

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 379 131**

51 Int. Cl.:  
**G01R 23/16** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **08761373 .3**  
96 Fecha de presentación: **25.06.2008**  
97 Número de publicación de la solicitud: **2297588**  
97 Fecha de publicación de la solicitud: **23.03.2011**

54 Título: **Procedimiento y dispositivo de procesamiento de señales para detectar y ubicar formas espectrales**

30 Prioridad:  
**30.05.2008 ES 200801636**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**23.04.2012**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**23.04.2012**

73 Titular/es:  
**Fundació Centre Tecnologic de  
Telecomunicacions de Catalunya  
Av. Carl Friedrich Gauss, 7  
08860 Castelldefels (Barcelona), ES**

72 Inventor/es:  
**LAGUNAS HERNANDEZ, Miguel, Angel;  
PEREZ-NEIRA, Ana, Isabel;  
MESTRE PONS, Xavier y  
ROJAS HERNANDEZ, Miguel, Angel**

74 Agente/Representante:  
**Carpintero López, Mario**

ES 2 379 131 T3

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

## DESCRIPCIÓN

Procedimiento y dispositivo de procesamiento de señales para detectar y ubicar formas espectrales

### Campo de la invención

5 La presente invención se refiere en general al campo de procesamiento de señales estadístico, más en particular, trata de un procedimiento y un dispositivo de estimación espectral que pueden detectar en registros de datos la presencia o ausencia de un espectro objetivo o amenaza potencial y, si es así, ubicarlo en frecuencia.

### Estado de la técnica

10 Uno de los problemas clave en análisis de espectro electromagnético es encontrar fundamentos que permitan controlar el escáner mediante frecuencias puras, de modo que pueda detectarse una forma espectral específica o signatura de correlación de un espectro (TS) objetivo.

El espectro (TS) objetivo presenta una actividad electrónica que se supone conocida en forma y ancho de banda, pero el nivel de potencia y la ubicación de frecuencia del TS sigue sin conocerse.

15 Los sistemas comerciales actuales se basan principalmente en detección de energía, cuyo rendimiento es pobre para relación señal a ruido (SNR) baja o en presencia de potentes perturbaciones de canal propio. Además, las técnicas de detección de energía [véase "Robust adaptive radar detection in the presence of steering vector mismatches", de De Maio, A., IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Volumen 41, Número 4, p.p. 1322 – 1337, Oct. 2005] informan de actividad de transmisión sin catalogar apropiadamente los orígenes de tal actividad.

20 Las alternativas existentes se basan en propiedades cicloestacionarias [véase "Signal interception: a unifying theoretical framework for feature detection" de Gardner, W.A, IEEE Transactions on Communications, Volumen 36, Número 8, p.p. 897 – 906, Ago. 1988] del TS, pero requieren redundancia espectral (es decir ancho de banda excesivo) y, además, estos enfoques se ven afectados por desfase de sincronismo o fluctuación. Otra desventaja es que la ubicación de frecuencia se vuelve casi poco realista en procedimientos cicloestacionarios, puesto que implica un doble escaneo en frecuencia portadora y frecuencia de ciclo. Además de estos inconvenientes, los procedimientos cicloestacionarios no son robustos frente a perturbaciones de canal propio y requieren una longitud de datos bastante larga.

25 Los enfoques de banco de filtros son otra posible alternativa para detectar y ubicar un TS. Estas técnicas proporcionan un nivel de potencia estimado de la contribución de la forma espectral a un registro de datos dado y picos próximos a la frecuencia en la que forma espectral está ubicada. Sin embargo, las soluciones clásicas basadas en el uso de banco de filtros tales como Periodograma, el Método de Máxima Probabilidad (MLM) o el MLM Normalizado resultan no ser robustas para perturbaciones fuertes y presentan baja resolución. Otra alternativa es la estimación de Thomson de espectro Multi-Taper descrita en "Spectrum Estimation and Harmonic Analysis," de D.J. Thomson, Proceedings of the IEEE, vol. 70, nº. 9, Sept. 1982, pp. 1055-1096. El método combina varias estimaciones de espectro distintas para lograr un equilibrio deseado entre resolución espectral y varianza de estimador. Sin embargo, un inconveniente significativo de este método es su alta complejidad.

30 Una técnica de banco de filtros mejorada es la dada a conocer en "Candidate Spectral Estimation for Cognitive Radio" de Rojas, M.A., Lagunas, M.A. y Pérez-Neira, A., Proceedings of the 11<sup>th</sup> WSEAS International Conference on Communications, pp. 8, Julio de 2007. Este método de Estimación Espectral para su aplicación en Radio Cognitiva da resultados satisfactorios para ubicar en frecuencia una forma espectral dada que forma parte de un registro de datos dado. Básicamente, el banco de filtros, en lugar de sintonizarse a una única portadora, se sintoniza a la forma espectral. Sin embargo, este procedimiento es complejo en cuanto al cálculo, puesto que requiere una Descomposición de Valor Singular General (GSVD).

### Sumario de la invención

35 La invención que se describe en el presente documento permite la detección de un espectro (TS) objetivo, que forma parte o contribuye a un registro de datos dado, y también permite su ubicación en frecuencia, con muy baja complejidad de cálculo, constituyendo una solución adecuada para las limitaciones que se han comentado anteriormente sobre los requisitos de los sistemas comerciales actuales (y no sólo limitado a ellos).

40 La invención propuesta permite proporcionar un nivel de potencia estimado de la contribución del TS al registro de datos y obtener picos próximos a la frecuencia donde el TS está ubicado, sin requerir cálculo de GSVD, constituyendo una alternativa al enfoque de banco de filtros mejorado descrito en "Candidate Spectral Estimation for Cognitive Radio" de Rojas y colaboradores, antes mencionado.

45 Además de lograr una técnica de cálculo con baja complejidad para detectar y ubicar espectros objetivo, otro objetivo de la presente invención es detectar y ubicar una forma espectral específica independientemente de la presencia de ruido desde otras perturbaciones o cualquier otra fuente de interferencia.

De manera más precisa, un aspecto de la invención es un procedimiento que comprende una primera etapa para detectar la presencia o ausencia del espectro (TS) objetivo en datos de entrada, calculando la matriz de autocorrelación del TS, la matriz de correlación de las (N) muestras de los datos originales y sus determinantes. Adicionalmente, una vez que se ha realizado la primera etapa y si la presencia de un espectro objetivo es detectada, el procedimiento propuesto en el presente documento lleva a cabo además una segunda etapa para ubicar dicho TS en frecuencia y estima su nivel de potencia incluso en presencia de fuertes perturbaciones y fuentes de interferencia. La primera etapa consiste en una técnica de detección de TS que es independiente de la ubicación de frecuencia obtenida por la segunda etapa. Esta segunda etapa se basa en ubicar el espectro objetivo o candidato calculando una varianza mínima.

5  
10  
15  
Gracias a la baja complejidad de implementar la primera etapa, puesto que la técnica de detección del TS propuesta conlleva sólo calcular la relación de determinantes del TS y las matrices de correlación de datos, puede aplicarse como una primera etapa de detección en el procedimiento dado a conocer en "Candidate Spectral Estimation for Cognitive Radio" (Rojas, y colaboradores, julio de 2007). Si se detecta la ausencia del TS mediante esta primera etapa, se evita el cálculo de GSVD (Descomposición de Valor Singular General). En la presente invención, la segunda etapa tampoco necesita GSVD y es una técnica alternativa para ubicar el TS que, a diferencia de la ubicación de TS propuesta en "Candidate Spectral Estimation for Cognitive Radio" de Rojas y colaboradores, sólo requiere calcular la relación de las trazas de matrices cuadradas Q por Q determinadas.

20  
La entrada de datos al procedimiento consiste en un registro de datos compuesto por un cierto número (N) de muestras de la señal de datos original de entrada,  $x(n)$ . Esta señal de datos original de entrada contiene la señal objetivo, ruido Gaussiano blanco (WGN) y posiblemente interferencia.

25  
El espectro (TS) objetivo se determina mediante una señal de radiofrecuencia (RF) modulada. Normalmente, TS puede ser una señal modulada M-QAM (Modulación de Amplitud en Cuadratura con un número M de símbolos en la constelación de modulación), por ejemplo, una señal de espectro expandido modulada mediante Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria de bajo nivel (BPSK) o Modulación por Desplazamiento de Fase de Cuadratura (QPSK).

El presente procedimiento es para detectar, así como también para ubicar o localizar formas espectrales en señales de radiofrecuencia (RF) y comprende las siguientes etapas:

- tomar un número N de muestras a partir de una señal de datos de entrada recibida en un circuito de entrada de un receptor RF, obteniendo así un conjunto de muestras  $\{x(n)\}$ ,
- 30 - calcular una matriz de correlación de datos ( $R_D$ ) a partir del conjunto de muestras de la señal de datos de entrada  $\mathbf{x}(n)$  y calcular una matriz de correlación objetivo ( $R_T$ ) del espectro (TS) objetivo que ha de detectarse en la señal de datos de entrada,
- minimizar una distancia geodésica entre las matrices de correlación calculadas,
- 35 - determinar si el espectro (TS) objetivo está presente o no en la señal de datos de entrada, comparando la distancia geodésica minimizada con un umbral ( $\gamma_{th}$ ) de comparación.

La matriz de correlación objetivo ( $R_T$ ) y la matriz de correlación de datos ( $R_D$ ) son matrices cuadradas de dimensión  $Q \times Q$ , siendo  $Q < N$  (N: el número de muestras); Q se denomina también orden de análisis.

La matriz de correlación de datos ( $R_D$ ) de dimensión Q se calcula como

$$\mathbf{R}_D = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{x}(n) \cdot \mathbf{x}^H(n)$$

40 donde  $\mathbf{x}(n) = \{x(n) \ x(n-1) \cdots x(n-Q+1)\}$  y  $\mathbf{x}^H(n)$  es la secuencia o el vector traspuesto Hermitiano de  $\mathbf{x}(n)$ , es decir,  $\mathbf{x}^H(n)$  está formado por elementos conjugados complejos.

Para una Relación Señal a Ruido (SNR) dada, el intervalo del umbral usado para determinar la presencia/ausencia del TS se define como:

$$\gamma_{th} \in \left[ \sigma^2 - \delta_n, \gamma + \delta_s \right] \quad (\text{ecuación 1})$$

45 donde  $\sigma^2$  denota la potencia de ruido (WGN),  $\gamma$  es una potencia objetivo, y  $\delta_n$  y  $\delta_s$  resultan respectivamente de la estimación de la varianza de la potencia de ruido y de la potencia objetivo. Esta varianza depende de la: SNR, longitud del registro de datos y del orden de análisis.

La distancia geodésica entre dos matrices  $\mathbf{R}_1$  y  $\mathbf{R}_2$  se define como

$$d_{geo}^2(\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2) = \sum_{q=1}^Q (Ln(\lambda(q)))^2$$

donde  $\lambda(q)$  son los autovalores generalizados del haz de matrices  $(\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2)$  tal que  $\mathbf{R}_1 \cdot \mathbf{a}_q = \lambda(q) \cdot \mathbf{R}_2 \cdot \mathbf{a}_q$ . Teniendo en cuenta esta definición, la distancia geodésica entre las matrices calculadas en la invención, la matriz de correlación de datos  $\mathbf{R}_D$  y la matriz de correlación objetivo escaladas por un factor  $\gamma$  que representa la potencia objetivo ( $\gamma \mathbf{R}_T$ ), se determina mediante:

$$d_{geo}^2(\mathbf{R}_D, \gamma \mathbf{R}_T) = \sum_{q=1}^Q |Ln(d(q)) - Ln(\gamma)|^2$$

y esta distancia geodésica se minimiza mediante:

$$\gamma = \gamma_{GEO} = \left( \det(\mathbf{R}_T^{-1} \cdot \mathbf{R}_D) \right)^{1/Q} \quad (\text{ecuación 2})$$

Así, el cálculo de la variable de detección ( $\gamma_{GEO}$ ), con la que el umbral ( $\gamma_{th}$ ) se compara para determinar la presencia del espectro (TS) objetivo, sólo conlleva calcular los determinantes de la matriz de correlación objetivo ( $\mathbf{R}_T$ ) y la matriz de correlación de datos ( $\mathbf{R}_D$ ):  $\det[\mathbf{R}_T]$  y  $\det[\mathbf{R}_D]$  respectivamente.  $Q$  es el orden de análisis o longitud de las matrices de correlación de datos y objetivo.

Hasta ahora, se han descrito los pasos para detectar el espectro objetivo. Adicionalmente, el procedimiento comprende los siguientes pasos para ubicar dicho espectro (TS) objetivo en frecuencia:

- calcular un vector ( $\mathbf{s}$ ) de frecuencia de escaneo definido como,  $\mathbf{s} = [1 \exp(jw) \dots \exp(j(Q-1)w)]$ , donde  $j$  denota la unidad imaginaria,  $Q$  es el tamaño de las matrices de correlación objetivo y de datos ( $\mathbf{R}_T, \mathbf{R}_D$ ) y  $w = 2\pi f$  siendo  $f$  la frecuencia de escaneo
- calcular una matriz de correlación modulada objetivo ( $\mathbf{R}_{TM}$ ) como:

$$\mathbf{R}_{TM} = [(\mathbf{s}\mathbf{s}^H) \square \mathbf{R}_T] \quad (\text{ecuación 3})$$

donde  $\square$  denota el producto elemento a elemento (*elementwise*) o producto Schur-Hadamard,  $\mathbf{s}^H$  es el traspuesto Hermitiano del vector ( $\mathbf{s}$ ) de frecuencia de escaneo y  $\gamma$  es el factor de escala que representa la potencia objetivo.

Nótese que la matriz de correlación de datos ( $\mathbf{R}_D$ ) puede determinarse en términos de la correlación objetivo ( $\mathbf{R}_T$ ), la correlación de ruido  $\sigma^2$  y correlación de interferencia  $\mathbf{R}_i$ , como

$$\mathbf{R}_D = \gamma(\mathbf{s}\mathbf{s}^H) \square \mathbf{R}_T + \mathbf{R}_T + \sigma^2 \mathbf{I}$$

donde  $\gamma$  es la potencia de señal objetivo y  $\sigma^2$  es la potencia WGN.

Las etapas de cálculo del vector ( $\mathbf{s}$ ) de frecuencia de escaneo y de la matriz de correlación modulada objetivo ( $\mathbf{R}_{TM}$ ) se realizan para escanear en una banda de frecuencia de interés con el fin determinar la frecuencia portadora del espectro (TS) objetivo. La banda de frecuencia de interés está contenida dentro de este intervalo de escaneo.

Además, dicho escaneo comprende los cálculos de:

- La matriz de error cuadrado medio mínimo a partir de la matriz de correlación modulada objetivo ( $\mathbf{R}_{TM}$ ) y la matriz de correlación objetivo ( $\mathbf{R}_T$ )
- Una relación de traza ( $\gamma_{MMSE}$ ) como:

$$\gamma_{MMSE}(w) = \frac{\text{Traza}(\mathbf{R}_{TM})}{\text{Traza}(\mathbf{R}_D^{-1} \mathbf{R}_{TM}^2)} \quad (\text{ecuación 4})$$

donde  $\text{Traza}()$  denota el operador de traza y se aplica a la matriz de correlación modulada objetivo ( $\mathbf{R}_{TM}$ ) y la matriz de correlación de datos ( $\mathbf{R}_D$ ). Esto resulta de minimizar la norma de Frobenius de la matriz de error cuadrado medio mínimo que se ha calculado en la primera etapa.

El valor máximo de la relación de trazas ( $\gamma_{MMSE}$ ) puede usarse para determinar si el espectro (TS) objetivo está presente o no, si se aplica esta relación de trazas ( $\gamma_{MMSE}$ ), en lugar del valor de potencia obtenido minimizando la

distancia geodésica ( $\gamma_{GEO}$ ), en la comparación con el umbral ( $\gamma_{th}$ ) definido por la ecuación 1. En tal caso, la varianza de la potencia de ruido ( $\delta_n$ ) y la varianza de la potencia objetivo ( $\delta_s$ ) en la ecuación 1 debe volver a estimarse. La comparación entre  $\gamma_{MMSE}$  y  $\gamma_{th}$  refina el procedimiento para la detección de TS usando la distancia geodésica descrita anteriormente.

- 5 Esto permite ubicar o identificar el vector (s) de frecuencia de escaneo en una frecuencia en la que la relación de trazas ( $\gamma_{MMSE}$ ) tiene un valor máximo. Esta frecuencia es la frecuencia portadora del TS.

Además, el procedimiento permite obtener un valor estimado del nivel de potencia del espectro (TS) objetivo. Un nivel normalizado de potencia  $P_x(w)$  de TS,  $P_x(w)$  normalizado con respecto a 1W, se calcula como el valor máximo de la relación de trazas ( $\gamma_{MMSE}$ ).

- 10 El procedimiento dado a conocer muestra un buen comportamiento para longitudes de datos moderadas en intervalos de SNR por encima de los demandados por la aplicación. De hecho, la técnica muestra robustez frente a perturbaciones de canal propio y puede detectar la actividad de transmisión del TS incluso cuando está muy por debajo del nivel de perturbación en la misma banda de frecuencia. Esta es una característica principal de la invención propuesta frente a las alternativas existentes y se debe al hecho de que la invención propuesta no es válida buscando a lo largo de señales fuertes en bandas adyacentes.

- 15

Otro aspecto de la invención se refiere a un dispositivo de procesamiento de señales que implementa el procedimiento para la detección y ubicación de TS descrito anteriormente.

Otro aspecto de la invención se refiere a un receptor de radiofrecuencia que comprende el dispositivo de procesamiento de señales descrito anteriormente.

- 20 Un último aspecto de la invención se refiere a un programa informático que comprende medios de código de programa informático adaptados para realizar las etapas del procedimiento descrito para la detección y ubicación de un TS en una señal RF, cuando dicho programa se ejecuta en un ordenador, un procesador de señales digital, una disposición de puertas de campo programable (FPGA), un circuito integrado de aplicación específica (ASIC), un microprocesador, un microcontrolador, o cualquier otra forma de hardware programable.

- 25 La invención descrita es aplicable en la Guerra Electrónica (EW) porque permite el uso pasivo de espectro electromagnético para superar en inteligencia a otras partes en el campo de batalla o en el espectro de comunicación para encontrar, identificar, ubicar, informar sobre e interceptar amenazas u objetivos potenciales, con muy baja complejidad. También, como en el enfoque de banco de filtros antes mencionado, la Radio Cognitiva es un sector de comunicaciones inalámbricas en el que la presente invención tiene aplicación.

30 **Breve descripción de los dibujos**

Para completar la descripción y para proporcionar un mejor entendimiento de la invención, se proporciona un juego de dibujos. Dichos dibujos forman una parte integral de la descripción e ilustran una realización preferida de la invención, que no debería interpretarse como restrictiva del alcance de la invención, sino sólo como un ejemplo de cómo puede realizarse la invención. Los dibujos comprenden las siguientes figuras:

- 35 La figura 1 muestra un diagrama de bloques de un escenario genérico en comunicaciones por radiofrecuencia y un diagrama de bloques de las etapas que implementan una realización preferida de la invención y realizadas en un receptor de radiofrecuencia en tal escenario.

- 40 La figura 2 muestra una representación gráfica de curvas características de funcionamiento del receptor (curvas ROC) para diferentes valores de SNR y obtenidas al poner en práctica la etapa de detección de TS según una realización preferida de la invención, en la que el TS es una señal BPSK.

La figura 3 muestra una representación gráfica de curvas características de funcionamiento del receptor (curvas ROC) para diferentes valores de SNR y obtenidas al poner en práctica la etapa de detección de TS según la realización preferida de la invención y en el mismo escenario de la figura 2, en la que el TS es una señal BPSK, pero en la que se añade una fuente de interferencia.

- 45 La figura 4 muestra una representación gráfica de una potencia normalizada en función de una frecuencia normalizada con respecto a la frecuencia de muestreo en el receptor, obtenida al poner en práctica la etapa de ubicación de TS según una realización preferida de la invención y en un escenario, en la que el TS es una señal BPSK y la interferencia es un senoide puro.

- 50 La figura 5 muestra una representación gráfica de una potencia normalizada en función de una frecuencia normalizada con respecto a la frecuencia de muestreo en el receptor, obtenida al poner en práctica una estimación espectral según una técnica de banco de filtros como se conoce en el estado de la técnica y en el mismo escenario de la figura 4, en el que el TS es una señal BPSK y la interferencia es un senoide puro.

La figura 6 muestra una representación gráfica de una potencia normalizada en función de una frecuencia

normalizada con respecto a la frecuencia de muestreo en el receptor, obtenida al poner en práctica una estimación espectral según otras técnicas de banco de filtros, Método de Máxima Probabilidad y MLM Normalizado, como se conoce en el estado de la técnica y en el mismo escenario de las figuras 4 a 6, en las que el TS es una señal BPSK y la interferencia es un senoide puro.

5 **Descripción detallada de la invención**

A continuación se describe en el presente documento una implementación práctica de la invención para un escenario genérico tal como se ilustra en la figura 1.

10 Como parte de un receptor de radiofrecuencia, que realiza las etapas del procedimiento para detectar y ubicar formas espectrales en señales de radiofrecuencia, mostrado en la figura 1, hay un circuito (3) de entrada con medios para recibir en una banda de frecuencia al menos una forma de onda de una señal RF y obtener de ella una señal de datos de entrada a una frecuencia de banda base. También, el receptor de radiofrecuencia comprende un dispositivo (4) de procesamiento de señales que lleva a cabo la detección y la ubicación de un espectro (TS) objetivo.

15 El circuito (3) de entrada procesa la señal RF recibida para obtener una señal de datos de entrada para que el dispositivo (4) de procesamiento de señales la procese adicionalmente. En primer lugar, dicho circuito (3) de entrada del receptor de radiofrecuencia filtra la señal RF a una banda de frecuencia de interés (FB). Este circuito (3) de entrada comprende un amplificador de potencia de ruido baja para amplificar la señal filtrada. El siguiente proceso realizado por un oscilador local en el circuito (3) de entrada es mezclar la señal amplificada y filtrada para producir o bien una señal a frecuencia intermedia (IF) o una señal en banda base. En caso de que la señal esté a frecuencia intermedia, el denominado muestreo IF debe llevarse a cabo en el circuito (3) de entrada para producir los componentes de cuadratura y en fase de la señal IF compleja; de otro modo, el circuito (3) de entrada realiza muestreo de banda base para obtener datos de banda base.

20 El procedimiento para detectar y ubicar formas espectrales en señales de radiofrecuencia (RF) comprende una etapa de muestreo (101) de una señal de datos de entrada, que se recibe en el circuito (3) de entrada y resulta de una o varias formas de onda enviadas por una estación (1) de transmisión RF y posiblemente uno o más transmisores parásitos o perturbaciones (2). El dispositivo (4) de procesamiento de señales toma un número N de muestras en determinados instantes de tiempo sincronizados desde la señal procedente del circuito (3) de entrada del receptor RF. Por tanto, el dispositivo (4) de procesamiento de señales genera un conjunto de muestras de tiempo discretas, que pueden ser de valor real o de valor complejo dependiendo de las características del receptor. Desde el conjunto de N muestras, se calcula (102) una matriz ( $R_D$ ) de correlación de datos de dimensión  $Q \times Q$ ,  $Q < N$ .

Además de  $R_D$ , en el escenario considerado de la figura 1, un vector (s) de frecuencia de escaneo se calcula como:

$$s = [1 \quad \exp(jw) \cdots \exp(j(Q-1)w)] , \text{ siendo } w = 2\pi f$$

35 La frecuencia de escaneo (f) se usa para determinar la frecuencia donde está ubicado el objetivo espectral. Por tanto, el problema definido es hallar si un objetivo espectral dado con una matriz de autocorrelación o matriz ( $R_T$ ) de correlación objetivo está presente en datos contaminados por otras fuentes con diferente forma espectral.

De manera más específica, para explorar la frecuencia portadora y el nivel de potencia del objetivo espectral TS, se calcula una correlación modulada objetivo mediante la ecuación 3, obteniendo la matriz de correlación modulada objetivo ( $R_{TM}$ ):

$$R_{TM} = [(ss^H) \otimes R_T] \quad (\text{ecuación 3}).$$

40 En la ecuación 3, la correlación objetivo se modula usando el producto componente o producto Hadamard, denotado por  $\otimes$ , del objetivo de correlación de frecuencia de cero con una matriz de rango uno formada por los componentes del vector s a la frecuencia de escaneo.

La primera etapa para la detección del espectro (103) objetivo, independiente de la ubicación de frecuencia, es aplicar la ecuación 2 y comparar el resultado con un umbral dado por la ecuación 1:

$$45 \quad \gamma_{th} \in \left[ \sigma^2 - \delta_n, \gamma + \delta_s \right] \quad (\text{ecuación 1})$$

$$\gamma_{GEO} = \left( \det \left( \underline{R}_T^{-1} \cdot \underline{R}_D \right) \right)^{1/Q} \quad (\text{ecuación 2})$$

La variable de detección ( $\gamma_{GEO}$ ) resulta de la minimización de la distancia geodésica entre la matriz de correlación objetivo ( $R_T$ ) y la matriz de correlación de datos ( $R_D$ ). Con este valor y el umbral de comparación, el dispositivo (4) de procesamiento de señales determina la presencia o, de otro modo, la ausencia (104) del espectro objetivo.

Una vez que el espectro (TS) objetivo se detecta, puesto que también se requiere una ubicación de frecuencia y el escenario está contaminado con fuertes perturbaciones u otras fuentes de interferencia, el problema en el escenario de la figura 1 es, dada una matriz de correlación de datos  $R_D$ , hallar en  $R_{TM}$  el vector (s) de frecuencia de escaneo correspondiente a una frecuencia y un nivel de potencia que se ajuste mejor en la matriz de correlación de datos  $R_D$ .

- 5 La solución viene de minimizar la norma de Frobenius o la norma de Hilbert-Schmidt de la matriz de error cuadrado medio mínimo. Esta matriz de error resulta después de filtrar el registro de datos con una matriz MMSE que va dirigida a obtener el espectro (TS) objetivo.

El dispositivo (4) de procesamiento de señales comprende medios de escaneo de frecuencia (105) para escanear en la banda de frecuencia de interés, la banda base en la figura 1, que contiene el espectro (TS) objetivo.

- 10 La frecuencia contenida en la matriz ( $R_{TM}$ ) de correlación modulada objetivo se escanea (106) y

- cuando se obtiene el máximo de la potencia objetivo  $\gamma = \gamma_{MMSE}(w)$  en la ecuación 4

$$\gamma_{MMSE}(w) = \frac{\text{Traza}(R_{TM})}{\text{Traza}(R_D^{-1}R_{TM}^2)} \quad (\text{ecuación 4})$$

- y si tiene lugar la detección del espectro objetivo, es decir, el espectro objetivo está presente siempre que  $\gamma$  en la ecuación 4 sobrepasa el umbral  $\gamma_{th}$  definido en la ecuación 1,

- 15 el vector (s) de frecuencia de escaneo correspondiente da la frecuencia de señal objetivo. Este es el procedimiento explicado en la etapa final de ubicación de TS (107), en la figura 1.

La figura 2 es un gráfico de los resultados obtenidos al poner en práctica la primera etapa de detección que se propone según una realización preferida de la invención. Cada curva representa una característica de funcionamiento del receptor RF – Característica de Funcionamiento de Receptor o ROC-; cada punto de la curva ROC se determina mediante la probabilidad de detección ( $P_d$ ) frente a la probabilidad de Falsa Alarma ( $P_{fa}$ ). Cada punto del gráfico se calcula con 5000 registros de datos. Cada registro consiste en  $N=200$  muestras. Para cada valor diferente de la Relación Señal a Ruido, se dibuja una curva ROC respectiva: SNR varía desde -11 dB a -6 dB, correspondiendo la curva ROC superior a un valor de SNR de -11 dB y correspondiendo la curva ROC inferior a SNR = -6 dB. En este escenario, el espectro (TS) objetivo consiste en una señal BPSK con 4 muestras por cada símbolo y una frecuencia de 0,20. El orden de análisis de las matrices de correlación de datos y objetivo es  $Q=8$ .

La figura 3 es un gráfico de los resultados obtenidos al poner en práctica la primera etapa de detección que se propone según una realización preferida de la invención. El escenario es el mismo que en la figura 2 pero aquí hay una interferencia a frecuencia 0,23. Cada curva representa una curva ROC para un valor de SNR diferente. SNR varía desde -11 dB a -6 dB. Correspondiendo la curva ROC superior a un valor de SNR de -11 dB y correspondiendo la curva ROC inferior a SNR = -6 dB. Cada punto del gráfico se calcula con 5000 registros. Cada registro consiste en  $N=200$  muestras. El TS es una señal BPSK con 4 muestras por cada símbolo y una frecuencia de 0,20. El orden de análisis es  $Q=8$ .

Los errores de detección disminuyen el rendimiento global del sistema debido a que la detección defectuosa provoca la colisión entre las señales recibidas desde la estación (1) de transmisión RF –usuarios principales- y las perturbaciones (2) -usuarios secundarios-. Entonces, la falsa alarma tiene como resultado la pérdida de oportunidades de usuarios secundarios de usar el canal. Para trazar las curvas ROC para cada uno de los localizadores TS mostrados en las figuras 4 a 6 y para cada valor de SNR, se ha considerado el mismo umbral  $\gamma_{th}$  tanto para la probabilidad de detección ( $P_d$ ) como para la probabilidad de falsa alarma ( $P_{fa}$ ). Para cada valor de SNR, el intervalo de este umbral  $\gamma_{th}$  es  $\gamma_{th} \in [\sigma^2 - \delta_n, \gamma + \delta_s]$ , siendo  $\sigma^2$  igual a la potencia de ruido,  $\gamma$  igual a la potencia objetivo, siendo  $\delta_n$  y  $\delta_s$  los valores estimados de varianza de potencia de candidato y de ruido respectivamente. Para obtener puntos con la misma separación en los diferentes trazados, para cada curva SNR el intervalo de umbral se ha muestreado de una manera logarítmica.

Las curvas representadas en las figuras 2 y 3 se obtienen cuando se determina la presencia del TS estimando el valor mínimo de la distancia geodésica  $\gamma_{GEO}$  y comparándolo con el umbral  $\gamma_{th}$ .

- 45 La figura 4 muestra el comportamiento de la segunda etapa que se propone según una realización preferida de la invención. El TS tiene los siguientes parámetros: señal BPSK con 4 muestras por cada símbolo y SNR= 10 dB a la frecuencia 0,2. La interferencia es un senoide puro que está ubicado a la frecuencia 0,3 y con SNR=10 dB. El registro de muestra consiste en  $N=1000$  muestras y el orden de análisis es 16. Para tal escenario, se traza una potencia normalizada ( $P_x(w)$ ) con respecto a 1W frente a  $w=2\pi f_0$ , donde  $f_0$  es la frecuencia normalizada y se determina con respecto a la frecuencia de muestreo usada por el circuito (3) de entrada del receptor. Los valores de la potencia normalizada ( $P_x(w)$ ) representados en la figura 4 se obtienen aplicando la ecuación 2, es decir, aquí  $P_x(w) = \gamma_{MMSE}$ .

5 La figura 5 muestra la estimación de TS que se proporciona mediante la técnica mejorada de banco de filtros descrita en "Candidate Spectral Estimation for Cognitive Radio" de Rojas y colaboradores [véase Proceedings of the 11<sup>th</sup> WSEAS International Conference on Communications, pp. 8, julio de 2007]. El escenario es el mismo que en la figura 4 y el trazado también representa la potencia normalizada ( $P_x(w)$ ) frente a  $w=2\pi f_0$ , siendo  $f_0$  la frecuencia normalizada antes mencionada. El TS tiene los siguientes parámetros: señal BPSK con 4 muestras por cada símbolo y SNR= 10 dB a la frecuencia 0,2. La interferencia es un senoide puro que está ubicado a la frecuencia 0,3 y con SNR=10 dB. El registro de muestra consiste en N=1000 muestras y el orden de análisis es Q=16.

Las curvas representadas en las figuras 4 y 5 se obtienen usando el valor de potencia  $\gamma_{MMSE}$  también para compararlo con el umbral  $\gamma_{th}$  para refinar la detección del TS.

10 La figura 6 muestra el comportamiento de 3 enfoques clásicos de banco de filtros, de arriba abajo: periodograma, Método de Máxima Probabilidad (MLM) y MLM Normalizado (NMLM). El escenario es el mismo que en la figura 4. Cada trazado representa la potencia ( $P_x(w)$ ) normalizada antes mencionada. El TS tiene los siguientes parámetros: señal BPSK con 4 muestras por cada símbolo y SNR= 10 dB a la frecuencia 0,2. La interferencia es un senoide puro que está ubicado a la frecuencia 0,3 y con SNR=10 dB. El registro de muestra consiste en N=1000 muestras y el orden de análisis es Q=16. Cuando se comparan las figuras 4 y 6, el comportamiento de la etapa para ubicar el TS según una realización preferida de la invención resulta ser superior al comportamiento de enfoques de banco de filtros clásicos en el mismo escenario con fuertes perturbaciones.

20 En este texto, el término "comprende" y sus derivaciones (tales como "que comprende", etc.) no deben entenderse en un sentido excluyente, es decir, estos términos no deben interpretarse como que excluyen la posibilidad de que lo que se describe y define puede incluir elementos, etapas, etc. adicionales.

La invención obviamente no se limita a las realizaciones específicas descritas en el presente documento, sino que engloba cualquier variación que cualquier experto en la técnica pueda considerar (por ejemplo, en lo que respecta a la elección de componentes, configuración, modificación de las restricciones en la salida del filtro de matriz, etc.), dentro del alcance general de la invención según se define en las reivindicaciones adjuntas.

25 Algunas realizaciones preferidas de la invención se describen en las reivindicaciones dependientes que se incluyen a continuación.

**REIVINDICACIONES**

1. Procedimiento para detectar formas espectrales en señales de radiofrecuencia, que comprende:

- tomar un número N de muestras a partir de una señal de datos de entrada,
- calcular una matriz de correlación de datos ( $R_D$ ) de dimensión  $Q \times Q$  a partir de Q de las N muestras,

5 - calcular una matriz de correlación objetivo ( $R_T$ ) de un espectro (TS) objetivo a detectar en la señal de datos de entrada, y **caracterizado porque** comprende además:

- determinar si el espectro (TS) objetivo está presente o no en la señal de datos de entrada comparando una variable de detección ( $\gamma_{GEO}$ ), que es la distancia geodésica minimizada, con un umbral de comparación,

10 - calcular la variable de detección ( $\gamma_{GEO}$ ), que minimiza una *distancia geodésica* entre la matriz de correlación objetivo ( $R_T$ ) y la matriz de correlación de datos ( $R_D$ ) como:

$$\gamma_{GEO} = \left( \det \left( \underline{R}_T^{-1} \cdot \underline{R}_D \right) \right)^{1/Q},$$

en el que  $\det[\underline{R}_T]$  y  $\det[\underline{R}_D]$  denotan los determinantes de la matriz de correlación objetivo ( $R_T$ ) y la matriz de correlación de datos ( $R_D$ ) respectivamente y Q es el tamaño de dichas matrices ( $R_T$ ,  $R_D$ ) de correlación objetivo y de datos.

15 2. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que el umbral de comparación para determinar la presencia del espectro (TS) objetivo es  $\gamma_{th} \in [\sigma^2 - \delta_n, \gamma + \delta_s]$ , siendo  $\gamma$  una potencia objetivo y  $\sigma^2$  una potencia de ruido,  $\delta_n$  es un valor estimado de la varianza de la potencia de ruido  $\sigma^2$  y  $\delta_s$  es un valor estimado de la varianza de la potencia objetivo  $\gamma$ .

20 3. Procedimiento para ubicar formas espectrales que comprende detectar un espectro (TS) objetivo según cualquiera de las reivindicaciones 1-2, que comprende además una etapa de escaneo en una banda de frecuencia de interés centrada en una frecuencia de escaneo para determinar una frecuencia portadora del espectro (TS) objetivo; la etapa de escaneo comprende:

- calcular un vector (s) de frecuencia de escaneo definido como  $\mathbf{s} = [1 \quad \exp(jw) \cdots \exp(j(Q-1)w)]$ , en el que j denota la unidad imaginaria, Q es el tamaño de las matrices de correlación objetivo y de datos ( $R_T$ ,  $R_D$ ) y  $w = 2\pi f$ , siendo f la frecuencia de escaneo;

25 - calcular una matriz de correlación modulada objetivo ( $R_{TM}$ ) como:

$$\mathbf{R}_{TM} = [(\mathbf{s}\mathbf{s}^H) \square \mathbf{R}_T]$$

en el que  $\square$  denota el producto Hadamard,  $\mathbf{s}^H$  es la matriz Hermitiana del vector (s) de frecuencia de escaneo y  $\square$  es un factor de escala;

30 - ubicar el vector (s) de frecuencia de escaneo en la matriz ( $R_{TM}$ ) de correlación modulada objetivo en la banda de frecuencia de interés;

- calcular una matriz de error cuadrado medio mínimo a partir de la matriz de correlación modulada objetivo ( $R_{TM}$ ) y la matriz de correlación objetivo ( $R_T$ );

35 - minimizar la norma de Frobenius de la matriz de error cuadrado medio mínimo calculando una relación de trazas ( $\gamma_{MMSE}$ ) como:

$$\gamma_{MMSE}(w) = \frac{\text{Traza}(R_{TM})}{\text{Traza}(R_D^{-1} R_{TM}^2)}$$

en la que Traza() denota el operador de traza y se aplica en la matriz de correlación modulada objetivo ( $R_{TM}$ ) y la matriz de correlación de datos ( $R_D$ );

40 - calcular el vector (s) de frecuencia de escaneo en una frecuencia a la que la relación de trazas ( $\gamma_{MMSE}$ ) tiene un valor máximo.

4. Procedimiento según la reivindicación 3, que comprende además:

- estimar un nivel  $P_x(w)$  de potencia normalizado del espectro (TS) objetivo como el valor máximo de la relación

de trazas ( $\gamma_{MMSE}$ ).

5. Dispositivo de procesamiento de señales configurado para tomar muestras desde una señal de datos de entrada con una frecuencia de banda base y que comprende:
  - 5 - un detector de espectro objetivo configurado para implementar las etapas del procedimiento definido según las reivindicaciones 1-2.
6. Dispositivo de procesamiento de señales según la reivindicación 5, que comprende además:
  - un localizador de espectro objetivo conectado al detector de espectro objetivo y configurado para implementar las etapas del procedimiento definido según las reivindicaciones 3-4 cuando se detecta un espectro objetivo.
7. Receptor de radiofrecuencia que comprende:
  - 10 - un circuito de entrada con medios para recibir señales de radiofrecuencia en una banda de frecuencia y obtener una señal de datos de entrada a una frecuencia de banda base, y
  - el dispositivo de procesamiento de señales definido según cualquiera de las reivindicaciones 5-6 y al que el circuito de entrada introduce la señal de datos de entrada.
8. Un programa informático que comprende medios de código de programa informático adaptados para realizar las etapas del procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones desde 1 hasta 4, cuando dicho programa se ejecuta en un ordenador, un procesador de señales digital, un FPGA, un ASIC, un microprocesador, un microcontrolador, o cualquier otra forma de hardware programable.
  - 15

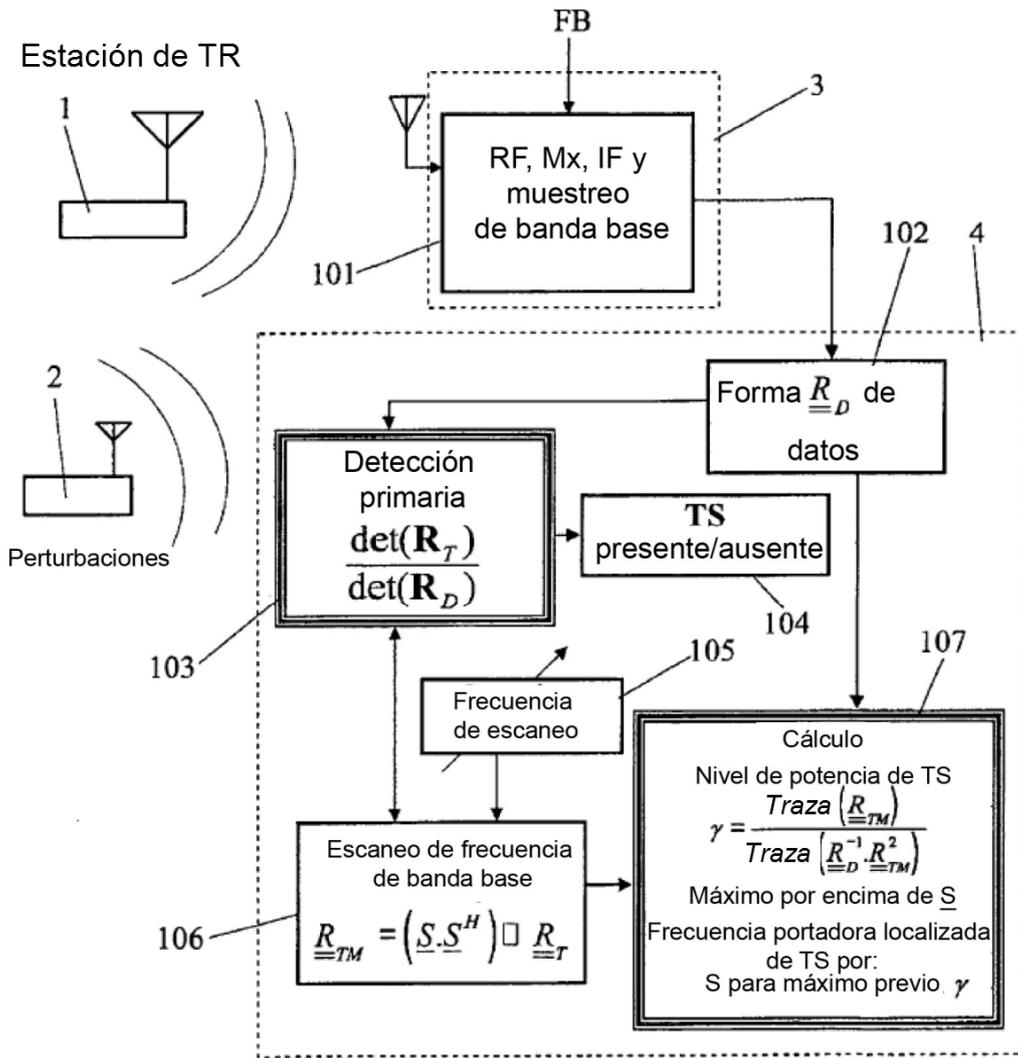


FIG. 1

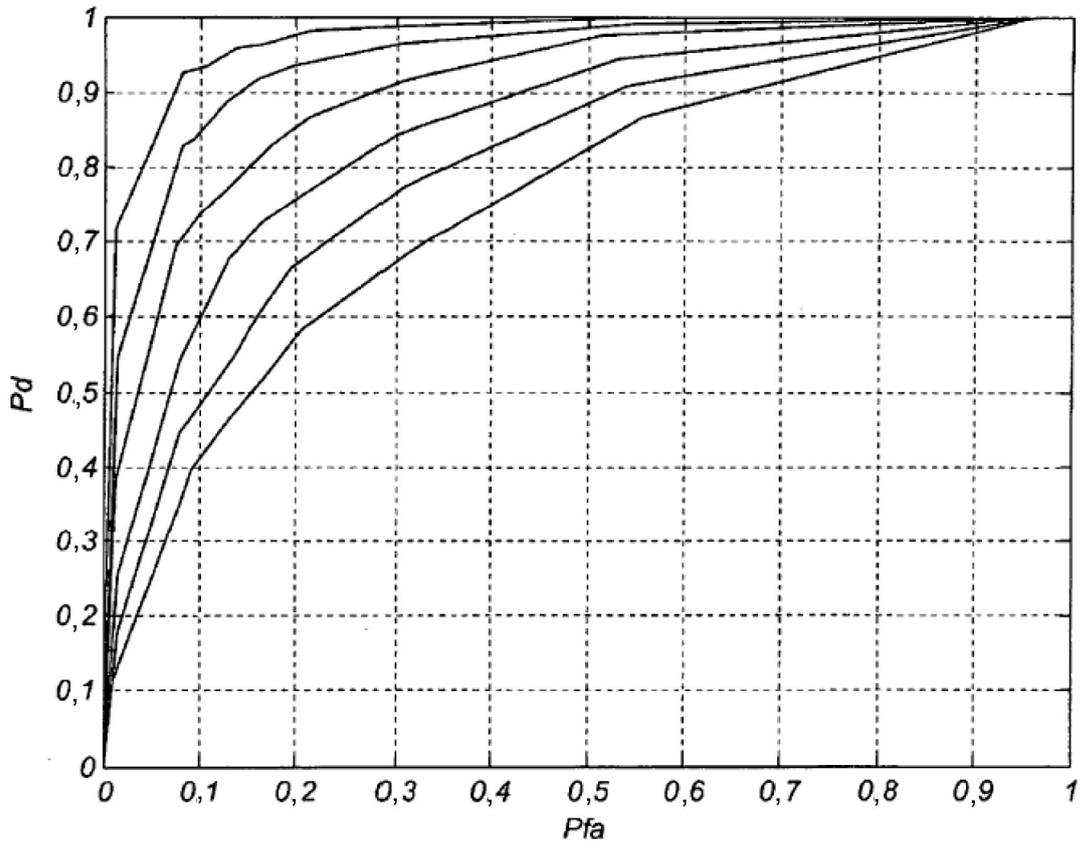


FIG. 2

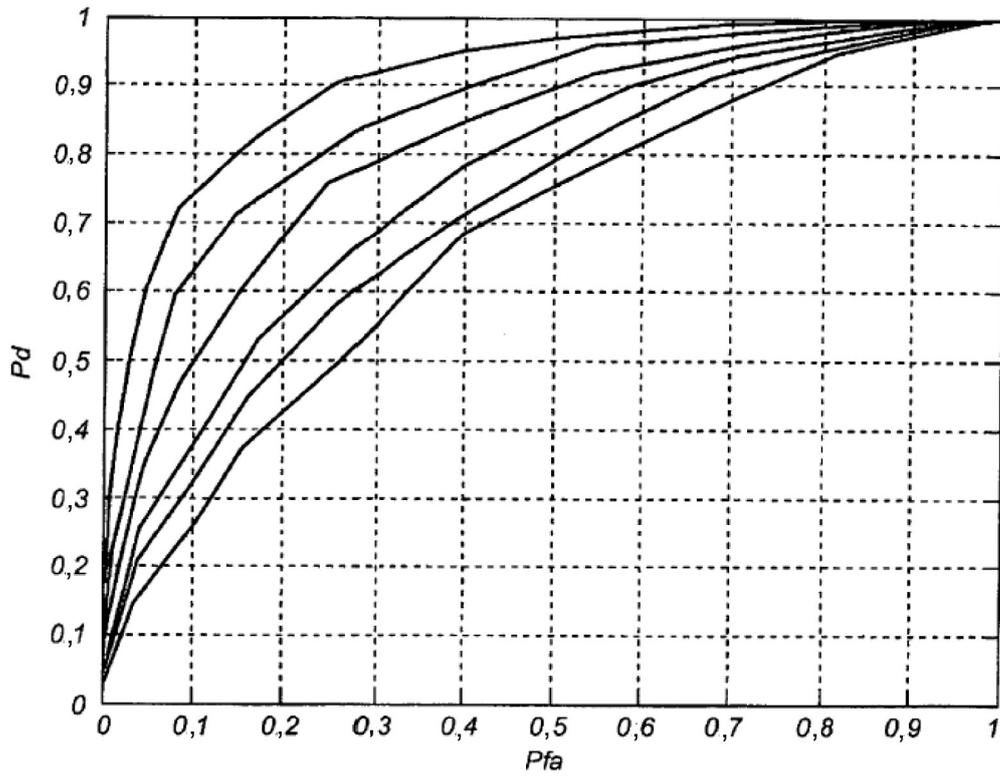


FIG. 3

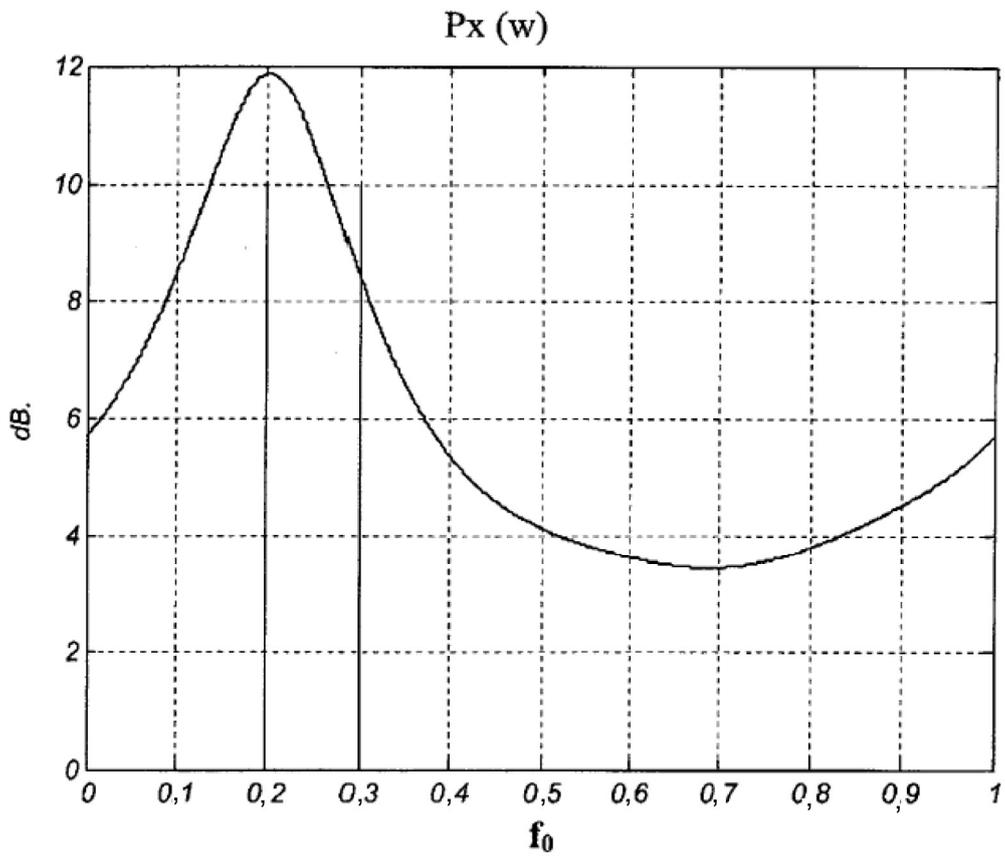


FIG. 4

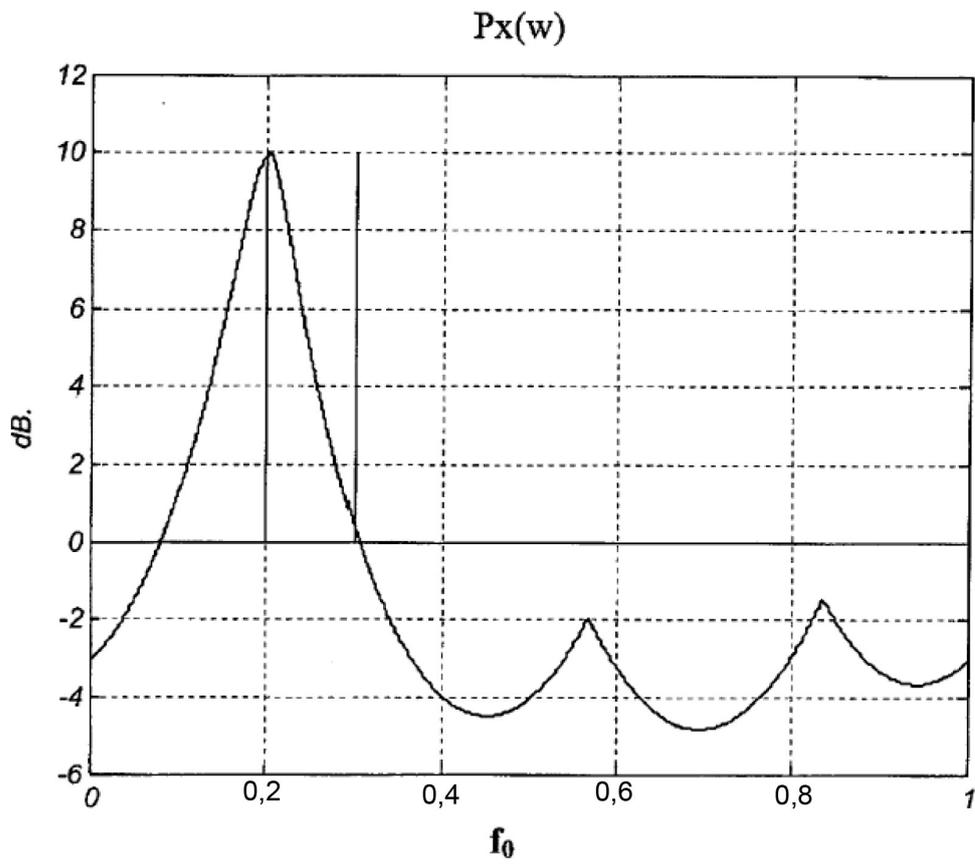


FIG. 5

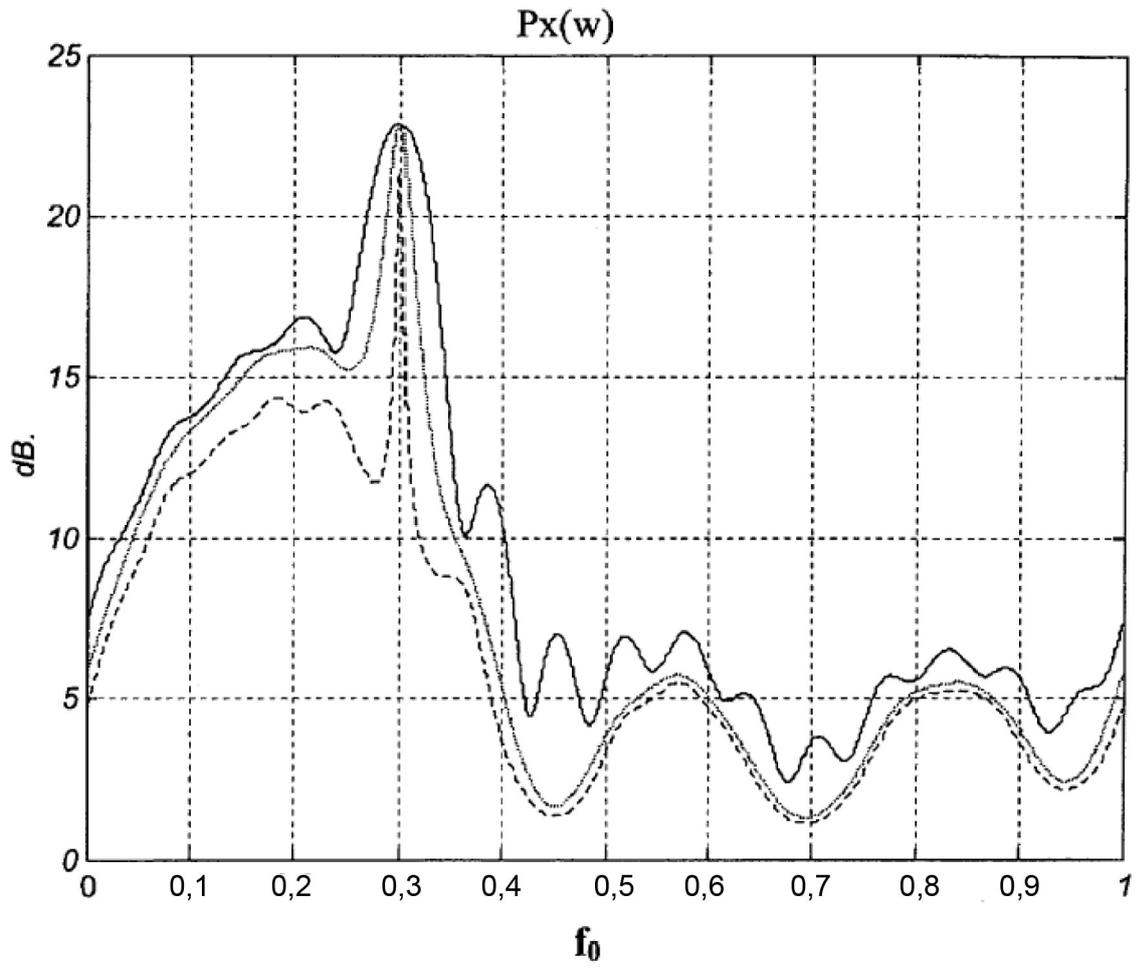


FIG. 6