los φ_{1p} y los φ_{2q} , el solicitante propone sustituir la densidad de probabilidad por medio de un mayorante y seleccionar la hipótesis cuyo mayorante de la densidad de probabilidad es máximo.

[0199] El procedimiento propone así seleccionar la hipótesis cuyo mayorante de la densidad de probabilidad es máximo. Después de la aplicación de la función logaritmo, y a continuación la supresión del término $2RL \ln(2\pi\sigma^2)$ que es común a todas las hipótesis, se obtiene el criterio para maximizar:

$$\hat{I}_{m_0} = 2R_{m_0}L \ln\left(\frac{2\pi\sigma^2}{C}\right) + \lambda_{m_0}$$

[0200] λ_{m_0} es el valor propio máximo de la matriz asociada a la forma cuadrática con la limitación $c_1^2 + c_2^2 = 1$:

$$FQ_{m_0} = \frac{1}{2\sigma^2} K_{0,m_0} + \frac{R - R_{m_0}}{2\sigma^2} (K_{1,m_0} c_1^2 + K_{2,m_0} c_2^2 + K_{12,m_0} c_1 c_2)$$

cuyos coeficientes $K_{0,m_0}, K_{1,m_0}, K_{2,m_0}, K_{12,m_0}$ vienen dados por:

$$K_{0,m_0} = \gamma_{1,m_0}^{var} + \gamma_{2,m_0}^{var}$$

$$K_{1,m_0} = \gamma_{1,m_0}^{mod} + \gamma_{1,m_0}^{col} - \sum_q \alpha_{qm_0} \|Z_{2qm_0}\|^2$$

$$K_{2,m_0} = \gamma_{2,m_0}^{mod} + \gamma_{2,m_0}^{col} - \sum_p \alpha_{pm_0} \|Z_{1pm_0}\|^2$$

$$K_{12,m_0} = \gamma_{12m_0} = 2 \sum_{p,q} \alpha_{pm_0} \alpha_{qm_0} |Z_{1pm_0}^* Z_{2qm_0}|$$

[0201] En los que $\gamma_{1m_0}^{var}, \gamma_{1m_0}^{mod}, \gamma_{1m_0}^{col}, \gamma_{2m_0}^{var}, \gamma_{2m_0}^{mod}, \gamma_{2m_0}^{col}$ son los criterios de monopolarización de no 5 variabilidad, de igualdad de los módulos y de colinealidad, para la subred 1 y la subred 2 respectivamente.

[0202] Y en los que Z_{1pm_0} representa la media de los Y_{1pm_0} , en todos los muestreos de la antena p , salvo en el muestreo supuestamente con señales parásitas m_0 :

$$Z_{1pm_0} = \frac{1}{Q_{pm_0}} \sum_{m \neq m_0} Y_{1pm}$$

10 **[0203]** Asimismo, para la subred 2: $Z_{2qm_0} = \frac{1}{Q_{qm_0}} \sum_{m \neq m_0} Y_{2qm}$

[0204] El vector $\begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \end{pmatrix}$ se estima entonces por medio del vector propio asociado a λ_{m_0} .

[0205] FQ_{m_0} puede reescribirse en la forma:

$$FQ_{m_0} = \frac{1}{2\sigma^2} (\gamma_{1,m_0}^{var} + \gamma_{2,m_0}^{var}) + \frac{R - R_{m_0}}{2\sigma^2} (c_1^2 (\gamma_{1,m_0}^{col} + \gamma_{1,m_0}^{mod}) + c_2^2 (\gamma_{2,m_0}^{col} + \gamma_{2,m_0}^{mod}) + f_{q_{m_0}})$$

[0206] En la que $f_{q_{m_0}}$ es la expresión cuadrática:

$$f_{q_{m_0}} = -c_1^2 \sum_q \alpha_{qm_0} \|Z_{2qm_0}\|^2 - c_2^2 \sum_p \alpha_{pm_0} \|Z_{1pm_0}\|^2 + 2c_1 c_2 \sum_{p,q} \alpha_{pm_0} \alpha_{qm_0} |Z_{1pm_0}^* Z_{2qm_0}|$$

20

[0207] El término $f_{q_{m_0}}$ puede interpretarse como un criterio de bipolarización de igualdad de los módulos y de colinealidad.

25 **[0208]** El término λ_{m_0} que proviene de canales supuestamente sin señales parásitas, que es creciente en función de R_{m_0} , favorece la eliminación de un máximo de canales de recepción. Es el mayorante buscado para la densidad de probabilidad logarítmica de las medidas que provienen de canales sin señales parásitas. El término

$$R_{m_0} L \ln \left(\frac{2\pi\sigma^2}{C} \right)$$

30 que proviene de canales con señales parásitas, y que es negativo o nulo cuando $2\pi\sigma^2 < C$, es necesario para elegir la hipótesis correcta. Este término desempeña el papel de una penalización para las hipótesis en las que se eliminan canales de recepción. La determinación del coeficiente C se ha explicado anteriormente.

[0209] En el caso de las hipótesis de tipo H_{m_0, m_1} (una señal parásita o más presente en la frecuencia de muestreo m_0 y una señal parásita o más presente en la frecuencia de muestreo m_1), el criterio se convierte en:

$$\hat{F}_{m_0 m_1} = 2R_{m_0 m_1} L \ln \left(\frac{2\pi\sigma^2}{C} \right) + \lambda_{m_0 m_1}$$

35 en la que $R_{m_0 m_1}$ es el número de módulos de recepción que funcionan con la frecuencia $f_{e_{m_0}}$ o con la frecuencia $f_{e_{m_1}}$ ($R_{m_0, m_1} = R_{m_0} + R_{m_1}$)
en la que $\lambda_{m_0 m_1}$ es el valor propio máximo de la forma cuadrática en (c_1, c_2) con la limitación $c_1^2 + c_2^2 = 1$:

$$FQ_{m_0 m_1} = \frac{1}{2\sigma^2} K_{0, m_0 m_1} + \frac{R - R_{m_0 m_1}}{2\sigma^2} (K_{1, m_0 m_1} c_1^2 + K_{2, m_0 m_1} c_2^2 + K_{12, m_0 m_1} c_1 c_2)$$

40

[0210] Cuyos coeficientes están definidos por:

$$K_{0, m_0 m_1} = \gamma_{1, m_0 m_1}^{var} + \gamma_{2, m_0 m_1}^{var}$$

$$K_{1,m_0m_1} = \gamma_{1,m_0m_1}^{\text{mod}} + \gamma_{1,m_0m_1}^{\text{col}} - \sum_q \alpha_{qm_0m_1} \|Z_{2qm_0m_1}\|^2$$

$$K_{2,m_0m_1} = \gamma_{2,m_0m_1}^{\text{mod}} + \gamma_{2,m_0m_1}^{\text{col}} - \sum_p \alpha_{pm_0m_1} \|Z_{1pm_0m_1}\|^2$$

$$K_{12,m_0m_1} = \gamma_{12,m_0m_1} = 2 \sum_{p,q} \alpha_{pm_0m_1} \alpha_{qm_0m_1} |Z_{1pm_0m_1}^* Z_{2qm_0m_1}|$$

5

en los que $\gamma_{1m_0m_1}^{\text{var}}, \gamma_{1m_0m_1}^{\text{mod}}, \gamma_{1m_0m_1}^{\text{col}}, \gamma_{2m_0m_1}^{\text{var}}, \gamma_{2m_0m_1}^{\text{mod}}, \gamma_{2m_0m_1}^{\text{col}}$ son los criterios de monopolarización de no variabilidad, de igualdad de los módulos y de colinealidad, respectivamente, para las subredes 1 y 2 para las hipótesis de dos frecuencias de muestreo con señales parásitas (véase sección anterior).

10

[0211] En los que $Z_{1pm_0m_1}$ es la media de los Y_{1pm} en todos los muestreos de la antena p de la subred 1, salvo

en los muestreos supuestamente con señales parásitas: $Z_{1pm_0m_1} = \frac{1}{Q_{pm_0m_1}} \sum_{m \neq m_0} Y_{1pm}$ y $Z_{2qm_0m_1}$ es la media de los Y_{2qm} en todos los muestreos de la antena p de la subred 2, salvo en los muestreos supuestamente con señales

parásitas: $Z_{2qm_0m_1} = \frac{1}{Q_{qm_0m_1}} \sum_{m \neq m_0, m_1} Y_{2qm}$.

15

[0212] El vector $\begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \end{pmatrix}$ se estima entonces por medio del vector propio asociado a $\lambda_{m_0m_1} \cdot FQ_{m_0m_1}$ puede reescribirse en la forma:

$$FQ_{m_0m_1} = \frac{1}{2\sigma^2} (\gamma_{1,m_0m_1}^{\text{var}} + \gamma_{2,m_0m_1}^{\text{var}}) + \frac{R - R_{m_0m_1}}{2\sigma^2} (c_1^2 (\gamma_{1,m_0m_1}^{\text{col}} + \gamma_{1,m_0m_1}^{\text{mod}}) + c_2^2 (\gamma_{2,m_0m_1}^{\text{col}} + \gamma_{2,m_0m_1}^{\text{mod}}) + fq_{m_0m_1})$$

20

En la que $fq_{m_0m_1}$ es la expresión cuadrática:

$$fq_{m_0m_1} = -c_1^2 \sum_q \alpha_{qm_0m_1} \|Z_{2qm_0m_1}\|^2 - c_2^2 \sum_p \alpha_{pm_0m_1} \|Z_{1pm_0m_1}\|^2 + 2c_1c_2 \sum_{p,q} \alpha_{pm_0m_1} \alpha_{qm_0m_1} |Z_{1pm_0m_1}^* Z_{2qm_0m_1}|$$

25

[0213] El término $fq_{m_0m_1}$ puede interpretarse como un criterio de bipolarización de igualdad de los módulos y de colinealidad.

30

[0214] El término $\lambda_{m_0m_1}$ que proviene de canales supuestamente sin señales parásitas, que es creciente en función de $R_{m_0m_1}$, favorece la eliminación de un máximo de canales de recepción. Es el mayorante buscado para la densidad de probabilidad logarítmica de las medidas que provienen de canales sin señales parásitas. El término

$2R_{m_0m_1} L \ln\left(\frac{2\pi\sigma^2}{C}\right)$ que proviene de canales con señales parásitas, y que es negativo o nulo cuando $2\pi\sigma^2 < C$, es necesario para elegir la hipótesis correcta. Este término desempeña el papel de una penalización para las hipótesis en las que se eliminan canales de recepción. La determinación del coeficiente C se ha explicado anteriormente.

35

[0215] En el caso de la hipótesis H_0 (ninguna señal parásita presente), el criterio se convierte en: $\hat{T}_0 = \lambda_0$ en la que λ_0 es el valor propio máximo de la forma cuadrática en (c_1, c_2) con la limitación $c_1^2 + c_2^2 = 1$:

$$FQ_0 = \frac{1}{2\sigma^2} K_{0,0} + \frac{R}{2\sigma^2} (K_{1,0}c_1^2 + K_{2,0}c_2^2 + K_{12,0}c_1c_2)$$

[0216] Cuyos coeficientes están definidos por:

5

$$K_{0,m_0m_1} = \gamma_{1,m_0m_1}^{var} + \gamma_{2,m_0m_1}^{var}$$

$$K_{1,m_0m_1} = \gamma_{1,m_0m_1}^{mod} + \gamma_{1,m_0m_1}^{col} - \sum_q \alpha_{qm_0m_1} \|Z_{2qm_0m_1}\|^2$$

$$K_{2,m_0m_1} = \gamma_{2,m_0m_1}^{mod} + \gamma_{2,m_0m_1}^{col} - \sum_p \alpha_{pm_0m_1} \|Z_{1pm_0m_1}\|^2$$

10

$$K_{12,m_0m_1} = \gamma_{12m_0m_1} = 2 \sum_{p,q} \alpha_{pm_0m_1} \alpha_{qm_0m_1} |Z_{1pm_0m_1}^* Z_{2qm_0m_1}|$$

[0217] En los que $\gamma_{10}^{var}, \gamma_{10}^{mod}, \gamma_{10}^{col}, \gamma_{20}^{var}, \gamma_{20}^{mod}, \gamma_{20}^{col}$ son los criterios de monopolarización de no variabilidad, de igualdad de los módulos y de colinealidad, respectivamente, para las subredes 1 y 2 para la hipótesis «ninguna señal parásita presente» (véase el caso de monopolarización).

[0218] Y en los que Z_{1p} es la media de los vectores Y_{1pm} en todos los muestreos de la antena p de la subred 1:

$$Z_{1p} = \frac{1}{Q_p} \sum_{m \neq m_0} Y_{1,pm}$$

, y en los que Z_{2q} es la media de los vectores Y_{2qm} en todos los muestreos de la antena q de

20 la subred 2:

$$Z_{2q} = \frac{1}{Q_q} \sum_{m \neq m_0} Y_{2,qm}$$

[0219] El vector $\begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \end{pmatrix}$ se estima entonces mediante el vector propio asociado a λ_0 .

[0220] FQ_0 puede reescribirse en la forma:

25

$$FQ_0 = \frac{1}{2\sigma^2} (\gamma_{1,0}^{var} + \gamma_{2,0}^{var}) + \frac{R}{2\sigma^2} (c_1^2 (\gamma_{1,0}^{col} + \gamma_{2,0}^{mod}) + c_2^2 (\gamma_{2,0}^{col} + \gamma_{2,0}^{mod}) + f_{q0})$$

[0221] En la que f_{q0} es la expresión cuadrática:

30

$$f_{q0} = -c_1^2 \sum_q \alpha_q \|Z_{2q}\|^2 - c_2^2 \sum_p \alpha_p \|Z_{1p}\|^2 + 2c_1c_2 \sum_{p,q} \alpha_p \alpha_q |Z_{1p}^* Z_{2q}|$$

[0222] El término f_{q0} puede interpretarse como un criterio de bipolarización de igualdad de los módulos y de colinealidad.

35 [0223] En una primera realización se busca el máximo de $\hat{\Gamma}_0, \hat{\Gamma}_{m_0, m_0 \in [1, M]}, \hat{\Gamma}_{m_0, m_1, m_0 \in [1, M]} m_1 \in [1, M], m_0 \neq m_1$ y después se determinan las frecuencias de muestreo con señales parásitas como se describe en el caso de monopolarización.

si $\hat{\Gamma}_0 = \max(\hat{\Gamma}_0, \hat{\Gamma}_{m_0}, \hat{\Gamma}_{m_0, m_1})$, entonces hay ausencia de señales parásitas (hipótesis H_0).

40

si existe \hat{m}_0 tal que $\hat{\Gamma}_{\hat{m}_0} = \max(\hat{\Gamma}_0, \hat{\Gamma}_{m_0}, \hat{\Gamma}_{m_0, m_1})$, entonces hay una sola frecuencia de muestreo con señales

parásitas, y esta frecuencia de muestreo es \hat{m}_0 (hipótesis $H_{\hat{m}_0}$).

si existe un par \hat{m}_0, \hat{m}_1 tal que $\hat{\Gamma}_0 = \max(\hat{\Gamma}_0, \hat{\Gamma}_{m_0}, \hat{\Gamma}_{m_0, m_1})$, entonces hay dos frecuencias de muestreo con señales parásitas, y estas frecuencias son \hat{m}_0 y \hat{m}_1 (hipótesis $H_{\hat{m}_0, \hat{m}_1}$)

- 5 **[0224]** En una segunda realización, como se describe en el caso de monopolarización, se calculan las tres magnitudes siguientes:

$$\tilde{\Gamma}_0 = \tilde{\Gamma}_0, \tilde{\Gamma}_1 = \max_{m_0=1, \dots, M}(\tilde{\Gamma}_{m_0}), \tilde{\Gamma}_2 = \max_{\substack{m_0=1, \dots, M \\ m_1=1, \dots, M \\ m_0 \neq m_1}}(\tilde{\Gamma}_{m_0, m_1})$$

- 10 $\tilde{\Gamma}_0$ representa la hipótesis «ausencia de señal parásita» (hipótesis H_0).
 $\tilde{\Gamma}_1$ representa la mejor de las hipótesis de una frecuencia de muestreo con señales parásitas H_{m_0} . Esta hipótesis se denomina H_1 .
 $\tilde{\Gamma}_2$ representa la mejor de las hipótesis de dos frecuencias de muestreo con señales parásitas H_{m_0, m_1} . Esta hipótesis se denomina H_2 .

- 15 **[0225]** Después, en esta realización, como en el caso de monopolarización, se examinan sucesivamente los $\tilde{\Gamma}_{k, k=0, 1, 2}$ y se selecciona el primer $\tilde{\Gamma}_k$ cuya adecuación a su distribución gaussiana supuesta es superior a un umbral elegido. La hipótesis buscada es la hipótesis H_k correspondiente. Si ninguno es adecuado para su distribución, significa que el número de frecuencias de muestreo con señales parásitas es superior a dos.

- 20 **[0226]** Para las hipótesis H_1 y H_2 , las frecuencias de muestreo que originan la interferencia por señales parásitas son determinadas, respectivamente, por:

$$\hat{m}_0 = \underset{m_0=1, \dots, M}{\text{Argmáx}} \left(\lambda_{m_0} + R_{m_0} L \cdot \ln \left(\frac{2\pi\sigma^2}{C} \right) \right)$$

- 25 y

$$(\hat{m}_0, \hat{m}_1) = \underset{\substack{m_0=1, \dots, M \\ m_1=1, \dots, M \\ m_0 \neq m_1}}{\text{Argmáx}} \left(\lambda_{m_0, m_1} + R_{m_0, m_1} L \cdot \ln \left(\frac{2\pi\sigma^2}{C} \right) \right)$$

- 30 **[0227]** El tratamiento elimina a continuación del conjunto de los R vectores $Y_{1p, m}$ e $Y_{2q, m}$ aquellos cuyo índice de frecuencia de muestreo m corresponde a una frecuencia de muestreo con señales parásitas. En el conjunto de los vectores $Y_{1p, m}$ e $Y_{2q, m}$ así obtenido, se procede a una detección convencional de la señal en presencia de ruido térmico.

- 35 **[0228]** Este tratamiento se repite para todos los dominios de tiempo/frecuencia, o, en la variante con detección previa, en todos los dominios de tiempo/frecuencia seleccionados por la detección previa.

- [0229]** Una variante del tratamiento consiste, para cada dominio de tiempo/frecuencia seleccionado, en:

- Calcular la energía recogida por la subred 1, es decir, la suma cuadrática de los módulos de los R vectores constitutivos del dominio de tiempo/frecuencia, $\sum_{p, m} \|Y_{1p, m}\|^2$
- Calcular la energía recogida por la subred 2, es decir, la suma cuadrática de los módulos de los R vectores constitutivos del dominio de tiempo/frecuencia, $\sum_{p, m} \|Y_{2q, m}\|^2$
- Seleccionar la subred de energía máximo;
- Aplicar el algoritmo de monopolarización descrito en el caso de monopolarización a las medidas de esta única subred.

- 45

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de identificación de las situaciones de interferencia por señales parásitas debida al solapamiento espectral en un receptor digital de banda ancha, de manera que el procedimiento se implementa por medio de una red interferométrica, compuesta por una primera subred de monopolarización con P antenas ($A_{1,1}, \dots, A_{1,P}$) de banda ancha y de una segunda subred de monopolarización con P antenas ($A_{2,1}, \dots, A_{2,P}$) de banda ancha, siendo P un número entero superior o igual a 1, de manera que cada antena ($A_{1,1}, \dots, A_{1,P}, A_{2,1}, \dots, A_{2,P}$) se sigue de una cadena de recepción analógica ($CR_{1,1}, \dots, CR_{1,P}, CR_{2,1}, \dots, CR_{2,P}$) y de uno o varios módulos de recepción digital (20), estando el número de módulos de recepción digital (20) R en cada subred, distribuidos de manera idéntica en las dos subredes, comprendiendo dicho procedimiento:

- una etapa de muestreo de las señales suministradas por el conjunto de las cadenas de recepción ($CR_{1,1}, \dots, CR_{1,P}, CR_{2,1}, \dots, CR_{2,P}$), con ayuda de M frecuencias de muestreo f_{e_m} diferentes, inferiores a la frecuencia de Nyquist-Shannon, con m comprendido entre 1 y M , y M un número entero superior o igual a 4, de manera que el número de módulos de recepción digital (20) funciona con una frecuencia de muestreo f_{e_m} que es idéntica en cada subred y que es igual a R_m , de manera que el número de módulos de recepción digital (20) para una antena p ($A_{1,p}$) de la primera subred es Q_p , y el número de módulos de recepción digital (20) para una antena q ($A_{1,q}$) de la segunda

subred es Q_q , con $R = \sum_{m=1}^M R_m = \sum_{p=1}^P Q_p$, procurando dichas frecuencias de muestreo f_{e_m} números enteros de muestras N_m en un tiempo dado ΔT ,

- una etapa de análisis espectral mediante transformadas de Fourier discretas sucesivas, y sincronas que permiten, en cada uno de los $2R$ módulos de recepción digital (20), una representación de tiempo/frecuencia denominada retícula, de resolución temporal ΔT , y de resolución en frecuencia ΔF , de manera que cada elemento de la retícula se denomina celda de tiempo/frecuencia y contiene una magnitud compleja denominada medida,

- una etapa de selección de un conjunto de dominios de tiempo/frecuencia, de manera que cada dominio de tiempo/frecuencia es percibido en los R módulos de recepción digital de la primera subred y en los R módulos de recepción digital (20) de la segunda subred como $2R$ ventanas superponibles, estando cada una de las ventanas compuesta por L celdas de tiempo/frecuencia conexas,

- para cada dominio de tiempo/frecuencia, una etapa de concatenación de las medidas extraídas en cada una de las $2R$ ventanas en forma de R vectores de dimensión $L \times 1$ para la primera subred, denotados por Y_{1pm} , en los que p es el índice del detector y m el índice del muestreo, y en forma de R vectores de dimensión $L \times 1$ para la segunda subred, denotados por Y_{2pm} , en los que p es el índice del detector y m el índice del muestreo,

- para cada dominio de tiempo/frecuencia, una etapa de determinación de la presencia de posibles señales parásitas que consiste en elegir, entre las hipótesis siguientes, a partir de los vectores de medidas obtenidos, la que maximice una aproximación de la densidad de probabilidad logarítmica de los R vectores Y_{1pm} y de los R vectores Y_{2pm} :

- H_0 : ausencia de señal parásita,
- H_{m_0} : presencia de al menos una señal parásita en el muestreo m_0 , con $m_0 \in [1, M]$, y
- H_{m_0, m_1} : presencia de al menos una señal parásita en el muestreo m_0 y de una señal parásita en el muestreo m_1 , con $m_1 \in [1, M]$, $m_0 \neq m_1$ y $m_0 \in [1, M]$.

2. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que,

la hipótesis elegida es:

- H_0 , si su densidad de probabilidad logarítmica aproximada es aquella cuya adecuación a su distribución gaussiana supuesta es máxima,
- en caso contrario, H_{m_0} , si su densidad de probabilidad logarítmica aproximada limitada a los canales sin señales parásitas es aquella cuya adecuación a su distribución gaussiana supuesta es máxima,
- en caso contrario, H_{m_0, m_1} , si su densidad de probabilidad logarítmica aproximada limitada a los canales sin señales parásitas es aquella cuya adecuación a su distribución gaussiana supuesta es máxima,

en caso contrario, se determina que hay más de dos frecuencias de muestreo que tienen señales parásitas.

3. Procedimiento según la reivindicación 1 o 2, en el que el procedimiento incluye:

- el cálculo de la energía recogida por la primera subred,
 - el cálculo de la energía recogida por la segunda subred,
- de manera que la etapa de determinación se implementa para la subred que recoge el máximo de energía según el algoritmo de monopolarización.

4. Procedimiento según la reivindicación 1 o 2, en el que se calculan los criterios siguientes:

- para cada subred, el criterio de monopolarización, y
- para las dos subredes tomadas en conjunto, el criterio de bipolarización

5 5. Procedimiento según la reivindicación 4, en el que el o los criterios calculados se usan para obtener una aproximación de la densidad de probabilidad logarítmica de las medidas.

6. Procedimiento según la reivindicación 5, en el que la densidad de probabilidad logarítmica aproximada se calcula según las aproximaciones siguientes:

10

- Para la hipótesis H_0 , la magnitud $\hat{\Gamma}_0$ denotada también por $\hat{\Gamma}_0$:

$\hat{\Gamma}_0 = \lambda_0$ en la que λ_0 es el valor propio máximo de la expresión cuadrática en c_1, c_2 :

$$FQ_0 = \frac{1}{2\sigma^2} (\gamma_{1,0}^{var} + \gamma_{2,0}^{var}) + \frac{R}{2\sigma^2} (c_1^2 (\gamma_{1,0}^{col} + \gamma_{2,0}^{mod}) + c_2^2 (\gamma_{2,0}^{col} + \gamma_{2,0}^{mod}) + f_{q_0})$$

15

En la que f_{q_0} es la expresión cuadrática:

$$f_{q_0} = -c_1^2 \sum_q \alpha_q \|Z_{2q}\|^2 - c_2^2 \sum_p \alpha_p \|Z_{1p}\|^2 + 2c_1c_2 \sum_{p,q} \alpha_p \alpha_q |Z_{1p}^* Z_{2q}|$$

20

que puede interpretarse como un criterio de bipolarización de igualdad de los módulos y de colinealidad,

en la que $\gamma_{10}^{var}, \gamma_{10}^{mod}, \gamma_{10}^{col}, \gamma_{20}^{var}, \gamma_{20}^{mod}, \gamma_{20}^{col}$ son los criterios de monopolarización de no variabilidad, de igualdad de los módulos y de colinealidad, respectivamente, para las subredes para la hipótesis «ninguna señal parásita presente»;

25

en la que α_p es la proporción de módulos de recepción digital (20) que funcionan con la antena de índice p en la primera subred,

α_q es la proporción de módulos de recepción digital (20) que funcionan con la antena de índice q ($A_{2,q}$) en la segunda subred,

30

en la que Z_{1p} es la media de los vectores Y_{1pm} en todos los muestreos de la antena p ($A_{1,p}$) de la primera subred

1: $Z_p = \frac{1}{Q_p} \sum_m Y_{1pm}$ y en la que Z_{2q} es la media de los vectores Y_{2qm} en todos los muestreos de la antena q de

$$Z_q = \frac{1}{Q_q} \sum_m Y_{2qm}$$

la segunda subred:

en la que Q_p es el número de módulos de recepción digital (20) que funcionan con la antena de índice p ($A_{1,p}$) en la primera subred y Q_q el número de módulos de recepción digital (20) que funcionan con la antena de índice q ($A_{2,q}$) en la segunda subred,

35

en la que c_1 representa la ganancia de la primera subred en la polarización de la señal incidente,

en la que c_2 representa la ganancia de la segunda subred en la polarización de la señal incidente,

- para las hipótesis H_{m_0} , las magnitudes $\hat{\Gamma}_{m_0} = 2R_{m_0}L \ln\left(\frac{2\pi\sigma^2}{c}\right) + \lambda_{m_0}$, en las que R_{m_0} es el número de módulos de recepción digital (20) que funcionan con la frecuencia f_{m_0} en cada una de las dos subredes, y en las que λ_{m_0} representa la densidad logarítmica aproximada limitada a los canales sin señales parásitas; es igual al valor propio máximo de la expresión cuadrática en c_1, c_2 :

40

$$FQ_{m_0} = \frac{1}{2\sigma^2} (\gamma_{1,m_0}^{var} + \gamma_{2,m_0}^{var}) + \frac{R - R_{m_0}}{2\sigma^2} (c_1^2 (\gamma_{1,m_0}^{col} + \gamma_{1,m_0}^{mod}) + c_2^2 (\gamma_{2,m_0}^{col} + \gamma_{2,m_0}^{mod}) + f_{q_{m_0}})$$

45

En la que $f_{q_{m_0}}$ es la expresión cuadrática:

$$f_{q_{m_0}} = -c_1^2 \sum_q \alpha_{q_{m_0}} \|Z_{2q_{m_0}}\|^2 - c_2^2 \sum_p \alpha_{p_{m_0}} \|Z_{1p_{m_0}}\|^2 + 2c_1c_2 \sum_{p,q} \alpha_{p_{m_0}} \alpha_{q_{m_0}} |Z_{1p_{m_0}}^* Z_{2q_{m_0}}|$$

que puede interpretarse como un criterio de bipolarización de igualdad de los módulos y de colinealidad,

en la que $\gamma_{1m_0}^{var}, \gamma_{1m_0}^{mod}, \gamma_{1m_0}^{col}, \gamma_{2m_0}^{var}, \gamma_{2m_0}^{mod}, \gamma_{2m_0}^{col}$ son los criterios de monopolarización de no variabilidad, de igualdad de los módulos y de colinealidad, para la primera subred y la segunda subred respectivamente, para la hipótesis «una frecuencia de muestreo con señales parásitas»,

en la que $\alpha_{p_{m_0}}$ es la proporción de módulos de recepción digital (20) unidos a la antena de índice p ($A_{1,p}$) en la primera subred, que no funcionan con la frecuencia $f_{e_{m_0}}$ y $\alpha_{q_{m_0}}$ es la proporción de módulos de recepción digital (20) unidos a la antena de índice q ($A_{2,q}$) en la segunda subred, que no funcionan con la frecuencia $f_{e_{m_0}}$, en la que

$$Z_{1p_{m_0}} = \frac{1}{Q_{p,m_0}} \sum_{m=m_0} Y_{1pm} \quad y \quad Z_{2p_{m_0}} = \frac{1}{Q_{p,m_0}} \sum_{m=m_0} Y_{2pm},$$

en la que Q_{p,m_0} es el número de módulos de recepción digital (20) unidos a la antena de índice p ($A_{1,p}$) en la primera subred, que no funcionan con la frecuencia $f_{e_{m_0}}$ y Q_{q,m_0} es el número de módulos de recepción digital (20) unidos a la antena de índice q ($A_{1,p}$) en la segunda subred, que no funcionan con la frecuencia $f_{e_{m_0}}$,

en la que R_{m_0} es el número de módulos de recepción digital (20) que funcionan con la frecuencia de muestreo $f_{e_{m_0}}$ en cada subred,

en la que c_1 representa la ganancia de la primera subred en la polarización de la señal incidente, en la que c_2 representa la ganancia de la segunda subred en la polarización de la señal incidente.

- para las hipótesis H_{m_0,m_1} , las magnitudes

$$\hat{\Gamma}_{m_0m_1} = \ln \tilde{p}_{m_0m_1} = 2R_{m_0m_1} L \ln \left(\frac{2\pi\sigma^2}{C} \right) + \lambda_{m_0m_1}$$

en la que $R_{m_0m_1}$ es el número de módulos de recepción digital que funcionan con la frecuencia $f_{e_{m_0}}$ o con la frecuencia $f_{e_{m_1}}$ en cada una de las dos subredes, y en la que $\lambda_{m_0m_1}$ representa la densidad logarítmica aproximada limitada a los canales sin señales parásitas; es igual al valor propio máximo de la expresión cuadrática:

$$FQ_{m_0m_1} = \frac{1}{2\sigma^2} (\gamma_{1,m_0m_1}^{var} + \gamma_{2,m_0m_1}^{var}) + \frac{R - R_{m_0m_1}}{2\sigma^2} (c_1^2 (\gamma_{1,m_0m_1}^{col} + \gamma_{1,m_0m_1}^{mod}) + c_2^2 (\gamma_{2,m_0m_1}^{col} + \gamma_{2,m_0m_1}^{mod}) + f_{q_{m_0m_1}})$$

En la que $f_{q_{m_0m_1}}$ es la expresión cuadrática:

$$f_{q_{m_0m_1}} = -c_1^2 \sum_q \alpha_{q_{m_0m_1}} \|Z_{2q_{m_0m_1}}\|^2 - c_2^2 \sum_p \alpha_{p_{m_0m_1}} \|Z_{1p_{m_0m_1}}\|^2 + 2c_1c_2 \sum_{p,q} \alpha_{p_{m_0m_1}} \alpha_{q_{m_0m_1}} |Z_{1p_{m_0m_1}}^* Z_{2q_{m_0m_1}}|$$

que puede interpretarse como un criterio de bipolarización de igualdad de los módulos y de colinealidad,

en la que $\gamma_{1m_0m_1}^{var}, \gamma_{1m_0m_1}^{mod}, \gamma_{1m_0m_1}^{col}, \gamma_{2m_0m_1}^{var}, \gamma_{2m_0m_1}^{mod}, \gamma_{2m_0m_1}^{col}$ son los criterios de monopolarización de no variabilidad, de igualdad de los módulos y de colinealidad, respectivamente, para las subredes para las hipótesis de dos frecuencias de muestreo con señales parásitas,

en la que $\alpha_{pm_0m_1}$ es la proporción de módulos de recepción digital (20) unidos a la antena de índice p de la primera subred que no funcionan ni con la frecuencia de muestreo fe_{m_0} , ni con la frecuencia de muestreo fe_{m_1} , y

5 en la que $\alpha_{qm_0m_1}$ es la proporción de módulos de recepción digital (20) unidos a la antena de índice q de la segunda subred que no funcionan ni con la frecuencia de muestreo fe_{m_0} , ni con la frecuencia de muestreo fe_{m_1} , en la que

$$Z_{1pm_0m_1} = \frac{1}{Q_{pm_0m_1}} \sum_{m \neq m_0, m_1} Y_{1pm} \text{ et } Z_{2qm_0m_1} = \frac{1}{Q_{qm_0m_1}} \sum_{m \neq m_0, m_1} Y_{2qm}$$

10

en la que Q_{p,m_0,m_1} es el número de módulos de recepción digital (20) unidos a la antena de índice p ($A_{1,p}$) que no funcionan ni con la frecuencia de muestreo fe_{m_0} , ni con la frecuencia de muestreo fe_{m_1} en la primera subred y Q_{q,m_0,m_1} es el número de módulos de recepción digital (20) unidos a la antena de índice q ($A_{2,q}$) que no funcionan ni con la frecuencia de muestreo fe_{m_0} , ni con la frecuencia de muestreo fe_{m_1} en la

15

segunda subred, en la que $R_{m_0m_1}$ es el número de módulos de recepción digital (20) que funcionan con la frecuencia de muestreo fe_{m_0} o fe_{m_1} en cada subred,

en la que c_1 representa la ganancia de la primera subred en la polarización de la señal incidente, en la que c_2 representa la ganancia de la segunda subred en la polarización de la señal incidente,

20

7. Producto de programa informático que comprende un programa informático que comprende instrucciones de programa memorizado en un soporte legible por ordenador que incluye una unidad de tratamiento de datos, estando el programa informático adaptado para implementar un procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6 cuando el programa informático se implementa en la unidad de tratamiento de datos.

25

8. Soporte legible de informaciones en el que se memoriza un programa informático que comprende instrucciones de programa, de manera que el programa informático puede cargarse en una unidad de tratamiento de datos y adaptarse para conllevar la implementación de un procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6 cuando el programa informático se implementa en la unidad de tratamiento de datos.

30

9. Red interferométrica de dos subredes de monopolarización de P antenas ($A_{1,1}, \dots, A_{1,P}, A_{2,1}, \dots, A_{2,P}$), siendo P un número entero superior o igual a 2, de manera que cada antena ($A_{1,1}, \dots, A_{1,P}, A_{2,1}, \dots, A_{2,P}$) se sigue de una cadena de recepción analógica ($CR_{1,1}, \dots, CR_{1,P}, CR_{2,1}, \dots, CR_{2,P}$) y de uno o varios módulos de recepción digital (20), incluyendo cada módulo de recepción digital (20) un módulo de conversión analógico-digital (22) y un módulo de

35 tratamiento digital (26), estando cada módulo de conversión analógico-digital (22) asociado a una frecuencia de muestreo respectiva, estando un módulo de conversión analógico-digital (22) asociado a una frecuencia de muestreo cuando el módulo de conversión analógico-digital (22) es capaz de efectuar un muestreo a la frecuencia de muestreo, siendo cada frecuencia de tal forma que el muestreo efectuado por el módulo de conversión analógico-digital (22) es un muestreo que no cumple el criterio de Shannon e incluyendo la red interferométrica también una unidad de cálculo

40 (28), siendo los módulos de conversión analógico-digital (22) capaces de implementar la etapa de muestreo de un procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6 y siendo la unidad de cálculo (28) capaz de implementar las etapas de análisis espectral, de selección, de concatenación y de determinación de dicho procedimiento.

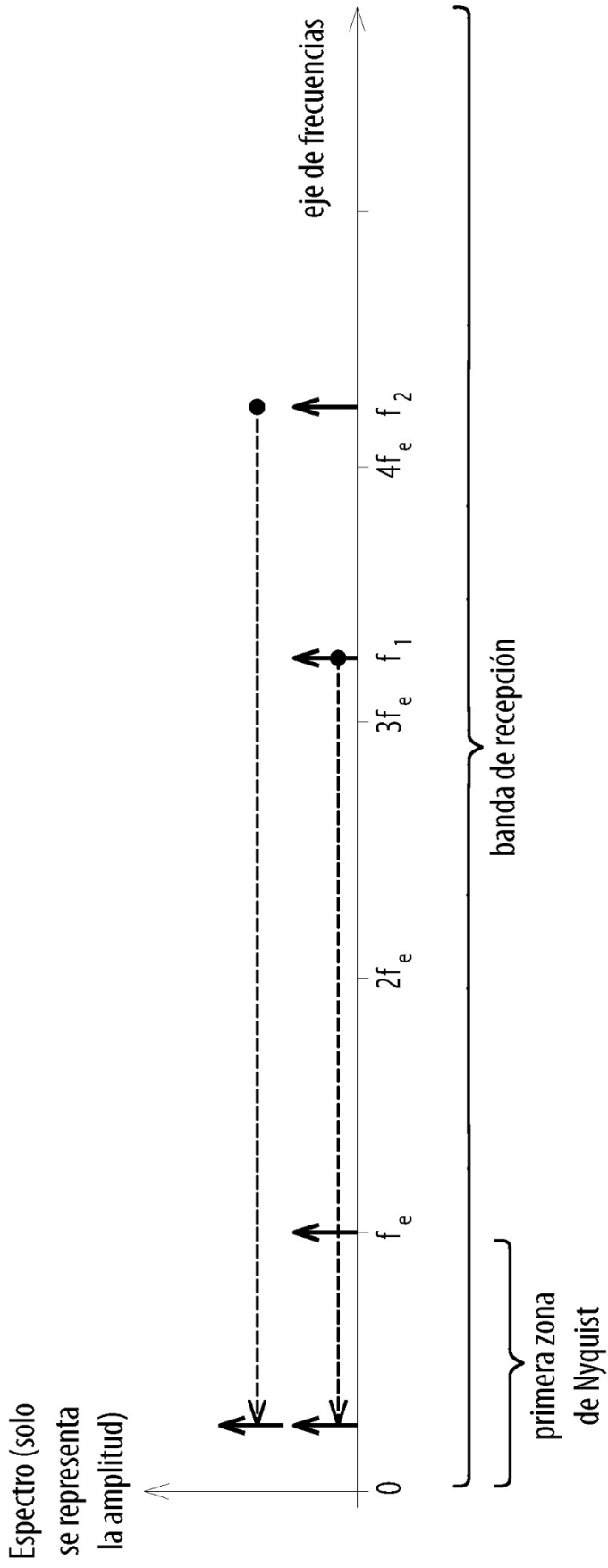


FIG.1

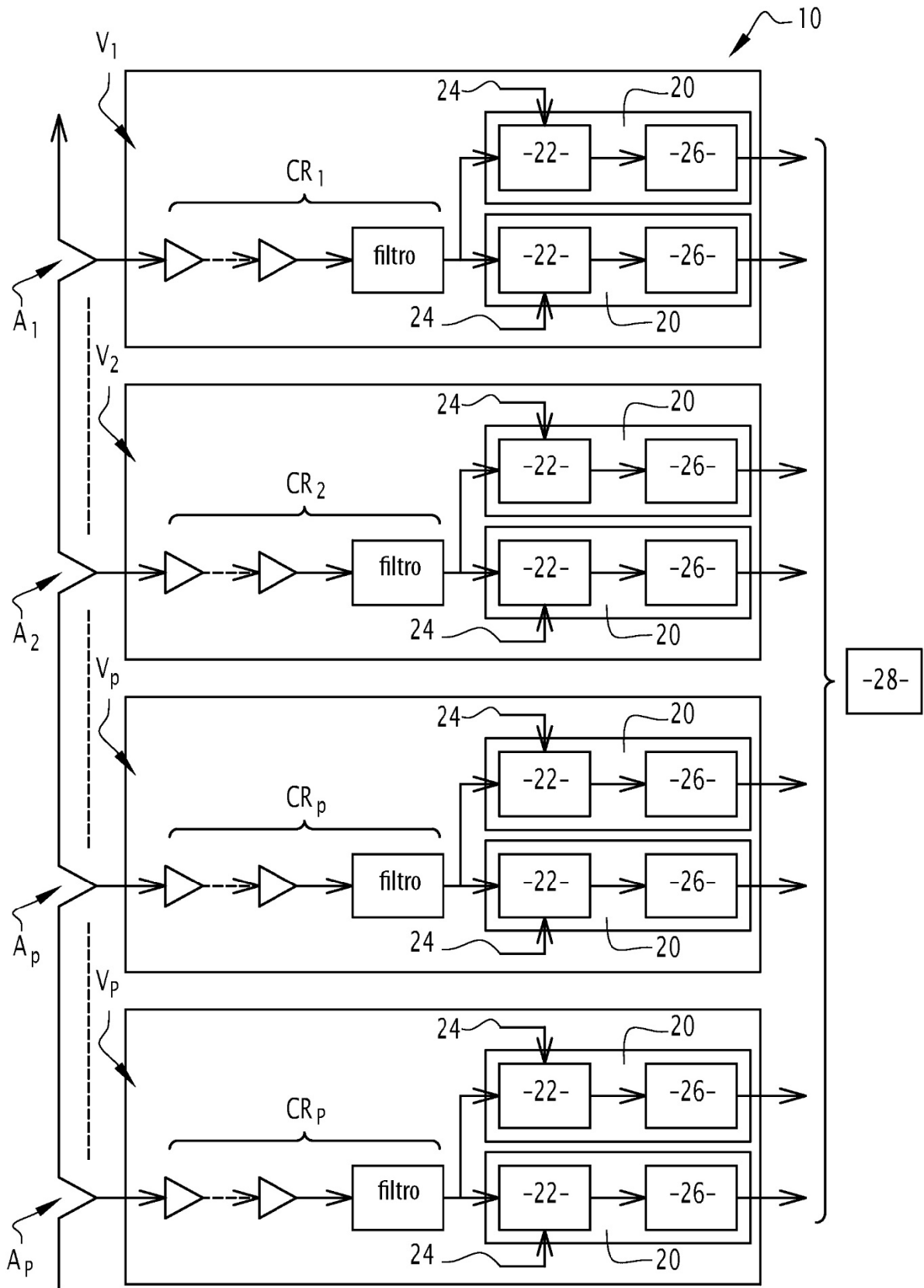


FIG.2

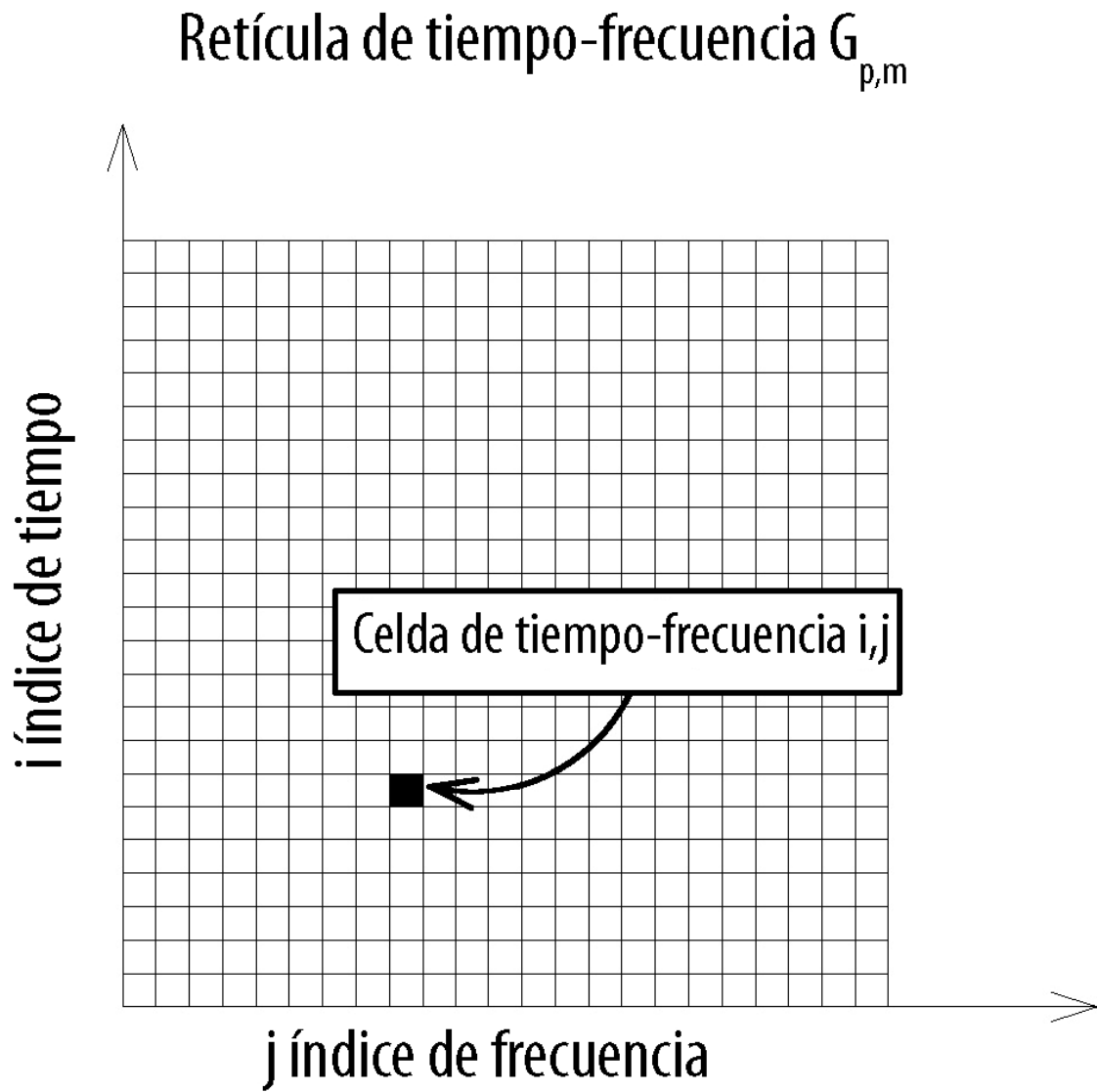


FIG.3

Retícula de tiempo-frecuencia $G_{p,m}$

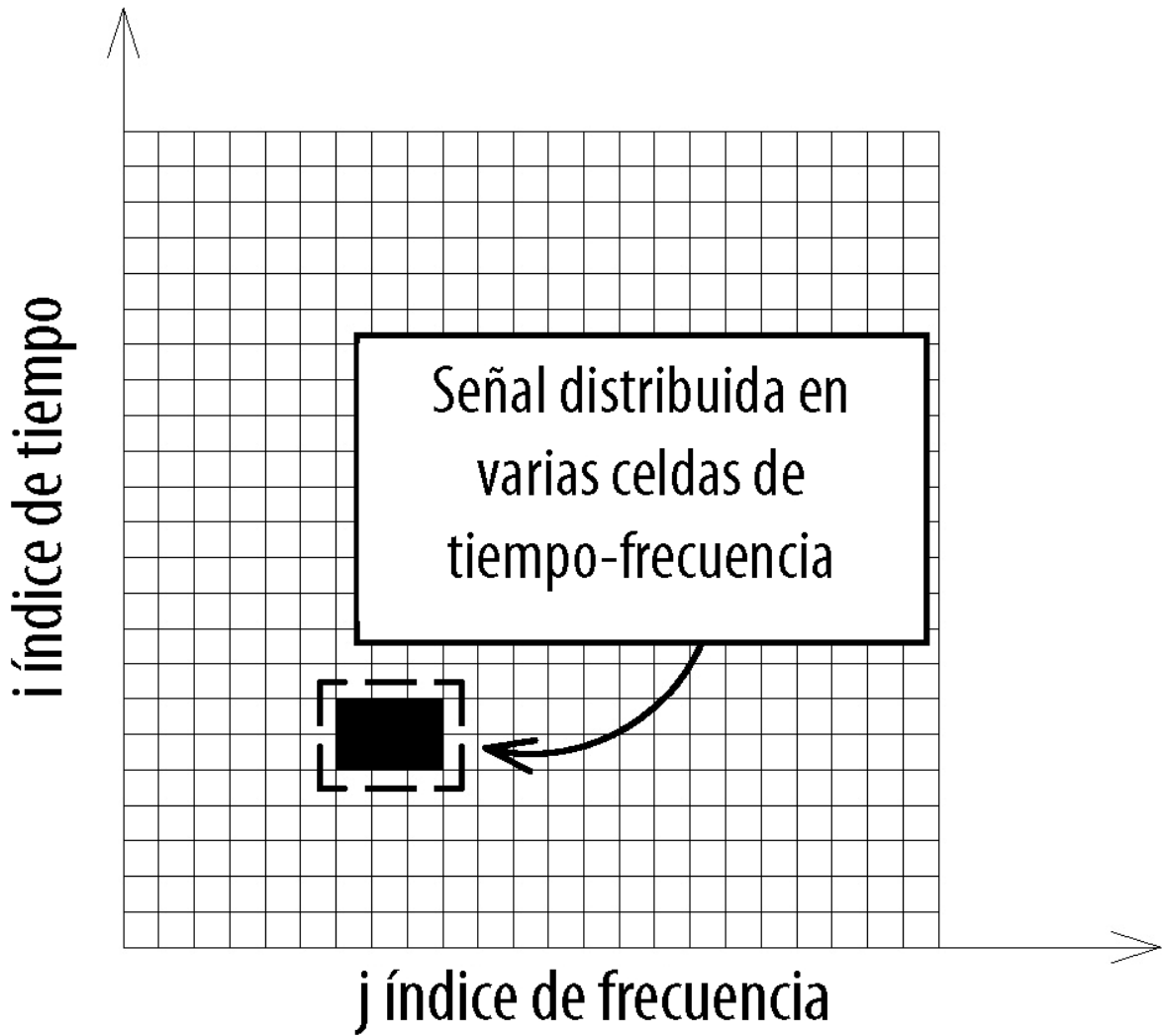


FIG.4

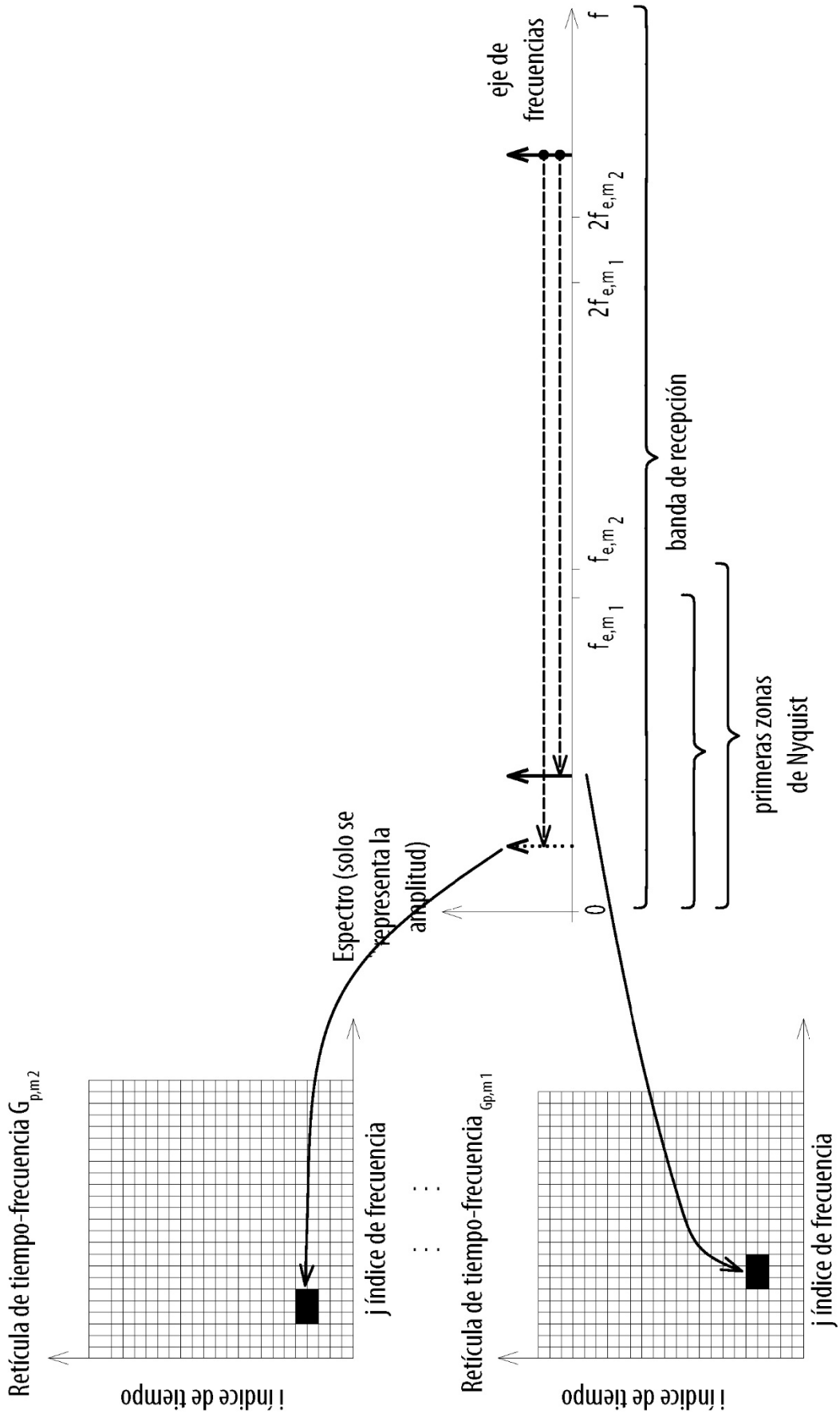


FIG.5

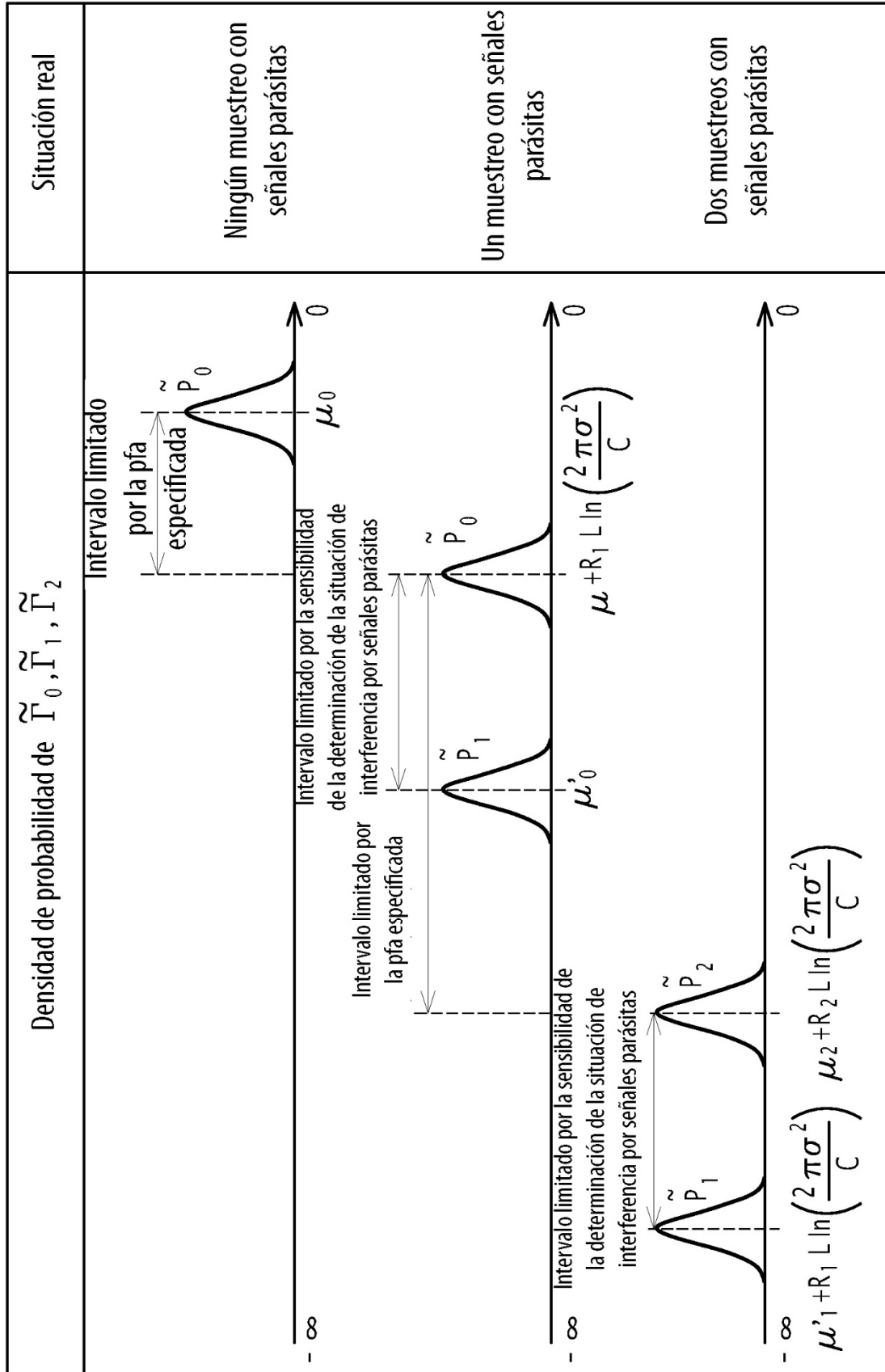


FIG.6

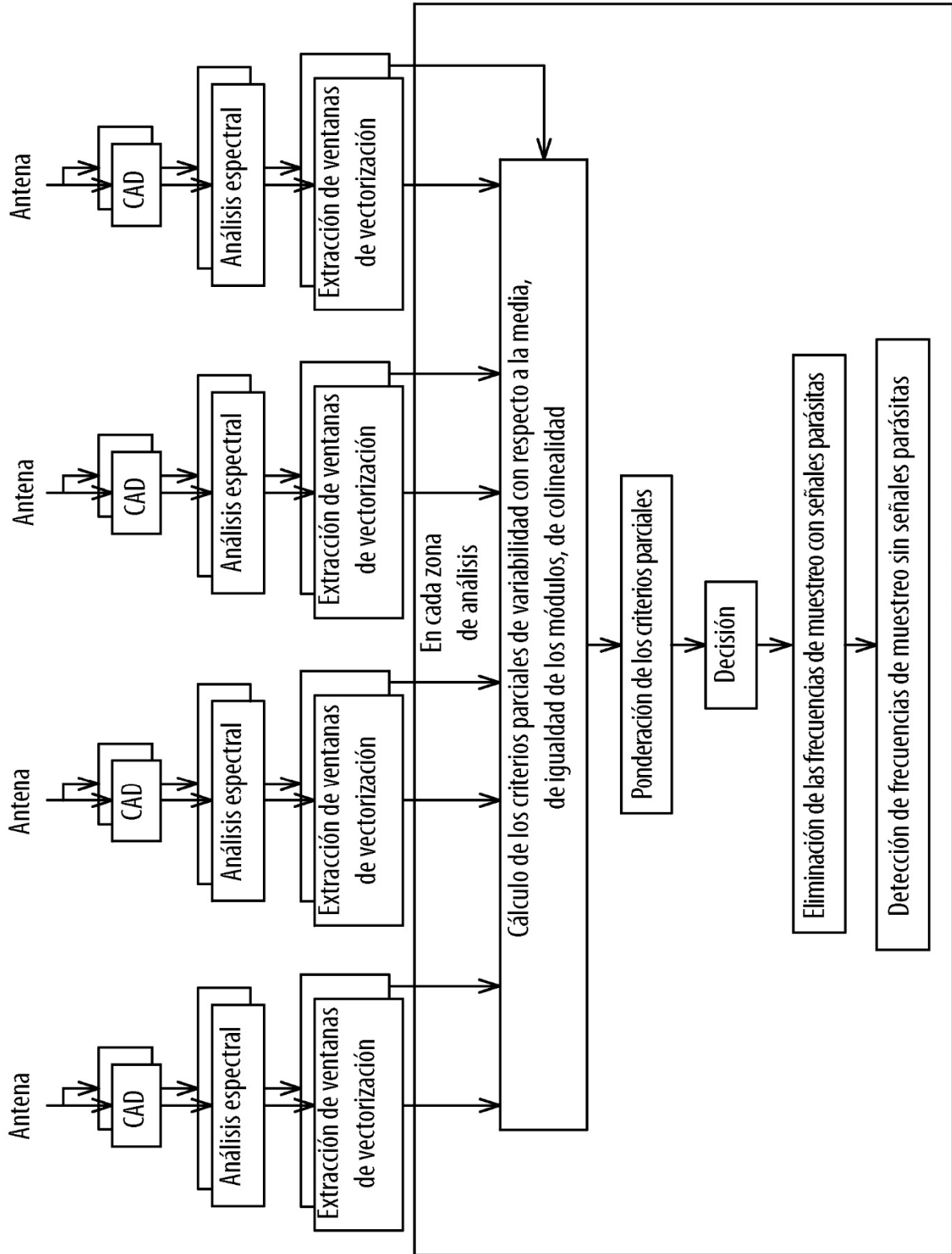


FIG.7

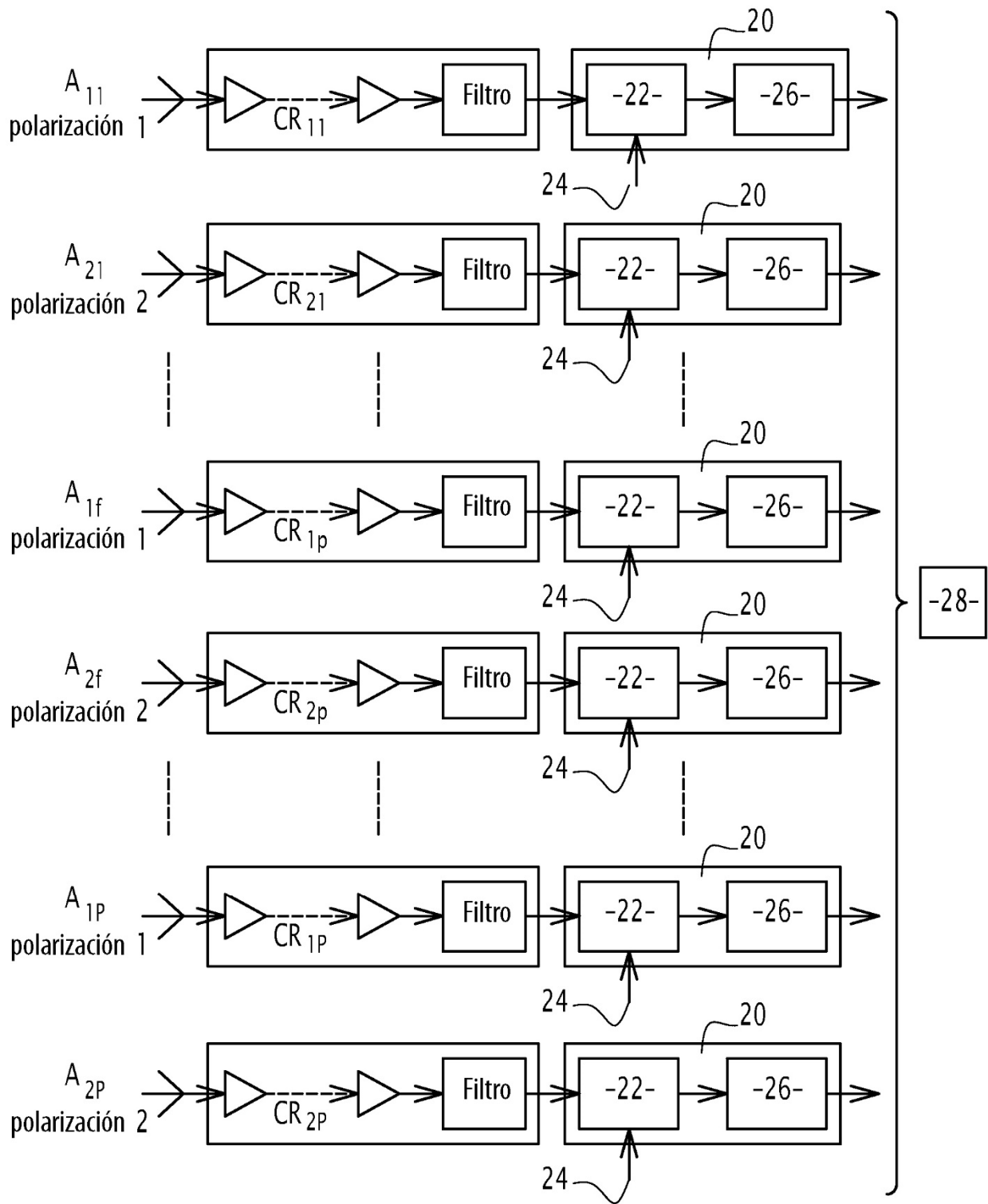


FIG.8

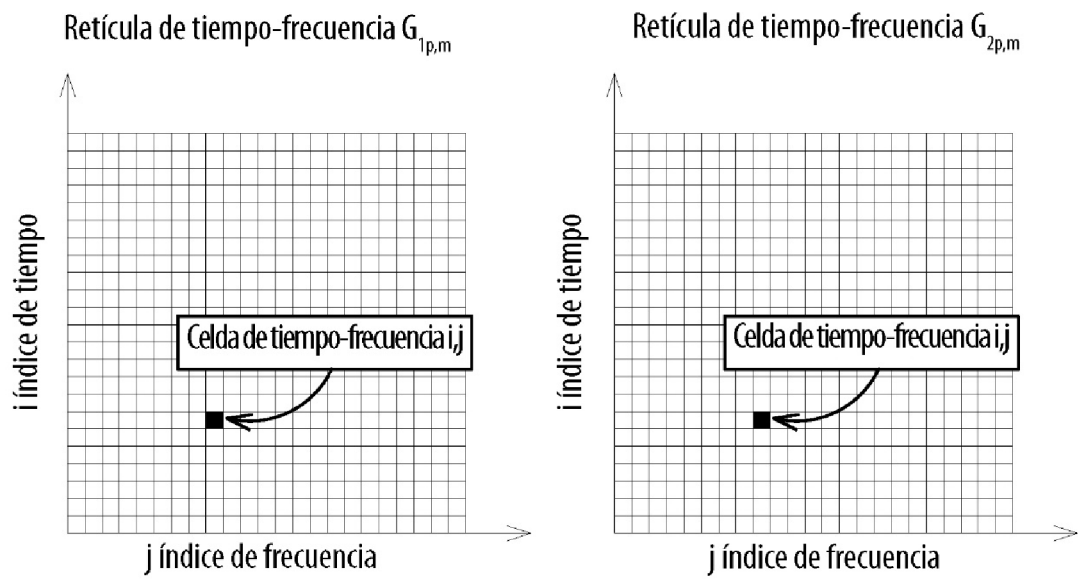


FIG.9

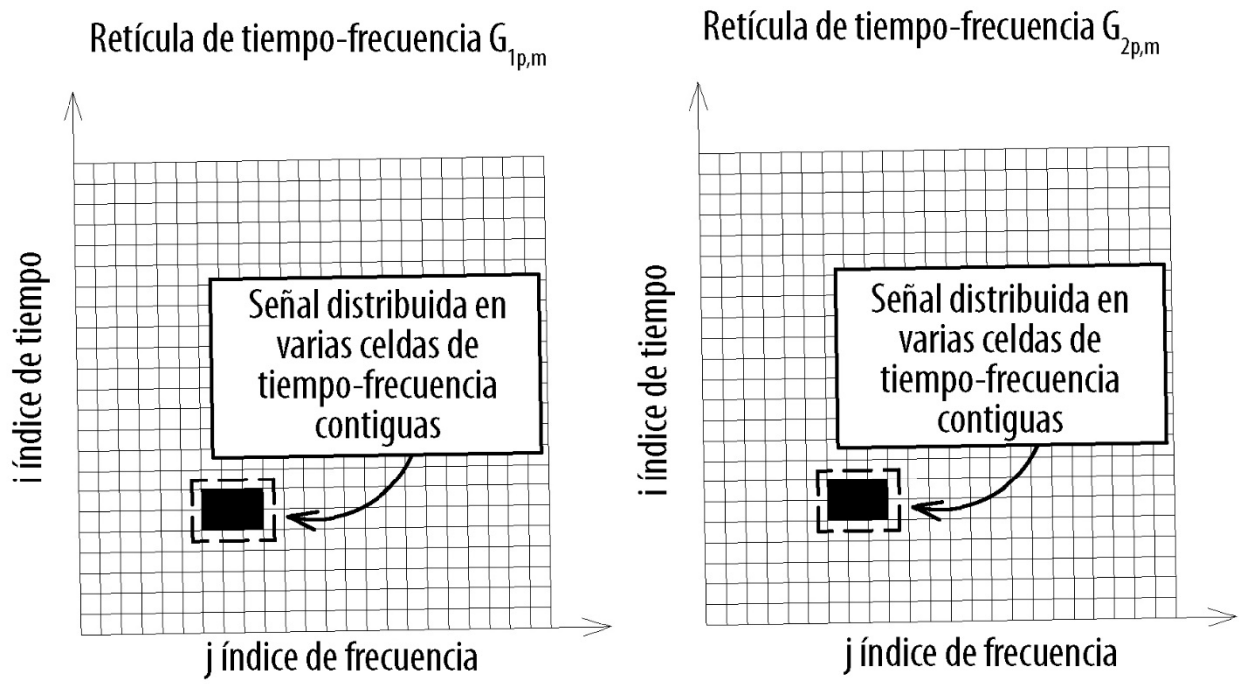


FIG.10

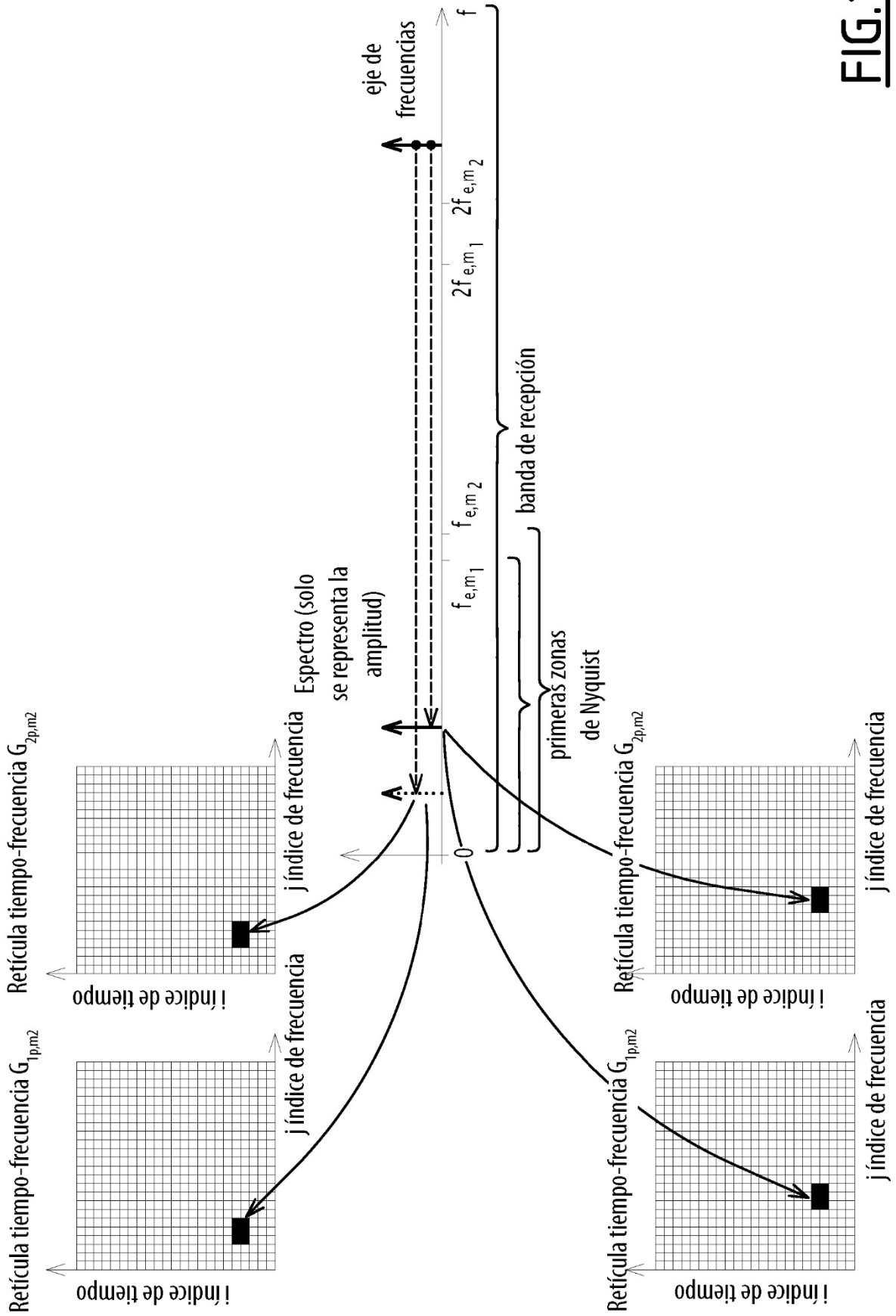


FIG.11

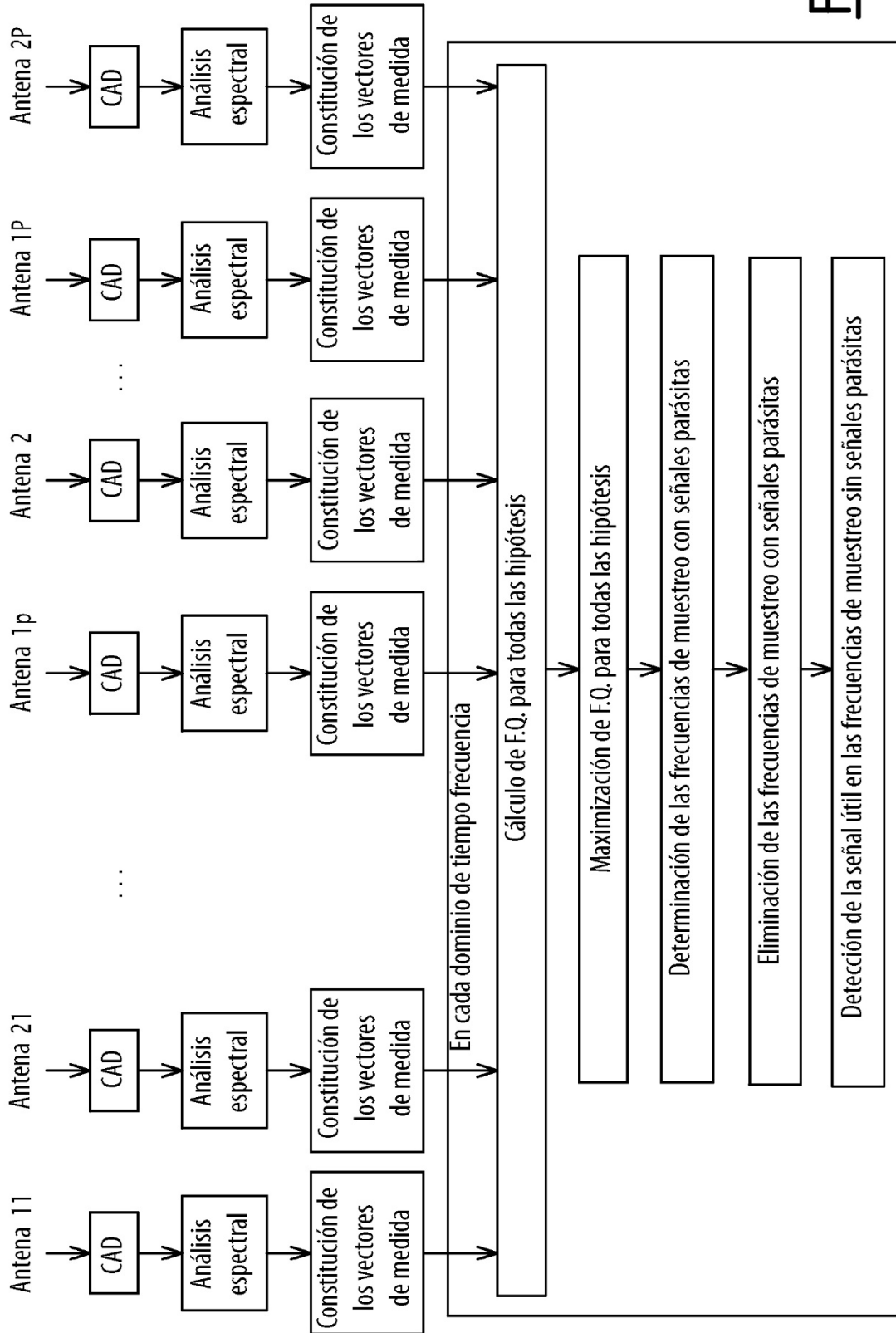


FIG.12