

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 872 332**

51 Int. Cl.:

H04J 11/00 (2006.01)

H04L 27/06 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **24.03.2015** **PCT/GB2015/050878**

87 Fecha y número de publicación internacional: **01.10.2015** **WO15145138**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **24.03.2015** **E 15721779 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **05.05.2021** **EP 3123648**

54 Título: **Detección de transmisión simultánea de llamadas**

30 Prioridad:

24.03.2014 GB 201405259

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

02.11.2021

73 Titular/es:

PARK AIR SYSTEMS LIMITED (100.0%)
Northfields Market Deeping
Peterborough, Cambridgeshire PE6 8UE, GB

72 Inventor/es:

PHILLIPS, DESMOND KEITH y
NOBLE, PAUL ANDREW

74 Agente/Representante:

PONTI & PARTNERS, S.L.P.

ES 2 872 332 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

Detección de transmisión simultánea de llamadas

5 Campo de la invención

[0001] La presente invención se refiere a un aparato y procedimiento para la detección de transmisiones simultáneas de llamadas, en particular a transmisiones de modulación de amplitud de doble banda lateral (DSB-AM).

10 Antecedentes

[0002] La transmisión simultánea de llamadas (SCT) es una situación en la que dos o más transmisiones ocurren simultáneamente en la misma banda de frecuencia. El oyente final es a continuación (generalmente) sólo capaz de entender la que tiene la energía más alta del par de transmisiones. En la Figura 1 se ilustra un ejemplo.

15

[0003] Esta es una situación potencialmente peligrosa ya que el emisor de la transmisión más débil puede suponer que realmente fueron escuchados por el oyente final y tomar medidas en consecuencia. Una situación en la que la acción consecuente sería increíblemente peligrosa sería cuando dos aviones transmiten una señal a un controlador de tráfico aéreo simultáneamente, quien luego responde, y ambos aviones creen que la respuesta está dirigida a ellos. Tal escenario puede ser notado por un operador humano entrenado y alerta que escucha los fenómenos característicos de tonos de voz y heterodina interferentes que surgen de la diferencia de frecuencia entre los dos transmisores. Sin embargo, esto solo funciona de manera confiable cuando el transmisor más débil está (1) dentro del intervalo de energía del transmisor más fuerte, por ejemplo, 0 a -20dB y (2) la heterodina se encuentra en el intervalo de audio filtrado (por ejemplo, 300 Hz a 3.5 kHz). La primera condición puede no cumplirse si una transmisión se origina mucho más lejos que la otra (es decir, un avión está por encima y el otro está a varios kilómetros de distancia); la segunda condición puede no cumplirse si la diferencia de frecuencia entre los dos transmisores (definida por la precisión del cuarzo en el equipo transmisor) es menor.

20

25

[0004] De hecho, el SCT puede ocurrir fuera de estos valores debido a los efectos del mundo real, como la pérdida de propagación, el error multitrayecto y el error de frecuencia.

30

[0005] Por lo tanto, la detección automática de SCT es una característica deseable para las radios.

[0006] El documento WO2015/008165A2 describe un procedimiento para la detección de más de una señal contenida en una señal recibida. El procedimiento comprende: convertir hacia abajo la señal recibida, proporcionando así una señal convertida hacia abajo en una banda base IQ compleja; y al menos parcialmente cancelar el usuario más fuerte en la señal convertida hacia abajo, permitiendo así la detección de un posible usuario secundario.

35

[0007] Los documentos US2010/0067570A1 y DE102007037105A1 describen un aparato adaptado para detectar automáticamente cuando dos transmisiones ocurren simultáneamente. Esta fase del sistema desmodula la señal de suma de la transmisión dual al convertir la señal de banda base en fase y cuadratura en fase y amplitud sin envolver. Una «oscilación» periódica está presente en la fase sin envolver si hay transmisiones separadas por frecuencia cercana, ya que la diferencia de frecuencia hace que los fasores de las transmisiones giren entre sí. Esta serie temporal de fases se transforma a continuación en Fourier utilizando un banco de transformadores con longitudes de ventana variables para determinar si existe alguna transmisión secundaria (es decir, un pico debido a la «oscilación» de la fase sin envolver). Se añade un tono de advertencia a la salida de audio si se detecta una transmisión secundaria para alertar al operador sobre la situación.

40

45

[0008] Esta solución propuesta tiene varios inconvenientes significativos. La etapa de producir una serie temporal de fases es un procedimiento intrínsecamente no lineal (ya que implica realizar un arctan) y, por lo tanto, los errores se propagan a medida que el procedimiento avanza manifestándose como productos de intermodulación en el espectro de salida que no están físicamente presentes en la entrada. Además, en condiciones del mundo real, esta solución puede generar potencialmente grandes ocurrencias de «falsos positivos» donde se emite una alerta cuando solo está presente una transmisión. Esto se debe a que este sistema no tiene forma de suprimir las alteraciones comunes de la señal como zumbido de la red sinusoidal, FM incidental (modulación de frecuencia), efectos multitrayectoria selectivos de frecuencia y ruido de fase $1/f^2$ (cuadrado de frecuencia recíproco). Todos estos efectos pueden potencialmente introducir una cierta cantidad de «oscilación» de fase sin envolver y a continuación ser identificados como transmisiones secundarias.

50

55

[0009] Los falsos positivos son muy dañinos porque hacen que un operador pierda la fe en la fiabilidad del equipo si se comporta como el «niño que gritó ¡Lobo!» con demasiada frecuencia. Esto puede resultar en que el operador apague completamente la función SCT automática o tome medidas atenuantes innecesarias, como la repetición de instrucciones. Dado que el Control del Tráfico Aéreo es una actividad crítica para la seguridad, un sistema de detección de SCT debe ser altamente tolerante a las imperfecciones reales de la señal para que sea de la más alta confiabilidad alcanzable.

60

65

[0010] Por otro lado, los falsos negativos son inevitables cuando la transmisión secundaria es muy débil en energía, cuando se vuelve indiscernible desde el ruido de fondo, y también en la situación en que la transmisión secundaria se superpone a la transmisión más fuerte con una diferencia de frecuencia insignificante.

[0011] Por lo tanto, se necesita una solución mejorada.

[0012] La invención viene definida por las características de las reivindicaciones independientes 1 y 14. Otros aspectos de la invención son objeto de las reivindicaciones dependientes.

[0013] En una realización, se proporciona un procedimiento para determinar la presencia de una transmisión secundaria en una señal de suma de dominio de tiempo que incluye una transmisión primaria y la transmisión secundaria, el procedimiento comprende: transformar la señal de suma de dominio de tiempo en una señal de suma de dominio de frecuencia; donde la señal de suma de dominio de frecuencia es una combinación lineal de la transmisión primaria y la transmisión secundaria; y donde la transformación se basa en una pluralidad de tramos de frecuencia; estimar una frecuencia portadora primaria basada en la señal de suma de dominio de frecuencia; desplazar los tramos de frecuencia de la señal de suma de dominio de frecuencia en función de la frecuencia portadora primaria estimada; determinar un conjugado de una banda lateral de la señal de suma de dominio de frecuencia desplazada por el tramo de frecuencia; atenuar la señal de suma de dominio de frecuencia desplazada por el tramo de frecuencia mediante el uso de dicho conjugado de la banda lateral de la señal de suma de dominio de frecuencia desplazada por el tramo de frecuencia; extraer al menos un pico de la señal de suma de dominio de frecuencia atenuada; y determinar la presencia de la transmisión secundaria en la señal de suma de dominio de frecuencia en función de dicho al menos un pico.

[0014] En otra realización, se proporciona un aparato para determinar la presencia de una transmisión secundaria en una señal de suma de dominio de tiempo que incluye una transmisión primaria y la transmisión secundaria, donde el aparato comprende: medios para transformar la señal de suma de dominio de tiempo en una señal de suma de dominio de frecuencia, donde la señal de suma de dominio de frecuencia es una combinación lineal de la transmisión primaria y la transmisión secundaria; y donde la transformación se basa en una pluralidad de tramos de frecuencia; medios para estimar una frecuencia portadora primaria basada en la señal de suma de dominio de frecuencia; medios para desplazar los tramos de frecuencia de la señal de suma del dominio de frecuencia en función de la frecuencia portadora primaria estimada; medios para determinar un conjugado de una banda lateral de la señal de suma de dominio de frecuencia desplazada por el tramo de frecuencia; medios para atenuar la señal de suma de dominio de frecuencia desplazada por el tramo de frecuencia mediante el uso de dicho conjugado de la banda lateral de la señal de suma de dominio de frecuencia desplazada por el tramo de frecuencia; medios para extraer al menos un pico de la señal de suma de dominio de frecuencia atenuada; y medios para determinar la presencia de la transmisión secundaria en la señal de suma de dominio de frecuencia en función de dicho al menos un pico.

[0015] La invención se extiende a cualquier aspecto o característica innovador descrito y/o ilustrado en esta invención.

[0016] Cualquier característica en un aspecto de la invención puede aplicarse a otros aspectos de la invención, en cualquier combinación apropiada. En particular, los aspectos del procedimiento pueden aplicarse a los aspectos del aparato, y viceversa.

[0017] Además, las características implementadas en hardware pueden implementarse en software, y viceversa. Cualquier referencia a las funciones de software y hardware en esta invención debe interpretarse en consecuencia.

[0018] La invención también proporciona un programa informático y un producto de programa informático que comprende un código de software adaptado, cuando se ejecuta en un aparato de procesamiento de datos, para realizar cualquiera de los procedimientos descritos en esta invención, incluyendo cualquiera o todos sus etapas componentes.

[0019] La invención también proporciona un programa informático y un producto de programa informático que comprende un código de software que, cuando se ejecuta en un aparato de procesamiento de datos, comprende cualquiera de las características del aparato descritas en esta invención.

[0020] La invención también proporciona un programa informático y un producto de programa informático que tiene un sistema operativo que soporta un programa informático para llevar a cabo cualquiera de los procedimientos descritos en esta invención y/o para incorporar cualquiera de las características del aparato descritas en esta invención.

[0021] La invención también proporciona un medio legible por ordenador que ha almacenado en él el programa informático como se mencionó anteriormente.

[0022] La invención también proporciona una señal que transporta el programa informático como se mencionó anteriormente, y un procedimiento para transmitir dicha señal.

[0023] Cualquier característica del aparato como se describe en esta invención también se puede proporcionar como una característica del procedimiento, y viceversa. Como se usa en esta invención, los medios más las características de función pueden expresarse alternativamente en términos de su estructura correspondiente, tal como un procesador programado adecuadamente y memoria asociada.

[0024] También debe apreciarse que las combinaciones particulares de las diversas características descritas y definidas en cualquier aspecto de la invención pueden implementarse y/o suministrarse y/o utilizarse independientemente.

[0025] En esta memoria descriptiva, la palabra 'o' se puede interpretar en el sentido exclusivo o inclusivo a menos que se indique lo contrario.

[0026] La invención se extiende a procedimientos y/o aparatos sustancialmente como se describe en esta invención con referencia a los dibujos adjuntos.

[0027] A modo de ejemplo, la presente invención se ilustra mediante los dibujos adjuntos en los que:

La Figura 1 muestra un escenario de Transmisión simultánea de llamadas (SCT, por sus siglas en inglés);
 La Figura 2 muestra un ejemplo de señal de amplitud modulada de banda lateral doble (DSB AM);
 La Figura 3 es un ejemplo de diagrama de flujo de un procedimiento de detección de SCT;
 La Figura 4 es un diagrama esquemático de un aparato operable para realizar el procedimiento mostrado en la Figura 3;
 La Figura 5 muestra ventanas superpuestas del búfer de ventana deslizante de la Figura 3;
 La Figura 6 es una ilustración del 'FFT relleno con ceros' de la Figura 3;
 La Figura 7 muestra ejemplos de filtros para su uso en un procedimiento de detección de SCT;
 La Figura 8 muestra el efecto de los filtros de la Figura 7 en un ejemplo de envolvente de dominio de tiempo equivalente (entrada FFT);
 La Figura 9(a) muestra una gráfica de frecuencia ejemplar de una señal secundaria, superpuesta en una señal primaria que transporta voz y 400 Hz de interferencia de red presente;
 La Figura 9(b) muestra la señal de la Figura 9(a) después de la conversión descendente;
 La Figura 10(a) muestra el lado izquierdo de la señal de la Figura 9(b) reflejado en el lado derecho;
 La Figura 10(b) muestra la señal de la Figura 10(a) después de la cancelación de DSB-AM y una estimación del ruido de fondo;
 La Figura 11(a) muestra la señal de la Figura 10(b) después de la estimación del ruido de fondo;
 La Figura 11(b) muestra la métrica de asimetría de los picos detectados a partir de la señal de la Figura 10(a);
 La Figura 12 muestra un gráfico de 'espacio de características' del pico y las métricas de asimetría de un gran número de simulaciones;
 La Figura 13(a) muestra un escenario en el que un SCT y un ruido de red de 400 Hz están ausentes;
 La Figura 13(b) muestra un escenario en el que está presente un SCT y no hay ruido de red de 400 Hz;
 La Figura 13(c) muestra un escenario en el que hay un ruido de red SCT y 400 Hz;
 La figura 14 muestra un diagrama de flujo de un procedimiento alternativo para la detección de SCT; y
 La Figura 15 es una ilustración de los componentes en fase y cuadratura de una señal donde está presente un SCT.

Descripción detallada

[0028] En esta memoria descriptiva, el término «transmisión primaria» o «portadora primaria» se refiere a la transmisión con mayor energía. El término «transmisión secundaria» o «portadora secundaria» se refiere a cualquier otra transmisión (de energía inferior) que se produzca al mismo tiempo desde otra aeronave.

[0029] La comunicación del controlador de tránsito aéreo (ATC, por sus siglas en inglés) a la aeronave es generalmente muy concisa, cada transmisión suele tener menos de 10 segundos de duración y puede ser tan corta como 2 o 3 segundos. Por esta razón, la latencia en la detección de una transmisión de llamada secundaria (SCT, por sus siglas en inglés) es preferentemente inferior a 2-3 segundos para este campo de uso. El término «simultáneo» en esta memoria descriptiva se refiere a la situación en la que dos transmisiones se superponen en el tiempo, ya que en este escenario un ATC no escucharía el SCT o el audio sería filtrado por la radio.

[0030] Una señal típica de DSB-AM de voz se puede describir completamente mediante la señal de dominio de tiempo compleja:

$$x(t) = A(1 + kv(t))e^{(\omega_c t + \theta)j}$$

Ecuación 1

donde

- 5 • t es el tiempo en segundos
 • A es una constante de ganancia (proporcional a la energía del cuadrado medio de raíz (RMS, por sus siglas en inglés) del transmisor)
 • $v(t)$ es la señal de audio de valor real, normalizada a (-1,+1) pico a pico
 • k es la profundidad de modulación en el intervalo (0,1) expresada como porcentaje.
 10 • ω_c es la frecuencia portadora en radianes/s, típicamente aproximadamente $(2\pi)118$ MHz.
 • θ es un desplazamiento de fase nocional (en radianes) con respecto a $t=0$
 • j es $\sqrt{-1}$

[0031] El espectro (es decir, la transformada de Fourier) de dicha señal se muestra en la Figura 2 - $X(\omega)$. La
 15 señal está centrada en una frecuencia portadora teóricamente infinitesimal ω_c . En realidad, esta banda portadora se amplía por las imperfecciones del sistema y de la transmisión. Hay bandas laterales 'simétricas conjugadas' a ambos lados de ω_c , de modo que, dentro del ancho de banda de $v(t)$, $X(\omega_c + \omega)$ es el mismo que $X(\omega_c - \omega)$ igual magnitud y fase conjugada.

20 **[0032]** Para una manipulación conveniente más adelante, expresamos la simetría del conjugado DSB-AM calculando primero el conjugado del fasor portador como

$$c = \frac{X(\omega_c)^*}{|X(\omega_c)|}$$

Ecuación 2

25 donde * indica conjugación.

[0033] La propiedad de simetría conjugada significa que se mantiene la siguiente igualdad (aproximada en la práctica, debido a imperfecciones del sistema y efectos externos).

30

$$(X(\omega_c + \omega)c) \cong (X(\omega_c - \omega)c)^*$$

Ecuación 3

[0034] Las imperfecciones en el sistema se deben al ruido, imperfecciones de cancelación y señales
 35 superpuestas (como un transmisor secundario débil debido a SCT). Para encontrarlos, se realiza el siguiente cálculo:

$$Y(\omega) = (X(\omega_c + \omega)c) - (X(\omega_c - \omega)c)^*$$

Ecuación 4

40 **[0035]** Para realizar dicho cálculo, primero deben conocerse las propiedades de la señal portadora primaria (es decir, ω , c y c). Una vez que se ha identificado la portadora primaria, se puede aislar y eliminar, lo que permite el análisis posterior de $Y(\omega)$ para determinar si se ha producido un SCT.

[0036] La Figura 3 ilustra un flujo de datos de alto nivel de un procedimiento ejemplar (al que se hace referencia
 45 como 'detección de SCT de dominio de frecuencia (FD)') para detectar la presencia de una transmisión de llamada secundaria en una señal de entrada. La entrada es una serie de tiempos de banda base de alta frecuencia de muestreo IQ (en fase / cuadratura) (real o compleja) y las salidas son resultados de detección de SCT (por ejemplo, como un tono insertado en la señal de audio o una bandera colocada en un flujo de datos). Cada etapa se describe con más detalle a continuación la siguiente breve descripción general.

50

[0037] Tal como se usa en esta invención, el término «señal de suma» (y similar) connota preferentemente una
 señal recibida por un receptor (por ejemplo, un sistema de control de tránsito aéreo). Dicha señal de suma comprende preferentemente una señal portadora primaria, ruido y potencialmente una señal portadora secundaria (cuando esté presente); el término «suma» simplemente implica, preferentemente, que dichos elementos (señal portadora primaria,
 55 ruido, etc.) están presentes en una misma señal.

[0038] Se recibe una señal de suma y se convierte en una muestra de banda base IQ. Esta señal se diezma
 300 (muestra reducida) eliminando componentes de frecuencia innecesarios para reducir la carga en etapas de

procesamiento posteriores.

[0039] La señal diezmada se muestrea utilizando un búfer de ventana superpuesta y deslizante 302 que almacena una longitud de señal dada para procesar. Muestrear la señal significa que toda la señal no necesita ser procesada de una sola vez, mejorando la latencia de detección y reduciendo la carga del procesador.

[0040] La longitud del búfer se determina mediante la compensación entre la carga del procesador en el análisis de muestras largas y la mayor precisión de detección (es decir, alta relación señal/ruido) que proporcionan las muestras más largas. La frecuencia de muestreo (es decir, el número de ventanas por segundo) se determina mediante una compensación entre la carga del procesador en el procesamiento de grandes cantidades de ventanas en un corto período de tiempo y la latencia de la detección de SCT.

[0041] Cada muestra de ventana a continuación se introduce en una transformada rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés) 304 - salida $X(\omega)$ - para su posterior procesamiento en el dominio de frecuencia. Una FFT es preferible a una transformada continua de Fourier (FT), ya que es mucho menos intensivo en procesadores. Se pueden usar otras transformadas discretas tales como transformadas de ondícula o filtros de línea espectral.

[0042] La etapa de diezmado puede introducir 'ondulación del diezmador' en la salida del dominio de frecuencia, esto se corrige en la etapa 306 antes de cualquier procesamiento adicional.

[0043] La frecuencia de la transmisión portadora primaria se estima 308, y la salida de FFT se convierte hacia abajo 310 en función de esta frecuencia. Los elementos en fase a la transmisión portadora primaria a continuación se cancelan restando el conjugado de las frecuencias de banda lateral negativas de la señal primaria de sus frecuencias de banda lateral positivas de contraparte en la señal de suma (diezmada, muestreada hacia abajo, dominio de frecuencia) 312.

[0044] La señal restante - $Y(\omega)$ - se debe al ruido de fase u otras señales a diferentes frecuencias (que pueden ser SCT) a la transmisión portadora principal en la señal. Esta señal se analiza para detectar picos 316 (definidos por un umbral) por encima de un ruido de fondo estimado 314. Estos picos son indicativos de la presencia de un SCT, ya que representan partes de magnitud significativa de la señal que no están en la misma frecuencia portadora que la transmisión primaria (por ejemplo, picos correspondientes a un tono heterodina). Sin embargo, otros efectos, como el zumbido de la red y el ruido de fase pueden aparecer como picos por encima de un ruido de fondo nominal. Los efectos de ruido tales como estos que afectan las bandas laterales de la portadora primaria son típicamente simétricos alrededor de la frecuencia de la portadora primaria, por lo tanto, se realiza un análisis de asimetría 318 para determinar si un pico particular tiene un pico de «imagen espejo» correspondiente. Este análisis se realiza utilizando un «umbral de asimetría». El pico también se analiza para determinar su magnitud (por encima del ruido de fondo), ya que los picos de energía más altos son más propensos a ser transmisiones secundarias que variaciones en el ruido. Estos dos parámetros (y/u otros) se combinan en una 'Clasificación de espacio de características' 320 y un SCT puede señalizarse si una muestra contiene un pico que excede el umbral o umbrales predeterminados.

[0045] Este procedimiento se realiza continuamente para cada ventana muestreada de la señal entrante. Cabe señalar que el procedimiento se ha mostrado dividido en numerosas etapas discretas, mientras que en la práctica muchas de estas etapas pueden ocurrir simultáneamente o como parte de una sola etapa.

[0046] El procedimiento descrito anteriormente (después del muestreo) se lleva a cabo completamente en el espectro de ventanas de tiempo de señal en lugar de cualquier serie de tiempo. Esto es significativo, ya que la diferencia física principal (distinguible) entre las transmisiones primaria y secundaria es la ligera diferencia en la frecuencia central. Por lo tanto, el análisis del espectro está abordando el problema fundamental. Además, todos los procedimientos anteriores son matemáticamente lineales, lo que reduce en gran medida el potencial de artefactos espurios que se introducen, o la propagación y amplificación de errores a medida que el procedimiento continúa.

[0047] La Figura 4 muestra un diagrama esquemático de un receptor de radio 104 adaptado para realizar los procedimientos involucrados en la detección de una transmisión de llamada secundaria como se describió anteriormente.

[0048] Una señal es recibida por una antena y es ingresada a un convertidor analógico a digital (ADC, por sus siglas en inglés) 402. La sección punteada 400 representa un receptor de radio digital simplificado sin ninguna capacidad de detección de SCT. La señal digital se desmodula mediante la unidad de demodulación 403, con la asistencia de un procesador central 422 y una memoria 424. A continuación, se pasa a una unidad de salida de audio 420 y se emite audio. Una radio digital real puede incluir muchos componentes adicionales (como sintonización, filtrado y circuitos de amplificación), pero dichos componentes se omiten para mayor claridad en esta figura.

[0049] Este procedimiento de extracción de audio ocurre independientemente de la detección de SCT, ya que esto representa el propósito principal de la radio 104, para convertir las señales recibidas en audio (u otra información útil). Los componentes utilizados para la detección de SCT se muestran fuera de la sección punteada 400.

[0050] La señal digital se diezma (muestra reducida) por el diezmador 404 antes de ser muestreada en un búfer de ventana deslizante 406. A continuación, cada ventana se pasa a través de una transformada rápida de Fourier (FFT) 408.

[0051] El espectro emitido desde la FFT tiene filtros / ventanas 410 aplicados a él para producir la señal definida por $Y(\omega)$ en la ecuación 4. Esta salida se pasa a un comparador 412, que, con circuitos lógicos 412 y umbrales almacenados en la memoria 424, determina si se ha producido un SCT. Si es así, se notifica al operador, por ejemplo, mediante un tono que se inserta en la salida de audio y/o se levanta una bandera (tal como un indicador en una interfaz de usuario) a través del generador de tono / bandera 418. También se puede obtener otra información relacionada con el SCT, como la indicación de un nivel de confianza o la marca de tiempo del evento.

[0052] La Figura 4 muestra componentes separados para mayor claridad, mientras que en realidad muchos de estos componentes pueden combinarse como un solo componente (tal como el comparador, lógica combinada con el procesador) o dividirse adicionalmente en componentes separados.

[0053] La siguiente descripción detalla adicionalmente las diversas etapas descritas brevemente anteriormente.

Diezmado 300

[0054] En un receptor de radio DSB-AM, la señal digital intermedia después de la conversión analógica a digital a menudo se encuentra a una mayor frecuencia de muestreo de la requerida para soportar las bandas laterales DSB-AM de una señal primaria.

[0055] La etapa de diezmado 300 representa el filtrado de paso bajo y el muestreo descendente dependientes del contexto que pueden ser necesarios para reducir el ancho de banda de la señal a un valor de, por ejemplo, 67 kHz a una frecuencia de muestreo de $f_s = 14$ kHz. Por ejemplo, dicho ancho de banda soportará una señal DSB-AM primaria con ancho de banda de audio de 4 kHz (A) y hasta 63 kHz de error de frecuencia (B). La relación entre A, B y f_s se ilustra a continuación, con valores de ejemplo adicionales:

Ancho de banda de audio en la señal DSB primaria (kHz)	Error de frecuencia primaria máxima (kHz)	Frecuencia de muestreo compleja después del diezmado (f_s) (kHz)
A	6B	$f_s = 2 \cdot (A+B)$
5	4	18
3	3	12
4	3	14

[0056] El propósito del diezmado es doble: (1) reducir la carga computacional y (2) rechazar señales fuera de la banda de interés para la detección de SCT. La etapa de diezmado (y la subsiguiente ecualización de la ondulación) no sería necesaria si estos problemas no tienen ninguna relevancia (por ejemplo, si el convertidor analógico a digital tiene una baja frecuencia de muestreo).

[0057] El diseño del diezador preferentemente tiene una región de transición estrecha (por ejemplo, 10 % de la banda de paso) con ondulación de banda de paso baja (0-3 dB) y atenuación de banda de paso alta (por ejemplo, más de 40 dB), es decir, una especificación típica para un diezador de alta calidad para aplicaciones de audio. Una especificación típica de máscara de paso bajo dado el tercer conjunto de parámetros en la tabla anterior sería 61dB de ondulación de banda de paso hasta 5kHz, una región de transición de 5 kHz a 7 kHz y -60 dB de ganancia en la banda de tope de diezmado.

[0058] Tenga en cuenta que, si la serie temporal es solo real, entonces se requiere un oscilador complejo y un mezclador para convertir la señal hacia abajo antes del diezador. El filtro de paso bajo de diezmado a continuación requiere suficiente atenuación de la banda de tope para eliminar adecuadamente la imagen conjugada con desplazamiento de frecuencia.

Búfer de ventana deslizante 302

[0059] Esta etapa presenta el bloque de T segundos más reciente de datos de muestra M veces por segundo a las etapas de procesamiento posteriores como se ilustra en la Figura 5. Los bloques preferentemente tienen un alto grado de solapamiento para maximizar la posibilidad de detectar una transmisión secundaria tan pronto como se inicia. Los valores típicos para esta etapa (para el ejemplo de ATC discutido anteriormente) son $T=2$ segundos, $M=4$ Hz, en este caso el tiempo más largo posible entre el inicio de un evento SCT y el final de una ventana - $t_{\text{máx}}$ es $1/M = 0.25$

segundos. Sin embargo, no todos los eventos SCT pueden detectarse en un período de tiempo tan corto que la señal pueda ser demasiado débil; en tales circunstancias, debido a la superposición de ventanas, la siguiente ventana tendría 0,5 segundos de SCT para detectar y así sucesivamente. Por lo tanto, se detectaría un SCT constante detectable dentro de $T + t_{\text{máx}} (= T + 1/M)$ segundos. Para garantizar el solapamiento, debe conservarse la siguiente identidad: $T \cdot M > 1$, pero idealmente alrededor de 8 ventanas se superponen, por lo que $T \cdot M \geq 8$.

[0060] El propósito es permitir que las señales fuertes sean detectadas rápidamente por el sistema a una granularidad gruesa en el tiempo, pero también permitir una historia de tiempo adecuada para permitir la integración coherente y la detección de señales secundarias débiles.

[0061] En uso, M veces por segundo, se procesa un búfer que comprende los últimos T segundos de datos. Esto da como resultado que cada bloque de datos de longitud $1/M$ segundos se procese $T \cdot M$ veces en total. Para la ilustración T puede estar en el intervalo de 1 a 4 segundos y M puede estar en el rango de 2 a 16. T rige el período de integración coherente para detectar señales SCT débiles y es ventajoso que sea largo y aproximadamente de la misma longitud que las expresiones de transmisión primaria típicas. El valor de $(1/M)$ rige la latencia máxima para detectar señales SCT fuertes y es ventajoso que M sea alta para baja latencia. La carga de procesamiento es proporcional al producto $T \cdot M$, por lo que hay una compensación entre el rendimiento y la carga del procesador al seleccionar los valores de T y M .

[0062] Aunque en uso se procesará un gran número de búferes de ventana, para mayor claridad, la siguiente descripción se centrará únicamente en el procesamiento de una sola ventana.

FFT 304 sobremuestreado, relleno con ceros

[0063] La Figura 6 ilustra cómo la ventana de análisis actual del búfer se asigna a la entrada FFT con 'relleno con ceros'. El mapeo no es convencional porque el búfer se divide en dos mitades y la primera mitad se mapea en la parte final de la entrada FFT y la segunda mitad se mapea en el inicio de la entrada FFT, con entradas de valor cero ocupando las muestras intermedias. Esto mejora el funcionamiento de la conversión descendente del dominio de frecuencia como se describe a continuación.

[0064] El FFT tamaño N_{FFT} se elige para ser alrededor del doble del tamaño de la ventana de búfer para proporcionar suficiente sobremuestreo para el procesamiento posterior. La elección de la tasa de sobremuestreo en aproximadamente $\times 2$ es una concesión entre dos factores contradictorios: (1) el muestreo crítico en alrededor de $\times 1$ sobremuestreo no es viable porque la conversión descendente requiere un filtro de muestreo repetido inviablemente largo para la fidelidad de cancelación DSB-AM requerida, (2) el rendimiento del sistema, digamos, $> \times 3$ sobremuestreo produce un beneficio de rendimiento insignificante a expensas de una mayor complejidad computacional en el FFT. Por supuesto, se pueden usar tasas de sobremuestreo superiores a $\times 3$ si la complejidad computacional no es un problema, por ejemplo, si la fidelidad de la cancelación es primordial.

[0065] Por ejemplo, con una frecuencia de muestreo de señal, f_s , de 14kHz y $T=2$ segundos, el búfer tiene 28.000 muestras de largo. Esto indica que es apropiado un tamaño de FFT de $N_{\text{FFT}}=65,536$ (la tasa de sobremuestreo es 2.34); suponiendo que se utiliza una función de biblioteca de procesamiento de señales digitales (DSP) estándar que requiere un tamaño de potencia de dos (es decir, $N_{\text{FFT}} = 2^n$, donde $n \in \mathbb{Z}^+$; en el ejemplo anterior, $n=16$). En la siguiente tabla se indica la relación entre estas variables y combinaciones de ejemplo:

Frecuencia de muestreo (kHz)	T (segundos)	Tamaño del bloque de búfer (kMuestras)	Tamaño de Radix-2 FFT (kMuestras)	Tasa de sobremuestreo
f_s	T	$C = f_s \cdot T$	N_{FFT}	N_{FFT} / C
10	2	20	64 ($\approx 2^{16}$)	3,2
12	4	48	64 ($\approx 2^{16}$)	1,3
14	6	84	128 ($\approx 2^{17}$)	1,5
16	8	96	128 ($\approx 2^{17}$)	1,3

[0066] Dependiendo de los requisitos / restricciones operacionales, se puede usar una tasa de sobremuestreo mayor o menor. Cuanto mayor sea el sobremuestreo, más intensivo en procesadores será el análisis resultante (debido al mayor número de 'tramos' de frecuencia discretos en el dominio de frecuencia), pero el sistema sería más preciso debido a (al menos) que el espectro tiene una mayor resolución.

[0067] Para mayor comodidad, el vector de salida FFT se denota como el vector $\mathbf{x}$ con elementos x_i donde $i=\{0, 1, \dots, N_{\text{FFT}} - 1\}$ contando desde el tramo de frecuencia cero.

Ecualización de ondulación del diezmador 306

5 **[0068]** El filtro de paso bajo discutido anteriormente con referencia al diezmado puede tener una ondulación de banda de paso significativa para poder implementarse con un costo realista. La ondulación de banda de paso es un artefacto que se manifiesta en el espectro de una señal transformada que ha tenido filtros de paso de banda imperfectos (es decir, no cuadrados) aplicados a ella.

10 **[0069]** La fluctuación de ganancia a través de la banda de interés puede degradar la capacidad de realizar la cancelación de banda lateral doble portadora primaria a medida que afecta la propiedad de simetría conjugada explotada en la ecuación 3. Una forma sencilla y de bajo costo de compensar este efecto es calcular la ondulación a través de la banda diezmada $H(\omega)$ a partir de la FFT de la respuesta de impulso causada por el diezmado, y aplicar compensación de ganancia y fase a la salida de la FFT de $1/H(\omega)$.

15 **[0070]** La transformada inversa $1/H(\omega)$ se almacena como un vector de pesos complejos $DE W_{FFT}$ que se aplica a la salida directamente después de que se ha calculado el FFT.

20 **[0071]** Aunque $H(\omega)$ es simétrico alrededor de cero hercios, no es simétrico acerca de la portadora primaria, por lo que no se cancelaría al calcular $Y(\omega)$, que se describe con más detalle a continuación.

Estimación de la frecuencia portadora primaria 308

25 **[0072]** Se detecta el tramo de salida FFT de mayor magnitud (denotado como tramo j) y se miden su energía y frecuencia. Se afirma que esta es la portadora primaria (es decir, el tono sinusoidal más fuerte) y estas mediciones se pasan a la etapa de clasificación discutida con el fin de detectar si hay alguna señal primaria presente. La identificación de la frecuencia portadora primaria conduce a la identificación de señales portadoras no primarias (como un SCT).

30 **[0073]** Tomando las muestras de magnitud de los tres tramos de salida de FFT $\{j-1, j, j+1\}$ se puede ajustar una curva parabólica (cuadrática) a los puntos, por ejemplo, usando álgebra lineal de forma cerrada. La frecuencia fraccional del tramo en el intervalo de -0,5 a 0,5 del valor máximo de la parábola ajustada se considera la mejor estimación de la verdadera frecuencia portadora primaria ω_c . El sobremuestreo del FFT (por ejemplo, el sobremuestreo dos veces) proporciona un lóbulo principal interpolado de la portadora primaria y, por lo tanto, facilita una estimación precisa de la posición del pico. La estimación precisa del pico de la portadora primaria permite una conversión descendente más precisa, lo que conduce a una cancelación posterior mejorada de DSB-AM, ya que el punto central de la reflexión es más preciso.

40 **[0074]** En esta etapa, el ancho del lóbulo principal primario se puede evaluar buscando desde el pico en frecuencia negativa y positiva hasta que se identifiquen tramos que son $<3\text{dB}$ (aproximadamente <0.5 en energía) del pico (es decir, ancho completo, medio máximo (FWHM) del lóbulo principal primario). Los bordes delanteros y traseros del transmisor primario en la ventana de análisis causan lóbulos principales anchos, y esta medición puede ser útil en la etapa posterior de «clasificación de características» para evaluar la actividad de dominio de tiempo de un transmisor primario.

45 Conversión descendente de dominio de frecuencia 310

50 **[0075]** La conversión descendente de dominio de frecuencia 310 se realiza mediante la generación de un filtro de impulso finito que desplaza los tramos de frecuencia por tramos $-(j+f)$ (es decir, por ω_c) de modo que el máximo subyacente del lóbulo principal de la portadora primaria se desplaza exactamente al tramo de frecuencia cero. Esta etapa hace que la señal portadora primaria sea simétrica alrededor de cero hercios, lo que simplifica el cálculo posterior y la determinación de los eventos SCT.

[0076] La fórmula para el filtro se da en la Ecuación 5 donde $N_{\text{coeficientes}} = 4$, $\mathbf{w}=[0.3635819, -0.4891775, 0.1365995, -0.0106411]$
55 $\mathbf{w}$ genera una ventana Blackman-Nuttall que tiene un buen rendimiento del lóbulo lateral. Se pueden usar otras ventanas, como las ventanas «Kaiser» o «Equiripple», pero las ventanas familiares de coseno, como la familia Hamming, Hann y Blackman, tienen el beneficio de implementación de combinar un buen rendimiento del lóbulo lateral con el cálculo preciso y simple usando cosenos.

60 **[0077]** El valor x_{LIM} establece los límites para la ventana (es decir, tiene un valor cero para $|x| > x_{LIM}$) y, por lo tanto, define la calidad del muestreo repetido (un valor típico sería $x_{LIM}=5$). Es deseable un pequeño valor para minimizar la complejidad de procesamiento de la conversión descendente. La elección de x_{LIM} se discute con más detalle a continuación con referencia a las Figuras 7 y 8.

$$g(x) = \begin{cases} \frac{\sin \pi x}{\pi x} \sum_{i=1}^{N_{\text{coeficientes}}} \mathbf{w}_i \cos \left(i\pi \left(1 + \frac{x}{x_{LIM}} \right) \right); & |x| \leq x_{LIM} \\ 0; & |x| > x_{LIM} \end{cases}$$

Ecuación 5

[0078] Los componentes de este filtro de conversión descendente de dominio de frecuencia se muestran en la Figura 7. Esta figura también muestra las «muestras de medio tramo» que pueden estar presentes debido al sobremuestreo de FFT descrito anteriormente con referencia a la Figura 6. El efecto de estos tramos fraccionarios se describe con más detalle a continuación con referencia a la Figura 8.

$$\mathbf{x}_i := \prod_{k=-x_{LIM}}^{+x_{LIM}} g(k-f) \mathbf{x}_{(i+j+k) \bmod N_{FFT}}$$

Ecuación 6

10

[0079] La conversión descendente se realiza utilizando la Ecuación 6 como una convolución circular en la salida FFT $\mathbf{x}$, pero solo incluye los términos distintos de cero de la Ecuación 5 para minimizar el costo computacional. Por ejemplo, con $x_{LIM}=5$, solo se necesitan $2x_{LIM}+1=11$ (-5 a +5) multiplicar / acumulados por tramo. Esto es análogo a implementar un filtro corto de Respuesta al Impulso Finito (FIR).

15

[0080] La convolución del dominio de frecuencia de dos señales es análoga a la multiplicación de sus equivalentes de dominio de tiempo. En este caso, la transformada inversa de Fourier del término $g(x)$ en la Ecuación 6 es una senoide de frecuencia arbitraria con una función de la envolvente dependiente de la muestra: esta es la unidad cuando las muestras se toman en una cuadrícula a valores enteros de x (es decir, $f=0$) y (en el peor de los casos) tiene rampas y un punto cero cuando las muestras se toman en una cuadrícula a mitad de camino entre los tramos FFT (es decir, $f=60.5$) como se ilustra en la Figura 8. Otros valores de f crean envolventes intermedias entre estos extremos. Aunque este procedimiento no sería necesario si solo se utilizaran valores enteros de f , hacerlo introduciría errores en la frecuencia central y, por lo tanto, significaría que el análisis de asimetría posterior llevaría a cabo estos errores.

25

[0081] La explicación matemática para el fenómeno de envolvente mostrado en la Figura 8 es la siguiente. La Ecuación 5 comprende el producto de dos términos; (1) una función $\sin(x)/x$ con soporte infinito en x (que tiene demasiados términos para calcular prácticamente) y (2) una función de ventana compatible compactamente (que hace que $g(x)$ se pueda calcular de manera económica). En el dominio del tiempo, por analogía, esta es la convolución circular de (1) una senoide de frecuencia arbitraria y (2) un filtro de paso de banda correspondiente a la IFFT de frecuencia desplazada de la función de ventana. La salida de este procedimiento de filtrado es senoide de amplitud unitaria, excepto cuando una discontinuidad de fase pasa a través del filtro donde los dos extremos de la senoide se «empalman» circularmente. Esto crea la característica «inmersión» en la envolvente sinusoidal ilustrada en la Figura 8, que es el peor de los casos cuando pasa una continuidad de 180 grados (como ocurre con el caso de medio tramo).

35

[0082] La Figura 8 también explica la utilidad del relleno con cero no convencional descrito anteriormente de mapear la «1^{era} mitad» y la «2^{da} mitad» del búfer de entrada a intervalos de dominio de tiempo donde la función de la envolvente es casi exactamente la unidad. El mapeo de la segunda mitad de la ventana de tiempo a la primera parte de la entrada FFT y viceversa significa que la entrada FFT mantiene su orden de tiempo ya que el final de la primera mitad es efectivamente contiguo al inicio de la segunda mitad (ya que la FFT puede visualizarse como envuelta alrededor de la superficie de un cilindro). Por lo tanto, si se toma el producto de dominio de tiempo equivalente (tomando IFFT nocionales de la convolución del dominio de frecuencia), tenemos el efecto deseado de la señal multiplicado por una senoide compleja de amplitud unitaria para efectuar una conversión descendente precisa y de alta calidad de la señal primaria. Se permite una ligera desviación de la unidad sobre la parte sin relleno con ceros de la función de la envolvente, ya que no es necesaria una ventana rectangular estándar perfecta. Es preferible una tolerancia de desviación del máximo de la función de la envolvente de aproximadamente 1%.

45

[0083] La elección de x_{LIM} está en función de la tasa de sobremuestreo $\left(\frac{N_{FFT}}{f_s \times T}\right)$ de manera que sea el valor más pequeño para minimizar la complejidad computacional del filtro de ventana sin afectar a la «planitud» de la función de la envolvente. Si x_{LIM} es demasiado pequeño, la función de la envolvente comenzaría a curvarse sobre las secciones del IFFT que contienen los datos de la señal, lo que daría como resultado que la señal se modificara antes de la cancelación de DSB-AM. Se ha encontrado empíricamente que el valor de x_{LIM} que satisface esta compensación es aproximadamente (12 / tasa de sobremuestreo).

50

[0084] La etapa final en la conversión descendente es girar la salida FFT de modo que la portadora primaria sea de fase cero (rotación de fase). Esto se realiza mediante la Ecuación 7, donde $\mathbf{x}$ es la salida FFT convertida hacia abajo derivada de la Ecuación 6.

$$\mathbf{x} := \mathbf{x} \frac{\mathbf{x}_0^*}{|\mathbf{x}_0|}$$

Ecuación 7

Cancelación DSB-AM (de Señal Primaria) 312

[0085] La cancelación de DSB-AM 312 como se discutió anteriormente se efectúa aplicando la Ecuación 8 para generar un vector de salida **y** que comprende $N_{FFT}/2+1$ tramos (el tramo de frecuencia cero y el lado derecho del espectro). Como $Y(\omega)$ es por definición matemática conjugado simétrico alrededor de cero para una portadora primaria ideal, solo es necesario el cálculo del lado derecho (es decir, frecuencia positiva). Solo se tiene en cuenta la información de magnitud **y** para la detección de picos, por lo que se toma el módulo.

$$\mathbf{y}_i = |\mathbf{x}_i - (\mathbf{x}_{(N_{FFT}-i) \bmod N_{FFT}})^*|; i \in \left(0, 1, \dots, \frac{N_{FFT}}{2}\right)$$

Ecuación 8

[0086] La calidad de la cancelación de DSB-AM 312 depende de la coherencia temporal de la señal primaria. El ruido de fase en la portadora primaria puede conducir a alguna alimentación a través de componentes tonales en las bandas laterales que pueden aparecer como tonos distintos en $Y(\omega)$. A continuación, se describe una técnica sencilla para identificar dichos tonos utilizando el concepto de «asimetría» de energía.

[0087] Restar el conjugado de las frecuencias negativas de las frecuencias positivas de la señal de suma (después de la conversión descendente) anula efectivamente la parte de la señal en fase con la portadora primaria (atenuando la portadora primaria del dominio de frecuencia dentro de la señal de suma), dejando solo señales que han introducido ruido de fase en la señal de suma. Estas señales incluyen ruido de fase (que generalmente estaría en un nivel bajo a través de un amplio intervalo de frecuencias) y tonos específicos, que se manifestarían como picos en el gráfico de frecuencias.

Estimación de ruido de fondo 314

[0088] Los tonos SCT en **y** se caracterizan por picos de banda estrecha aislados contra un ruido de fondo después de la cancelación DSB-AM de la transmisión portadora primaria. Por lo tanto, para detectar picos, se debe estimar una estimación del ruido de fondo que no esté sesgada por picos tonales. Los niveles de ruido pueden no ser constantes en todo el intervalo de frecuencias en cuestión, por lo que el nivel de ruido en cada compartimiento de frecuencias se estima para 1) capturar transmisiones secundarias por encima del nivel de ruido local, pero potencialmente por debajo del nivel de ruido en otros lugares, y 2) reducir los tramos de frecuencia con niveles de ruido más altos que en otros lugares. Una sola estimación del nivel de ruido en todo el espectro de frecuencias no sería capaz de explicar tales circunstancias, lo que resultaría en, en el caso de 1) falsos negativos, y en el caso de 2) falsos positivos. Cualquiera de estos escenarios es indeseable, falsos negativos, particularmente en una implementación de ATV, ya que tales eventos podrían resultar en una situación peligrosa.

[0089] Una manera eficaz de determinar una estimación del ruido de fondo dependiente de la frecuencia es calcular una media móvil de la magnitud a través de un intervalo de tramos centrados alrededor de un tramo de frecuencia particular. Si se utiliza un intervalo de tramo lo suficientemente grande y los picos no son frecuentes, esto sería una representación precisa del ruido de fondo en ese tramo de frecuencia. En un ejemplo, se aplica un filtro estadístico de orden de rango de ventana deslizante corta que extrae, por ejemplo, la mediana, el tramo de energía como la estimación del ruido de fondo. Los filtros análogos se utilizan para eliminar el ruido impulsivo de otras funciones suaves en aplicaciones como el procesamiento de imágenes.

[0090] Este concepto se expresa simplemente en la Ecuación 9, donde la estimación de la ventana mediana es de más de $6N_{NFE}$ tramos (un valor típico es $N_{NFE}=256$ cuando $N_{FFT}=65536$). Si la ventana es demasiado larga, los cambios dependientes de la frecuencia en el ruido de fondo se suavizan y el ruido de fondo no responde a los efectos locales, como la coloración de los filtros. Por otro lado, si N_{NFE} es demasiado corto, los picos legítimos de SCT pueden sesgar negativamente la estimación del ruido de fondo, lo que lleva a que se suavicen y posteriormente se descuenten. Se encontró que un valor PARA N_{NFE} de aproximadamente $\sqrt[3]{N_{FFT}}$ - las $|_{3\text{e}}$ <UNK> satisfacen esta compensación, pero se puede tener en cuenta otra información (como las fuentes de ruido conocidas) en la elección de N_{NFE} .

[0091] Se produce un problema al aplicar la ventana al inicio y al final de $\mathbf{y}$, donde los tramos inexistentes se abordan fuera del límite. Una solución es reflejar en los tramos que faltan desde el límite respectivo de modo que, por ejemplo, el tramo $i=-1$ provenga del tramo $i=+1$, y de manera similar, para el final de $\mathbf{y}$.

5

$$\mathbf{n}_i = \text{mediana}(\mathbf{y}_{i-N_{NFE} \dots i+N_{NFE}}); i \in \left(0, 1, \dots, \frac{N_{FFT}}{2}\right) \text{FFT}$$

Ecuación 9

[0092] La filtración mediana es costosa de calcular en términos de tiempo de procesado y energía. Una optimización práctica es diezmar $\mathbf{y}$ sumando bloques contiguos de muestras D_1 y a continuación usar un filtro mediano mucho más corto sobre $6D_2$ en la señal diezmada resultante. El tamaño total de la ventana es $N_{NFE} = D_1 D_2$. Por ejemplo, $D_1=16$ y $D_2=16$ cuando $N_{NFE}=256$. Esto tiene poca pérdida de rendimiento cuando la serie temporal $\mathbf{y}$ está dominada por el ruido de fondo y tiene picos escasamente ubicados.

En una realización, $D_1=D_2=\sqrt{N_{NFE}}$,

esto divide la carga de procesamiento uniformemente entre el procedimiento de media móvil lineal y el procedimiento de filtración mediana no lineal. En otras realizaciones, se pueden tomar menos ventanas más grandes o, alternativamente, más ventanas más pequeñas. La elección de la longitud de las ventanas D_1 , D_2 también depende de la compensación entre ser demasiado corto dominado por picos y perder demasiado tiempo la tendencia del ruido, por ejemplo, D_1 y D_2 podrían variar cada uno entre 4 y 64 como una ilustración general en estas circunstancias.

20

[0093] La mediana es la estadística de orden de rango predeterminada a extraer, pero son posibles otras medidas de tendencia central, por ejemplo, el percentil 40, que estará menos sesgado por picos, pero más susceptible a muestras de ruido de baja energía.

25 Detección de picos de portadoras secundarias 316

[0094] Los picos se identifican en $\mathbf{y}$ mediante la identificación de máximos locales, donde $y_i > y_{i-1}$ e $y_i > y_{i+1}$. Realizar solo este análisis puede recoger muchas fluctuaciones espurias en el ruido de fondo, por esta razón, solo los picos (es decir, los valores de y_i) que satisfacen un cierto umbral predefinido (`peak_metric_thresh`) se identifican como candidatos SCT. Los valores de ejemplo para `peak_metric_thresh` se proporcionan a continuación con referencia a las Figuras 11 a 14, pero pueden variar de alrededor de 0,85 a 3 (o más de 3) dependiendo de la situación.

30

[0095] En una realización, esto es donde los picos distintos en $\mathbf{y}$ son $10^{\text{peak_metric_thresh}}$ veces más altos que el ruido de fondo (local) $\mathbf{n}$. Esto se denota el subconjunto P del conjunto de todos los valores i posibles (índices de tramo) que satisfacen la Ecuación 10.

35

$$(y_i > 10^{\text{peak_metric_thresh}} \mathbf{n}_i) \text{ Y } (y_i > y_{i-1}) \text{ Y } (y_i > y_{i+1}); i \in \left(1, 2, \dots, \frac{N_{FFT}}{2} - 1\right)$$

Ecuación 10

[0096] Esto da lugar al valor de la métrica de pico (principalmente con fines de diagnóstico) en la Ecuación 11.

40

$$p(i) = \log_{10} \frac{y_i}{\mathbf{n}_i}; i \in P$$

Ecuación 11

[0097] El umbral `peak_metric_thresh` es preferentemente un parámetro de conjunto del sistema que se puede calcular una vez tras la calibración del sistema; alternativamente, puede calcularse dinámicamente para dar lugar a un sistema con una tasa falsa positiva específica. Esto puede ser útil si la varianza en el ruido de fondo (es decir, la precisión de la estimación del ruido de fondo) cambia con el tiempo de modo que el sistema se vuelve más propenso a falsos negativos (si la varianza disminuye) o se vuelve más propenso a falsos positivos (la varianza aumenta). En una situación promedio, un valor para el umbral métrico pico $p(i)$ estaría entre 1 y 4, más preferentemente entre 2 y 3 como una ilustración general en estas circunstancias.

50

[0098] Otra métrica que se puede usar para reducir el número de picos candidatos es especificar que dos picos deben estar separados por una frecuencia mínima, de lo contrario se tratan como un solo pico (es decir, el pico más pequeño no se tiene en cuenta). El umbral `min_freq_sep` está definido. En un ejemplo, esto se encuentra entre 5 Hz y

55

50 Hz, preferentemente entre 7 Hz y 15 Hz, y preferentemente aproximadamente 10 Hz. Ignorar el pico más pequeño de un par de picos estrechamente separados tiene un impacto insignificante en la capacidad de detectar tonos secundarios genuinos cuando las detecciones de picos están escasamente separadas. Tal característica permite que los picos fuertes de, por ejemplo, el zumbido de red de 400 Hz (que son altamente conjugados-simétricos) absorban sus propias características del lóbulo lateral que son mucho más débiles en energía, pero más asimétricas y, por lo tanto, pueden causar falsos positivos. El procedimiento identifica los picos más débiles del conjunto P que se encuentran dentro de $\pm \text{min_freq_sep}$ del candidato de tono secundario actual que se está analizando, y los marca para su eliminación del conjunto P colocándolos en el conjunto Q de la siguiente manera (con comentarios que acompañan cada etapa):

```

10  Q = {} crear un conjunto vacío Q
    para todo  $i; i \in P$             $i$  es un contador para todos los picos candidatos en el conjunto  $P$ 
    para todo  $j; j \in P$             $j$  es un contador para todos los picos candidatos en el conjunto  $P$ 
    si  $(|x_j| < |x_i|)$  Y  $\left(\frac{|i-j|f_s}{N_{FFT}} < \text{min\_freq\_sep}\right)$  cada pico  $j$  se compara con cada otro pico  $i$  en el conjunto  $P$  para si  $j$ 
15  tiene una magnitud menor que  $i$  y se encuentra dentro de la separación de frecuencia mínima de  $i$  ( $i$  y  $j$  son números
    de tramo de frecuencia, por lo que primero se convierten a una diferencia de frecuencia real multiplicando por el
    muestreo  $f_s$  y dividiendo por el número total de tramos  $N_{FFT}$ ). Cabe señalar que cuando  $j=i$  la condición no se
    cumple debido a la desigualdad de magnitud estricta.
    Q := Q  $\cup$   $j$  los picos  $j$  que satisfacen lo anterior se añaden al conjunto  $Q$ 
20  end (if)
    end (for)
    end (for)

```

[0099] Dados los índices candidatos de tono secundario en P , se calcula una métrica de asimetría de valor real no negativa utilizando la Ecuación 12. Esta es una medida de cuán asimétrica es la energía entre frecuencias positivas y negativas (con respecto a la portadora primaria convertida hacia abajo a frecuencia cero).

$$a(i) = \left| \log_{10} \frac{|x_i|}{|x_{N_{FFT}-i}|} \right|; i \in P$$

Ecuación 12

30 **[0100]** Un análisis de asimetría favorece los eventos SCT «legítimos» sobre otros ruidos de fase, ya que los eventos SCT tienen (por definición) una frecuencia central desplazada de la de la portadora primaria y, por lo tanto, son asimétricos sobre la portadora primaria (y, después de la conversión descendente, son asimétricos sobre cero hercios). Hay una baja probabilidad de otro tono precisamente en el signo de frecuencia opuesto, ya que esto

35 correspondería a un tercer SCT a una frecuencia muy específica.

[0101] En contraste, las señales primarias «en el peor de los casos» con las propiedades perjudiciales de (1) ruido de fase alta y (2) bandas laterales de voz contaminadas con tonos de interferencia (de, por ejemplo, electricidad de red) generan candidatos de portadores secundarios que son muy simétricos en energía (de la definición central de

40 simetría de conjugado DSB-AM).

[0102] Por lo tanto, la métrica de asimetría $a(i)$ proporciona una manera útil de explotar los valores que se calculan previamente en otras partes del procedimiento (es decir, tramos de $Ia X(\omega)$ convertida hacia abajo en el vector $\mathbf{x}$) para rechazar los falsos positivos de transmisores primarios de mala calidad.

45 **[0103]** Se define un umbral, `asym_metric_thresh`, para el valor de $a(i)$ donde los picos que no cumplen con este umbral se descartan como demasiado simétricos y, por lo tanto, es poco probable que sean SCT. El umbral de asimetría proporciona un medio para descontar los picos que tienen una alta energía residual después de la sustracción debido al hecho de que los picos simétricos tenían una alta energía antes de la sustracción, por ejemplo,

50 si la señal tiene un alto nivel de ruido (que no es perfectamente simétrico), o debido a efectos externos tales como zumbido de red. Las figuras 12, 13(b) y 13(c) a continuación muestran escenarios en los que el umbral de asimetría se utiliza para reducir la tasa de falsos positivos limitando el número de eventos por encima del umbral de energía que de otro modo se considerarían eventos SCT.

55 Clasificación de espacio de características 320

[0104] Antes de que se pueda determinar un pico candidato del conjunto P como un evento SCT, se pueden realizar varias comprobaciones.

60 **[0105]** Para que un SCT esté presente, debe haber primero la presencia de un pico primario. Esto elimina los falsos positivos cuando no se recibe transmisión. Se define un umbral `primary_pk_thresh` donde el análisis SCT solo

se realiza si el pico primario está por encima de este umbral. Este umbral se corrige por la cantidad de ganancia aplicada a la señal (AGC_gain) para medir la energía absoluta de la señal primaria.

[0106] También se establece un umbral para el ancho máximo permitido del pico primario, `primary_bw_thresh`, donde el análisis SCT solo se realiza si el ancho del pico portador primario es mayor que este umbral. Esto asegura que se cumpla un determinado límite inferior en la proporción marco-espacio del transmisor primario en la ventana de análisis, por ejemplo, puede ser deseable que la transmisión primaria ocupe al menos el 50 % de la ventana de tiempo. Esto puede evitar algunas anomalías debido a que los bordes ascendentes entran o salen de la ventana de análisis. El ancho del pico portador primario es una salida que es simple de generar y que proporciona cierta información clara sobre la actividad temporal del transmisor primario.

[0107] La siguiente sección describe la lógica que puede implementar la parte de clasificación del procedimiento.

15 *Entradas de la Estimación de Frecuencia Portadora Primaria*

[0108] Las siguientes entradas adicionales se utilizan para detectar la presencia de una señal primaria (y tienen umbrales asociados):

- 20 • `primary_pk`
Valor de magnitud del pico primario
- `primary_bw`
Ancho del pico primario 3 dB en tramos (FWHM)
- 25 • `AGC_gain`

[0109] La ganancia de magnitud del control automático de ganancia aplicada en otra parte del receptor.

30 *Impacto de AGC en la cadena RX*

[0110] El control automático de ganancia (AGC) modulará el intervalo dinámico de señales; por lo tanto, el valor `primary_pk` se escala por la cantidad de AGC aplicado y, por lo tanto, debe volver a escalarse por el recíproco de la ganancia de AGC para tener una energía absoluta en términos de dBm.

35 *Ejemplo de lógica de decisión*

[0111] La siguiente lógica de decisión se da como ejemplo de cómo generar una salida de detección booleana.

```
40 si (primary_pk > (primary_pk_thresh/AGC_gain) ) Y
   (primary_pk > primary_bw_thresh) Y
   existe algún a(i) > asym_metric_thresh; i ∈ P
   entonces
   SCT_detect = TRUE
45 de otro modo
   SCT_detect = FALSE
   end (if)
```

[0112] Este análisis daría un «sí» o un «no» booleano a cualquier pico que haya pasado las etapas de filtrado anteriores para que permanezca en el conjunto de candidatos *P* (por ejemplo, que esté por encima del umbral del pico y no esté cerca en frecuencia de otro pico).

[0113] Los valores exactos de los parámetros utilizados en el análisis (por ejemplo, *a(i)* y *p(i)*) se pueden usar en un análisis de 'cuadrante', donde la combinación de ellos en un espacio de características conduce a una determinación positiva de SCT.

[0114] Un análisis más generalizado es ajustar una función de densidad de verosimilitud adecuada del problema de forma (`peak_metric`, `asymmetry_metric`) dado SCT presente («H1») o SCT ausente («H0») y a continuación calcular una proporción de verosimilitud para tomar la decisión. La forma exacta de la función de probabilidad dependería de la aplicación, así como de otros factores tales como la tasa de falsos positivos deseada.

[0115] Un algoritmo más sofisticado que la lógica de decisión descrita anteriormente, con algún modelado estadístico de las funciones de densidad de parámetros bajo diferentes hipótesis H1/H0 (por ejemplo, modelo de mezclas gaussianas, agrupamiento difuso, red neuronal o máquinas vectoriales de soporte) sería capaz de generar una salida «suave» con una puntuación de confianza, por ejemplo, entre cero y uno.

[0116] Tal nivel de confianza podría ser reducido al usuario final para fines de información y/o calibración.

Resultados de simulación

5

[0117] Para ilustrar el funcionamiento del procedimiento propuesto, se demuestra el siguiente escenario de señal «difícil» que comprende la presencia de SCT, el escenario presenta:

- Señal DSB-AM primaria que transporta audio de voz y zumbido de red de 400 Hz
- Error de frecuencia portadora primaria
- Ruido de fase significativo en la portadora principal
- Señal secundaria DSB-AM con voz
- Ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN)

[0118] La Figura 9 muestra el espectro $X(\omega)$ de las señales de entrada (a) y salida (b) de la conversión descendente del dominio de frecuencia. Se marcan la portadora primaria, las bandas laterales de voz, las bandas laterales de tono de red de 400Hz y la señal secundaria (creando un escenario SCT presente). Después de la conversión descendente, la portadora primaria se cambia a frecuencia cero, lo que hace que las dos bandas laterales de red de voz y 400 Hz y la portadora de la única señal secundaria sean respectivamente simétricas y asimétricas sobre frecuencia cero, como se discutió anteriormente.

25

[0119] La Figura 10 ilustra los resultados del espectro de cancelación DSB-AM $Y(\omega)$ (a) y el espectro estimado del ruido de fondo $N(\omega)$ (b) en comparación con las mitades de frecuencia positiva y negativa superpuestas de $X(\omega)$. La cancelación de DSB-AM ha logrado una atenuación de alrededor de 25 dB del tono de 400 Hz con atenuación insignificante de la portadora secundaria. Esto se debe a que el zumbido de red de 400 Hz modula la portadora primaria y, por lo tanto, es conjugada-simétrica con respecto a la portadora primaria. Esto significa que esta característica se ve atenuada en gran medida por la etapa de cancelación DSB-AM del dominio de frecuencia propuesto. Sin embargo, la portadora secundaria no es simétrica conjugada con respecto a la portadora primaria y no se atenúa significativamente.

[0120] La estimación del ruido de fondo, $N(\omega)$ - mostrada en la Figura 10(b), sigue la envolvente espectral subyacente de $Y(\omega)$ sin mucho sesgo de picos aislados en $Y(\omega)$. Tenga en cuenta que la cancelación imperfecta DSB-AM de la señal primaria (semicoherente, de mala calidad) ha dado lugar a alguna transmisión del espectro de voz primario, seguida de la estimación del ruido de fondo $N(\omega)$.

[0121] La Figura 11 ilustra picos detectados (el `peak_metric_thresh` se establece bajo a un valor de 0,85 para permitir falsas detecciones para la caracterización). Se detectan correctamente dos picos para el tono de red de 400 Hz y la portadora secundaria, respectivamente. Aunque las métricas de pico son de magnitud comparable (mostradas en la Figura 11(a)), las métricas de asimetría son diferentes (Figura 11(b)).

[0122] Por extensión, si se realiza una corrida de Montecarlo de 1000 simulaciones con los mismos parámetros, pero con desviaciones aleatorias de ruido y frecuencia, se obtiene el diagrama de dispersión informativo en la Figura 12 de la métrica de pico versus la métrica de asimetría. Hay dos conglomerados distintos causados por (1) detecciones simétricas de alta energía debido a tonos de 400 Hz mal cancelados y (2) tonos altamente asimétricos debido a una portadora secundaria genuina. El diseño de espacio de características como se describió anteriormente se puede usar para distinguir entre estos dos conjuntos diferentes de picos candidatos incluso con parámetros de señal 'difíciles'.

[0123] Se pueden usar varios umbrales para determinar eventos SCT legítimos. La Figura 14 ilustra la utilidad de dichos umbrales. Para ilustración, al establecer empíricamente el `asym_metric_thresh^0.4` y el `peak_metric_thresh^3.5` se excluye la mayoría de los falsos positivos de 400 Hz y aún se incluye la mayoría de los verdaderos positivos del conglomerado de señales secundarias genuinas como se muestra en la Figura 12.

[0124] En la Figura 13 se ilustran otros tres escenarios, como se describe en la tabla a continuación:

Red de 400 Hz primaria	SCT ausente	SCT presente
Ausente	Figura 13(a) Hay algunos puntos aislados, muy por debajo de los umbrales propuestos. No hay falsos positivos.	Figura 13(b) La mayoría de los verdaderos positivos del SCT se encuentran en el cuadrante superior derecho descrito por los dos umbrales propuestos.
Presente	Figura 13(c) Hay un conglomerado de puntos, que exceden el umbral del pico, pero no el umbral de asimetría. Esto muestra el valor de la idea de doble umbral propuesta. No se generarían falsos positivos.	Figura 12 Como se discutió anteriormente.

[0125] Dichas 'clasificaciones de espacio de características' pueden proporcionarse a un usuario para el análisis del sistema, o la determinación de SCT puede realizarse directamente en los datos sin salida gráfica.

5 Detección SCT de 'dominio mixto'

[0126] A continuación, se describe una realización alternativa donde se procesan tanto la serie temporal como el espectro de la señal recibida. Esta realización puede ser preferible si la energía de procesamiento es limitada, ya que el procesamiento de grandes cantidades de FFT y sus salidas puede ser intensivo en el procesador, especialmente si el FFT está significativamente sobremuestreado.

[0127] La Figura 14 muestra un diagrama de flujo de alto nivel para el procedimiento de 'dominio mixto'; muchas de las etapas que tienen etapas correspondientes en el procedimiento de detección de SCT de dominio de frecuencia. El detalle relacionado con las etapas correspondientes descritas anteriormente se aplica a esta realización alternativa a menos que se indique explícitamente lo contrario.

[0128] Las primeras etapas son como se describió anteriormente, en las que la señal entrante se diezma 300 y se «corta» en ventanas superpuestas 302.

[0129] El procedimiento entonces se ramifica, con una rama realizando un FFT 500, estimando la frecuencia 502 y la fase 504 de la transmisión primaria en la señal. La fase puede estimarse determinando la fase de las muestras utilizadas para determinar el pico (por ejemplo, la muestra de mayor magnitud y los dos lados). Las muestras de mayor magnitud probablemente provendrían de la portadora primaria, por lo que es más probable que tengan la fase primaria. La frecuencia de la portadora primaria y la fase se utilizan para convertir hacia abajo 505 las ventanas de dominio de tiempo mezclando cada ventana con una sinusoida compleja con la misma frecuencia y compensación de fase que la transmisión de la portadora primaria.

[0130] La señal se puede ilustrar mediante la Figura 15 donde se grafican los componentes en fase (I) y cuadratura (Q) de una señal convertida hacia abajo de frecuencia ($x'(t)$). Si solo hubiera una transmisión portadora primaria perfecta, libre de ruido de fase, este vector estaría en constante θ con su magnitud (es decir, longitud) cambiando con el tiempo. Si hay señales aditivas (como SCT o ruido de fase), el ángulo del vector también cambiaría.

[0131] Para medir esta parte de la señal, la señal se gira en fase mediante θ y se mide la parte del vector que se mueve a lo largo del eje Q. Esta etapa corresponde a la etapa 506 'División de cuadratura' en la Figura 14. Este procedimiento es matemáticamente lineal y por lo tanto la información se conserva y no se propagan efectos de intermodulación artificial a través de las siguientes etapas de procesamiento.

[0132] Se realiza una entrada FFT 508 solo real en el componente Q de la señal rotada en fase. Esto proporciona un espectro a partir del cual se detectan picos 510 correspondientes a los componentes fuera de fase de la señal original.

[0133] El análisis de estos picos con el fin de determinar la presencia de un evento SCT entonces sigue de la misma manera que se describió anteriormente.

45 Alternativas y modificaciones

[0134] La memoria descriptiva anterior se refiere principalmente a la situación en la que dos transmisiones simultáneas están presentes, pero el mismo sistema sería capaz de alertar al usuario sobre cualquier número de transmisiones simultáneas. La memoria descriptiva se ha limitado al escenario anterior, ya que esto es estadísticamente mucho más probable.

[0135] Además, la memoria descriptiva anterior se refiere principalmente a transmisiones de voz simultáneas recibidas por un controlador de tránsito aéreo, pero se apreciará que la señal no necesariamente tiene que ser transmisiones de voz. Por ejemplo, puede ser información digital codificada en una transmisión de radio AM.

5

[0136] En la descripción anterior, el conjugado de la banda lateral de frecuencia negativa se resta de la banda lateral de frecuencia positiva relacionada de la señal de suma para cancelar la portadora primaria. La operación opuesta es igualmente posible mediante la cual el conjugado de la banda lateral de frecuencia positiva se resta de la banda lateral de frecuencia negativa relacionada de la señal de suma.

10

[0137] En esta descripción se proporcionan varios intervalos y/o valores, a menudo con referencia a realizaciones específicas, que se derivan notablemente de valores tales como el tamaño de la ventana de memoria de búfer T, la frecuencia de muestreo f_s y el ancho de banda de audio/señal. Los expertos en la materia entenderían que, para diferentes aplicaciones o condiciones de funcionamiento, el sistema y el procedimiento pueden funcionar de manera más eficaz con estos valores modificados.

15

[0138] Se entenderá que la presente invención se ha descrito hasta aquí únicamente a modo de ejemplo, y que se pueden realizar modificaciones de los detalles dentro del alcance de la invención.

20 **[0139]** Los números de referencia que aparecen en las reivindicaciones tienen únicamente fines ilustrativos y no tendrán ningún efecto de limitación sobre el alcance de las reivindicaciones.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para determinar la presencia de una transmisión secundaria (200) en una señal de suma de dominio de tiempo que incluye una transmisión primaria (100) y la transmisión secundaria (200), el
5 procedimiento comprende:

transformar la señal de suma de dominio de tiempo en una señal de suma de dominio de frecuencia (304),

donde la señal de suma de dominio de frecuencia es una combinación lineal de la transmisión primaria y la
10 transmisión secundaria; y
donde la transformación se basa en una pluralidad de tramos de frecuencia;

estimar una frecuencia portadora primaria (308) basada en la señal de suma de dominio de frecuencia;
desplazar los tramos de frecuencia de la señal de suma de dominio de frecuencia en función de la frecuencia
15 portadora primaria estimada; determinar un conjugado de una banda lateral de la señal de suma de dominio de
frecuencia desplazada por el tramo de frecuencia (312);
atenuar la señal de suma de dominio de frecuencia desplazada por el tramo de frecuencia mediante el uso de
dicho conjugado de la banda lateral de la señal de suma de dominio de frecuencia desplazada por el tramo de
frecuencia (312);
20 extraer al menos un pico de la señal de suma de dominio de frecuencia atenuada (316); y
determinar la presencia de la transmisión secundaria en la señal de suma de dominio de frecuencia en función de
dicho al menos un pico.
2. Un procedimiento según la reivindicación 1, que comprende desplazar los tramos de frecuencia de modo
25 que la transmisión primaria (100) sea efectivamente simétrica alrededor de cero hercios.
3. Un procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, donde transformar la señal de
suma de dominio de tiempo en la señal de suma de dominio de frecuencia comprende al menos uno de:
30 sobremuestreo;
sobremuestreo utilizando una tasa de sobremuestreo de aproximadamente 2; y
sobremuestreo utilizando una tasa de sobremuestreo mayor que 3.
4. Un procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende además estimar
35 una fase de la portadora primaria.
5. Un procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que incluye el giro de fase de la
señal de suma de dominio de frecuencia.
- 40 6. Un procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, donde determinar la presencia
de la transmisión secundaria comprende realizar un análisis de simetría (318) en dicho al menos un pico.
7. Un procedimiento, según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la señal de suma de
dominio de tiempo se diezma (300) para reducir el ancho de banda.
- 45 8. Un procedimiento según la reivindicación 7, que comprende además corregir la ondulación del
diezmador.
9. Un procedimiento según la reivindicación 8, en el que la corrección de la ondulación del diezmador
50 comprende la transformación por ganancia (306) de la señal de suma de dominio de frecuencia.
10. Un procedimiento según la reivindicación 9, en el que la transformación de ganancia utiliza el recíproco
de una ganancia debido a un espectro de magnitud del diezmador.
- 55 11. Un procedimiento, según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que se toma una muestra
de la señal de suma de dominio de tiempo (302).
12. Un procedimiento según la reivindicación 11, en el que la señal de suma de dominio de tiempo se
muestra en bloques superpuestos.
- 60 13. Un procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende además al menos
uno de:

alertar a un operador sobre la presencia de la transmisión secundaria;
65 insertar un tono en una salida de audio; y

indicar la presencia de la transmisión secundaria en una interfaz de usuario.

14. Un aparato para determinar la presencia de una transmisión secundaria (200) en una señal de suma de dominio de tiempo que incluye una transmisión primaria (100) y la transmisión secundaria (200), el aparato comprende:

5 medios para transformar la señal de suma de dominio de tiempo en una señal de suma de dominio de frecuencia (408),

10 donde la señal de suma de dominio de frecuencia es una combinación lineal de la transmisión primaria y la transmisión secundaria; y
donde la transformación se basa en una pluralidad de tramos de frecuencia;

15 medios para estimar una frecuencia portadora primaria (308) basada en la señal de suma de dominio de frecuencia; medios para desplazar los tramos de frecuencia de la señal de suma del dominio de frecuencia en función de la frecuencia portadora primaria estimada;

medios para determinar un conjugado de una banda lateral de la señal de suma de dominio de frecuencia desplazada por el tramo de frecuencia (312);

20 medios para atenuar la señal de suma de dominio de frecuencia desplazada por el tramo de frecuencia mediante el uso de dicho conjugado de la banda lateral de la señal de suma de dominio de frecuencia desplazada por el tramo de frecuencia (312);

medios para extraer al menos un pico de la señal de suma de dominio de frecuencia atenuada; y
medios para determinar (414) la presencia de la transmisión secundaria en la señal de suma de dominio de frecuencia en función de dicho al menos un pico.

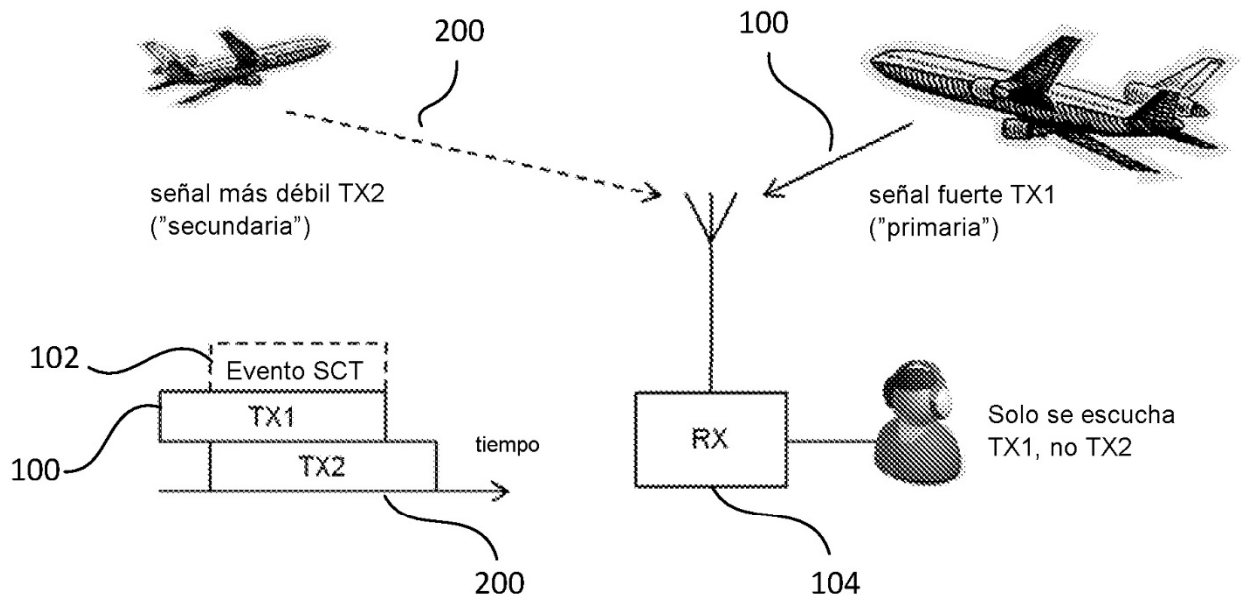


Figura 1

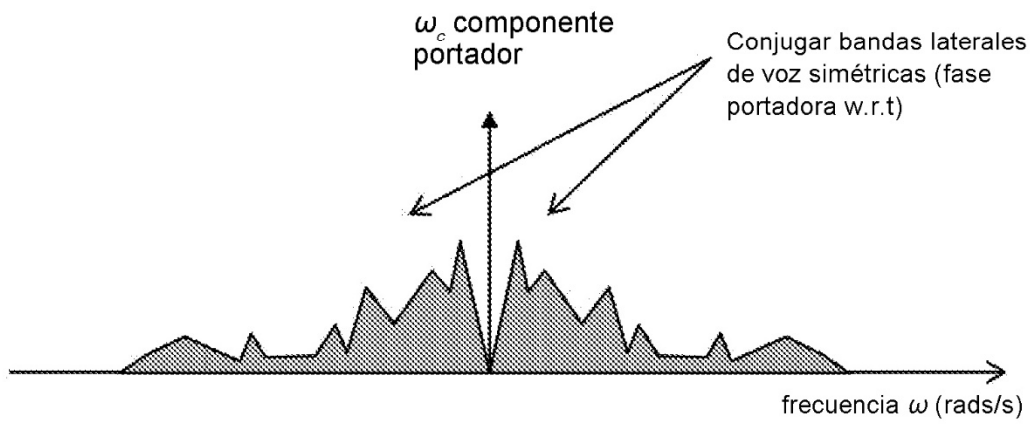


Figura 2

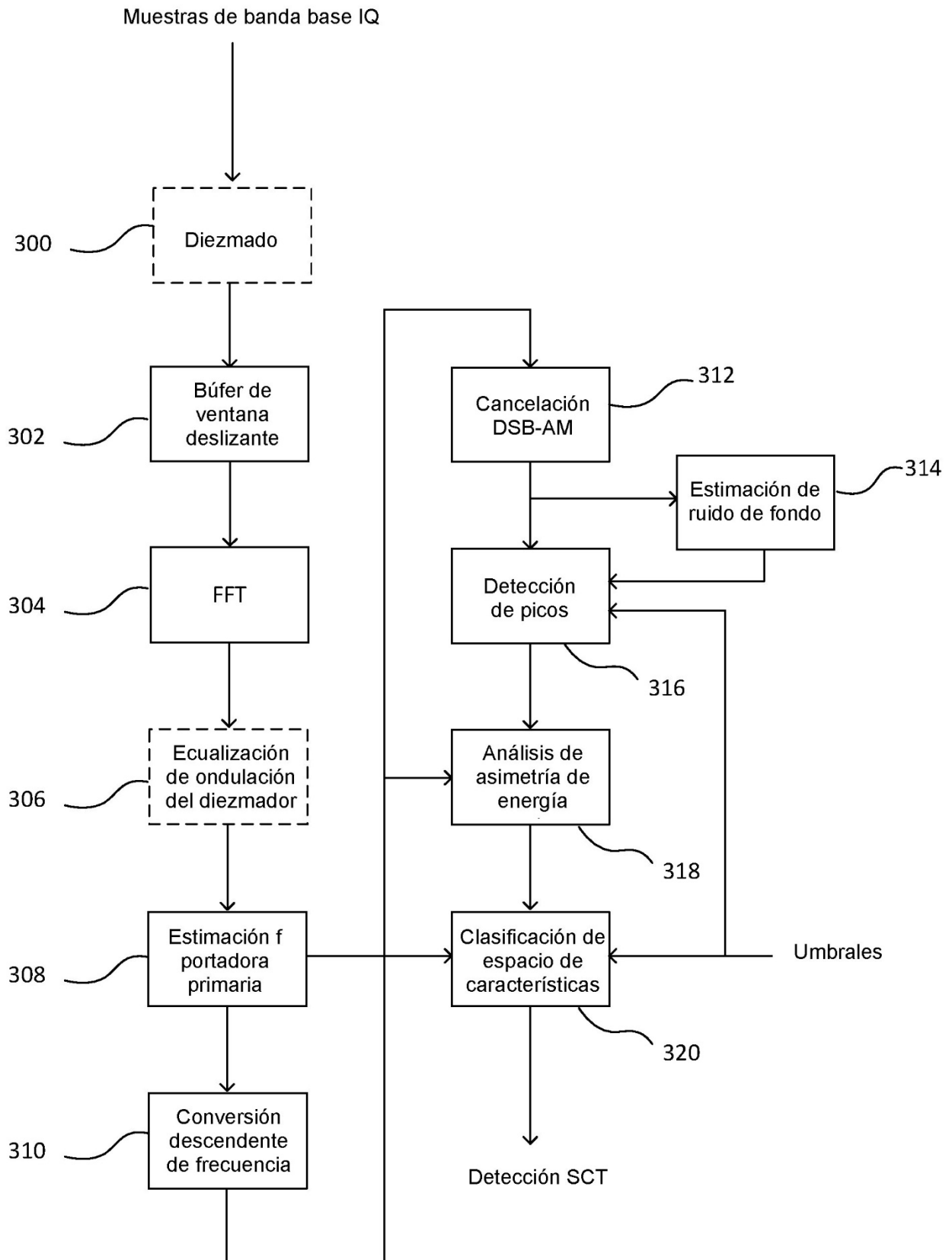


Figura 3

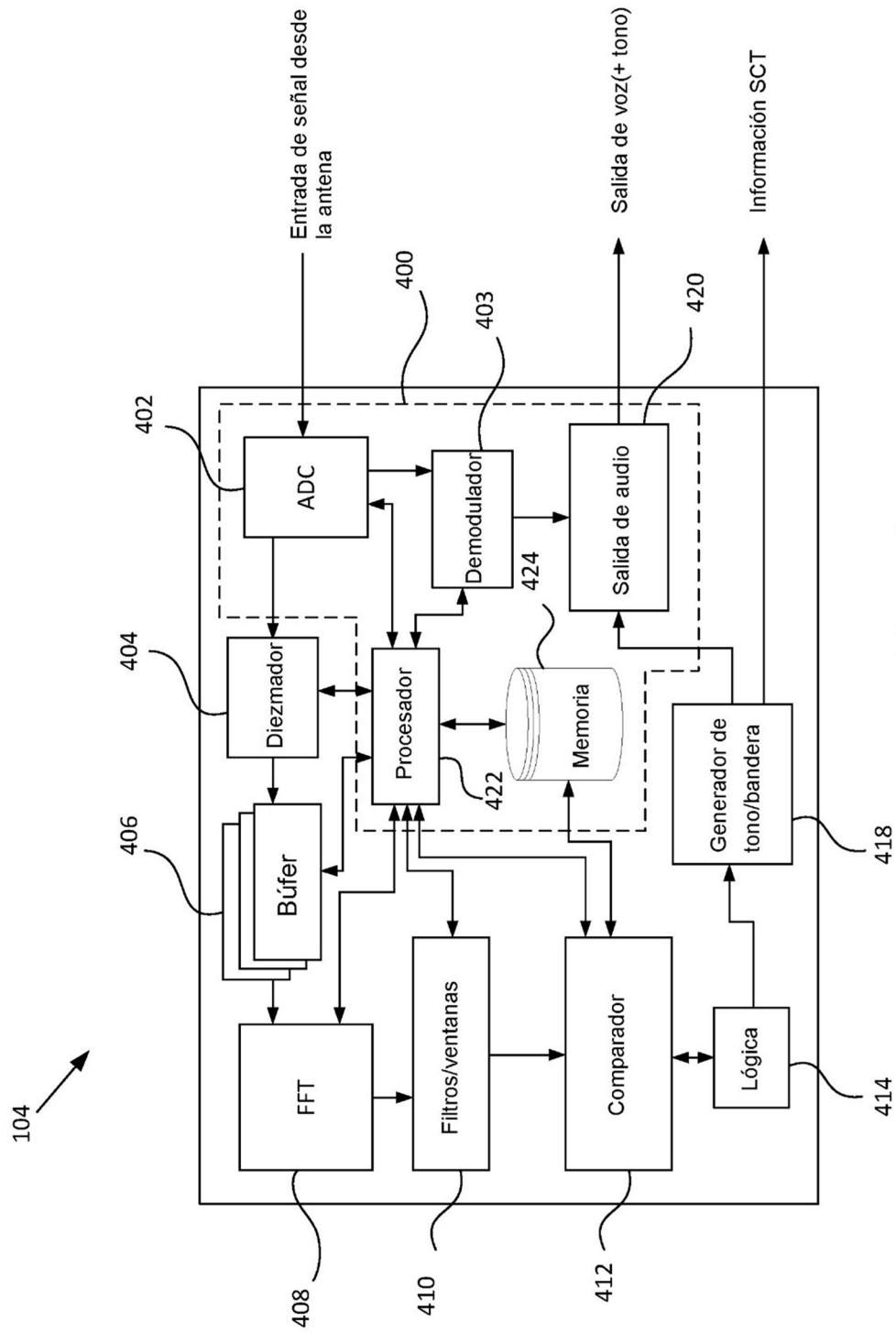


Figura 4

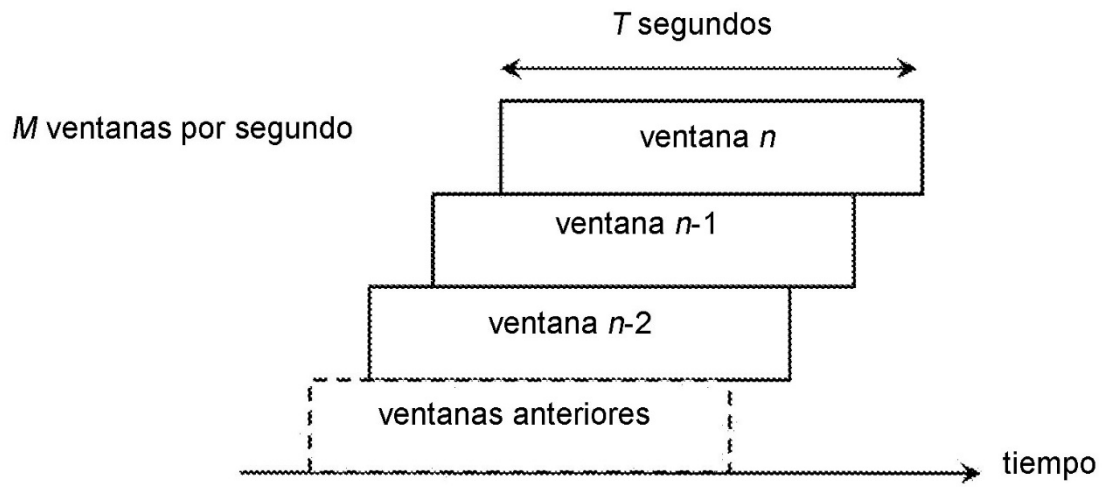


Figura 5

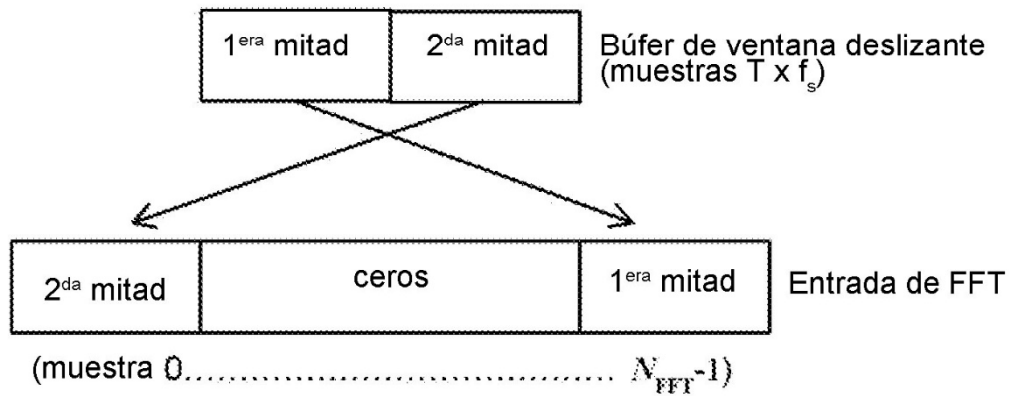


Figura 6

Filtro de muestreo repetido de dominio de frecuencia $g(x)$

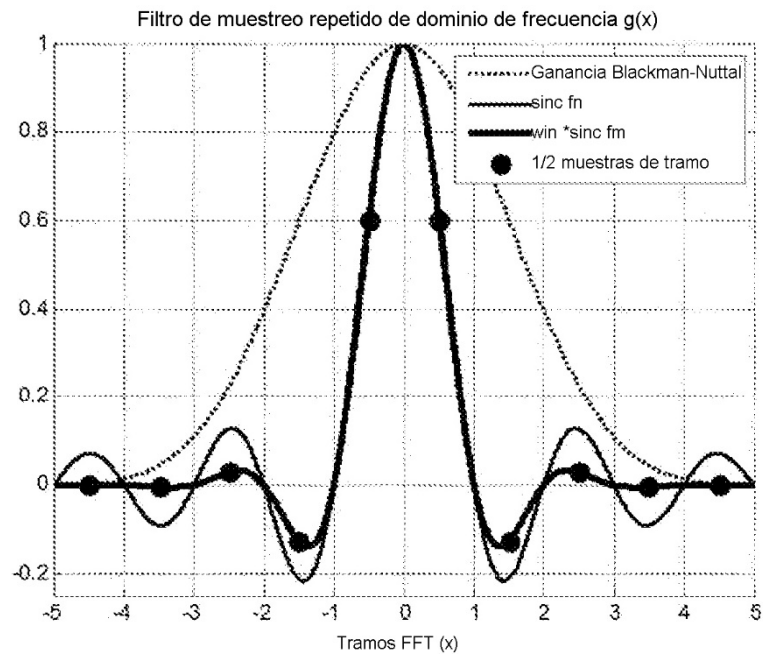


Figura 7

Función de envolvente para $g(x)$ para $f=\pm 0.5$, búfer=28K, FFT=64K

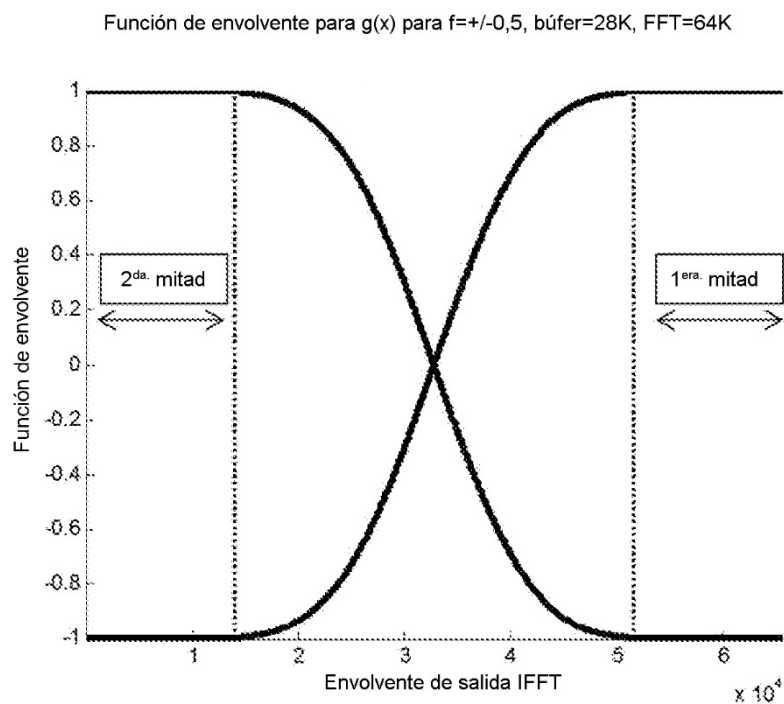


Figura 8

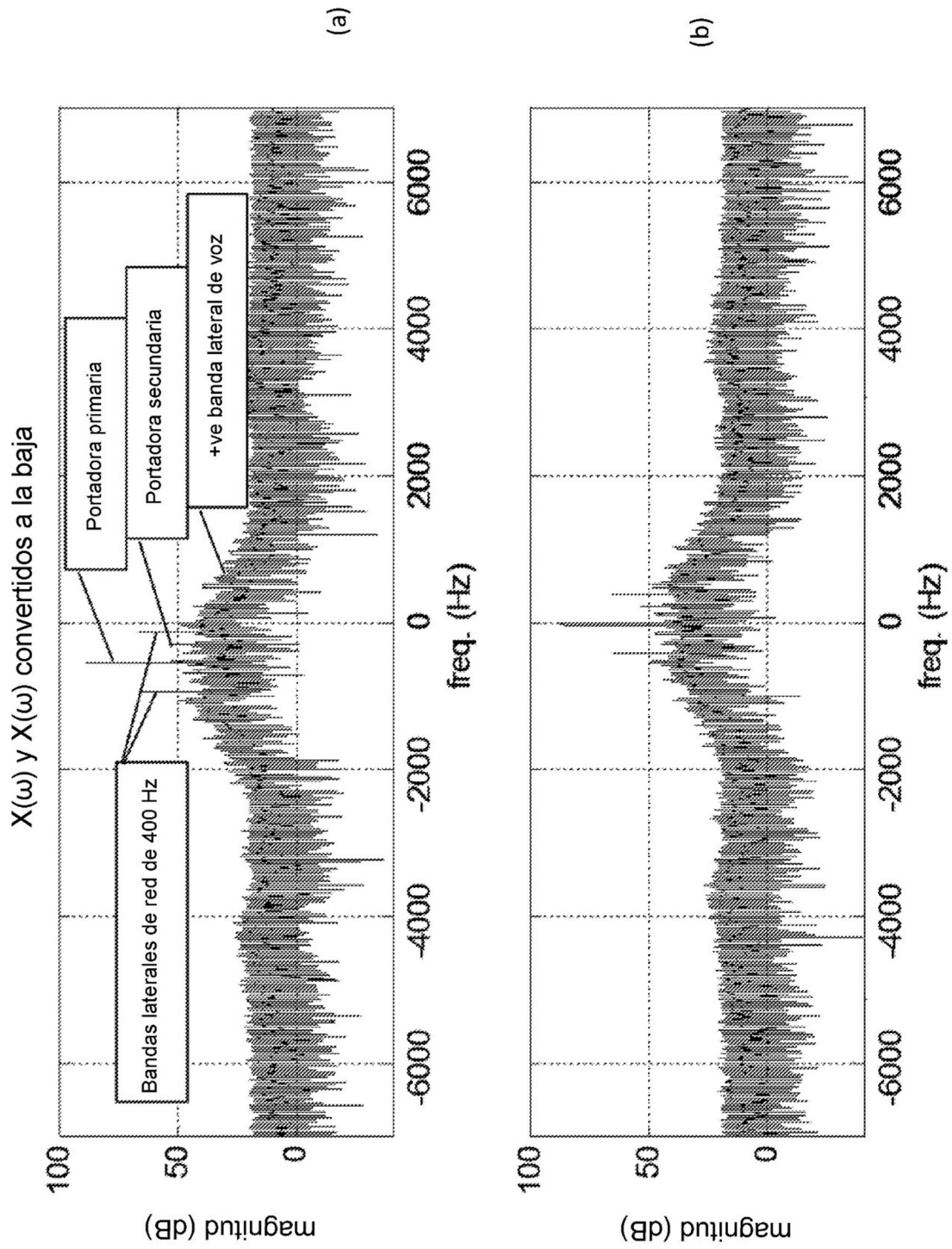


Figura 9

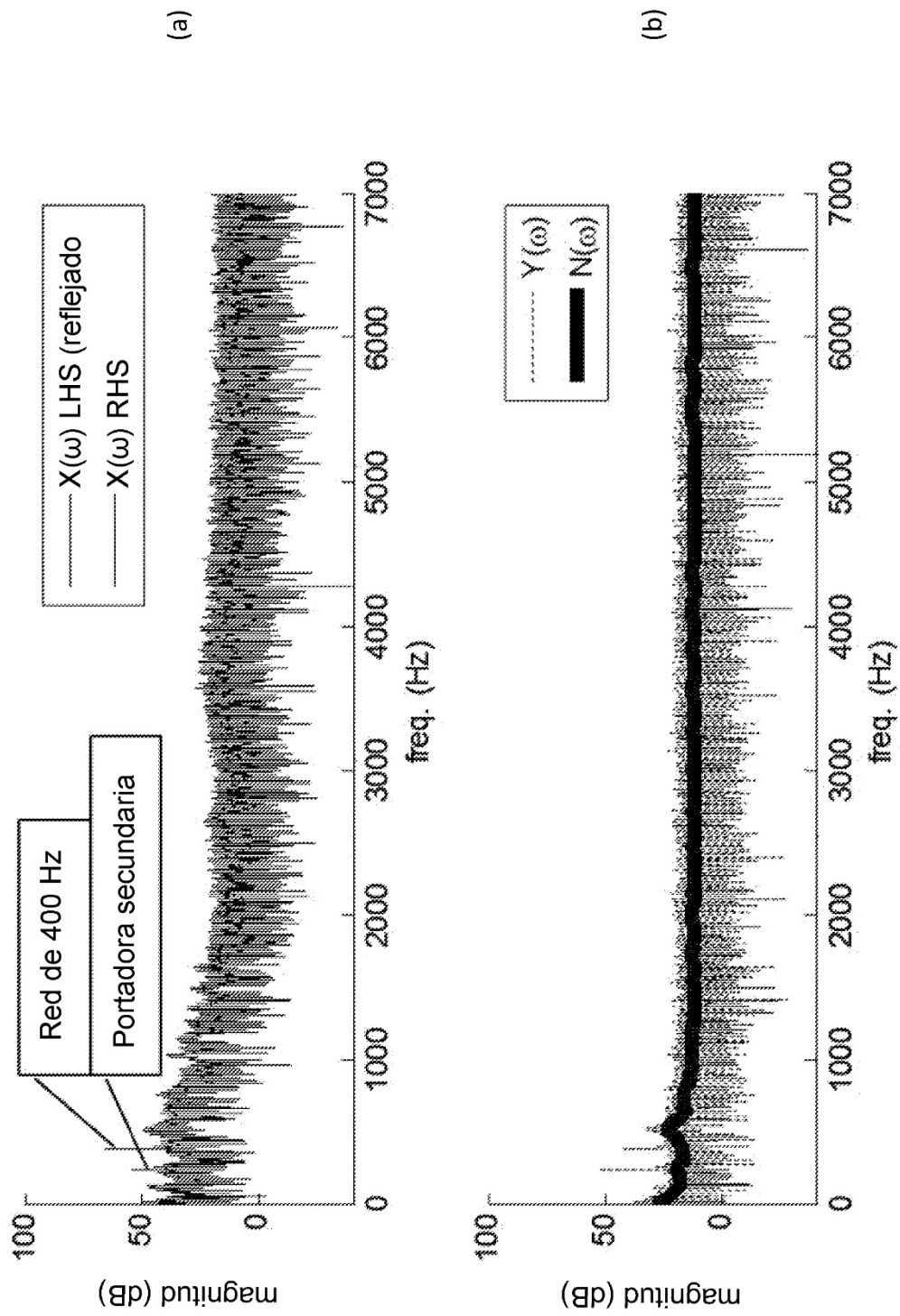


Figura 10

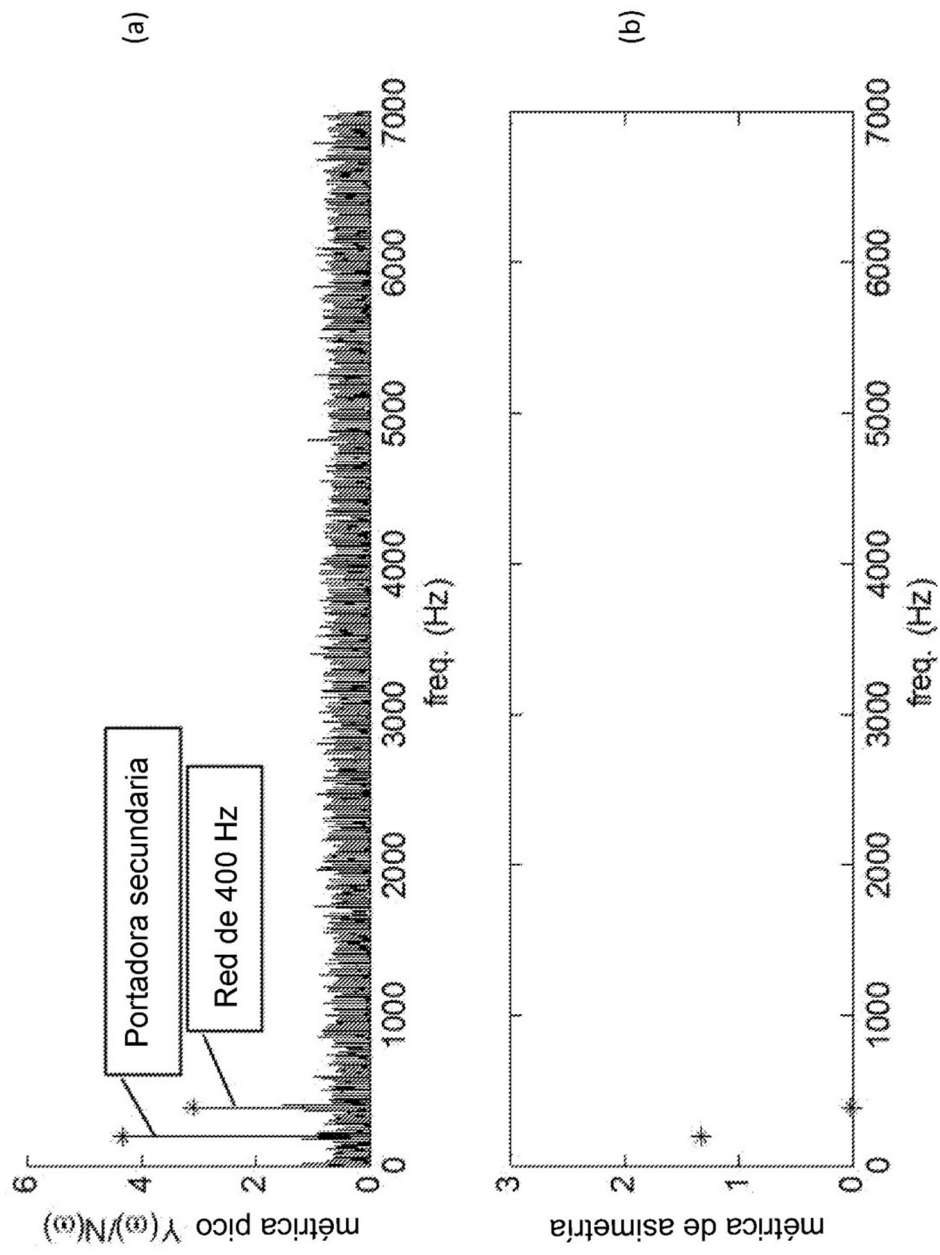


Figura 11

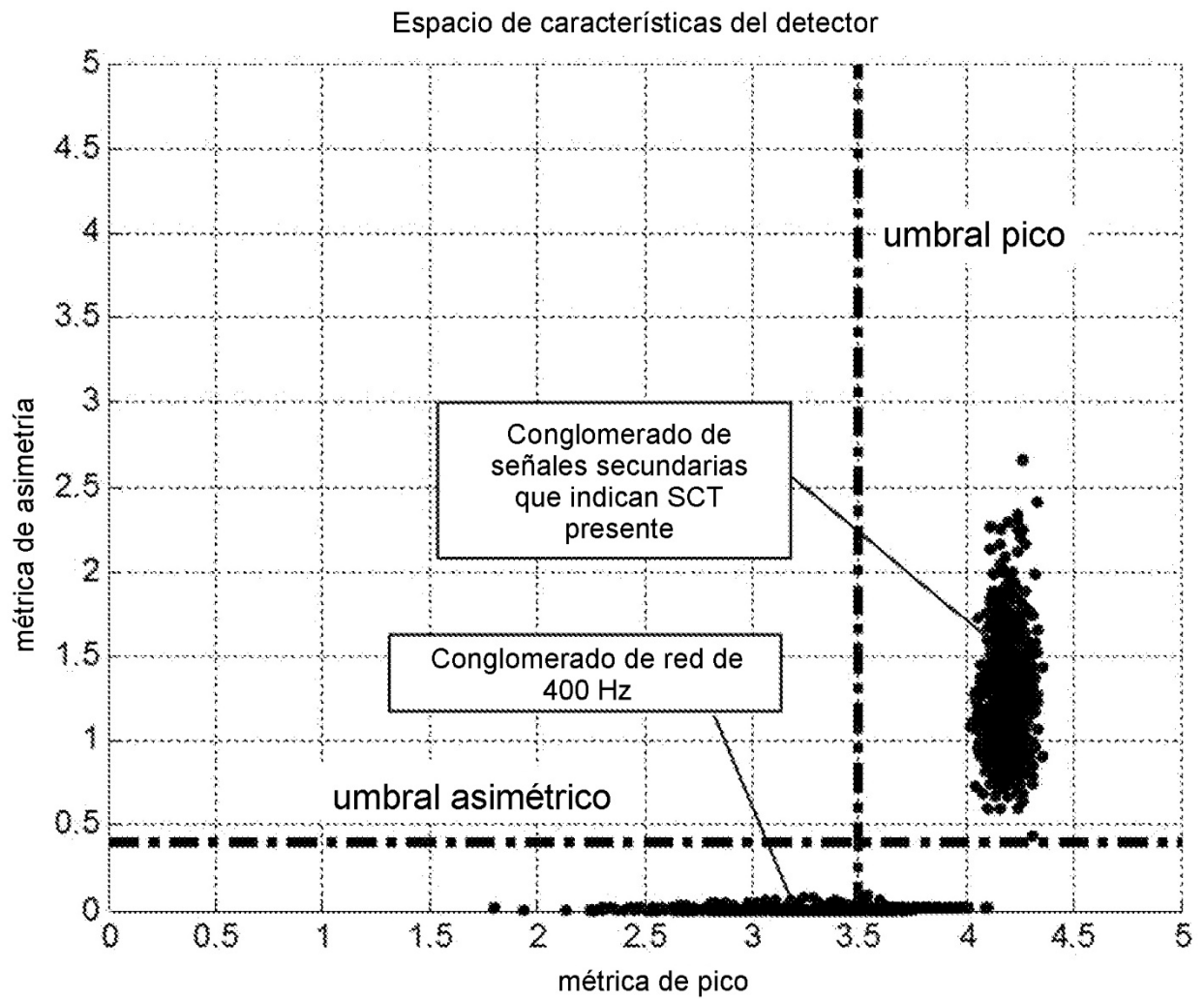


Figura 12

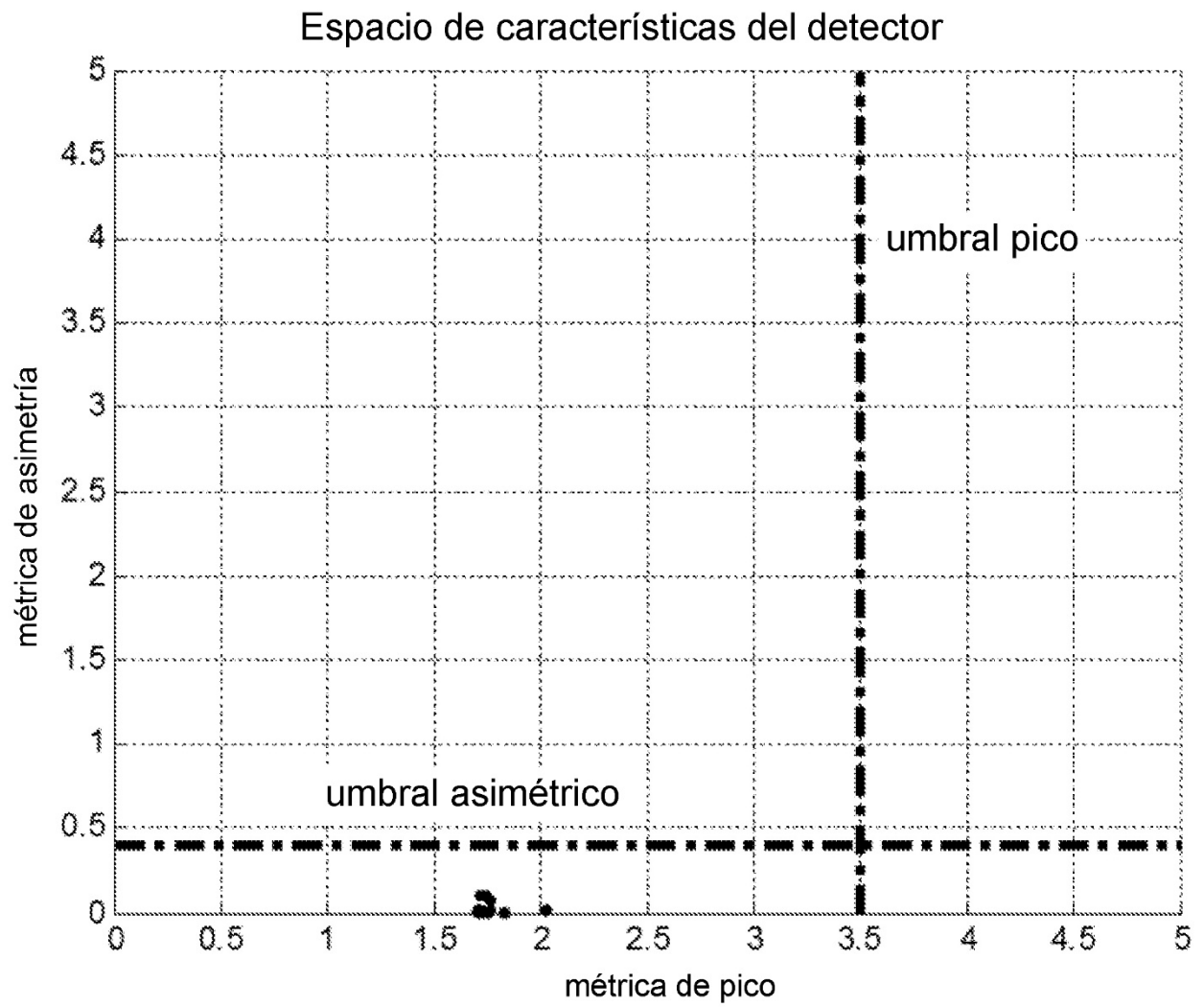


Figura 13(a)

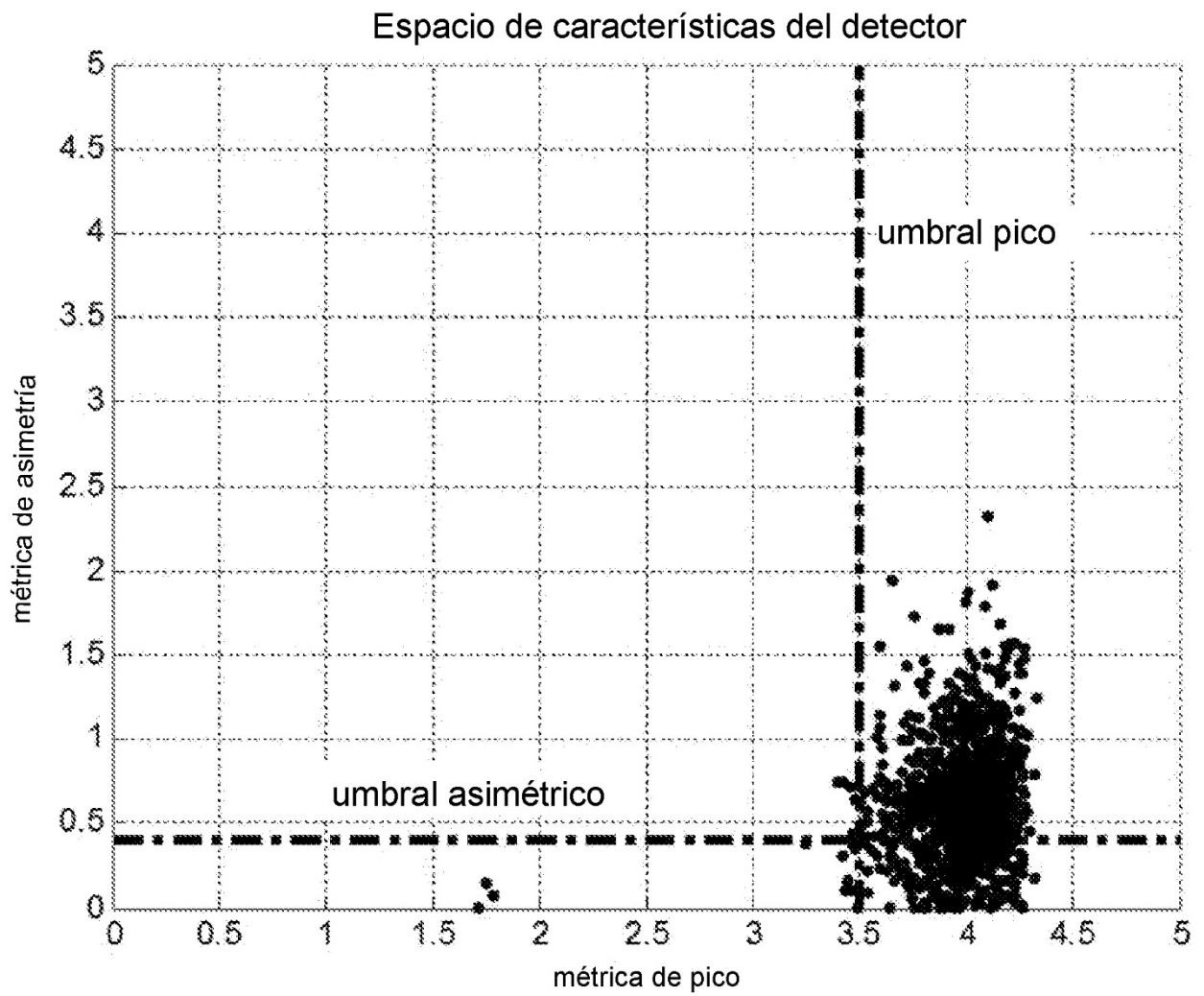


Figura 13(b)

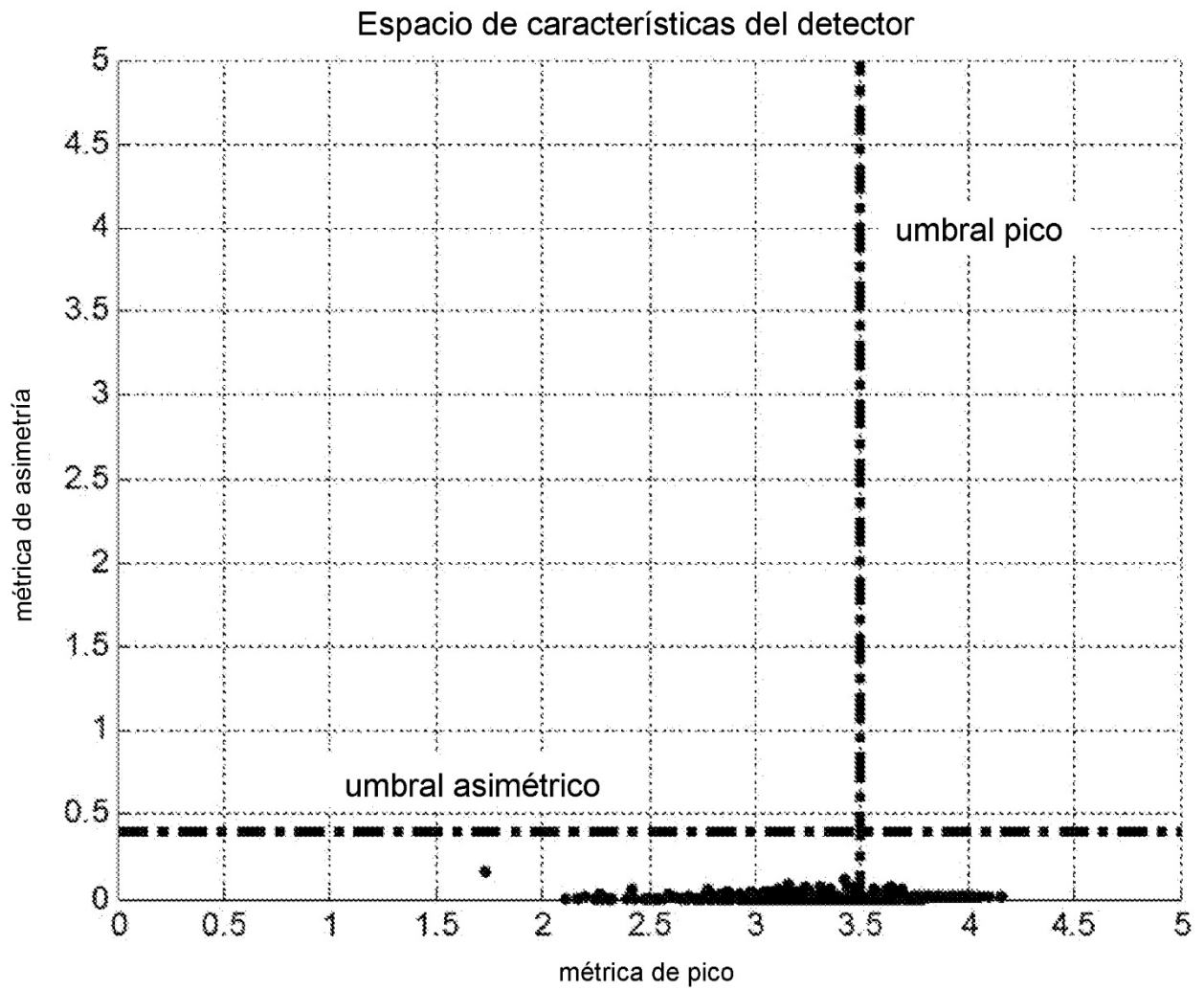


Figura 13(c)

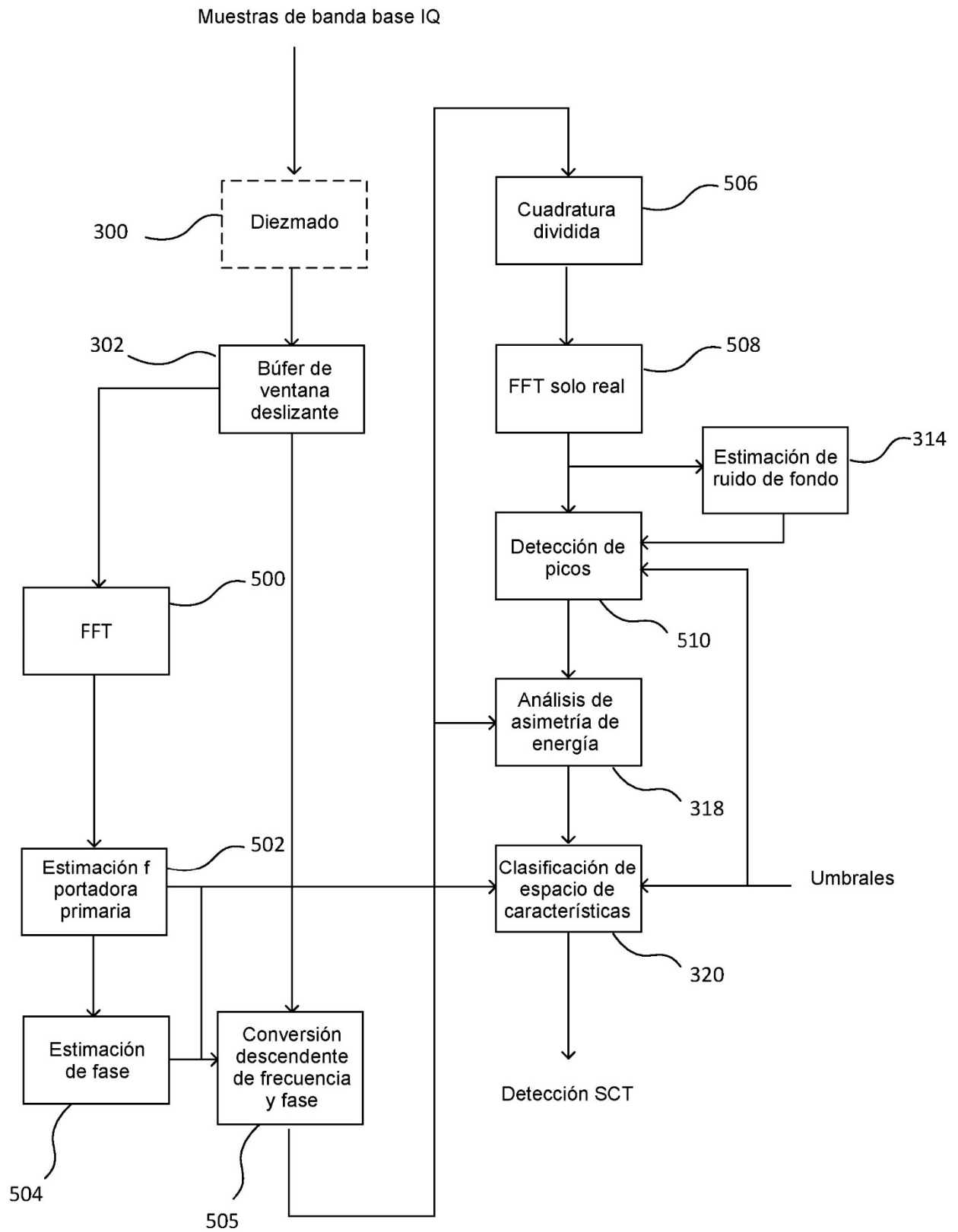


Figura 14

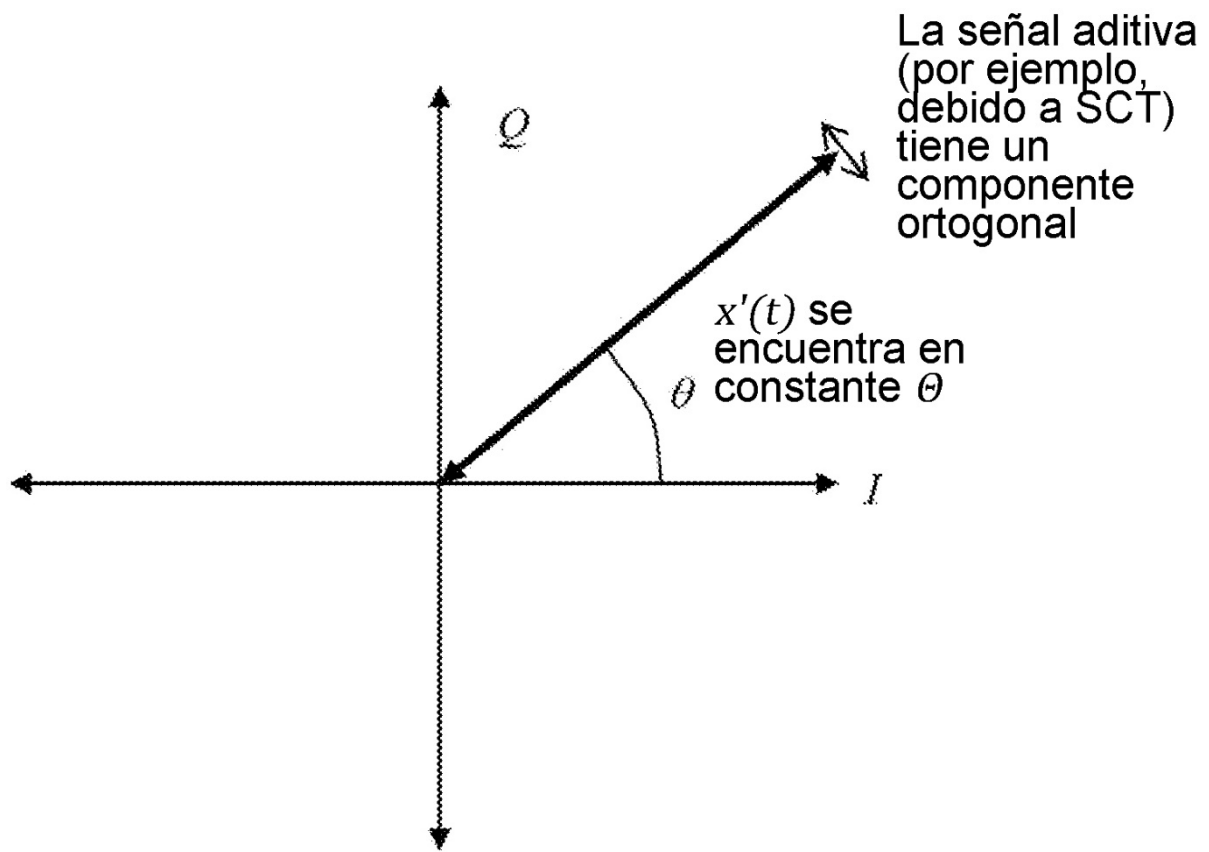


Figura 15