

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 664 022**

51 Int. Cl.:

**H04B 7/08** (2006.01)

**H04B 1/16** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **13.08.2014 PCT/EP2014/067292**

87 Fecha y número de publicación internacional: **26.02.2015 WO15024827**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **13.08.2014 E 14752820 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **21.02.2018 EP 3036840**

54 Título: **Procedimiento de detección de una señal electromagnética mediante una red de antenas y dispositivo que implementa el procedimiento**

30 Prioridad:

**23.08.2013 FR 1301973**

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

**18.04.2018**

73 Titular/es:

**THALES (100.0%)  
Tour Carpe Diem Esplanade Nord,  
Place des Corolles  
92400 Courbevoie, FR**

72 Inventor/es:

**LE MEUR, ANNE;  
DELABBAYE, JEAN-YVES y  
BOSSER, LUC**

74 Agente/Representante:

**CARPINTERO LÓPEZ, Mario**

ES 2 664 022 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

**DESCRIPCIÓN**

Procedimiento de detección de una señal electromagnética mediante una red de antenas y dispositivo que implementa el procedimiento

5 La invención se refiere al ámbito de la detección de transmisiones de radio eléctricas que provienen, en particular, de radares o de sistemas de telecomunicaciones y, recibidas por una red de antenas con diversidad espacial.

La invención se relaciona más precisamente con un procedimiento de detección de una señal electromagnética por una red de antenas, en particular, una red de antenas incompleta y, un dispositivo para la implementación de dicho procedimiento.

10 Un problema que hay que resolver en el ámbito de la detección de señales electromagnéticas reside en el desconocimiento, a priori, del tipo de señal interceptada, en particular, su ancho de banda de frecuencia, el tipo de modulación usado o, más generalmente, cualquier parámetro asociado a la forma de onda de la señal.

Los procedimientos de detección conocidos se construyen generalmente basándose en el conocimiento a priori de la forma de la señal y, usan un filtro adaptado en función de este conocimiento.

No obstante, no es posible implementar filtros adaptados a todos los tipos de señales esperadas.

15 Se han considerado dos grandes tipos de receptores hasta el momento para realizar un seguimiento en una banda de frecuencias muy ancha: cubriendo los receptores permanentemente la banda que se seguirá, que se adaptan para solo detectar las señales de alta potencia y, los receptores de banda estrecha, que no permiten cubrir instantáneamente la banda total, pero que se centran en detectar señales de menor potencia y que permiten análisis más precisos de la señal.

20 La presente invención se ubica en la perspectiva de los receptores de banda estrecha.

Los procedimientos tradicionales de detección de señales electromagnéticas se basan, en particular, en las etapas previas siguientes.

25 La recepción de señales se realiza a través de una red de antenas con diversidad espacial o, red interferométrica y, la demodulación de la señal se realiza por el mismo oscilador local para todos los sensores de la red. Entonces, la señal se muestrea, en cada vía de recepción, en forma real o compleja, después, se aplica uno o varios bancos de filtros, por ejemplo, mediante Transformada de Fourier discreta ponderada. Dicho de otro modo, se aplican varias Transformadas de Fourier discretas desfasadas temporalmente con el fin de realizar una adaptación media a la banda de las señales de interés. Tras esta operación, llamada análisis de tiempo-frecuencia, la señal se transforma en una cuadrícula de tiempo-frecuencia descompuesta en casillas de tiempo-frecuencias, conteniendo cada casilla el resultado de una transformada de Fourier discreta para un intervalo temporal y un intervalo de frecuencia dados.

30 Un procedimiento de detección conocido consiste en comparar la potencia de la señal, en cada casilla de tiempo-frecuencia, con un umbral de detección dado. Sin embargo, esta toma de decisión casilla por casilla no es óptimo cuando la señal se prolonga en tiempo y/o en frecuencia.

35 Por lo tanto, existe un problema que resolver para adaptarse a la prolongación de la señal sobre una pluralidad de casillas de tiempo-frecuencias.

Por otra parte, se conocen soluciones basadas en la formación de una única vía a partir de las señales recibidas por la pluralidad de elementos de antenas de la red, pero estas soluciones solo son efectivas para redes regulares, dicho de otra manera, para las cuales, la distancia entre dos elementos de antenas es regular.

40 Existe, por lo tanto, un problema que resolver para concebir un procedimiento de detección adaptado a una red incompleta, es decir, una red para la cual la separación entre dos elementos no es regular.

Se conocen también las técnicas descritas en los documentos US 2005/0259621 y "TAHERPOUR A et AL: "Multiple antenna spectrum sensing in cognitive radios", IEEE transactions on wireless communications, IEEE service center, Piscataway, NJ,US, vol 9, n0 2, 1 de febrero de 2010".

45 La invención propone un procedimiento y un sistema de detección de señales electromagnéticas que no necesitan conocimiento previo del tipo de señal y que pueden implementarse mediante una red de antenas incompleta.

La invención está adaptada a la vez para las redes de antenas con monopolización y con bipolarización.

La invención tiene, por lo tanto, como objeto, un procedimiento de detección de una señal electromagnética, llamada señal de interés, capaz de estar contenida en una señal electromagnética recibida por una red de antenas que comprende una pluralidad de elementos de antenas, comprendiendo dicho procedimiento las siguientes etapas:

50 - Aplicar a dicha señal electromagnética recibida por cada elemento de antena una pluralidad de transformadas de tiempo-frecuencia con el fin de obtener una representación de dicha señal en forma de una pluralidad de casillas

de tiempo-frecuencia que contiene cada una el espectro de dicha señal para un intervalo de frecuencia y un intervalo temporal datos,

- Para cada casilla de tiempo/frecuencia de un conjunto de casillas dado,

- 5
- o Calcular la energía del vector compuesto por los espectros sobre el conjunto de elementos de antenas,
  - o Aplicar la función no lineal T siguiente al resultado del cálculo de energía anterior, para anular las casillas de tiempo/frecuencia que solo contienen sustancialmente ruido:

■ Si la norma de la energía del vector de los espectros es inferior a un primer umbral predeterminado  $s$ , el resultado de la función T es cero,

- 10
- Si la norma de la energía del vector de los espectros es superior o igual a dicho primer umbral  $s$ , el resultado de la función T es igual a la norma de la energía del vector de los espectros menos el valor de dicho primer umbral  $s$ ,

- Integrar, sobre dicho conjunto de casillas de tiempo/frecuencia, el resultado de dicha función no lineal T,

- Comparar el resultado de integración con un segundo umbral predeterminado, llamado umbral de detección  $S_{det}$ , para detectar la presencia de la señal de interés.

15 Según un aspecto particular de la invención, dichos elementos de antenas son monopolizados.

Según otro aspecto particular de la invención, dichos elementos de antenas son bipolarizados.

En el caso donde dichos elementos de antenas son bipolarizados, la etapa de cálculo de energía puede realizarse sobre el vector compuesto de los espectros para cada una de las polarizaciones sobre el conjunto de los elementos de antenas.

20 En el caso donde dichos elementos de antenas son bipolarizados, el procedimiento según la invención puede constar, además, de las siguientes etapas:

- Calcular la matriz de covarianza entre la pluralidad de espectros asociados a la pluralidad de elementos de antenas configurados según una primera polarización y la pluralidad de espectros asociados a la pluralidad de elementos de antenas configurados según una segunda polarización,

25 - Calcular el vector propio asociado al mayor valor propio de dicha matriz de covarianza,

- En la etapa de cálculo de energía, reemplazar el espectro por su producto escalar con dicho vector propio.

30 En el caso donde dichos elementos de antenas son bipolarizados, las etapas de cálculo de la energía de los espectros, de aplicación de la función no lineal T y de integración, en una pluralidad de casillas de tiempo/frecuencias, del resultado de dicha función no lineal T pueden realizarse por separado para cada polarización de dichos elementos de antenas, comprendiendo dicho procedimiento, además, una etapa adicional de determinación del máximo de los resultados de integración en las dos polarizaciones, comparándose dicho máximo a dicho segundo umbral de detección.

35 Según otro aspecto particular de la invención, dicho primer umbral  $s$  se determina buscando la intersección entre el eje de las abscisas y la asíntota hasta el infinito del logaritmo de la relación de verosimilitud definido como el cociente de las densidades de probabilidades en la hipótesis donde la señal de interés está presente en una casilla de tiempo/frecuencia y en la hipótesis donde la señal de interés está ausente en una casilla de tiempo/frecuencia.

El primer umbral  $s$  puede calcularse en función de una relación señal a ruido dada y de un parámetro  $q$  que representa la probabilidad de presencia de la señal de interés en una casilla de tiempo/frecuencia.

Dicho parámetro  $q$  puede seleccionarse en un intervalo comprendido entre 0,1 y 1.

40 Según otro aspecto particular de la invención, dicho segundo umbral de detección  $S_{det}$  se configura para respetar una probabilidad de falsa alarma dada.

Según otro aspecto particular de la invención, dicha red de antenas es incompleta.

45 La invención tiene también como objeto un dispositivo para la detección de una señal electromagnética, llamada señal de interés, capaz de estar contenida en una señal electromagnética, comprendiendo dicho dispositivo una red de antenas que comprende una pluralidad de elementos de antenas y, medios configurados para implementar el procedimiento según la invención.

Otras características y ventajas de la presente invención resultarán más evidentes tras la lectura de la descripción que sigue en relación con los dibujos adjuntos que representan:

50 - La figura 1, un diagrama de flujo de las etapas de implementación del procedimiento de detección de señales electromagnéticas según la invención,

- La figura 2a, un cuadro sinóptico de un dispositivo para la detección de señales electromagnéticas para una red incompleta monopolizada según un primer modo de realización,

- La figura 2b, un cuadro sinóptico de un dispositivo para la detección de señales electromagnéticas para una red incompleta monopolarizada, según una variante del primer modo de realización,
- La figura 3a, un cuadro sinóptico de un dispositivo para la detección de señales electromagnéticas para una red incompleta bipolarizada, según un primer y un segundo modo de realización,
- 5 - La figura 3b, un cuadro sinóptico de un dispositivo para la detección de señales electromagnéticas para una red incompleta bipolarizada, según un tercer modo de realización.

DetECCIÓN EN RED DE ANTENAS CON MONOPOLARIZACIÓN

10 La invención se describe ahora según un primer modo de realización que se refiere a las redes de antenas con monopolarización, dicho de otro modo, las redes que constituidas de elementos de antenas polarizadas según una única polarización.

El procedimiento según la invención usa las salidas del tratamiento de análisis de tiempo-frecuencia, dicho de otro modo, las casillas de tiempo-frecuencia, para decidir la presencia o ausencia de una señal, en presencia de ruido térmico que se modeliza como una señal aleatoria gaussiana compleja centrada de densidad espectral simétrica  $N_0/2$  para cada uno de sus componentes reales e imaginarios, que son independientes entre ellos.

15 Para construir el detector, se usa la teoría de la decisión estadística, descrita, en particular, en el libro "Testing Statistical Hypothesis, E. L. Lehmann, J.P. Romano, Springer 2005" que equivale a probar la validez de uno de los dos modelos de la señal recibida, dicho de otro modo, la presencia, anotada como  $H_1$ , o la ausencia, anotada como  $H_0$ , de la señal útil, para optimizar el criterio de Neyman-Pearson, que consiste en maximizar la probabilidad de detección, bajo la restricción de que la probabilidad de falsa alarma es fija.

20 Para un tamaño de transformada de Fourier discreta dado, vamos a probar la hipótesis  $H_1$  contra  $H_0$  en una ventana de tiempo-frecuencia constituida de salidas de varias transformadas de Fourier discretas consecutivas limitadas con una banda dada y en un intervalo de tiempo dado.

Las salidas de "tiempo" y de "frecuencia" se extienden de manera vectorial, proviniendo cada uno de los componentes de uno de los P sensores de la red de antenas.

25 Para no complicar innecesariamente las anotaciones, designaremos por el índice n la casilla de "tiempo-frecuencia" formada de este modo. Siendo la señal útil banda estrecha, siempre se escribe de manera vectorial de la siguiente forma para la casilla n:  $Us_n$  donde  $s_n$  es el componente de la señal útil desmodulada, dicho de otro modo, su envoltura compleja, proyectada gracias a la operación de transformada de Fourier discreta. U es un vector fijo para una misma amenaza cuyos componentes traducen los desfases interferométricos para una red de antenas interferométrica.

30 Para completar la modelización de la señal útil, hay que dar información sobre  $s_n$  y esto representa una dificultad, puesto que, en el ámbito de la escucha, la señal es por definición desconocida. Ahora bien, precisamente, explotando un modelo realista, es posible hacer un progreso en los rendimientos. Dados los efectos de filtrado, después de las transformadas de Fourier discretas, la señal útil presente en la casilla de tiempo-frecuencia n,  $s_n$ , se modeliza por una muestra de una variable aleatoria gaussiana compleja centrada con componentes independientes de varianza común  $\sigma^2$ . Por otra parte, los diferentes valores de  $s_n$  se consideran como independientes. Todo esto se traduce en un modelo poco restringente que no hace ninguna hipótesis de continuidad de fase o de amplitud para ser válido para todas las modulaciones posibles.

40 Se obtiene el siguiente modelo para la señal recibida en el caso donde la señal útil está presente ( $H_1$ ) y donde está ausente ( $H_0$ ):

$$\begin{cases} H_1 : X_n = Us_n + W_n ; n = 1, 2, \dots, N. \\ H_0 : X_n = W_n \end{cases}$$

45 donde  $W_n$  es el ruido blanco digital de matriz de covarianza  $2\sigma^2 I$  con I la matriz de identidad de tamaño  $P \times P$ . Se supone que la potencia del ruido  $2\sigma^2$  se conoce o puede estimarse por otra parte. Sin pérdida de generalidad siempre asumiremos en lo sucesivo que U está normalizado, lo que equivale a cambiar el valor de  $\sigma^2$  según sea necesario.

Para completar el modelo anterior, en la hipótesis  $H_1$ , añadiremos que  $s_n$  está presente en la forma anterior con la probabilidad q y ausente con la probabilidad  $1-q$  y, esto, de forma independiente en n.

Este modelo incluye parámetros desconocidos: las direcciones  $(\theta, \varphi)$  en U,  $\sigma^2, q$ .

En  $H_1$ , de manera condicional a las direcciones  $(\theta, \varphi)$ , y al hecho de que  $s_n$  es diferente de cero:

50  $E(X_n X_n^* | U) = 2\sigma^2 U U^* + 2\sigma^2 I$  donde k designa la matriz de identidad de dimensión  $P \times P$  donde P es el número de antenas y, donde la anotación  $X^*$  designa la transpuesta conjugada de X.

Si consideramos el conjunto de las direcciones de llegada de los objetivos (lo que equivale a decir que se trata de hacer un buen detector en promedio para todas las direcciones de llegada de los objetivos), el promedio de los términos  $UU^*$  es proporcional a  $I$ .

$$E(X_n X_n^*) = (2\sigma'^2 + 2\sigma^2)I$$

De ello se deduce la covarianza no condicional en  $H_1$ :

El término  $2\sigma^2$  "absorbe" el

- 5 coeficiente de proporcionalidad entre  $UU^*$  y  $I$ ; para no complicar las anotaciones, se conserva el término  $2\sigma^2$  en lugar de introducir un término  $2\sigma'^2$ .

Y, en  $H_0$ ,  $E(X_n X_n^*) = 2\sigma^2 I$

En la hipótesis  $H_1$ , la muestra  $X_n$  tiene para densidad de probabilidad

$$p_1(X_n) = \frac{q}{\pi^P (2(\sigma'^2 + \sigma^2))^P} \cdot \exp\left(\frac{-X_n^* X_n}{2(\sigma'^2 + \sigma^2)}\right) + \frac{1-q}{\pi^P (2\sigma^2)^P} \left(\frac{-X_n^* X_n}{2\sigma^2}\right)$$

- 10 La densidad de probabilidad de la medida  $X_n$  en la hipótesis donde hay ausencia de la señal es:

$$p_0(X_n) = \frac{1}{\pi^P (2\sigma^2)^P} \cdot \exp\left(\frac{-X_n^* X_n}{2\sigma^2}\right)$$

La relación de verosimilitud  $L(X_n)$  es el cociente de las densidades de probabilidad en la hipótesis  $H_1$  y  $H_0$ .

$$L(X_n) = \frac{p_1(X_n)}{p_0(X_n)} = \frac{q \cdot \sigma^{2P}}{(\sigma'^2 + \sigma^2)^P} \cdot \exp\left(\frac{\sigma'^2 X_n^* X_n}{2\sigma^2 (\sigma'^2 + \sigma^2)}\right) + (1-q)$$

- 15 Para determinar la prueba de detección según la invención, se calcula el logaritmo de la relación de verosimilitud para todas las medidas  $X_n; n=1, 2, \dots, N$ :

$$L(X_1, X_2, \dots, X_N; q, \sigma'^2) = \sum_{n=1}^N \ln p(q, X_n) - \ln p(0, X_n) = \sum_{n=1}^N \ln (q \cdot a^P \cdot \exp(b X_n^* X_n) + (1-q))$$

con

$$a = \frac{\sigma^2}{(\sigma'^2 + \sigma^2)} \text{ y } b = \frac{\sigma'^2}{2 \cdot \sigma^2 (\sigma'^2 + \sigma^2)}$$

utilizando la independencia de las medidas  $X_n$ .

- 20 Como esta función depende de dos parámetros desconocidos  $q$  y  $\sigma'^2$ , no se puede utilizar tal como en la detección entre "hipótesis simples". Según la invención, se optimiza entonces el funcionamiento del detector cerca de la relación señal a ruido  $K$ ; lo que equivale a fijar  $\sigma'^2 = K \sigma^2$ . En cuanto al parámetro  $q$ , se puede fijar si se tiene una idea media de la ocupación de tiempo-frecuencia de la señal útil en la ventana de detección.

- 25 La comparación de la relación de verosimilitud  $L(X_1, X_2, \dots, X_N; q, \sigma'^2)$  con un umbral (detector óptimo en el seno del criterio de Neyman-Pearson para valores de  $q$  y  $\sigma'^2$  seleccionados), es equivalente a comparar con un umbral la función  $T_q$ :

$$\sum_{n=1}^N T_q(X_n^* X_n) = \sum_{n=1}^N \alpha L_n(X_n^* X_n) + \beta$$

donde  $\alpha > 0$  y  $\beta$  es real.

Se quiere que el comportamiento de la asíntota del detector sea el del detector cuadrático, lo que se traduce en la

$$\lim_{\|X_n\|^2 \rightarrow \infty} \frac{T_q(X_n^* X_n)}{X_n^* X_n} = 1.$$

relación. Además, se quiere que, independientemente de lo que sea q,  $T_q(0) = 0$  (lo que significa que cuando la señal medida es cero, se impone que el criterio sea cero).

Para satisfacer estas limitaciones, hay que elegir:  $\alpha = 1/b$  y  $\beta = -\alpha \ln(q \cdot a^P + 1 - q)$ . La función  $T_q$  se escribe entonces:

$$T_q(X_n^* X_n) = \frac{1}{b} \cdot \ln \frac{q \cdot a^P \cdot \exp(b X_n^* X_n) + (1 - q)}{q \cdot a^P + 1 - q} \quad (1)$$

- 5 La función  $T_q$  es una función positiva definida sobre los positivos reales. Cuando  $q < 1$ ,  $T_q(u)$  tiende a 0 cuando u tiende a 0 y, tiene para asíntota la derecha  $u - u_0$  cuando u tiende a  $+\infty$ , con

$$u_0 = -\frac{1}{b} \ln \frac{q \cdot a^P}{q \cdot a^P + 1 - q} \quad (2).$$

Para  $q=1$ , se encuentra exactamente  $T_q(u)=u$ .

- 10 Se puede asimilar el comportamiento de  $T_q$  a dos rectas (la asíntota de  $T_q$  en infinito y, el eje de las abscisas), y solo conservar este comportamiento para definir el detector h según la invención, lo que equivale a realizar:

$$\sum_{n=1}^N h(\|X_n\|^2) > 0 < \text{umbral}$$

donde  $h(u)=0$  para  $0 \leq u \leq u_0$  y  $h(u) = u - u_0$  para  $u > u_0$ , con  $u_0 > 0$  para  $q < 1$  y  $u_0=0$  para  $q=1$ .

Este detector se compone, por lo tanto, de una integración incoherente espacialmente ( $\|X_n\|^2$ ), seguido de una no linealidad (función h) y, después, de una integración incoherente en una ventana de tiempo/frecuencia  $\left(\sum_{n=1}^N\right)$ .

15 Detección en red de antenas con bipolarización

La invención se describe ahora según un segundo modo de realización que se refiere a las redes de antenas con bipolarización, dicho de otro modo, las redes que están constituidas por elementos de antenas polarizados según dos polarizaciones diferentes.

- 20 Para una antena con bipolarización, la señal de salida de transformada de Fourier discreta se modeliza de la siguiente manera.

Después del análisis espectral, la señal medida en la casilla de tiempo-frecuencia de índice n se escribe, en la hipótesis  $H_1$  (es decir, la hipótesis donde la señal está presente en la casilla):

$$H_1 : \begin{cases} z_{1n} = g_1 \cdot s_n + w_{1n} \\ z_{2n} = g_2 \cdot s_n + w_{2n} \end{cases} \quad n = 1, 2, \dots, N$$

$g_1$  y  $g_2$  son las ganancias complejas de las dos antenas, que dependen de la polarización.

- 25 La señal  $s_n$  es cero con la probabilidad  $1-q$  diferente de 0 con la probabilidad q.  $s_n$  es una muestra de una variable gaussiana compleja, centrada, de varianza  $2\sigma^2$ . Las muestras  $s_n$  son independientes de una casilla de tiempo-frecuencia a otra.

siendo  $2\sigma^2$  la potencia total de la señal útil, se toma la hipótesis, sin pérdida de generalidad, que  $|g_1|^2 + |g_2|^2 = 1$  (normalmente se toma  $g_1 = \cos(\alpha)$  y  $g_2 = \sin(\alpha)e^{i\psi}$ ).

- 30  $w_{1n}, w_{2n}$  son ruidos gaussianos, complejos, centrados, de igual varianza  $2\sigma^2$ , independientes en n y entre ellos. Cuando la señal está ausente, se tiene el modelo  $H_0$  siguiente:

$$H_0 : \begin{cases} z_{1n} = w_{1n} \\ z_{2n} = w_{2n} \end{cases} \quad n = 1, 2, \dots, N$$

Cuando  $s_n$  es diferente de 0,  $(z_{1n}, z_{2n}) = z_n^T$  es un vector gaussiano complejo, centrado, de covarianza:

$$R = \begin{pmatrix} |g_1|^2 \cdot 2\sigma^2 + 2\sigma^2 & 2g_1 \overline{g_2} \sigma^2 \\ 2g_1 \overline{g_2} \sigma^2 & |g_2|^2 \cdot 2\sigma^2 + 2\sigma^2 \end{pmatrix}$$

A continuación, se observa el vector  $(g_1 g_2)^T$  de manera que  $R = 2\sigma^2 G G^* + 2\sigma^2 I$

Para una red de antenas que comprende P elementos de antenas con bipolarización, se deduce de ello los siguientes modelos.

Cuando la señal está presente, se tiene el modelo  $H_1$ :

5

$$H_1 : \begin{cases} z_{1pn} &= g_1 e^{i\varphi_p} s_n + w_{1pn} \\ z_{2pn} &= g_2 e^{i\varphi_p} s_n + w_{2pn} \end{cases} \quad n = 1, 2, \dots, N$$

donde  $\varphi_p$  representa el desfase geométrico de la antena p en relación con un punto seleccionado como referencia. Cuando la señal está ausente, se tiene el modelo  $H_0$ :

$$H_0 : \begin{cases} z_{1pn} &= w_{1pn} \\ z_{2pn} &= w_{2pn} \end{cases} \quad n = 1, 2, \dots, N$$

Se observa ahora:

10

$$z_{pn} \text{ la medida n realizada en la antena p: } z_{pn} = (z_{1pn}, z_{2pn})^T$$

$$z_n \text{ el conjunto de las medidas de índice n realizadas sobre el conjunto de las P antenas: } z_n = (z_{11n}, z_{21n}, \dots, z_{1pn}, z_{2pn})^T$$

Cuando  $s_n \neq 0$ ,  $z_{pn}$  es un vector gaussiano complejo, centrado, de covarianza:

$$R = \begin{pmatrix} |g_1|^2 \cdot 2\sigma^2 + 2\sigma^2 & 2g_1 \overline{g_2} \sigma^2 \\ 2\overline{g_1} g_2 \sigma^2 & |g_2|^2 \cdot 2\sigma^2 + 2\sigma^2 \end{pmatrix}$$

15 Para P antenas con bipolarización, si suponemos las medidas independientes de una antena con bipolarización a otra (lo que equivale a realizar un buen detector en promedio en todas las direcciones de llegada y renunciar a realizar una detección optimizada en función de una dirección de llegada dada), entonces, en la hipótesis  $H_1$  el vector de medidas  $(z_{11n}, z_{21n}, \dots, z_{1pn}, z_{2pn})^T$  tiene como matriz de covarianza no condicionada:

$$\mathfrak{R} = \begin{pmatrix} R & & & \\ & R & & \\ & & \dots & \\ & & & R \\ & & & & R \end{pmatrix}$$

Es una matriz de bloque diagonal; por lo tanto, tiene las siguientes propiedades:

20

$$\text{dct } \mathfrak{R} = (\text{dct } R)^P$$

$$\mathfrak{R}^{-1} = \begin{pmatrix} R^{-1} & & & \\ & R^{-1} & & \\ & & \dots & \\ & & & R^{-1} \\ & & & & R^{-1} \end{pmatrix}$$

25 Se describe ahora el detector implementado, según la invención, para una red de antenas que comprende P elementos de antenas con bipolarización. La invención se aplica, en particular, para redes incompletas con bipolarización en las que los centros de fase de las vías de recepción de las dos polarizaciones de una misma antena se confunden.

En la hipótesis  $H_0$ , la señal compleja  $z_n$  tiene para la densidad de probabilidad:

$$p_0(z_n) = \frac{1}{\pi^{2P} (2\sigma^2)^{2P}} \exp\left(-\frac{\|z_n\|^2}{2\sigma^2}\right)$$

En la hipótesis  $H_1$ , la señal compleja  $z_n$  tiene para la densidad de probabilidad:

$$\begin{aligned} p_1(z_n) &= \frac{q}{\pi^{2P} \det \mathfrak{R}} \exp(-z_n^* \mathfrak{R}^{-1} z_n) + \frac{1-q}{\pi^{2P} (2\sigma^2)^{2P}} \exp\left(-\frac{\|z_n\|^2}{2\sigma^2}\right) \\ &= \frac{q}{\pi^{2P} (\det R)^P} \exp\left(-\sum_{p=1}^P z_{pn}^* R^{-1} z_{pn}\right) + \frac{1-q}{\pi^{2P} (2\sigma^2)^{2P}} \exp\left(-\frac{\|z_n\|^2}{2\sigma^2}\right) \end{aligned}$$

Después de los cálculos se obtiene:

$$R^{-1} = \frac{1}{2\sigma^2} I - \frac{2\sigma'^2 \|G\|^2}{2\sigma^2 (2\sigma'^2 \|G\|^2 + 2\sigma^2)} \Gamma \Gamma^*, \text{ donde } \Gamma = G / \|G\|$$

5

De las ecuaciones anteriores se deduce la relación de verosimilitud

$$L_n : L_n = \frac{p_1(z_n)}{p_0(z_n)} = \frac{q(2\sigma^2)^{2P}}{(\det R)^P} \exp\left(\frac{2\sigma'^2 \|G\|^2}{2\sigma^2 (2\sigma'^2 \|G\|^2 + 2\sigma^2)} \sum_{p=1}^P |\Gamma^* z_{pn}|^2\right) + 1 - q$$

El detector óptimo en el sentido del criterio de Neyman-Pearson (para los valores de  $q$  y  $\sigma'^2$  seleccionados), es

$$L(z_1, z_2, \dots, z_N; q, \sigma'^2, \Gamma) = \sum_{n=1}^N \ln p_1(z_n) - \ln p_0(z_n),$$

equivalente a comparar con un umbral la función  $\ln$

10 que depende de tres parámetros desconocidos:  $\Gamma$ ,  $\sigma'^2$  y  $q$ , donde  $\sigma'^2$  es la potencia de la señal útil,  $q$  es la proporción de señal útil en el interior de la ventana analizada y  $\Gamma$  es el vector propio de  $R$  asociado al mayor valor propio de  $R$ .

De hecho  $R = 2\sigma'^2 G G^* + 2\sigma^2 I$ , por lo tanto:  $R \cdot G = (2\sigma'^2 \|G\|^2 + 2\sigma^2) \cdot G$ ,

$G$  y también  $\Gamma = G / \|G\|$ , por lo tanto, son vectores propios de la matriz  $R$  asociados con el valor propio  $2\sigma'^2 \|G\|^2 + 2\sigma^2$ .

El segundo valor propio de  $R$  vale  $\text{tr} R - (2\sigma'^2 \|G\|^2 + 2\sigma^2) = 2\sigma^2$ .

15 por lo tanto,  $\Gamma$  es un vector propio de  $R$  asociado al mayor valor propio de  $R$ .

En el caso donde  $q=1$ ,  $L(z_n; q, \sigma'^2, \Gamma)$  se simplifica en:

$$L(z_n; \sigma'^2, \Gamma) = \frac{(2\sigma^2)^{2P}}{(\det R)^P} \exp\left(\frac{2\sigma'^2 \|G\|^2}{2\sigma^2 (2\sigma'^2 + 2\sigma^2)} \sum_{p=1}^P |\Gamma^* z_{pn}|^2\right),$$

$$g_{\sigma, \sigma'} \left( \sum_{p=1}^P |\Gamma^* z_{pn}|^2 \right)$$

que podemos poner en forma de:

o  $g_{\sigma, \sigma'}(\cdot)$  es la función definida para

$$g_{\sigma, \sigma'}(u) = \frac{(2\sigma^2)^{2P}}{(\det R)^P} \exp\left(\frac{2\sigma'^2 \|G\|^2 u}{2\sigma^2 (2\sigma'^2 + 2\sigma^2)}\right)$$

es monótona creciente.

20 En consecuencia, la familia  $p_1(z_n)$ , indexada por  $\sigma'$ , es una función con relación de verosimilitud monótona para la

función  $\left( \sum_{p=1}^P |\Gamma^* z_{pn}|^2 \right)$ . Por lo tanto, la prueba  $\left( \sum_{p=1}^P |\Gamma^* z_{pn}|^2 \right)$  superior o inferior a un umbral es una prueba

Uniformemente Más Potente (UPP), conocida en el ámbito, por ejemplo, a partir del libro "Testing Statistical Hypothesis", E.L. Lehmann, J.P. Romano, Springer 2005". Esto significa que, independientemente del valor del parámetro desconocido  $\sigma'$ , y, para una probabilidad de falsa alarma fijada, la prueba tiene una probabilidad de



detección (potencia de la prueba) superior a la de cualquier otra prueba. Cuando se dispone de N medidas, la prueba deviene:

$$\sum_{n=1}^N \left( \sum_{p=1}^P |\Gamma^* z_{pn}|^2 \right) \text{ superior o inferior a un umbral}$$

siendo r desconocido, debe estimarse.

5 Como  $q = 1$ , es posible calcular analíticamente la estimación de  $\Gamma$  en el seno del máximo de verosimilitud,  $\hat{\Gamma}_{MV}$ .

$\hat{\Gamma}_{MV}$  es el valor de  $\Gamma$  que maximiza  $\prod_{n=1}^N L(z_n)$ . O bien, cuando  $q=1$ ,  $\prod_{n=1}^N L(z_n) \exp\left(\sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^P |\Gamma^* z_{pn}|^2\right)$  es igual a

$$\left(\frac{4\sigma^4}{\det R}\right)^P = \left(\frac{2\sigma^2}{2\sigma^2 \|G\|^2 + 2\sigma^2}\right)^r$$

a un término multiplicador cerca de  $\|G\|=1$ . Por lo tanto: que es independiente de  $\Gamma$  ya que

10  $\prod_{n=1}^N L(z_n)$  máximo  $\Leftrightarrow \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^P |\Gamma^* z_{pn}|^2$  máximo  $\Leftrightarrow \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^P \Gamma^* z_{pn} z_{pn}^* \Gamma$  máximo

$\Leftrightarrow \Gamma^* \left( \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^P z_{pn} z_{pn}^* \right) \Gamma$  máximo

$\Leftrightarrow \Gamma^* \hat{R} \Gamma$  máximo donde  $R$  es la matriz de covarianza empírica de las medidas.

Esto equivale a maximizar el tamaño  $Z = \Gamma^* \hat{R} \Gamma - \lambda(\Gamma^* \Gamma - 1)$ , ya que  $\Gamma$  se normaliza.

Derivando  $Z$  en relación con  $\Gamma^*$  se obtiene:  $\partial Z / \partial \Gamma^* = \hat{R} \Gamma - \lambda \Gamma = 0$ .

15 El máximo de  $Z$ , por lo tanto, se logra cuando  $\Gamma$  se toma igual al vector propio asociado al mayor valor propio de la matriz de covarianza empírica.

Cuando  $q=1$ ,  $\hat{\Gamma}_{MV}$  es, por lo tanto, el vector propio asociado al mayor valor propio de la matriz de covarianza empírica.

$$\sum_{n=1}^N \left( \sum_{p=1}^P |\Gamma^* z_{pn}|^2 \right)$$

20 La prueba obtenida reemplazando  $\Gamma$  por  $\hat{\Gamma}_{MV}$  en  $\sum_{n=1}^N \left( \sum_{p=1}^P |\Gamma^* z_{pn}|^2 \right)$  es la prueba llamada de GLRT (Generalized Likelihood Ratio Test) conocida en el ámbito, por ejemplo, a través del libro "Detection, Estimation and Modulation", H.L. van Trees, Wiley 1968.

El procedimiento de GLRT, que a menudo se propone cuando no existe una prueba uniformemente más potente, sin

$$\prod_{n=1}^N L(z_n)$$

25 embargo, solo es aplicable cuando el parámetro  $q$  es diferente de 1 ya que la relación de verosimilitud es una ley de mezcla (suma de densidades de probabilidades ponderadas por  $q$  y  $1-q$ ), lo que hace delicado, incluso, imposible, su resolución analítica.

Cuando  $q$  es diferente de 1, la invención propone, como para las redes de monopolarización, optimizar el funcionamiento del detector cerca de una relación señal a ruido y de un coeficiente  $q$  fijo.

Para  $\Gamma$ , se conserva el mismo estimador que anteriormente y se toma para  $\hat{\Gamma}$  el valor propio máximo asociado a la

$$\hat{R} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^P z_{pn} z_{pn}^* \quad \hat{R} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^P z_{pn} z_{pn}^* = qR + 2\sigma^2 I$$

30 matriz  $\hat{R}$ . Esto justificado por la relación: al que se

suman términos centrados en  $1/\sqrt{N}$ . La relación anterior muestra que  $\hat{\Gamma}$  también es vector propio de  $\hat{R}$  asociado a su mayor valor propio: de hecho, la matriz  $I$  tiene como valor propio 1 y admite cualquier vector propio, por lo tanto, cualquier vector propio de  $R$  (asociado al valor propio  $\lambda$ ) es también vector propio de  $\hat{R}$  (asociado al valor propio  $q\lambda + 2\sigma^2$ ). Este estimador no es el máximo de verosimilitud, pero posee las mismas propiedades que el máximo de verosimilitud: es imparcial y su covarianza es  $1/N$ .

$$\sum_{n=1}^N \ln L(z_n) > 0 < \text{umbral}$$

Se utiliza, por lo tanto, la estructura de la prueba de Neyman-Pearson tomando para el estimador de  $\Gamma$  el vector propio de la matriz de covarianza empírica, asociado a su mayor valor propio y seleccionando un punto de funcionamiento para los otros parámetros  $\sigma^2$  y  $q$ .

Los rendimientos del detector se intercambian si la prueba se cambia en:

5

$$\sum_{n=1}^N T_q(z_n) = \sum_{n=1}^N (\alpha \ln L(z_n) + \beta) > 0 < \text{umbral}$$

con  $\alpha > 0$  y  $\beta$  real.

Se selecciona  $\alpha$  y tal que el comportamiento asintótico del detector sea el del detector cuadrático, es decir, que

$$\alpha L(z_n) + \beta \approx \sum_{p=1}^P |\Gamma^* z_{pn}|^2 / 2\sigma^2 \quad \text{para} \quad \sum_{p=1}^P |\Gamma^* z_{pn}|^2 \rightarrow \infty.$$

Además se quiere que, para cualquier  $q$ ,  $T_q(0)=0$ , lo que significa que cuando la señal medida es cero, se quiere que el criterio sea cero. Estas dos condiciones imponen:

10

$$\begin{cases} \alpha \ln \left[ q \left( \frac{4\sigma^4}{\det R} \right)^P + 1 - q \right] + \beta = 0 \\ \alpha \frac{2\sigma'^2 \|G\|^2}{2\sigma'^2 \|G\|^2 + 2\sigma^2} = 1 \end{cases}$$

de donde se obtiene:

$$\alpha = \frac{2\sigma'^2 \|G\|^2 + 2\sigma^2}{2\sigma'^2 \|G\|^2}$$

y

$$\beta = -\frac{2\sigma'^2 \|G\|^2 + 2\sigma^2}{2\sigma'^2 \|G\|^2} \ln \left[ q \left( \frac{4\sigma^4}{\det R} \right)^P + 1 - q \right]$$

15 Ahora bien

$$\|G\| = 1$$

Por lo tanto:

$$\alpha = \frac{2\sigma'^2 + 2\sigma^2}{2\sigma'^2} \quad \beta = -\frac{2\sigma'^2 + 2\sigma^2}{2\sigma'^2} \ln \left[ \frac{q(2\sigma^2)^{2P}}{(\det R)^P} + 1 - q \right]$$

Con las anotaciones definidas anteriormente, la característica del detector deviene:

$$T_q(Z_n) = \alpha \ln \left[ \frac{q \gamma e^{Z_n / \alpha} + 1 - q}{1 + q \gamma - q} \right]$$

con

$$Z_n = \sum_{p=1}^P \left| \Gamma^*_{Z_{pn}} \right|^2 / 2\sigma^2 \quad \text{y} \quad \gamma = \left( \frac{4\sigma^4}{\det R} \right)^P = \frac{1}{\left( 1 + \frac{\sigma'^2}{\sigma^2} \right)^P}$$

Se propone acercar la característica del detector por dos rectas:

5

$$Z_n \rightarrow \infty : y = x + \alpha \ln \left( \frac{q \gamma}{q \gamma + 1 - q} \right)$$

\* su asíntota en

\* la recta:  $y=0$  (la pendiente originalmente no es cero, por lo tanto, esta recta no es la asíntota de  $T_q$  en 0)

Deviene, entonces:

$$\sum_{\text{ventana}} T_q(Z_n)$$

10 Donde:

$$\begin{cases} T_q(Z_n) = 0 & \text{cuando } Z_n \leq s \\ T_q(Z_n) = Z_n - s & \text{cuando } Z_n \geq s \end{cases}$$

y donde  $s$  se define por el punto de intersección del eje de las abscisas con la asíntota en  $+\infty$ .

Se describe ahora, con el apoyo del diagrama de flujo de la figura 1, las etapas de implementación de los diferentes modos de realización de la invención.

15 En una primera etapa 101, común a todos los modos de realización de la invención, una transformación de tiempo-frecuencia se aplica a las señales recibidas en cada elemento de antena de la red. Más precisamente, se aplican, para cada señal, varias transformadas de Fourier discretas, desfasadas temporalmente, con el fin de obtener una representación de tiempo-frecuencia de la señal en forma de una cuadrícula de casillas de tiempo-frecuencia que contiene cada una el espectro de la señal para un intervalo de frecuencia y un intervalo temporal dados.

20 Se describe ahora el seguimiento de las etapas del procedimiento según un primer modo de realización que se refiere a las redes de antenas con monopolización.

Se anota  $x_{n,j}$  el valor espectral obtenido para la casilla de tiempo-frecuencia de índice  $n$  medido para el elemento de antena de índice  $j$ , llamado en lo sucesivo "espectro". Se anota  $X_n$  el vector compuesto por los espectros de la casilla de tiempo-frecuencia de índice  $n$  medidos para todos los elementos de antenas de la red.

25 En una segunda etapa 103, se calcula la suma cuadrática de los espectros  $x_{n,j}$ , dicho de otro modo, la norma al

$$\|X_n\|^2 = X_n^* X_n = \sum_{j=1}^{\text{Psensores}} x_{n,j}^* x_{n,j}$$

cuadrado del vector  $X_n$ :

o, incluso, la energía de la señal  $X_n$ .

En una tercera etapa 104, se aplica la función no lineal  $T_q$  al resultado de la segunda etapa 103 con el fin de eliminar las casillas de tiempo-frecuencia que se supone que solo contienen ruido.

$$\begin{cases} T_q(X_n^* X_n) = 0 & \text{cuando } X_n^* X_n \leq s \\ T_q(X_n^* X_n) = X_n^* X_n - s & \text{cuando } X_n^* X_n \geq s \end{cases}$$

El umbral  $s$  se determina buscando la intersección entre el eje de las abscisas y la asíntota al infinito del logaritmo de la relación de verosimilitud aproximada por la función  $T_q$  dada para la relación (1). Una expresión del valor del umbral  $s$  se da para la relación (2).

- 5 Esta relación depende de la relación señal a ruido y del parámetro  $q$  que representa la probabilidad de presencia de la señal en una casilla de tiempo-frecuencia.

Para calcular el umbral  $s$ , la relación señal a ruido se fija en un punto de funcionamiento dado, dependiendo, en particular, de la aplicación a la que se dirige.

- 10 Para una relación señal a ruido más fuerte que el punto de funcionamiento fijo, el detector se desadapta, pero esto no es un problema porque la señal se detecta más fácilmente que en el punto de funcionamiento para el que se ajusta el logaritmo. Para una relación señal a ruido más pequeña que el punto de funcionamiento fijo, el detector se desadapta, pero se considera que las señales correspondientes no son de interés.

- 15 El valor del parámetro  $q$  se fija lo más cerca posible del valor 0, sin ser cero, para colocarse en un caso donde la señal tiene una probabilidad pequeña de estar presente. El detector según la invención se optimiza para este valor de  $q$ . Si el valor de  $q$  real es superior al valor de  $q$  seleccionado, la relación señal a ruido media  $q\sigma^2/\sigma^2$  es más elevada y, por lo tanto, el umbral de detección se cruzará más fácilmente. Si el valor real de  $q$  es inferior al valor de  $q$  seleccionado, la relación señal a ruido media es más pequeña, pero se considera que esta situación no presenta interés. En la práctica, un valor de  $q$  igual a 0,1 puede retenerse ya que, por debajo de este valor, la probabilidad de presencia de la señal es muy baja para constituir un caso realista.

- 20 En una cuarta etapa 105, el resultado de la etapa 104 anterior se integra en el conjunto de las casillas de tiempo-frecuencia de la ventana seleccionada.

Para terminar, en una última etapa 106, el resultado de la integración 105 se compara con un umbral de detección  $S_{det}$  predeterminado para deducir de ello la presencia o ausencia de señal.

El umbral de detección  $S_{det}$  se determina por experimentación, para fijar una probabilidad de falsa alarma dada.

- 25 En un segundo modo de realización, el procedimiento de detección según la invención puede también aplicarse para una red de antenas con bipolarización.

En este caso, el procedimiento según la invención consta de una etapa 102 adicional que consiste en calcular la matriz de covarianza empírica  $2 \times 2$  sobre las  $P \times N$  medidas de una ventana donde  $P$  es el número de elementos de antenas con bipolarización y  $N$  el número de casillas de tiempo-frecuencia de la ventana:

30

$$\hat{R} = \begin{pmatrix} \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^P z_{1pn}^* z_{1pn} & \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^P z_{1pn}^* z_{2pn} \\ \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^P z_{2pn}^* z_{1pn} & \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^P z_{2pn}^* z_{2pn} \end{pmatrix}$$

Se determina entonces el vector propio  $\hat{f}^{\#}$  asociado al mayor valor propio de  $\hat{R}$ . El vector propio  $\hat{f}^{\#}$  puede determinarse, por ejemplo, diagonalizando previamente la matriz  $\hat{R}$ .

La etapa 103, por lo tanto, se reemplaza por el cálculo, para cada casilla de tiempo-frecuencia de índice  $n$ , de la

$$Z_n = \sum_{p=1}^P \left| \hat{\Gamma}_{pn}^* z_{pn} \right|^2$$

suma Esto equivale a formar la vía sobre la que la relación señal a ruido es máxima.

- 35 Las etapas 104, 105, 106 siguientes se aplican de la misma manera que para el caso de la red con monopolarización, reemplazando la potencia de la señal  $X_n$  por la suma  $Z_n$ .

- 40 Según una variante del segundo modo de realización descrito anteriormente, un eje de simplificación posible consiste en considerar que la matriz de covarianza  $R$  es una matriz diagonal. Esto equivale a asumir que y tiene incoherencia de las señales recibidas, no solo de un elemento de antena a otro, sino también, entre dos vías, polarizadas de manera diferente, de un mismo elemento de antena. El detector según la invención deviene entonces cuadrático en polarización y sobre las vías de recepción. Esta variante es aplicable si los centros de fase de las dos subredes se colocan o no.

En ese caso, la etapa 102 deviene opcional y el procedimiento es idéntico al caso de la red con monopolarización reemplazando, en la etapa 103, la potencia de la señal  $X_n$  por la de la señal constituida por espectros  $Z_{pn}$  para una

$$Z_n = \sum_{p=1}^P \|z_{pn}\|^2.$$

casilla de tiempo-frecuencia  $n$  dada

5 Esta variante presenta un interés en particular cuando la potencia de la señal recibida es similar para las dos polarizaciones. En ese caso, la invención permite transformar la ganancia de integración incoherente sobre las  $P$  vías de recepción de una red con monopolarización en una ganancia de integración incoherente sobre las  $2P$  vías de la red con bipolarización.

10 Una ventaja de esta variante es que ofrece una mayor facilidad de implementación al precio de una degradación aceptable de los rendimientos de sensibilidad debido al hecho de que la ganancia de integración en polarización ya no es una ganancia de integración coherente.

Las figuras 2a, 2b, 3a, 3b esquematizan, en varios cuadros sinópticos, el dispositivo de detección de señales electromagnéticas según varios modos de realización de la invención.

La figura 2a describe un dispositivo de detección según un primer modo de realización de la invención aplicado a una red de antenas con monopolarización.

15 El dispositivo 200 descrito en la figura 2a comprende una red de antenas compuesta por una pluralidad de elementos de antenas o sensores  $A_1, A_2, A_3, \dots, A_P$  con monopolarización. Cada elemento de antena se acopla a una vía de recepción  $R_1, R_2, R_3, \dots, R_P$  para, en particular, digitalizar la señal analógica recibida por cada sensor. A la salida de cada vía de recepción, una transformada de tiempo-frecuencia  $DFT_1, DFT_2, DFT_3, DFT_P$  se aplica, a través de una o varias transformadas de Fourier discretas desfasadas temporalmente. Para cada vía de recepción, esta operación  
20 da como resultado la construcción de una cuadrícula de casillas de tiempo-frecuencias que contiene cada una el espectro de la señal para un intervalo temporal y un intervalo de frecuencia dados.

25 El dispositivo 200 de detección comprende también un primer módulo 201 de cálculo para efectuar la suma cuadrática, en cada casilla, de los espectros en la salida de cada transformada de tiempo-frecuencia. Dicho de otro modo, el módulo de cálculo 201 se configura para ejecutar la etapa 103 del procedimiento de detección según la invención.

30 El dispositivo 200 de detección comprende también un segundo módulo 202 de cálculo configurado para aplicar la etapa 104 de no linealidad del procedimiento según la invención, un tercer módulo 203 de cálculo para realizar una integración, de acuerdo con la etapa 105 del procedimiento según la invención, de la salida del segundo módulo 202 sobre una ventana de tiempo-frecuencia  $[\Delta T_k, \Delta f_m]$  que consta de un número dado de casillas de tiempo-frecuencia. Para terminar, un último módulo 204 de cálculo se configura para comparar el resultado de integración operado por el tercer módulo 203 con un umbral de detección predeterminado y producir una información sobre la presencia o la ausencia de señal en la ventana de tiempo-frecuencia  $[\Delta T_k, \Delta f_m]$ .

35 La figura 2b esquematiza una variante del dispositivo de detección de la figura 2a según la cual, para cada vía de recepción  $R_1, R_2, R_3, \dots, R_P$ , se aplican dos tipos de transformadas de Fourier discretas con dos resoluciones de frecuencia diferentes. En ese caso, los módulos 201-204 de cálculo descritos para la figura 2a se duplican para cada resolución de frecuencia. Una ventaja de disponer de varios tipos de transformadas de Fourier discretas es que esto permite aumentar la probabilidad de que haya una anchura de filtro adaptada a la banda de la señal que se procesará.

40 La figura 3a representa un cuadro sinóptico de un dispositivo 300 de detección según la invención aplicable a una red de antenas con bipolarización.

Tal dispositivo 300 comprende una pluralidad de elementos de antenas capaces de funcionar según dos polarizaciones distintas. Para una vía dada, un elemento de antena con bipolarización  $A_1, A'_1$  puede constituirse de dos elementos distintos o de un único elemento configurado para funcionar según dos polarizaciones distintas.

45 El dispositivo 300 consta de una vía de recepción  $R_1, R'_1, \dots, R_P, R'_P$  y una transformada de tiempo-frecuencia  $DFT_1, DFT'_1, \dots, DFT_P, DFT'_P$  para cada elemento de antena y cada polarización.

El dispositivo 300 consta también de varios módulos 301, 302, 303, 304 configurados para ejecutar las etapas 102 a 106 de implementación del procedimiento de detección de señales electromagnéticas según la invención.

50 Al igual que para el dispositivo con monopolarización descrito en la figura 2b, el dispositivo con bipolarización también puede implementar para cada vía de recepción  $R_1, R_2, R_3, \dots, R_P$ , dos tipos de transformadas de Fourier discretas con dos resoluciones de frecuencias diferentes.

La figura 3b representa una variante de realización del dispositivo de la figura 3a, según la cual, cada polarización se trata por separado en la salida de las transformadas de tiempo-frecuencia. Un primer módulo 311 de cálculo se

configura para ejecutar la etapa 103 del procedimiento según la invención para las señales recibidas según una primera polarización. Un segundo módulo 321 de cálculo se configura para ejecutar la etapa 103 del procedimiento según la invención para las señales recibidas según una segunda polarización.

5 Un tercer módulo 312 de cálculo se configura para ejecutar la etapa 104 de no linealidad del procedimiento según la invención para las señales recibidas según una primera polarización. Un cuarto módulo 322 de cálculo se configura para ejecutar la etapa 104 de no linealidad del procedimiento según la invención para las señales recibidas según una segunda polarización.

10 Dos módulos 313, 323 distintos realizan la integración de las salidas de los módulos 312, 322 sobre una ventana de tiempo-frecuencia dada. Se utiliza un módulo 314 adicional para comparar las salidas de los dos integradores 313, 323 y mantener la salida que presenta el valor más alto. Este último valor se compara con un umbral de detección mediante un módulo 315 de comparación.

La variante de realización representada en la figura 3b es, en particular, interesante, cuando la potencia de la señal no está equilibrada en las dos subredes constituidas cada una de los elementos de antenas configurados según una polarización dada.

15 Esta variante equivale a aplicar el procedimiento según la invención, tal como se describe para el caso de una red con monopolarización, con cada una de las dos subredes funcionando en monopolarización y, después, conservar solo el máximo de los resultados de detección proporcionados sobre las dos subredes. Esta variante es aplicable si los centros de fase de las dos subredes se colocan o no.

20 En las diferentes variantes de realización del dispositivo de detección de señales electromagnéticas según la invención, los módulos de cálculo se pueden disponer según diferentes arquitecturas, en particular, cada etapa del procedimiento puede implementarse por un módulo distinto o, al contrario, el conjunto de las etapas puede reagruparse en el seno de un módulo de cálculo único.

25 Cada uno de los módulos de cálculo contenidos en el dispositivo según la invención puede realizarse en forma de software y/o hardware. Cada módulo puede consistir, en particular, en un procesador y una memoria. El procesador puede ser un procesador genérico, un procesador específico, un circuito integrado propio de una aplicación (conocido también bajo el nombre inglés ASIC de "Application-Specific Integrated Circuit") o una red de puertas programables in situ (conocido también bajo el nombre inglés FPGA de "Field-Programmable Gate Array").

**REIVINDICACIONES**

1. Procedimiento de detección de una señal electromagnética, llamada señal de interés, capaz de estar contenida en una señal electromagnética recibida por una red de antenas que comprende una pluralidad de elementos de antenas, comprendiendo dicho procedimiento las siguientes etapas:
- 5       - Aplicar a dicha señal electromagnética recibida por cada elemento de antena una pluralidad de transformadas (101) de tiempo-frecuencia con el fin de obtener una representación de dicha señal en forma de una pluralidad de casillas de tiempo-frecuencia que contiene cada una el espectro de dicha señal para un intervalo de frecuencia y un intervalo temporal dados,
- Para cada casilla de tiempo/frecuencia de un conjunto de casillas dado,
- 10       ○ Calcular (103) la energía del vector compuesto por los espectros sobre el conjunto de elementos de antenas,
- Aplicar (104) la función no lineal T siguiente al resultado del cálculo de energía anterior, para anular las casillas de tiempo/frecuencia que solo contienen sustancialmente ruido:
- 15       ■ Si la norma de la energía del vector de los espectros es inferior a un primer umbral predeterminado  $s$ , el resultado de la función T es cero,
- Si la norma de la energía del vector de los espectros es superior o igual a dicho primer umbral  $s$ , el resultado de la función T es igual a la norma de la energía del vector de los espectros menos el valor de dicho primer umbral  $s$ ,
- 20       - Integrar (105), sobre dicho conjunto de casillas de tiempo/frecuencia, el resultado de dicha función no lineal T,
- Comparar (106) el resultado de la integración con un segundo umbral predeterminado, llamado umbral de detección  $S_{det}$ , para detectar la presencia de la señal de interés.
2. Procedimiento de detección de una señal electromagnética según la reivindicación 1 en el que dichos elementos de antenas son monopolarizados.
- 25       3. Procedimiento de detección de una señal electromagnética según la reivindicación 1 en el que dichos elementos de antenas son bipolarizados.
4. Procedimiento de detección de una señal electromagnética según la reivindicación 3 en el que la etapa (103) de cálculo de energía se realiza sobre el vector compuesto por los espectros para cada una de las polarizaciones sobre el conjunto de los elementos de antenas.
- 30       5. Procedimiento de detección de una señal electromagnética según la reivindicación 4 en el que consta, además, de las siguientes etapas:
- Calcular (102) la matriz de covarianza entre la pluralidad de espectros asociados a la pluralidad de elementos de antenas configurados según una primera polarización y la pluralidad de espectros asociados a la pluralidad de elementos de antenas configurados según una segunda polarización,
- 35       - Calcular (102) el vector propio asociado al mayor valor propio de dicha matriz de covarianza,
- En la etapa (103) de cálculo de energía, reemplazar el espectro por su producto escalar con dicho vector propio.
- 40       6. Procedimiento de detección de una señal electromagnética según la reivindicación 3 en el que las etapas de cálculo de la energía de los espectros (103), de aplicación de la función (104) no lineal T y de integración (105), en una pluralidad de casillas de tiempo/frecuencias, del resultado de dicha función no lineal T se realizan por separado para cada polarización de dichos elementos de antenas, comprendiendo dicho procedimiento, además, una etapa adicional de determinación del máximo de los resultados de integración en las dos polarizaciones, comparándose dicho máximo a dicho segundo umbral de detección.
- 45       7. Procedimiento de detección de una señal electromagnética según una de las reivindicaciones anteriores en el que dicho primer umbral  $s$  se determina buscando la intersección entre el eje de las abscisas y la asíntota al infinito del logaritmo de la relación de verosimilitud definido como el cociente de las densidades de probabilidades en la hipótesis (H1) donde la señal de interés está presente en una casilla de tiempo/frecuencia y en la hipótesis (H0) donde la señal de interés está ausente en una casilla de tiempo/frecuencia.
- 50       8. Procedimiento de detección de una señal electromagnética según la reivindicación 7 en el que dicho primer umbral  $s$  se calcula en función de una relación señal a ruido dada y de un parámetro  $q$  que representa la probabilidad de presencia de la señal de interés en una casilla de tiempo/frecuencia.
9. Procedimiento de detección de una señal electromagnética según la reivindicación 8 en el que dicho parámetro  $q$  se selecciona dentro de un intervalo comprendido entre 0,1 y 1.
10. Procedimiento de detección de una señal electromagnética según una de las reivindicaciones anteriores en el que dicho segundo umbral de detección  $S_{det}$  se configura para respetar una probabilidad de falsa alarma dada.

11. Procedimiento de detección de una señal electromagnética según una de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha red de antenas es incompleta.

5 12. Dispositivo (200, 210, 300, 310) para la detección de una señal electromagnética, llamada señal de interés, capaz de estar contenida en una señal electromagnética, comprendiendo dicho dispositivo una red de antenas que comprende una pluralidad de elementos de antenas ( $A_1, \dots, A_P$ ) y medios (201, 202, 203, 204) configurados para implementar el procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 11.



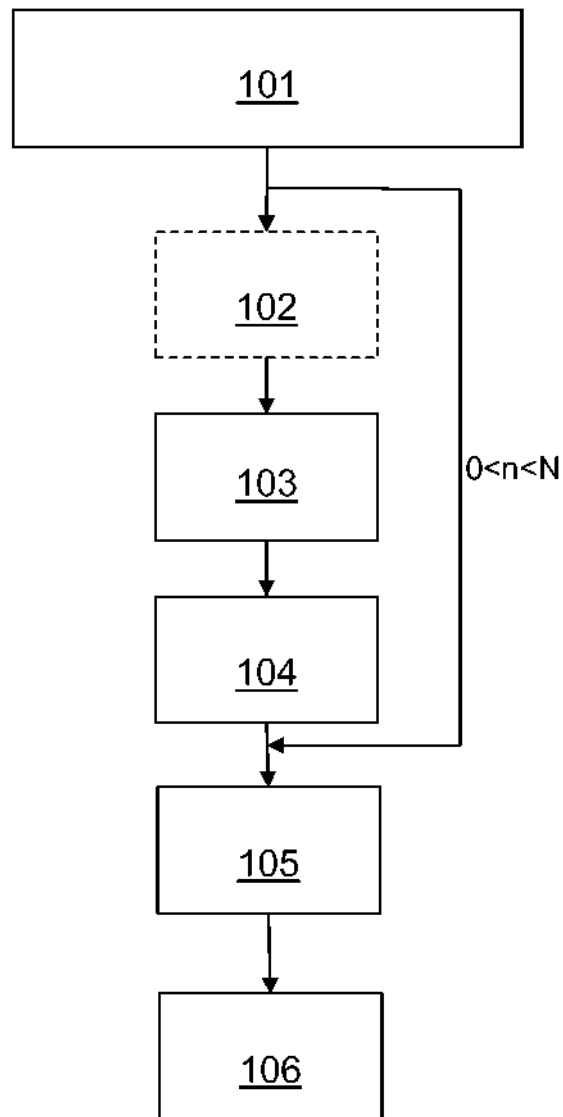


FIG. 1

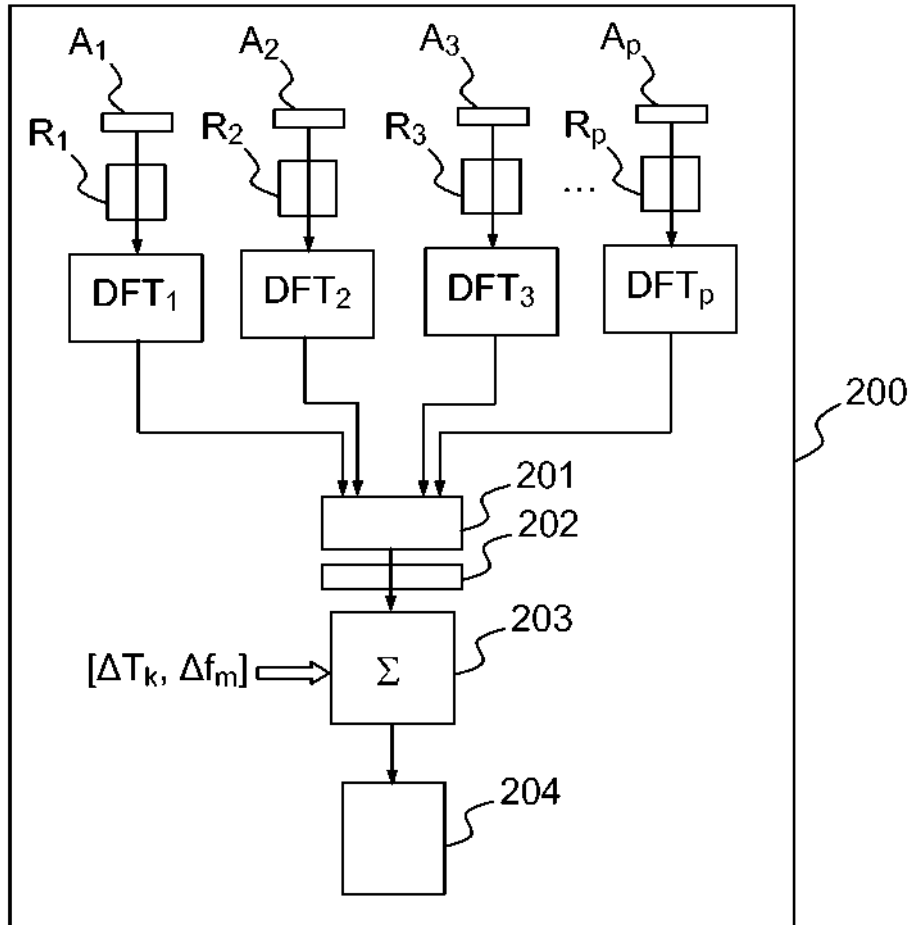


FIG.2a

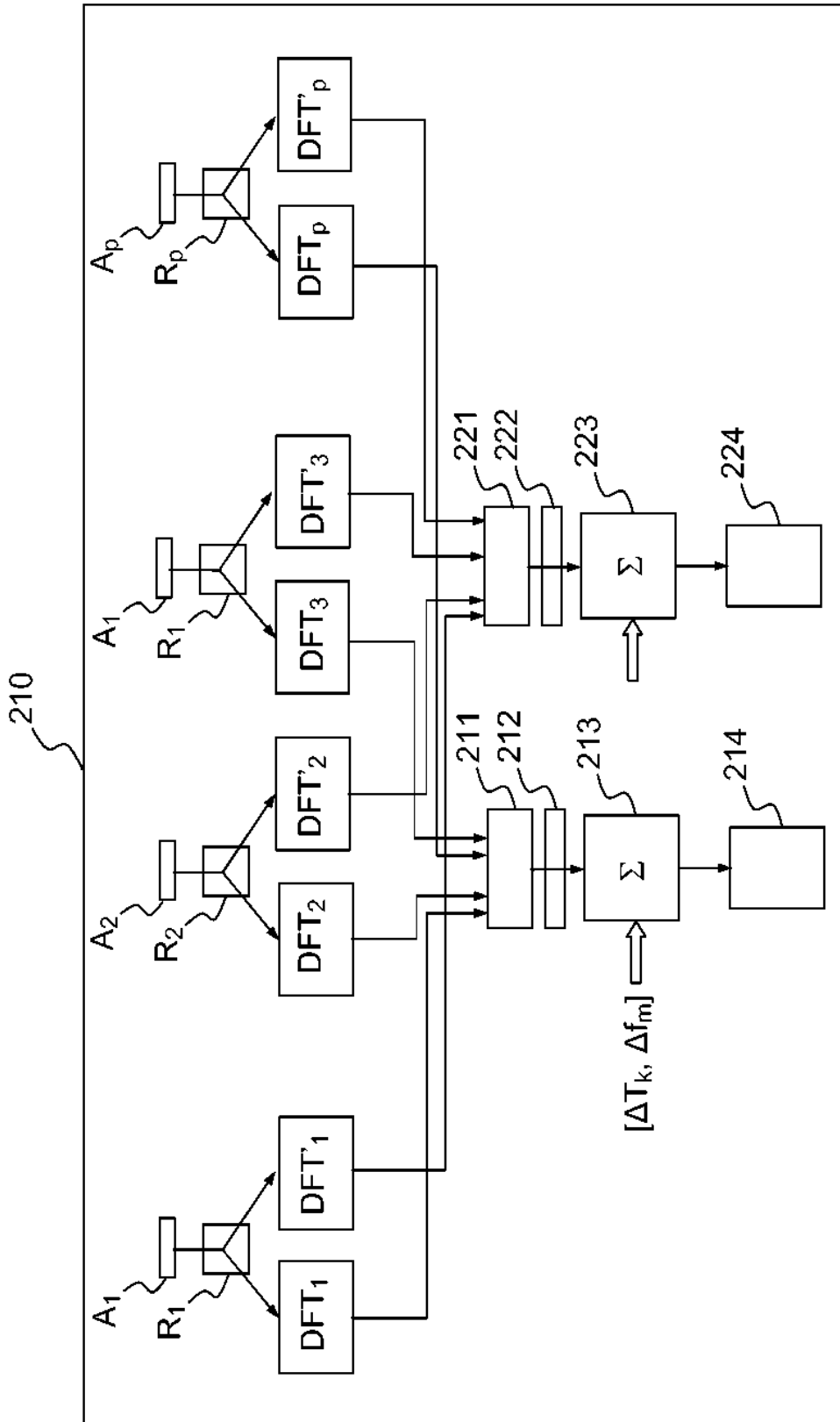


FIG.2b

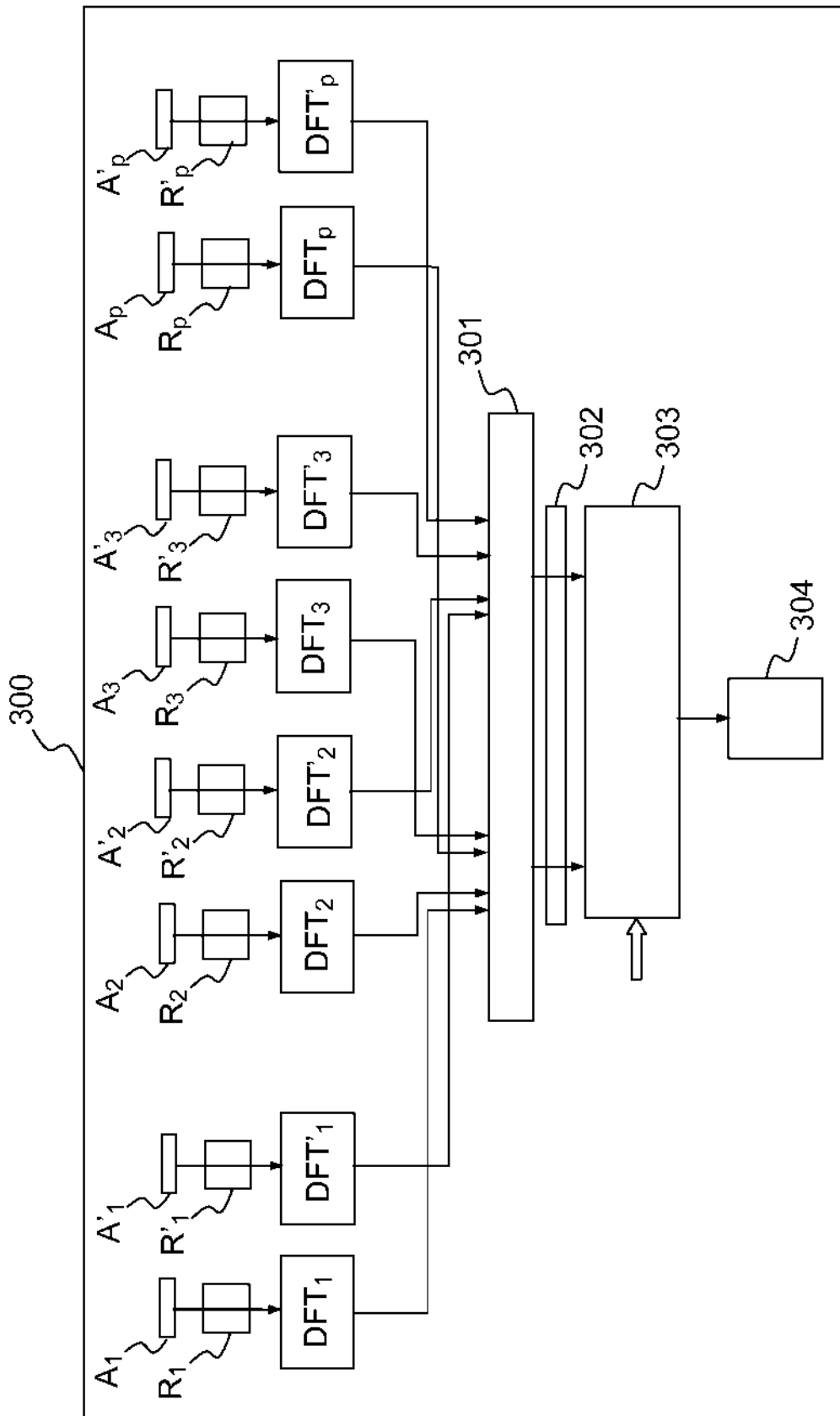


FIG.3a

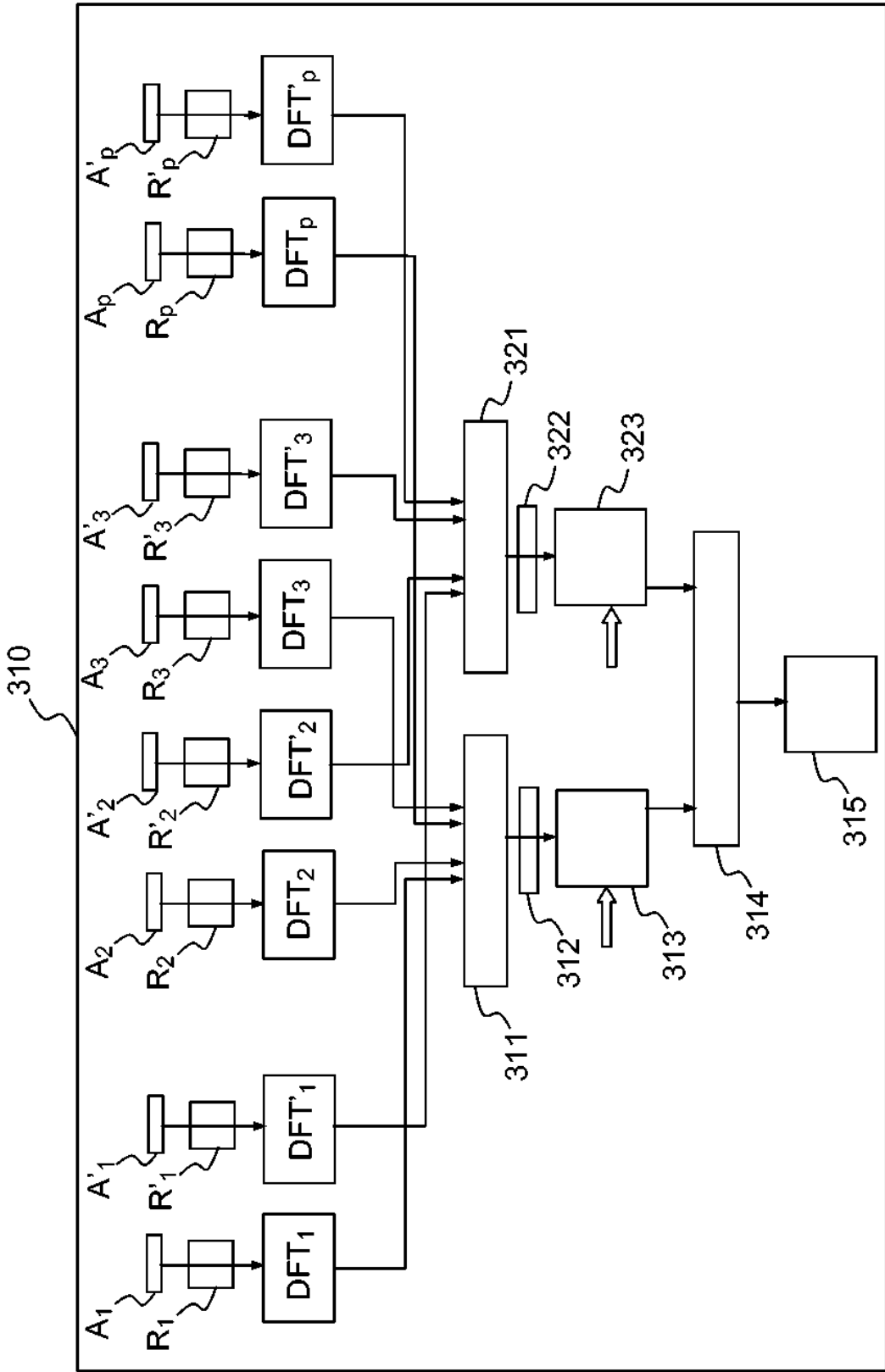


FIG.3b