



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 360 472**

51 Int. Cl.:
G06T 11/00 (2006.01)
G06K 9/36 (2006.01)
H04B 1/66 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **08808014 .8**
96 Fecha de presentación : **07.09.2008**
97 Número de publicación de la solicitud: **2188780**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **26.05.2010**

54 Título: **Muestreo y reconstrucción ciegos de espectros de señales de múltiples bandas.**

30 Prioridad: **10.09.2007 US 971043 P**
23.01.2008 US 18361

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
06.06.2011

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
06.06.2011

73 Titular/es: **TECHNION RESEARCH &
DEVELOPMENT FOUNDATION Ltd.**
Technion City
32000 Haifa, IL

72 Inventor/es: **Mishali, Moshe y**
Yonina, Eldar

74 Agente: **Elzaburu Márquez, Alberto**

ES 2 360 472 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

Muestreo y reconstrucción ciegos de espectros de señales de múltiples bandas.

5 **Campo de la invención**

La presente invención se refiere generalmente al procesamiento o tratamiento de señales y, en particular, a métodos y sistemas para el muestreo y la reconstrucción de señales de múltiples bandas.

10 **Antecedentes de la invención**

La recepción y la reconstrucción de señales analógicas se llevan a cabo en una variedad de aplicaciones que incluyen sistemas de comunicación inalámbricos, aplicaciones de gestión del espectro, sistemas de radar, sistemas de obtención de imágenes médicas, y muchas otras. En muchas de estas aplicaciones, una señal analógica que porta información es muestreada, es decir, convertida en muestras digitales. La información es entonces reconstruida mediante el tratamiento de las muestras digitales.

La velocidad de muestreo mínima necesaria para una perfecta reconstrucción de un método de muestreo cualquiera fue establecida por Landau en la divulgación "Concesiones de densidad necesarias para el muestreo y la interpolación de ciertas funciones enteras" ("*Necessary Density Conditions for Sampling and Interpolation of Certain Entire Functions*"), Acta Matemática, volumen 17, número 1, julio de 1967, páginas 37-52.

Se conocen en la técnica diversos métodos para el muestreo y la reconstrucción de señales. Algunos métodos de muestreo y reconstrucción se refieren a señales de paso de banda o limitadas en banda y, en particular, a señales de múltiples bandas, es decir, señales que están confinadas en un conjunto finito de bandas espectrales. Métodos para tomar muestras de señales de paso de banda se describen, por ejemplo, por Vaughan *et al.* en la divulgación "La teoría del muestreo de paso de banda" ("*The Theory of Bandpass Sampling*"), IEEE Transactions on Signal Processing [Transacciones del IEEE (Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica) sobre el tratamiento de señales], volumen 39, septiembre de 1991, páginas 1973-1984, y por Kohlenberg en "Interpolación exacta de funciones limitadas en banda" ("*Exact Interpolation of Band-Limited Functions*"), Journal of Applied Physics [Revista de física aplicada], volumen 24, diciembre de 1953, páginas 1432-1435.

Lin y Vaidyanathan describen métodos para el muestreo periódico y no uniforme de señales de múltiples bandas en la divulgación "Muestreo periódico y no uniforme de señales de paso de banda" ("*Periodically Non-Uniform Sampling of Bandpass Signals*"), IEEE Transactions on Circuits and Systems II [Transacciones del IEEE sobre circuitos y sistemas II], volumen 45, número 3, marzo de 1998, páginas 340-351. Se describen también métodos para el muestreo y la reconstrucción de señales de múltiples bandas por Herley y Wong en la publicación "Muestreo y reconstrucción de mínima velocidad de señales con soporte de frecuencia arbitrario" ("*Minimum Rate Sampling and Reconstruction of Signals with Arbitrary Frequency Support*"), IEEE Transactions on Information Theory [Transacciones del IEEE sobre teoría de la información], volumen 45, julio de 1999, páginas 1555-1564, y por Venkataramani y Bresler en la divulgación "Fórmulas y límites para una reconstrucción perfecta en error de señal espuria en el muestreo no uniforme sub-Nyquist de señales de múltiples bandas" ("*Perfect reconstruction Formulas and Bounds on Aliasing Error in Sub-Nyquist Nonuniform Sampling of Multiband Signals*"), IEEE Transactions on Information Theory, volumen 46, septiembre de 2000, páginas 2173-2183.

Métodos adicionales para el muestreo y la reconstrucción de señales de múltiples bandas se describen por Feng y Bresler en la publicación "Muestreo y reconstrucción de mínima velocidad y ciegos en espectro de señales de múltiples bandas" ("*Spectrum-Blind Minimum-Rate Sampling and Reconstruction of Multiband Signals*"), Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ASSP) [Procedimientos de la Conferencia Internacional del IEEE sobre acústica, habla y tratamiento de señales], 7-10 de mayo de 1996, Atlanta, Georgia, por Bresler y Feng en "Muestreo y reconstrucción de mínima velocidad y ciegos en espectro de señales de múltiples bandas en 2-D" ("*Spectrum-Blind Minimum-Rate Sampling and Reconstruction of 2-D Multiband Signals*"), Proceedings of the IEEE International Conference on Image Processing [Procedimientos de la Conferencia Internacional del IEEE sobre tratamiento de imagen], Lausana, Suiza, 16-19 de septiembre de 1996, y por Venkataramani y Bresler en "Resultados adicionales sobre muestreo ciego en espectro de señales de 2D" ("*Further Results on Spectrum Blind Sampling of 2D Signals*"), Proceedings of the IEEE International Conference on Image Processing [Procedimientos de la Conferencia Internacional del IEEE sobre tratamiento de imagen], 4-7 de octubre de 1998, págs. 752-756.

60 **Sumario de la invención**

Realizaciones de la presente invención proporcionan un método de procesamiento o tratamiento de señal de acuerdo con la reivindicación 1, un aparato de tratamiento de señal de acuerdo con la reivindicación 13, y un producto de software informático para el tratamiento de señal, de acuerdo con la reivindicación 14. Realizaciones adicionales se definen en las reivindicaciones dependientes.

65 La presente invención se comprenderá de forma más exhaustiva a partir de la siguiente descripción detallada de las realizaciones de la misma, tomada conjuntamente con los dibujos, en los cuales:

Breve descripción de los dibujos

La Figura 1 es un diagrama que ilustra esquemáticamente un espectro de una señal de múltiples bandas, de acuerdo con una realización de la presente invención;

La Figura 2 es un diagrama que ilustra esquemáticamente un esquema para un muestreo no uniforme de una señal, de acuerdo con una realización de la presente invención;

La Figura 3 es un diagrama que ilustra esquemáticamente una representación vectorial del espectro de una señal de múltiples bandas, de acuerdo con una realización de la presente invención;

La Figura 4 es un diagrama de bloques que ilustra esquemáticamente un esquema para el muestreo y reconstrucción ciegos de señales de múltiples bandas, de acuerdo con una realización de la presente invención;

Las Figuras 5 y 6 son diagramas de flujo que ilustran esquemáticamente métodos para el muestreo y la reconstrucción ciegos de señales de múltiples bandas, de acuerdo con una realización de la presente invención;

Las Figuras 7 y 8 son gráficos que muestran resultados de ensayos simulados de métodos para el muestreo y la reconstrucción ciegos de señales de múltiples bandas, de acuerdo con realizaciones de la presente invención; y

La Figura 9 es un diagrama de bloques que ilustra esquemáticamente un receptor para recibir señales de múltiples bandas, de acuerdo con una realización de la presente invención.

Descripción detallada de realizaciones*Esbozo global*

Realizaciones de la presente invención proporcionan métodos y sistemas mejorados para el muestreo y la reconstrucción de señales analógicas de múltiples bandas. A diferencia de algunos métodos de muestreo y reconstrucción conocidos, los métodos y sistemas que aquí se describen son ciegos en espectro. En otras palabras, tanto el muestreo como la reconstrucción se llevan a cabo con independencia de cualquier conocimiento previo referente a las frecuencias de las bandas espectrales de la señal.

En algunas realizaciones que se describen aquí, más adelante, se toman muestras de una señal analógica $x(t)$ de múltiples bandas, típicamente utilizando un muestreo periódico y no uniforme, a fin de producir una señal digitalizada. Se construye una ecuación matricial en la que la Transformada de Fourier Discreta en el Tiempo (DTFT-“Discrete-Time Fourier Transform”) de la señal digitalizada se expresa como un producto de una matriz (denotada por A) por un vector desconocido (denotado por $x(f)$, donde f denota la frecuencia). El vector $x(f)$ comprende múltiples elementos, de manera que cada elemento representa una cierta rodaja espectral de la densidad espectral de la señal analógica. El problema de recuperar $x(t)$ a partir de la señal digitalizada se convierte, de esta forma, en el problema equivalente de resolver la ecuación matricial para $x(f)$.

La ecuación matricial tiene dos notables características: (1) comprende un conjunto infinito y continuo de sistemas lineales, debido a la variable continua f , y (2) no tiene una solución individual y única, sino, en lugar de ello, un completo subespacio de soluciones. Los métodos y sistemas que se describen aquí reducen primeramente el conjunto infinito de sistemas lineales a uno finito mediante el uso de un procedimiento al que se hace referencia como conversión de Continuo a Finito (CTF-“Continuous-To-Finite”), el cual se describe en detalle más adelante. El resultado de esta reducción se utiliza entonces para producir una solución individual única para $x(f)$.

El procedimiento de conversión de CTF hace uso del hecho de que el vector $x(f)$ es disperso, es decir, tiene un número relativamente pequeño de elementos no nulos. El procedimiento identifica automáticamente los índices de un subconjunto de los elementos de $x(f)$ que contienen una densidad espectral no despreciable (a los que se hace referencia como elementos no nulos). A continuación, la ecuación matricial es reducida para que incluya solo los elementos no nulos de $x(f)$ y las correspondientes columnas de la matriz A que multiplica los elementos no nulos. La ecuación matricial reducida, que es ahora finita y no tiene una solución única, se resuelve para reproducir $x(f)$.

Más adelante se describen algunos procedimientos de CTF proporcionados a modo de ejemplo, junto con resultados de ensayos simulados que demuestran el comportamiento de estos procedimientos cuando se aplican a diversas señales y organizadores de muestreo. Se exponen algunos compromisos de comportamiento alternativos que juegan con la velocidad del muestreo con respecto a la complejidad computacional.

Los métodos ciegos en espectro que se describen aquí pueden ser utilizados en una amplia variedad de aplicaciones que implican la recepción de señales de múltiples bandas, tales como la comunicación inalámbrica, la radio definida por programación o software, la radio cognitiva, el análisis de señales de radar, la supervisión y gestión del espectro, la inteligencia electrónica, aplicaciones de obtención de imágenes médicas, y muchas otras. Más adelante se describen diversas aplicaciones proporcionadas a modo de ejemplo.

Señales de múltiples bandas

Las señales de múltiples bandas son señales limitadas en banda cuya densidad espectral está concentrada en un conjunto finito de bandas espectrales. Las señales de múltiples bandas se encuentran en una variedad de aplicaciones, tales como los sistemas de comunicación inalámbrica que transmiten y reciben por múltiples canales de banda estrecha, en sistemas de modulación de múltiples portadoras, y en muchos otros.

La Figura 1 es un diagrama que ilustra esquemáticamente un espectro de una señal de múltiples bandas denotada por x , de acuerdo con una realización de la presente invención. En el presente ejemplo, la señal se ha representado como una señal compleja y ocupa N bandas espectrales dentro del intervalo $[0, 1/T]$. La frecuencia de Nyquist para esta señal es, por tanto, $1/T$.

Los bordes de banda superior e inferior de la banda i -ésima se denotan, respectivamente, como a_i y b_i . Las bandas pueden tener cualquier anchura de banda adecuada y pueden estar situadas en cualquier lugar dentro del intervalo $[0, 1/T]$. La anchura de banda de la banda más ancha se denota como B . Se hace referencia, en ocasiones, a la unión de las bandas como el soporte espectral de la señal. El conjunto de todas las señales de múltiples bandas y de valores complejos, confinadas en el intervalo $[0, 1/T]$ y que tienen no más de N bandas, se denota por M .

En las realizaciones aquí descritas, la totalidad de la respuesta espectral de la señal de múltiples bandas se encuentra confinada en las N bandas, y no hay ninguna energía que se encuentre fuera de estas bandas. Sin embargo, los métodos y sistemas que se describen aquí pueden también ser utilizados con señales en las que una pequeña fracción de la energía de la señal cae fuera de las bandas. Tales señales son también consideradas aquí como señales de múltiples bandas.

Si bien la descripción que sigue está encaminada principalmente a la representación de señales complejas, esta elección se ha hecho puramente en aras de la claridad. Los métodos y sistemas que aquí se describen pueden ser adaptados de manera inmediata y utilizados con señales de valores complejos comprendidas en el intervalo $[-1/2T, 1/2T]$, tal y como se mostrará adicionalmente más adelante.

Los métodos y los sistemas que aquí se describen toman muestras de la señal en el dominio del tiempo $x(t)$ a una velocidad que es más lenta que su velocidad de Nyquist, y reconstruyen la información transportada por la señal analógica a partir de la señal muestreada. Tanto el muestreo como la reconstrucción se llevan a cabo sin ningún conocimiento previo ni suposición en lo que se refiere a las posiciones de las bandas espectrales que ocupa. Se hace referencia a esta propiedad como muestreo y reconstrucción "ciegos en espectro".

Si bien son aplicables a una amplia variedad de tipos de señal, los métodos y sistemas que se describen en la presente memoria son particularmente ventajosos para muestrear y reconstruir señales dispersas de múltiples bandas, en las cuales la anchura de banda acumulativa de las bandas de la señal es pequeña en relación con el tamaño del intervalo $[0, 1/T]$.

Muestreo no uniforme

Los métodos que aquí se describen toman muestras de la señal analógica de múltiples bandas en una configuración o patrón de muestreo no uniforme, cuya velocidad promedio es significativamente menor que la velocidad de Nyquist de la señal. Los ejemplos que se describen aquí emplean patrones periódicos no uniformes, si bien es posible utilizar también cualquier otra forma adecuada de muestreo de velocidad reducida.

La Figura 2 es un diagrama que ilustra esquemáticamente un esquema de un muestreo no uniforme de una señal analógica, de acuerdo con una realización de la presente invención. En el presente ejemplo, el eje de tiempos se divide en puntos de muestreo separados en T intervalos, es decir, intervalos que tomarán muestras de la señal a su velocidad de Nyquist.

Los puntos de muestreo están agrupados en grupos de L puntos. Dentro de cada grupo de L puntos de muestreo potenciales, únicamente se muestrean, en realidad, p muestras, seleccionadas de acuerdo con un conjunto de índices predeterminado. En el presente ejemplo, el eje de tiempos se divide en grupos de siete puntos de muestreo cada uno ($L = 7$), y únicamente se producen tres tomas de muestras dentro de cada grupo ($p = 3$). Se hace referencia al conjunto de índices de las p muestras como la configuración o patrón de muestreo, y se denota por $C = \{c_i\}_{i=1}^p$. En el presente ejemplo, $C = \{0, 2, 3\}$. La velocidad de muestreo promedio cuando se utiliza semejante esquema es:

$$[1] \quad \frac{1}{T_{AVG}} = \frac{p}{LT}$$

que es inferior a la velocidad de Nyquist para $p < L$.

ES 2 360 472 T3

El muestreo utilizando esta clase de patrón periódico puede ser considerado como un muestreo de la señal utilizando p secuencias que tienen una velocidad de $1/LT$, donde la secuencia i -ésima se encuentra desplazada con respecto al origen en $c_i T$. La señal muestreada por la secuencia i -ésima viene dada por:

$$[2] \quad x_{c_i}[n] = \begin{cases} x(t = nT) & n = mL + c_i, \text{ para ciertos } m \in Z \\ 0 & \text{en caso contrario} \end{cases}$$

Así, pues, el esquema de muestreo está caracterizado unívocamente por los parámetros L , p y el patrón C .

Puede demostrarse que la Transformada de Fourier Discreta en el Tiempo (DTFT—"Discrete-Time Fourier Transform") puede escribirse como:

$$[3] \quad \begin{aligned} X_{c_i}(e^{j2\pi fT}) &= \frac{1}{LT} \sum_{r=0}^{L-1} \exp\left(j \frac{2\pi}{L} c_i r\right) X\left(f + \frac{r}{LT}\right) \\ \forall f \in F_0 &= \left[0, \frac{1}{LT}\right], 1 \leq i \leq p \end{aligned}$$

La Ecuación [3] anterior puede ser representada en notación matricial como:

$$[4] \quad y(f) = Ax(f), \forall f \in F_0$$

donde $y(f)$ es un vector de longitud p cuyo i -ésimo elemento es $X_{c_i}(e^{j2\pi fT})$ la DTFT de las secuencias de muestreo. El vector $x(f)$ es un vector de longitud L cuyos elementos vienen dados por:

$$[5] \quad x_i(f) = X\left(f + \frac{i}{LT}\right), 0 \leq i \leq L-1, f \in F_0$$

De esta forma, $x(f)$ contiene L incógnitas para cada valor de f , las cuales deben ser determinadas para reconstruir la señal. Cada elemento $x_i(f)$ del vector $x(f)$ comprende un segmento de la función de densidad espectral $X(f)$, dentro de una cierta rodaja espectral del intervalo espectral $[0, 1/T]$. La estructura del vector $x(f)$ se muestra en la Figura 3 que se proporciona más adelante.

La Figura 3 es un diagrama que ilustra esquemáticamente una representación vectorial del espectro (densidad espectral) de una señal de múltiples bandas, de acuerdo con una realización de la presente invención. En el presente ejemplo, la señal comprende tres bandas 30A, ..., 30C. El intervalo espectral $[0, 1/T]$ está dividido en $L = 7$ rodajas espectrales 32A, ..., 32G. Cada rodaja espectral constituye un elemento correspondiente del vector $x(f)$. Puesto que el método no supone ningún conocimiento previo de las posiciones de las bandas de la señal, las rodajas 32A, ..., 32g no están coordinadas con las bandas 30A, ..., 30C. Como puede observarse en la Figura, una cierta banda de señal (por ejemplo, las bandas 30A y 30B) puede contribuir a dos o más elementos de $x(f)$. Ocurre que la banda 30C cae dentro de un único elemento de $x(f)$.

La matriz A de la Ecuación [4] anterior es una matriz rectangular constante que tiene p filas y L columnas, las cuales dependen de la elección de L , de p y del patrón de muestreo C , pero no dependen de la señal $x(t)$. Los elementos de la matriz A vienen dados por:

$$[6] \quad A_{ik} = \frac{1}{LT} \exp\left(j \frac{2\pi}{L} c_i k\right)$$

Para resumir esta parte de la descripción, la Ecuación [4] anterior traduce el cometido de muestrear y reconstruir la señal $x(t)$ a la tarea equivalente de reconstruir $x(f)$ a partir de las $y(f)$ y A conocidas, para todas las $f \in \left[0, \frac{1}{LT}\right]$.

ES 2 360 472 T3

Muestreo y reconstrucción ciegos en espectro

La tarea de recuperar $x(f)$ a partir de $y(f)$ y A para todas las f , según se ha formulado por el sistema de ecuaciones de la Ecuación [4] anterior, tiene dos propiedades que son de la mayor importancia:

1. La Ecuación [4] comprende un conjunto infinito y continuo de sistemas lineales, como consecuencia de la variable continua f .

2. El sistema de ecuaciones de la Ecuación [4] no es unívoco, es decir, no tiene una solución individual única sino todo un subespacio de soluciones. En otras palabras, la matriz A tiene más columnas que filas y no puede ser invertida de forma inmediata para producir $x(f)$.

Los métodos que se describen más adelante reducen el conjunto infinito de sistemas lineales a uno finito mediante el uso de un procedimiento al que se hace referencia como conversión de Continuo a Finito (CTF-“Cotinuuous-To-Finite”). El resultado de esta reducción se utiliza entonces para producir una única solución individual para $x(t)$. El procedimiento de conversión de CTF se sirve del hecho de que el vector $x(f)$ es disperso, es decir, tiene un número relativamente pequeño de elementos no nulos.

Haciendo referencia al ejemplo de la Figura 3, se recuerda que el elemento i -ésimo de $x(f)$ comprende la densidad espectral de la señal $x(t)$ dentro de la rodaja espectral i -ésima del intervalo $[0, 1/T]$. De esta forma, las rodajas espectrales que tienen escasa o nula energía serán traducidas a elementos de $x(f)$ que son sustancialmente iguales a cero.

En principio, el procedimiento de CTF trata de identificar un subconjunto de los elementos de $x(t)$ que contiene una densidad espectral no despreciable (a los que se hace referencia aquí, en aras de la claridad, como elementos no nulos). Se hace referencia al conjunto de índices de los elementos no nulos de $x(f)$ como el conjunto de diversidad de $x(f)$, y viene dado por:

$$[7] \quad S = \bigcup_{f \in F_0} I(x(f))$$

donde $I(x(f))$ denota el conjunto de índices no nulos de $x(f)$. Por ejemplo, en el vector $x(f)$ que se ha mostrado en la Figura 3, el conjunto de diversidad es $S = \{0, 1, 2, 3, 5\}$.

Puesto que las posiciones de las bandas de señal no son conocidas *a priori*, S se determina automáticamente a partir de la señal muestreada $y(f)$. Más adelante se describen métodos proporcionados a modo de ejemplo para determinar S . Una vez que se conoce S , la Ecuación [4] puede ser rescrita restringiendo $x(f)$ a sus elementos no nulos, y restringiendo la matriz A de manera que incluya únicamente las columnas que multiplican los elementos no nulos del vector $x(f)$:

$$[8] \quad y(f) = A_S x^S(f)$$

donde A_S denota la restricción en columnas de A (es decir, una matriz que incluye solo las columnas cuyos índices se encuentran en el conjunto S), y x^S denota la restricción en filas de x (esto es, un vector que incluye únicamente los elementos cuyos índices están en S).

Si el conjunto de diversidad S satisface la condición:

$$[9] \quad |S| \leq \sigma(A)$$

(donde $\sigma(A)$ denota el bien conocido rango de Kruskal de A , definido como el número más grande q tal, que cada conjunto de q columnas de A es linealmente independiente), entonces:

$$[10] \quad (A_S)^+ A_S = I$$

ES 2 360 472 T3

donde $()^+$ denota la pseudoinversa de Penrose-Moore de la matriz, e I denota la matriz identidad. La matriz A_s tiene p filas y $|S|$ columnas. De esta forma, la Ecuación [8] puede escribirse como:

$$[11] \quad \begin{aligned} x^S(f) &= (A_S)^+ y(f), & \forall f \in F_0 \\ x_i(f) &= 0, & \forall f \in F_0, i \notin S \end{aligned}$$

Así, pues, una vez que se conoce S , y siempre y cuando se cumpla la condición de la Ecuación [9], la Ecuación [11] proporciona la reconstrucción de $x(f)$ a partir de $y(f)$.

Que se cumpla la condición de la Ecuación [9] depende de la configuración o patrón de muestreo, es decir, de la elección de L , p y los patrones de muestreo C . Por ejemplo, algunos patrones de muestreo, a los que se hace referencia como patrones universales, producen matrices A para las que $\sigma(A) = p$. Se ha demostrado por los presentes inventores que el hecho de escoger $L \leq 1/BT$, $p \geq 2N$ y un patrón de muestreo universal C garantiza que la condición de la Ecuación [9] se cumple para cualquier señal $x(t) \in M$. En otras palabras, cuando L , p y C satisfacen las condiciones anteriores, la Ecuación [9] anterior tiene una única solución individual. Puede demostrarse que si $L \leq 1/BT$, $p \geq 2N$ y C es una condición universal, entonces existe una solución única (es decir, es posible la reconstrucción) para cualquier señal $x(t) \in M$.

La selección de una configuración o patrón universal es una tarea que tiene, típicamente, una complejidad combinatoria. Se conocen en la técnica diversos tipos de patrones, los cuales aparecen en la literatura de la detección comprimida. Un ejemplo específico de un patrón de muestreo universal es el descrito en la divulgación de Venkataramani y Bresler anteriormente citada. En particular, puede demostrarse que el hecho de escoger L de manera que sea un número primo garantiza que el patrón de muestreo sea universal. Sin embargo, los métodos y sistemas que se describen aquí no están limitados al uso de patrones universales.

Nótese, no obstante, que la universalidad del patrón de muestreo no es una condición necesaria, sino solo una condición suficiente. En muchos casos prácticos, los métodos y sistemas aquí descritos consiguen un muestreo y reconstrucción de elevada calidad de una amplia variedad de tipos de señal también para patrones no universales. El hecho de seleccionar patrones de muestreo al azar da lugar, a menudo, a patrones que están muy cerca de ser universales. Además, la calidad de un patrón de muestreo arbitrario puede ponerse a prueba antes de que este sea utilizado.

La Figura 4 es un diagrama de bloques que ilustra esquemáticamente un esquema para el muestreo y la reconstrucción ciegos de señales de múltiples bandas, de acuerdo con una realización de la presente invención. En la Figura 4, la señal muestreada $y(f)$ se proporciona a un módulo de conversión de CTF 36. El módulo 36 aplica un procedimiento de CTF, el cual se describe en detalle en las Figuras 5 y 6, más adelante, con el fin de determinar el conjunto de diversidad S . Un módulo 40 de reconstrucción de señal reconstruye la señal $x(f)$ a partir de la señal muestreada $y(f)$, tal como utilizando la Ecuación [11] anterior.

El módulo de conversión de CTF y el módulo de reconstrucción de señal pueden ser implementados como parte de un receptor, el cual recibe la señal analógica $x(t)$ y extrae la información transportada por la señal. En la Figura 9 proporcionada más adelante se muestra una configuración de receptor proporcionada a modo de ejemplo. Los módulos 36 y 40 pueden ser implementados en programación o software que se hace funcionar o corre en un procesador adecuado, tal como un dispositivo Procesador de Señal Digital (DSP-“Digital Signal Processor”). En algunas realizaciones, el procesador comprende un procesador de propósito general, el cual se programa en software para llevar a cabo las funciones que aquí se describen. El software puede ser descargado al procesador de forma electrónica, por ejemplo, a través de una red, o bien puede ser suministrado, alternativamente, al procesador sobre un medio tangible.

Alternativamente, los módulos 36 y 40 pueden ser implementados en soporte físico o hardware, tal como utilizando uno o más Circuitos Integrados Específicos de Aplicación (ASIC-“Application-Specific Integrated Circuits”), Conjuntos Ordenados de Puerta Programable por Campo (FPGA-“Field-Programmable Gate Arrays”), y/o utilizando componentes de tratamiento óptico adecuados. Como alternativa adicional, los módulos de CTF y de reconstrucción pueden ser llevados a la práctica utilizando una combinación de elementos de hardware y de software.

Conversión de continuo a finito (CTF)

Como se ha señalado anteriormente, el problema de extraer $x(f)$ de $y(f)$ de acuerdo con la Ecuación [4] comprende un número infinito de sistemas lineales como consecuencia de la variable continua f . Es más, la definición del conjunto de diversidad S proporcionada en la Ecuación [7] implica una unión a través de esta variable continua. La descripción que sigue proporciona diversos procedimientos para reducir este problema a uno finito, es decir, para determinar el conjunto de diversidad S .

La Figura 5 es un diagrama de flujo que ilustra esquemáticamente un método para el muestreo y la reconstrucción ciegos de señales de múltiples bandas, de acuerdo con una realización de la presente invención. El método comienza

ES 2 360 472 T3

por la aceptación, por parte del módulo 36 de reconstrucción de señal, de una señal de múltiples bandas muestreada $x(t)$, que corresponde a un vector $y(f)$ en el dominio de la frecuencia, según se ha descrito anteriormente, en una etapa de introducción 44. Se toman muestras de la señal $x(t)$ sin un conocimiento *a priori* de las posiciones de las bandas de la señal, utilizando una elección de L , p y C que hace posible la reconstrucción, tal y como se ha descrito anteriormente.

El módulo 36 computa una matriz p por p , denotada por Q , en una etapa 48 de cálculo de la matriz Q . La matriz Q se define como:

$$[12] \quad Q = \int_0^{1/LT} y(f)y^H(f)df$$

donde $y^H(f)$ denota la traspuesta conjugada $y(f)$.

Haciendo uso de la matriz Q , el módulo 40 computa una matriz denotada por V , en una etapa de descomposición 52. La matriz V viene dada por:

$$[13] \quad Q = V \cdot V^H$$

La matriz V es una matriz p por r , donde r denota el rango de la matriz Q . La matriz V puede ser deducida de la matriz Q utilizando cualquier método de descomposición adecuado conocido en la técnica.

En algunas realizaciones, el módulo 36 aplica un tratamiento previo a la matriz Q antes de descomponerla. Por ejemplo, cuando la señal de la que se toman muestras tiene un cierto contenido de ruido, resulta a menudo ventajoso establecer un umbral en los valores propios de Q , y cero fuera de los valores propios que son más pequeños que el umbral.

Utilizando la matriz V , el módulo 36 calcula la solución más dispersa de la Ecuación:

$$[14] \quad V = AU,$$

denotada como U_0 , en una etapa 56 de cálculo de U_0 . Puede demostrarse que si $|S| \leq p/2$, entonces existe una única solución más dispersa para U , esto es, una matriz U_0 que tiene un número mínimo de filas no nulas. Puede demostrarse también que $I(U_0)$, es decir, los índices de las filas no nulas de U_0 , son el conjunto de diversidad deseado S .

El módulo 36 puede servirse de cualquier método adecuado para computar la solución más dispersa de la Ecuación [14]. Por ejemplo, el módulo 36 puede aplicar métodos que se conocen en la técnica como métodos de Vectores de Medición Múltiples (MMV-“Multiple Measurement Vector”). Los métodos de MMV se han descrito, por ejemplo, por Chen y Huo en la divulgación “Resultados teóricos sobre representaciones dispersas de vectores de medición múltiples” (“*Theoretical Results on Sparse Representations of Multiple Measurement Vectors*”), IEEE Transactions on Signal Processing [Transacciones del IEEE (Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica) sobre el tratamiento de señales], volumen 54, diciembre de 2006, páginas 4634-4643, por Cotter *et al.*, en “Soluciones dispersas a problemas lineales inversos con vectores de medición múltiples” (“*Sparse Solutions to Linear Inverse Problems with Multiple Measurement Vectors*”), IEEE Transactions on Signal Processing, volumen 53, julio de 2005, páginas 2477-2488, por Chen y Donoho en la publicación “Búsqueda de bases” (“*Basis Pursuit*”), Proceedings of the Twenty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers [Procedimientos de la vigésimo octava Conferencia de Asilomar sobre señales, sistemas y computadoras], Monterrey, California, noviembre de 1994, volumen 1, páginas 41-44, y por Mallat y Zhang en la divulgación “Búsquedas coincidentes con diccionarios de tiempo-frecuencia” (“*Matching Pursuits with Time-Frequency Dictionaries*”), IEEE Transactions on Signal Processing, volumen 41, número 12, páginas 3397-3415.

Puede utilizarse para este propósito cualquier método de MMV adecuado, tal como los métodos citados anteriormente.

Una vez determinado el conjunto de diversidad S , el módulo 40 de reconstrucción de señal reconstruye la señal $x(f)$ en una etapa de reconstrucción 60. Por ejemplo, el módulo 40 puede reconstruir la señal utilizando la anterior Ecuación [11]. Nótese que tanto las operaciones de muestreo como las de reconstrucción que se describen aquí se llevan a cabo sin ningún conocimiento *a priori* de las frecuencias de las bandas de señal.

ES 2 360 472 T3

Métodos de reconstrucción ciegos en espectro (SBR)

Se hace aquí referencia al método de reconstrucción que se ha descrito en la Figura 5 anterior como SBR4 (“Spectrum-Blind Reconstruction 4”). El método SBR4 puede representarse también por el siguiente pseudocódigo:

5

Método SBR4

Entrada: $y(f)$, Suponer: $\sigma(A) = p$

10

Salida: El conjunto S , Indicador

15

1: Ajustar $T = F_0$

2: Computar la matriz Q utilizando la Ecuación [12]

20

3: Descomponer $Q = V \cdot V^H$

4: Resolver el sistema de MMV $V = AU$ para encontrar la solución

más dispersa U_0

25

5: $S = I(U_0)$

6: Indicador = $|S| \leq p/2$

30

7: Devolver S , Indicador

Las etapas 6 y 7 del pseudocódigo computan y devuelven un indicador, el cual indica si se ha encontrado la solución más dispersa individual para U . La solución más dispersa individual puede no ser encontrada, por ejemplo, cuando la solución del sistema de MMV es solo aproximada o falla. Algunos métodos de resolución de MMV iterativos terminan al llegar a un número predeterminado de iteraciones, en cuyo el indicador puede no ser fiable. El indicador es fiable y puede utilizarse, por ejemplo, con métodos de MMV que terminan basándose en condiciones relacionadas con la convergencia (por ejemplo, al alcanzar un cierto error residual).

35

Cuando se utiliza el método SBR4, la matriz Q puede computarse en el dominio del tiempo a partir de las frecuencias conocidas $x_{c_i}[n]$, $1 \leq i \leq p$. La computación puede llevarse a cabo por medio de un conjunto de filtros digitales que no dependen de la señal y pueden, por lo tanto, ser diseñados por adelantado. Más adelante se describe una configuración de filtros proporcionada a modo de ejemplo.

40

Cuando el número de elementos no nulos de $x(f)$ es K , puede demostrarse que la señal puede ser reconstruida utilizando el método SBR4 mediante el uso de una velocidad de muestreo promedio de valor $2K/LT$. Sin embargo, en general, el valor de K no es conocido. Puede utilizarse en lugar de ello una condición equivalente que esté basada en las características conocidas de la señal. Puede demostrarse que el método SBR4 hace posible una reconstrucción perfecta de la señal cuando $L \leq 1/BT$ y $p \geq 4N$. La velocidad de muestreo mínima con esta condición es $p/LT = 4NB$.

45

Puede demostrarse, sin embargo, que existe una solución dispersa única de U para $p \geq 2N$, la cual implica una velocidad de muestreo mínima que es la mitad de la que se consigue por el método SBR4. Un método de reconstrucción alternativo, denotado como SBR2 y que se describe más adelante, consigue esta velocidad de muestreo más baja a expensas de una complejidad más alta en relación con el método SBR4.

50

El método SBR2 se describe por medio del siguiente pseudocódigo:

55

60

65

ES 2 360 472 T3

Método SBR2

Entrada: T , Inicializar: $T = F_0$, Suponer: $\sigma(A) = p$

5 Salida: Un conjunto S

1: Si $\lambda(T) \leq \varepsilon$, entonces

10 2: Devolver $\hat{S} = \{ \}$

3: Terminar si

15 4: Computar matriz Q utilizando la Ecuación [12]

5: Si $\text{rango}(Q) \leq p/2$, entonces

20 6: Descomponer $Q = V \cdot V^H$

7: Resolver el sistema de MMV $V = AU$ para encontrar la
solución U_0 más dispersa

25 8: $\hat{S} = I(U_0)$

9: Si no

30 10: $\hat{S} = \{ \}$

11: Terminar si

35 12: Si $(\text{rango}(Q) > p/2)$ o $(|\hat{S}| > p/2)$, entonces

13: Dividir T en intervalos de igual anchura T_1, T_2

40 14: $\hat{S}^{(1)} = \text{SBR2}(T_1)$

15: $\hat{S}^{(2)} = \text{SBR2}(T_2)$

45

El método SBR2 es recursivo. La matriz Q se calcula por primera vez de forma similar al cálculo que se lleva a cabo en el método SBR4. Si el rango de la matriz Q es más pequeño que $p/2$ (lo que implica que existe una única solución dispersa para U), Q se descompone y el sistema de MMV se resuelve de forma similar al método SBR4. Si el rango de Q indica que no existe una única solución dispersa para U , el intervalo T se divide en dos subintervalos denotados por T_1 y T_2 . El método SBR2 se invoca de forma recursiva para cada uno de los dos subintervalos, a fin de producir diversos conjuntos $\hat{S}^{(1)}$ y $\hat{S}^{(2)}$. El conjunto de diversidad total S se computa como la unión de $\hat{S}^{(1)}$ y $\hat{S}^{(2)}$.

En realizaciones alternativas, la matriz Q se computa a lo largo de todo el intervalo de muestreo y la división en subintervalos se lleva a cabo solo matemáticamente. En otras palabras, se encuentra un conjunto de matrices Q_i tal, que $Q = \text{sum}(Q_i)$ y cada Q_i tiene un rango apropiado. El módulo de CTF utiliza cada Q_i para determinar un conjunto de índices, y la unión de todos los índices proporciona el conjunto S deseado.

La complejidad del método SBR2 depende del número de iteraciones, es decir, del número de veces que se biseca o divide por la mitad el intervalo T . El número de iteraciones depende a menudo del comportamiento del procedimiento de resolución de MMV que se utilice en la etapa 7 del pseudocódigo. Resultados de ensayos simulados proporcionados a modo de ejemplo se muestran en las Figuras 7 y 8 proporcionadas más adelante.

De esta forma, dados ciertos parámetros de señal (N, B, T) y ciertos parámetros de muestreo (L, C y p), puede seleccionarse el método de muestreo y reconstrucción apropiado, tal como utilizando el esquema de la Figura 6 proporcionada más adelante. Nótese que los métodos SBR2 y SBR4 representan compromisos proporcionados a modo de

ejemplo entre la complejidad y la velocidad de muestreo. Alternativamente, pueden utilizarse también otros métodos adecuados.

La Figura 6 es un diagrama de flujo que ilustra esquemáticamente un método para el muestreo y la reconstrucción ciegos de señales de múltiples bandas, que selecciona un método de muestreo y reconstrucción apropiado para un conjunto dado de parámetros de señal y de muestreo, de acuerdo con una realización de la presente invención. El método puede ser llevado a cabo, por ejemplo, por un controlador de un receptor que ha de muestrear y reconstruir una señal recibida, tal como el receptor mostrado en la Figura 9 proporcionada más adelante.

El método comienza con el controlador, que comprueba si $\frac{NB}{1/T} > \frac{1}{2}$ en una primera etapa de comprobación 70. Si se satisface la condición, es decir, si las bandas de señal ocupan más del 50% de la anchura de banda total, el receptor muestrea la señal utilizando muestreo uniforme a la velocidad de Nyquist de $1/T$, en una etapa de muestreo uniforme 74. El receptor reconstruye entonces la señal, tal como utilizando un filtro de paso bajo (LPF-“Low-Pass Filter”), en una etapa de reconstrucción de Nyquist 78.

Si, por el contrario, las bandas de señal ocupan menos que el 50% de la anchura de banda total, (como es típico de muchos escenarios y aplicaciones de señal de múltiples bandas), el receptor muestrea la señal utilizando muestreo de *multi-coset*, en una etapa de muestreo de *multi-coset* 82. El patrón de muestreo C utilizado por el receptor se escoge de tal manera que el patrón es universal, $L \leq 1/BT$ y $p > 2N$.

El controlador comprueba entonces si $p \geq 4N$, en una segunda etapa de comprobación 86. Si $p \leq 4N$, el receptor reconstruye la señal utilizando el método SBR4 para producir S , en una etapa de reconstrucción de SBR4 90. La velocidad de muestreo mínima es, en este caso, $4NB$.

En caso contrario, es decir, si $p < 4N$, el receptor reconstruye la señal utilizando el método SBR2 en un proceso iterativo de bisección y CFT, en una etapa de reconstrucción de SBR2 90. La velocidad de muestreo mínima es, en este caso, $2NB$.

Resultados experimentales

La descripción que sigue presenta resultados de ensayos simulados proporcionados a modo de ejemplo de los métodos SBR4 y SBR2. Las señales simuladas están comprendidas en el intervalo de 0-20 GHz, tienen hasta $N = 4$ bandas que tienen una anchura de banda máxima de $B = 100$ MHz. Cada curso o tanda de simulación generó 1.000 señales de ensayo de forma aleatoria. Para cada caso de ensayo, la simulación generó, en primer lugar, frecuencias de borde de banda aleatorias, en una distribución uniforme a través del intervalo de frecuencias, y garantizó que las bandas no se solapaban. A continuación, la simulación generó un espectro que está confinado a las bandas. La densidad espectral dentro de las bandas era una variable aleatoria compleja que presentaba una distribución gaussiana ortogonal bidimensional que tenía una media nula y una varianza unidad. La energía por cada banda estaba uniformemente distribuida en el intervalo de 1-5.

En el presente ejemplo, la velocidad de muestreo mínima conseguible es $2NB = 800$ MHz. Se simularon diversos patrones de muestreo y reconstrucción. Para una tanda de simulación dada, L se mantuvo constante y p se hizo variar desde $p = N = 4$ hasta $p = 8N = 32$. L se escogió de manera que fuera un número primo, de tal modo que se garantizase que el patrón de muestreo era universal. Cada señal simulada fue tratada tanto por el método SBR4 como por el SBR2. Se resolvió el sistema de MMV por un método de Búsqueda de Coincidencias Multiortogonal (M-OMP-“Multi-Orthogonal Matching Pursuit”), según se ha descrito en el artículo de Cotter *et al.* anteriormente citado. La velocidad empírica de éxito de cada método (definida como el número relativo de tandas de simulación para el que S fue recuperado correctamente) se evaluó como función de p .

Las Figuras 7 y 8 son gráficos que muestran resultados de ensayos simulados de métodos para el muestreo y la reconstrucción ciegos de señales de múltiples bandas, de acuerdo con realizaciones de la presente invención.

La Figura 7 muestra la velocidad de éxito empírica como una función de p para $L = 199$. Una curva 98 muestra el comportamiento del método SBR4, y una curva 102 indica el comportamiento del método SBR2. Para $p < 8$ ($p < 2N$), ninguno de los métodos fue capaz de recuperar S de un modo fiable, puesto que la velocidad de muestreo era demasiado baja. Como se esperaba, el método SBR2 funcionó mejor que el método SBR4, al conseguir altas velocidades de éxito para valores de p más bajos (velocidades de muestreo más bajas). La diferencia es debida, al menos parcialmente, al comportamiento del método de resolución de MMV de M-OMP. El método SBR4 comenzó a proporcionar altas velocidades de éxito a aproximadamente $p = 4N$.

La Figura 8 muestra la velocidad de éxito empírica como una función de p para $L = 23$. Una curva 106 muestra el comportamiento del método SBR4, y una curva 110 muestra el comportamiento del método SBR2. La simulación muestra también que los métodos divulgados proporcionan una alta calidad de reconstrucción para los valores de p y L escogidos más allá de los límites de $p \geq 4N$ y $L \leq 1/BT$, puesto que estas limitaciones son solo condiciones suficientes. En la práctica, los métodos que aquí se describen producen a menudo resultados fiables siempre y cuando la velocidad

ES 2 360 472 T3

de muestreo promedio, p/LT , no sea menor que $2NB$, la cual, como se demuestra también, es la velocidad de muestreo mínima.

La complejidad computacional de los métodos SBR2 y SBR4 se simuló midiendo los tiempos de las tandas de simulación. Los tiempos absolutos de las tandas dependen de la configuración de computadora específica que se utilice para la simulación, si bien las diferencias relativas en el tiempo de las tandas son indicativas de la diferencia sustancial en la complejidad de computación de los diferentes métodos y contextos. Tiempos de tanda (en segundos) proporcionados a modo de ejemplo se dan en la siguiente tabla:

	L = 199		L = 23	
	SBR4	SBR2	SBR4	SBR2
$p = N$	7	608	4,2	51,4
$p = 2N$	16,1	1.034	5,7	6,4
$p = 4N$	21,4	24,8	6,7	6,7

Se realizaron tandas de simulación adicionales para señales que no se encuentran dentro de M , así como para patrones de muestreo que no son universales. Estos experimentos demostraron que los métodos descritos en la presente memoria son aplicables a una amplia variedad de tipos de señal y esquemas de muestreo.

Configuración de receptor

La Figura 9 es un diagrama de bloques que ilustra esquemáticamente un receptor 122 para recibir señales de múltiples bandas, de acuerdo con una realización de la presente invención. El receptor 122 puede aplicar cualquiera de los métodos ciegos en espectro que aquí se describen, tales como los métodos de las Figuras 5 y 6. En una implementación típica, el receptor 122 recibe una señal a través de una antena 124, y la convierte en sentido descendente de frecuencia a la banda de base utilizando un terminal frontal de receptor (RX FE-“receiver front-end”) 128. Un módulo de muestreo ciego 132 lleva a cabo un muestreo ciego en espectro de la señal recibida, según se ha explicado anteriormente. Un módulo de CTF 136 lleva a cabo un procedimiento de conversión de continuo a finito, el cual produce el conjunto de diversidad S . Un módulo de reconstrucción ciego 140 aplica una reconstrucción ciega en espectro y proporciona como salida la señal reconstruida. Un controlador 144 controla el funcionamiento del receptor.

Ejemplos de aplicaciones

Los métodos de muestreo y reconstrucción ciegos en espectro que se han descrito aquí pueden ser utilizados en una amplia variedad de aplicaciones que implican la recepción de señales de múltiples bandas. Por ejemplo, el receptor 122 puede comprender un receptor de una estación de base celular, una estación terrestre para satélite o cualquier otro sistema de comunicación que utilice múltiples canales de frecuencia. Los métodos descritos en la presente memoria pueden ser utilizados para extraer y desmodular múltiples canales de comunicación a partir de un cierto rango espectral, sin necesidad de un conocimiento previo de las frecuencias de los canales.

Por ejemplo, el receptor 122 puede comprender parte de un sistema de “radio cognitiva”. Los sistemas de radio cognitiva, tal como se conocen en la técnica, coordinan automáticamente la asignación de canales de frecuencia mediante el análisis del espectro en el receptor. Los métodos y sistemas que aquí se describen pueden permitir a un receptor de radio cognitiva analizar el espectro disponible con una alta velocidad, precisión y eficiencia.

Cuando se utilizan los métodos de muestreo y reconstrucción que aquí se describen en aplicaciones de recepción de múltiples bandas (por ejemplo, en una estación de base celular), es posible eliminar una parte considerable del hardware del receptor. En contraste con algunos receptores de estación de base conocidos, que convierten en sentido descendente de frecuencia cada canal de usuario desde su frecuencia a la banda de base, los métodos y sistemas descritos en la presente permiten al receptor recibir todos los canales de forma simultánea al tratar la totalidad del espectro recibido como una única señal de múltiples bandas. Esta señal de múltiples bandas es convertida en sentido descendente de frecuencia tan solo una vez, y las diferentes señales de usuario son reconstruidas digitalmente utilizando los métodos aquí descritos.

Los métodos que se han descrito aquí también pueden utilizarse en sistemas de inteligencia y reconocimiento electrónicos. En tales aplicaciones, es a menudo necesario recibir y procesar o tratar un espectro ancho que contenga múltiples canales de objetivo (por ejemplo, canales de comunicación o señales de radar) cuyas frecuencias no se conocen *a priori*. Los métodos descritos en la presente memoria pueden identificar zonas del espectro que contienen actividad espectral, y/o reconstruir las señales recibidas en estas zonas. Aún otra aplicación relacionada con el reconocimiento es en los sistemas de detección de escuchas clandestinas. Pueden encontrarse aplicaciones similares en sistemas de análisis de espectro, de gestión de espectro y de supervisión de espectro, tales como los sistemas desplegados por autoridades regulativas y por operadores de comunicación inalámbrica. El análisis de espectro rápido es también de utilidad en receptores de barrido o exploración (“escáneres de frecuencia”).

ES 2 360 472 T3

Los métodos y sistemas que aquí se describen son también ventajosos a la hora de almacenar las señales recibidas o registrarlas para su uso ulterior. Por ejemplo, algunas aplicaciones de radioastronomía reciben y registran señales de múltiples bandas que se caracterizan por (1) posiciones de banda desconocidas y (2) frecuencias de Nyquist elevadas. En tales aplicaciones, los métodos y sistemas que se describen aquí pueden reducir considerablemente la velocidad de muestreo del sistema y, por tanto, el volumen de almacenamiento necesario.

Otra aplicación es en sistemas que llevan a cabo la elaboración de mapas geofísicos mediante la grabación de los ecos acústicos producidos por explosiones controladas. Tales sistemas se utilizan, por ejemplo, en la detección de petróleo u otros minerales y recursos naturales. Los ecos recibidos por tales sistemas tienen, típicamente, una estructura de múltiples bandas en la que las posiciones de las bandas son conocidas *a priori*, y las señales son a menudo registradas para su análisis ulterior. Los métodos y sistemas que aquí se describen pueden ser utilizados para reducir la velocidad de muestreo de las señales de eco acústicas así como los recursos de almacenamiento necesarios para registrarlas. Aplicaciones similares pueden encontrarse también en aplicaciones sismográficas activas y pasivas.

Algunos sistemas de comunicación de punto a múltiples puntos despliegan un receptor central, el cual se comunica con múltiples dispositivos de usuario final cuyos canales de frecuencia pueden cambiar a lo largo del tiempo debido a diversas restricciones. Tal configuración es común, por ejemplo, en diversas aplicaciones de mando y control (C2). Los métodos y sistemas que aquí se han descrito pueden reducir significativamente la extensión y la complejidad de la coordinación entre la ubicación de la central y los dispositivos de usuario final, al permitir que el receptor de la ubicación central reciba y reconstruya múltiples señales sin un conocimiento previo de sus frecuencias.

Otras aplicaciones de los métodos y sistemas que se han descrito aquí se encuentran en el campo de la instrumentación de equipos de ensayo. Por ejemplo, un analizador de espectro o equipo de ensayo similar puede comprender un modo de sintonización automática en el que el instrumento regula automáticamente sus ajustes para que coincidan con la señal de múltiples bandas de su entrada.

Un modo similar puede utilizarse en equipo de ensayo de televisión por cable, por ejemplo, para una captación y análisis rápidos y eficientes de un canal. Tal modo puede ser utilizado no solo en equipo de ensayo, sino también en un receptor de una instalación de televisión o en un sintonizador de una grabadora de vídeo. En tales receptores, los métodos y sistemas que se describen en la presente memoria pueden ser utilizados para asignar y/o captar los canales de televisión disponibles con una velocidad, precisión y eficiencia elevadas.

Los métodos descritos aquí pueden ser utilizados en aplicaciones que se conocen comúnmente como aplicaciones de obtención de imágenes de Fourier, por ejemplo, en la grabación de señales de formación de imágenes médicas, tales como señales para obtención de imágenes por resonancia magnética (MRI-“Magnetic Resonance Imaging”). Cuando se aplican los métodos divulgados a la MRI, puede reducirse el tiempo de exposición de un paciente a los campos magnéticos de la MRI y llegarse a un compromiso entre este y la resolución de las imágenes obtenidas. Además, el coste del sistema de obtención de imágenes por MRI puede ser reducido. Como alternativa adicional, los métodos divulgados pueden ser utilizados en el análisis de señales de radar, tales como señales de Radar de Apertura Sintética (SAR-“Synthetic Aperture Radar”).

Otra aplicación es en el campo del tratamiento del habla. Las señales de habla tienen, en ocasiones, una estructura de múltiples bandas a lo largo de ciertos periodos de tiempo. Dentro de cada uno de tales intervalos temporales, la señal de habla puede ser muestreada y comprimida utilizando los métodos y sistemas que se han descrito aquí, a fin de producir directamente una versión comprimida de la señal sin un conocimiento *a priori* de su contenido espectral. La aplicación de los métodos descritos en la presente a una señal de habla permite tomar muestras de la señal con una baja velocidad de muestreo y, de esta forma, comprimir la señal a un tamaño de archivo pequeño, sin comprometer la precisión de la reconstrucción.

En algunas realizaciones, los métodos y sistemas que aquí se han descrito pueden ser utilizados para muestrear y reconstruir señales cuyas características de bandas múltiples no están en el dominio de la frecuencia sino en otros dominios, como en el dominio del tiempo o en el dominio espacial de una imagen. Por ejemplo, algunas aplicaciones astronómicas almacenan y tratan imágenes del cielo con alta resolución. La imagen recibida, en estas aplicaciones, es típicamente más oscura, con tan solo unas pocas regiones espaciales (bandas) que son de interés. Las posiciones espaciales de las bandas no se conocen *a priori*. Los métodos y sistemas que aquí se han descrito, cuando se aplican a tales señales de imagen recibidas, pueden utilizarse para reducir el volumen de almacenamiento requerido para almacenar las imágenes, así como para llegar a un compromiso entre el tamaño de la imagen y la calidad de imagen.

Como otra alternativa adicional, los métodos y sistemas que se describen aquí pueden ser utilizados en cualquier otra aplicación adecuada que implique la recepción y el tratamiento de señales de múltiples bandas. En algunas aplicaciones, la salida deseada es la señal de múltiples bandas reconstruida. En otras aplicaciones, la salida deseada es una indicación de las posiciones de las bandas de señal en el espectro, sin tener que recuperar, necesariamente, la señal en sí.

ES 2 360 472 T3

Representación de señales con valores reales

Si bien la descripción anterior se ha referido principalmente a señales complejas, los métodos y sistemas descritos en la presente memoria pueden muestrear y reconstruir, de forma equivalente, señales de múltiples bandas de valores reales comprendidas en el intervalo $F = [-1/2T, 1/2T]$ y que tienen hasta N bandas de señal a cada lado del espectro.

A la hora de construir los elementos del vector $x(f)$, el intervalo F se divide en L rodajas. En el caso de señales reales, sin embargo, se da a los valores impares y pares de L un tratamiento diferente. Defínase un conjunto de L enteros sucesivos:

10

$$[15] \quad K = \begin{cases} \left\{ -\frac{L-1}{2}, \dots, \frac{L-1}{2} \right\} & L \text{ impar} \\ \left\{ -\frac{L}{2}, \dots, \frac{L}{2}-1 \right\} & L \text{ par} \end{cases}$$

15

Defínase también el intervalo F_0 :

20

$$[16] \quad F_0 = \begin{cases} \left[-\frac{1}{2LT}, \frac{1}{2LT} \right] & L \text{ impar} \\ \left[0, \frac{1}{LT} \right] & L \text{ par} \end{cases}$$

25

El vector $x(f)$ se define entonces como:

30

$$[17] \quad x_i(f) = X(f + K_i/LT) \quad \forall 0 \leq i \leq L-1$$

35

Las dimensiones de la matriz A siguen siendo p y L , y sus elementos vienen dados por:

$$[18] \quad A_{ik} = \frac{1}{LT} \exp\left(j \frac{2\pi}{L} c_i K_k\right) \quad 1 \leq i \leq p, 0 \leq k \leq L-1$$

40

Cómputo de la matriz Q

La matriz Q , que se definió en el dominio de la frecuencia en la Ecuación [12] anterior, puede representarse, de forma equivalente, en el dominio del tiempo utilizando un conjunto de filtros digitales. Los elementos de Q pueden escribirse como:

50

$$[19] \quad Q_{ik} = \sum_{n_i \in Z} \sum_{n_k \in Z} x_{c_i}[n_i] x_{c_k}^*[n_k] \int_0^{1/LT} \exp(j2\pi f(n_k - n_i)T) df$$

Recuérdese que la secuencia $X_{c_i}[n_i]$ está rellena de $L-1$ ceros entre las muestras no nulas. Una secuencia diluida que tiene solo los elementos no nulos puede escribirse como:

55

$$[20] \quad \hat{x}_{c_i}[m] = x(mLT + c_i T) \quad m \in Z, 1 \leq i \leq p$$

60

La Ecuación [19] puede escribirse como

65

$$[21] \quad Q_{ik} = \sum_{m_i \in Z} \hat{x}_{c_i}[m_i] (\hat{x}_{c_k} * g_{ik})[m_i]$$

ES 2 360 472 T3

donde:

$$[22] \quad g_{ik}[m] = \int_0^{1/LT} \exp(j2\pi f(mL + (c_k - c_i)T)) df$$

y

$$[23] \quad (\hat{x}_{c_k} * g_{ik})[m] = \sum_{n \in Z} \hat{x}_{c_k}^*[n] g_{ik}[m-n]$$

15 Si $i = k$, entonces $c_i = c_k$ y:

$$[24] \quad g_{ii}[m] = g[m] = \frac{1}{LT} \exp(j\pi m) \text{sinc}(m)$$

donde $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$. Si $i \neq k$, entonces

$$[25] \quad g_{ik}[m] = \frac{\exp\left(j \frac{2\pi}{L} (c_k - c_i) m\right) - 1}{j2\pi(mL + (c_k - c_i)T)}$$

El conjunto $g_{ik}[m]$ representa los coeficientes de filtro deseados.

35 El módulo de CTF (por ejemplo, el módulo 36 de la Figura 4 o el módulo 136 de la Figura 9) puede comprender filtros digitales cuyos coeficientes se determinan utilizando esta técnica. Puesto que los coeficientes no dependen de la señal, pueden ser diseñados por adelantado para una selección dada de L , p y C .

En una realización alternativa, el módulo de CTF puede computar la matriz:

$$[26] \quad \tilde{Q}_{ik} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_i[n] (x_k[n])^*$$

45 y utilizar esta matriz en el cálculo de S . La matriz \tilde{Q}_{ik} se computa directamente a partir de las muestras de la señal x en el dominio del tiempo, con lo que se evita el uso de filtros digitales. En algunas realizaciones, tales como en aplicaciones instantáneas o en tiempo real, el cómputo de \tilde{Q}_{ik} puede ser aproximado mediante una suma sobre intervalos finitos.

50

55

60

65

REIVINDICACIONES

1. Un método de tratamiento de señal, que comprende las etapas de:

5 tomar muestras de una señal analógica ($x(t)$), la cual tiene una densidad espectral que define una o más bandas, a fin de producir una señal digitalizada ($x_{ci}[n]$);

10 expresar una transformada espectral ($y(f)$) de la señal digitalizada como una primera matriz (A) multiplicada por un vector ($x(f)$), de tal manera que el vector ($x(f)$) comprende múltiples elementos que representan la densidad espectral de la señal analógica ($x(t)$) como una función de la frecuencia dentro de respectivas rodajas espectrales;

determinar índices de un subconjunto (x^S) de los elementos del vector ($x(f)$) en el que la densidad espectral está concentrada;

15 reconstruir la señal analógica ($x(t)$) a partir de la señal digitalizada, utilizando el subconjunto (x^S) de los elementos del vector ($x(f)$) y un conjunto de columnas (A_s) de la primera matriz (A) que tienen los índices determinados;

de tal modo que el método de tratamiento de señal está **caracterizado** por que los índices se determinan:

20 integrando la transformada espectral ($y(f)$) de la señal digitalizada, multiplicada por una conjugada compleja ($y^H(f)$) de la transformada espectral, a fin de producir una segunda matriz (Q);

descomponer la segunda matriz (Q) y producir una segunda matriz descompuesta (V);

25 expresar la segunda matriz descompuesta (V) como la primera matriz (A), multiplicada por una tercera matriz (U); determinar una solución más dispersa de la tercera matriz (U); y

30 extraer los índices de la solución más dispersa para que sirvan como los índices del subconjunto (x^S) de los elementos del vector ($x(f)$).

2. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual la toma de muestras o muestreo y la reconstrucción de la señal analógica se llevan a cabo con independencia de las frecuencias de las una o más bandas.

35 3. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual el muestreo de la señal analógica comprende tomar muestras de la señal analógica utilizando una configuración o patrón de muestreo periódico, no uniforme.

40 4. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual determinar la solución más dispersa comprende aplicar un procedimiento de vectores de medición múltiples (MMV).

45 5. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual determinar los índices comprende adicionalmente determinar una indicación de que puede no encontrarse la solución más dispersa, y, en respuesta a la indicación, dividir un intervalo de muestreo utilizado para muestrear la señal analógica en subintervalos, determinar los índices por separado dentro de cada uno de los subintervalos, y combinar los índices determinados dentro de cada uno de los subintervalos para producir los índices.

50 6. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual determinar los índices comprende adicionalmente determinar un conjunto de componentes tal, que una suma de los componentes produce la segunda matriz, determinar los índices por separado para cada uno de los componentes, y combinar los índices determinados para cada uno de los componentes a fin de producir los índices.

55 7. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual integrar la transformada espectral comprende definir un conjunto de filtros digitales y filtrar la señal digitalizada utilizando el conjunto de filtros digitales, a fin de producir la segunda matriz.

8. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual integrar la transformada espectral comprende procesar o tratar directamente la señal digitalizada para producir la segunda matriz, y comprende tratar previamente la segunda matriz antes de descomponer la segunda matriz.

60 9. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual reconstruir la señal analógica comprende determinar y suministrar como salida frecuencias de las una o más bandas.

65 10. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la señal analógica comprende una señal de comunicación que porta múltiples canales de comunicación, y en el cual reconstruir la señal analógica comprende descodificar los canales de comunicación.

ES 2 360 472 T3

11. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual la señal analógica comprende una de entre una señal de radar, una señal de obtención de imágenes médicas, una señal de eco acústica, una señal de habla y una señal de imagen.

5 12. El método de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende adicionalmente registrar o grabar la señal digitalizada para su uso ulterior, y en el cual reconstruir la señal analógica comprende tratar la señal digitalizada grabada.

13. Un aparato (122) de tratamiento de señal, que comprende:

10 un módulo de muestreo (132), el cual está conectado para tomar muestras o muestrear una señal analógica $(x(t))$, la cual tiene una densidad espectral que defina una o más bandas, con el fin de producir una señal digitalizada $(x_c[n])$; y

un módulo de reconstrucción (140), conectado al módulo de muestreo (132) y configurado para expresar una transformada espectral $(y(f))$ de la señal digitalizada como una primera matriz (A), multiplicada por un vector $(x(f))$, de tal manera que el vector $(x(f))$ comprende múltiples elementos que representan la densidad espectral de la señal analógica $(x(f))$ como una función de la frecuencia dentro de respectivas rodajas espectrales, de tal modo que el módulo de reconstrucción (140) está configurado, adicionalmente, para determinar índices de un subconjunto (x^S) de los elementos del vector $(x(f))$ en los que la densidad espectral está concentrada, y reconstruir la señal analógica $(x(t))$ a partir de la señal digitalizada utilizando el subconjunto (x^S) de los elementos del vector $(x(f))$ y un conjunto de columnas (As) de la primera matriz (A) que tienen los índices determinados, de tal manera que el aparato de tratamiento de señal se **caracteriza** por que el módulo de reconstrucción está configurado para determinar los índices por integración de la transformada espectral $(y(f))$ de la señal digitalizada, multiplicada por una conjugada compleja $(y^H(f))$ de la transformada espectral, a fin de producir una segunda matriz (Q), descomponer la segunda matriz y producir una segunda matriz descompuesta (V), expresar la segunda matriz descompuesta (V) como la primera matriz (A) multiplicada por una tercera matriz (U), determinar una solución más dispersa de la tercera matriz (U), y extraer los índices de la solución más dispersa para que sirvan como los índices del subconjunto (x^S) de los elementos de los vectores.

30 14. Un producto de programa informático o software para el tratamiento de señal, de tal modo que el producto comprende un medio legible por computadora, en el que se han almacenado instrucciones de programa, de modo que dichas instrucciones, cuando son leídas por un procesador, hacen que el procesador lleve a cabo el método de acuerdo con la reivindicación 1.

35

40

45

50

55

60

65

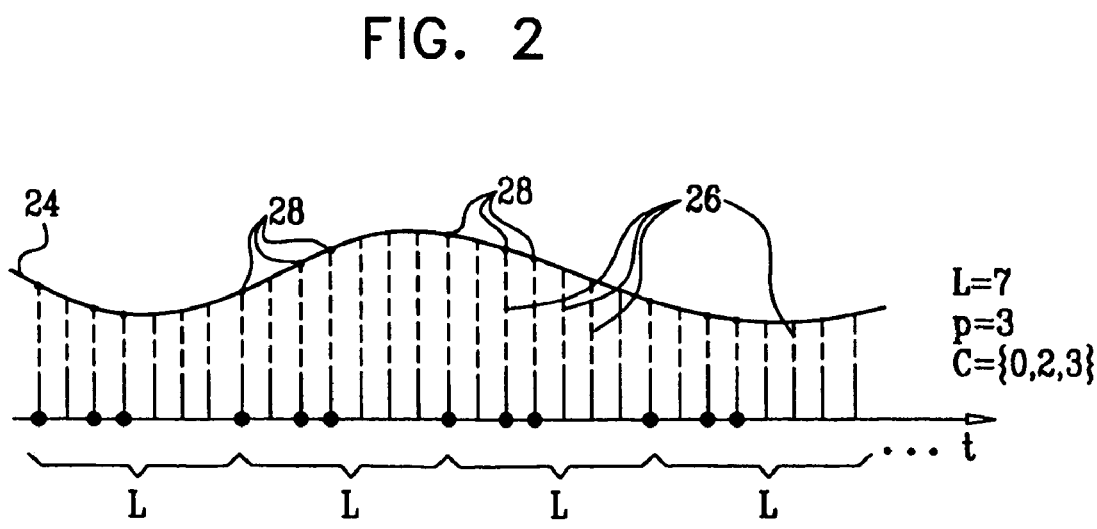
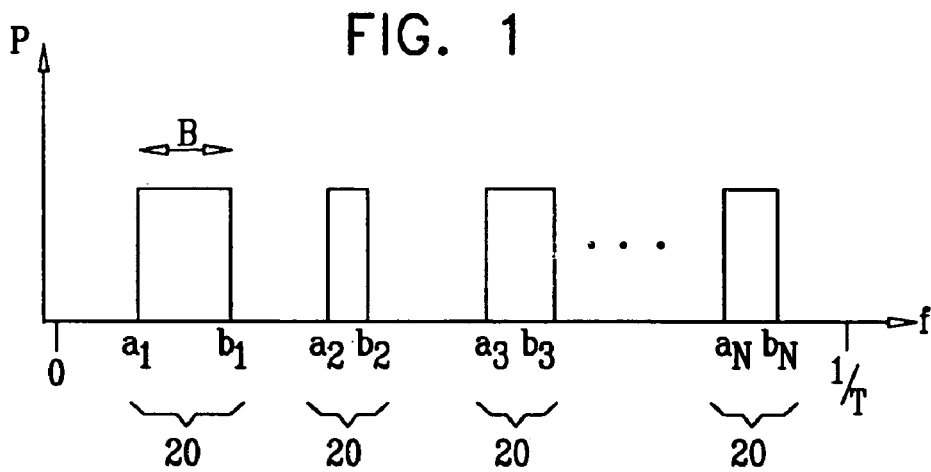


FIG. 3

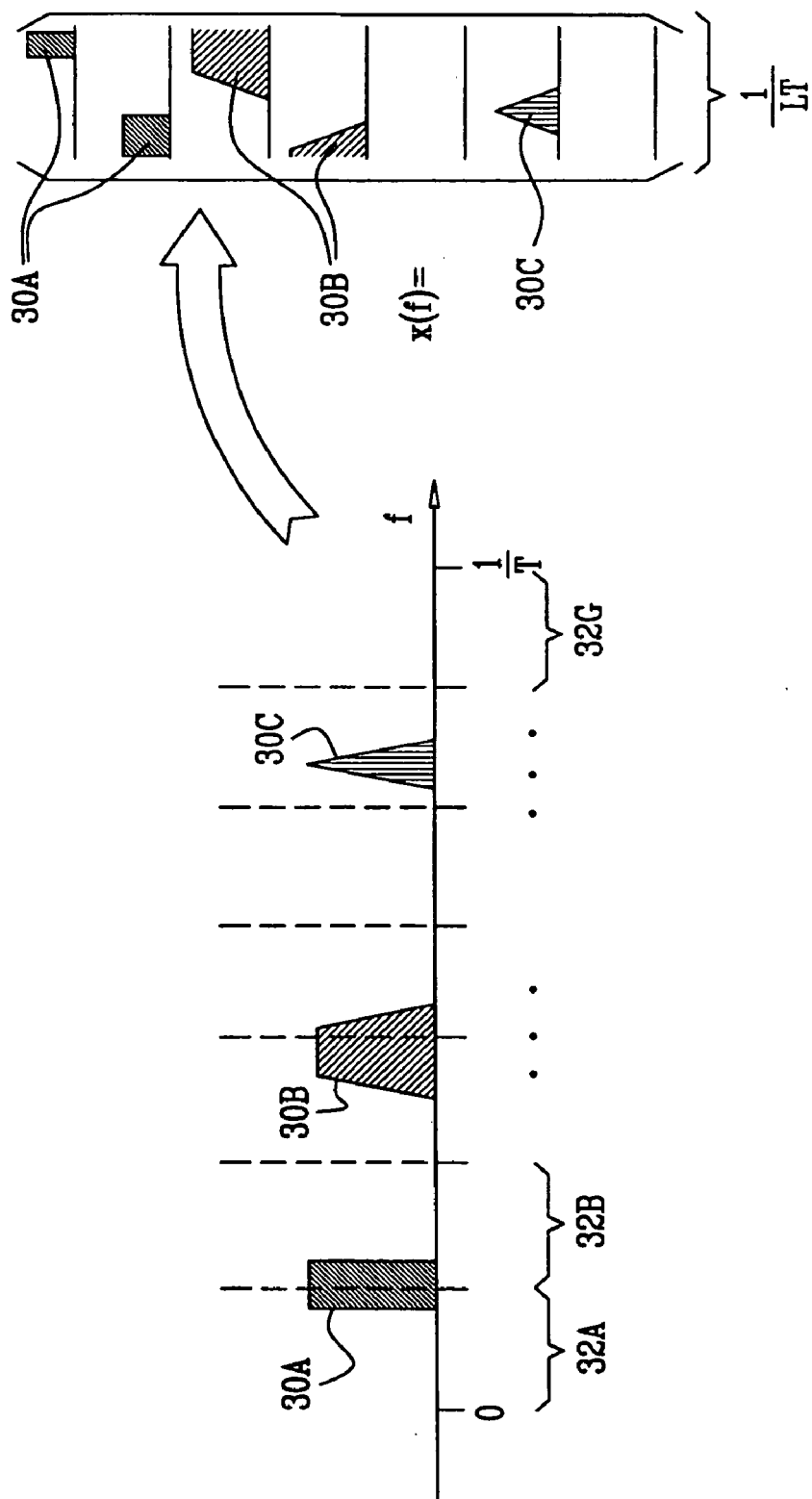


FIG. 4

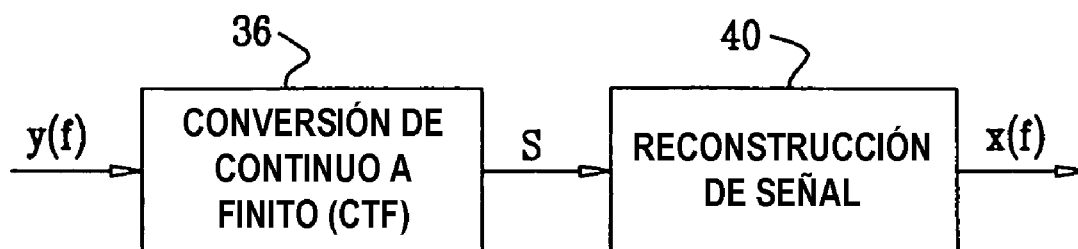


FIG. 5

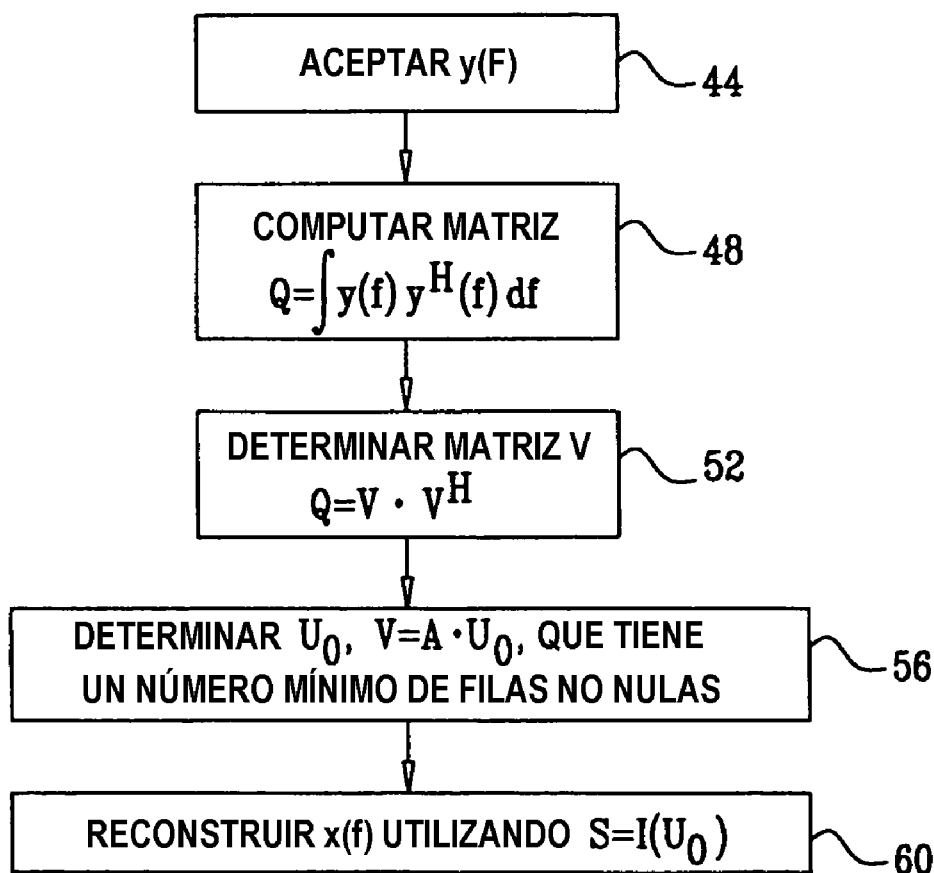


FIG. 6

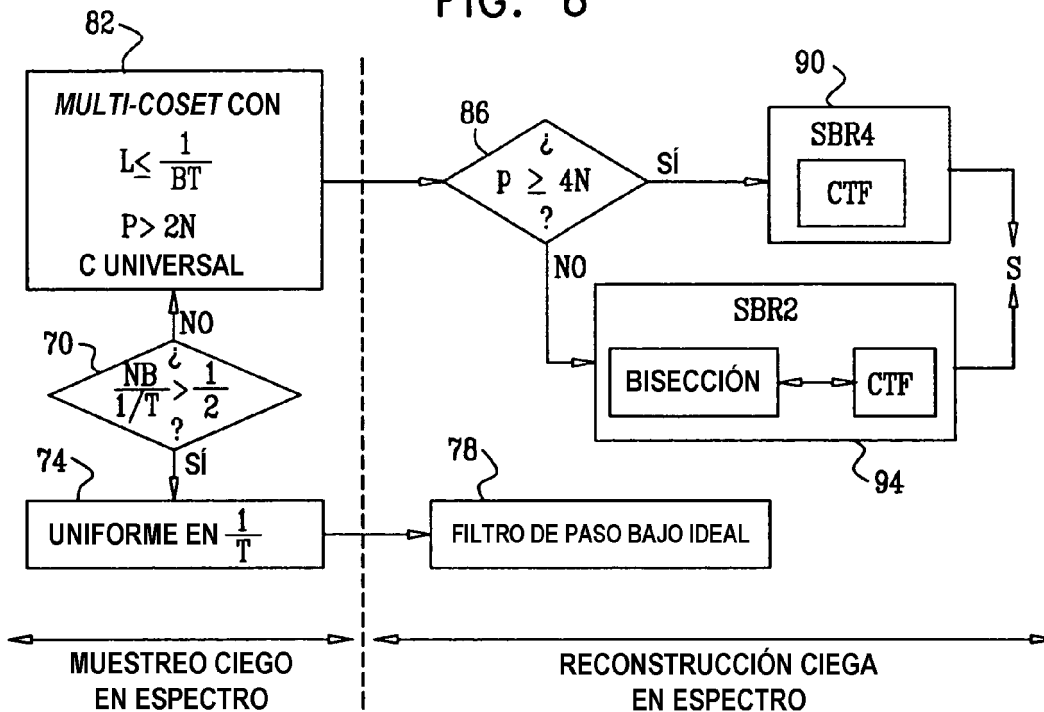


FIG. 7

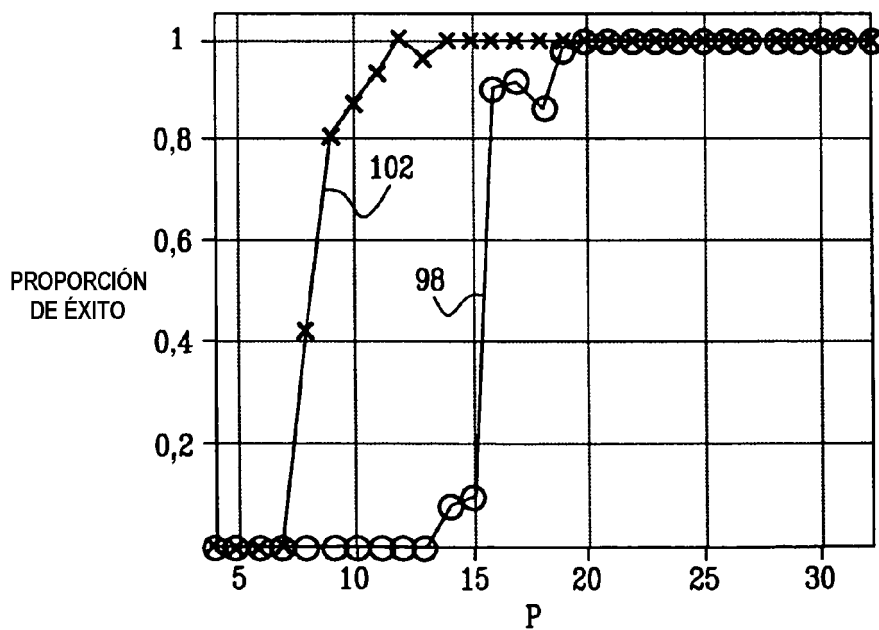


FIG. 8

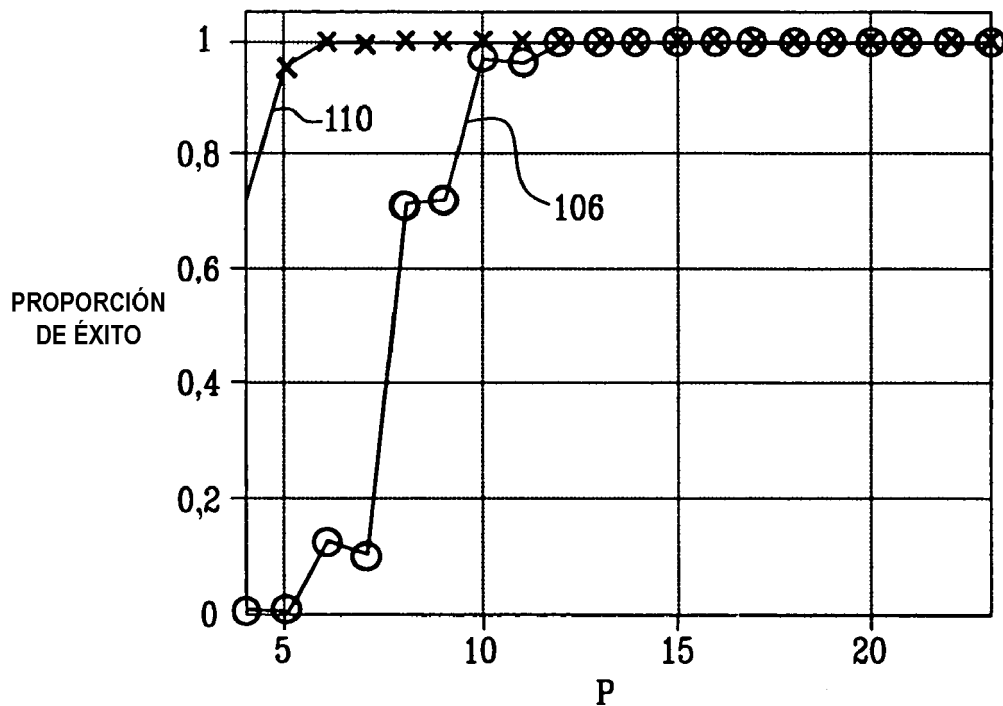


FIG. 9

