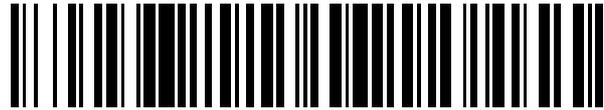


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 458 436**

51 Int. Cl.:

**G10L 19/012** (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **14.02.2012 E 12705255 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **02.04.2014 EP 2550653**

54 Título: **Representación de señal de información utilizando transformada superpuesta**

30 Prioridad:

**14.02.2011 US 201161442632 P**

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

**05.05.2014**

73 Titular/es:

**FRAUNHOFER-GESELLSCHAFT ZUR  
FÖRDERUNG DER ANGEWANDTEN  
FORSCHUNG E.V. (100.0%)  
Hansastraße 27c  
80686 München, DE**

72 Inventor/es:

**SCHNELL, MARKUS;  
GEIGER, RALF;  
RAVELLI, EMMANUEL y  
FOTOPOULOU, ELENI**

74 Agente/Representante:

**PONTI SALES, Adelaida**

**ES 2 458 436 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

Representación de señal de información utilizando transformada superpuesta.

- 5 **[0001]** La presente solicitud se refiere a la representación de señal de información usando transformadas superpuestas, y en particular, a la representación de una señal de información usando una representación de transformada superpuesta de la señal de información que requiere la cancelación del aliasing, tal como se usa, por ejemplo, en técnicas de compresión de audio.
- 10 **[0002]** La mayoría de las técnicas de compresión están diseñadas para un tipo específico de señal de información y condiciones de transmisión específicas de la corriente de datos comprimida, tal como el máximo retardo permitido y tasa de bits de transmisión disponible. Por ejemplo, en la compresión de audio, los códecs [codificadores–decodificadores] sobre la base de la transformada, tales como AAC [sigla en inglés de: codificación de audio avanzada], tienden a superar a los códecs de dominio de tiempo sobre la base de la predicción lineal, tales como ACELP [sigla en inglés de: Predicción Lineal excitada por código algebraico (algoritmo de codificación de discurso)], en el caso de la mayor tasa de bits disponible y en el caso de la codificación de música en lugar de discurso. El códec USAC [sigla en inglés de: codificación de discurso y audio unificada], por ejemplo, busca cubrir una mayor variedad de escenarios de aplicaciones, mediante la unificación de diferentes principios de codificación de audio dentro de un códec. Sin embargo, sería favorable aumentar adicionalmente la capacidad de adaptación a diferentes condiciones de codificación, por ejemplo, variando la tasa de bits de transmisión disponible a fin de poder sacar ventaja de ella, de manera de lograr, por ejemplo, una mayor eficiencia de codificación, o características similares.
- 20 **[0003]** Se conoce a partir de la solicitud de patente EP2107556A1 una codificación de transformada de audio con la que obtener una representación procesada de una señal de audio que tiene una secuencia de tramas generadas por muestreo de la señal de audio dentro de unos marcos primero y segundo, donde el muestreo utiliza la información en un contorno de tono.
- 25 **[0004]** En consecuencia, un objetivo de la presente invención es proporcionar dicho concepto mediante la provisión de un esquema de representación de señal de información con transformada superpuesta, que permita la representación de una señal de información por medio de una representación de transformada superpuesta que requiera la cancelación del aliasing, de modo que sea posible adaptar la representación de transformada superpuesta a la necesidad real, a fin de proporcionar la posibilidad de lograr mayor eficiencia de codificación.
- 30 **[0005]** Este objetivo es logrado por el asunto de las reivindicaciones independientes pendientes.
- 35 **[0006]** Las principales creencias que condujeron a la presente invención son las siguientes. Las representaciones de transformada superpuesta de señales de información a menudo se usan con la finalidad de formar un preestado en la codificación eficiente de la señal de información en términos de, por ejemplo, el sentido de la relación de tasa/distorsión. Ejemplos de dichos códecs son AAC o TCX [sigla en inglés de: excitación codificada de transformada] o similares. Las representaciones de transformada superpuesta, sin embargo, pueden ser usadas además para realizar el remuestreo mediante la transformada y retransformada concatenadas con diferentes resoluciones espectrales. En general, las representaciones de transformada superpuesta que causan aliasing en las regiones de superposición de las retransformadas individuales de las transformadas de las versiones en ventana de regiones de tiempo consecutivas de la señal de información tienen una ventaja en términos de la menor cantidad de niveles de coeficientes de transformada por codificar, de modo de representar la representación de transformada superpuesta. En una forma extrema, las transformadas superpuestas son “críticamente muestreadas”. Es decir, no aumentan el número de coeficientes en la representación de transformada superpuesta, en comparación con el número de muestras de tiempo de la señal de información. Un ejemplo de representación de transformada superpuesta es un banco de filtro MDCT (sigla en inglés de: transformada de coseno discreta modificada) o QMF (sigla en inglés de: filtros espejo en cuadratura). Por lo tanto, a menudo es favorable utilizar dicha representación de transformada superpuesta como un preestado en la codificación eficiente de señales de información. Sin embargo, sería además favorable poder permitir la tasa de muestra a la cual es representada la señal de información usando la representación de transformada superpuesta para cambiar en el tiempo, de modo de adaptarse, por ejemplo, a la tasa de bits de transmisión disponible o a otras condiciones ambientales. Imaginen una tasa de bits de transmisión disponible variable. Cada vez que la tasa de bits de transmisión disponible cae por debajo de algún umbral predeterminado, por ejemplo, puede ser favorable disminuir la tasa de muestra, y cuando la tasa de transmisión disponible se eleva nuevamente, será favorable poder aumentar la tasa de muestra a la cual la representación de transformada superpuesta representa la señal de información. Desafortunadamente, las porciones de aliasing de superposición de las retransformadas de la representación de transformada superpuesta parecen formar una barra contra dichos cambios de tasa de muestra, donde dicha barra parece ser superada solo mediante la interrupción completa de la representación de transformada superpuesta en los casos de cambios de tasa de muestra. No obstante, los inventores de la presente invención han hallado una solución al problema arriba mencionado, de modo de permitir un uso eficiente de representaciones de transformada superpuesta que involucran aliasing y la variación de tasa de muestra en cuestión. En particular, mediante la interpolación, la región precedente o siguiente de la señal
- 40
- 45
- 50
- 55
- 60

de información es remuestreada en la porción de cancelación de aliasing de acuerdo con el cambio de tasa de muestra en el borde entre ambas regiones. Entonces, una combinadora puede efectuar la cancelación del aliasing en el borde entre las retransformadas para las regiones precedentes y siguientes obtenidas por el remuestreo en la porción de cancelación del aliasing. Con esta medida, los cambios en la tasa de muestreo son eficientemente  
 5 atravesados, de modo de evitar cualquier discontinuidad de la representación de transformada superpuesta en los cambios o transiciones de tasa de muestra. Son viables también medidas similares del lado de la transformada, de manera de generar apropiadamente una transformada superpuesta.

**[0007]** Utilizando la idea arriba mencionada, es posible proporcionar técnicas de compresión de señal de información, tales como técnicas de compresión de audio, que tienen alta eficiencia de codificación sobre un amplio rango de condiciones de codificación ambientales, como el ancho de banda de transmisión disponible, mediante la adaptación de la tasa de muestra proporcionada, a estas condiciones, sin penalidad por los casos de cambios de tasa de muestra en sí mismos.

**[0008]** Los aspectos convenientes de la presente invención son el tema de las reivindicaciones dependientes del juego de reivindicaciones pendientes. Además, las realizaciones preferidas de la presente invención se describen a continuación con respecto a las figuras, donde:

la Fig. 1a muestra un diagrama de bloques de un codificador de información, donde las realizaciones de la presente invención podrían ser implementadas;

la Fig. 1b muestra un diagrama de bloques de un decodificador de señales de información donde podrían implementarse las realizaciones de la presente invención;

la Fig. 2a muestra un diagrama de bloques de una estructura interna posible del codificador núcleo de la Fig. 1a;

la Fig. 2b muestra un diagrama de bloques de una estructura interna posible del decodificador núcleo de la Fig. 1b;

la Fig. 3a muestra un diagrama de bloques de una implementación posible del remuestreador de la Fig. 1a;

la Fig. 3b muestra un diagrama de bloques de una estructura interna posible del remuestreador de la Fig. 1b;

la Fig. 4a muestra un diagrama de bloques de un codificador de señal de información donde podrían implementarse las realizaciones de la presente invención;

la Fig. 4b muestra un diagrama de bloques de un decodificador de señal de información donde podrían implementarse las realizaciones de la presente invención;

la Fig. 5 muestra un diagrama de bloques de un reconstructor de señal de información de acuerdo con una realización;

la Fig. 6 muestra un diagrama de bloques de un transformador de señal de información de acuerdo con una realización;

la Fig. 7a muestra un diagrama de bloques de un codificador de señal de información de acuerdo con una realización adicional, donde podría usarse un reconstructor de señal de información de acuerdo con la Fig. 5;

la Fig. 7b muestra un diagrama de bloques de un decodificador de señal de información de acuerdo con una realización adicional, donde podría usarse un reconstructor de señal de información de acuerdo con la Fig. 5;

la Fig. 8 muestra un esquema que exhibe los escenarios de cambio de tasa de muestra que se producen en el codificador y decodificador de señal de información de las Figs. 6a y 6b de acuerdo con una realización.

**[0009]** A fin de motivar las realizaciones de la presente invención que se describen adicionalmente a continuación, se describen preliminarmente las realizaciones dentro de las cuales pueden usarse las realizaciones de la presente solicitud, y que aclaran la intención y las ventajas de las realizaciones de la presente solicitud reseñadas adicionalmente a continuación.

**[0010]** Las Figs. 1a y 1b muestran, por ejemplo, un par de un codificador y un decodificador, donde las realizaciones explicadas subsiguientemente pueden usarse de modo conveniente. La Fig. 1a muestra el codificador, mientras que la Fig. 1b muestra el decodificador. El codificador de señal de información 10 de la Fig. 1a comprende una entrada 12 en la cual entra la señal de información; un remuestreador 14 y un codificador núcleo 16, donde el remuestreador 14 y el codificador núcleo 16 están conectados serialmente entre la entrada 12 y una salida 18 del codificador 10. En la salida 18, el codificador 10 da salida a la corriente de datos que representan la señal de información de la entrada

12. De manera similar, el decodificador que se muestra en la Fig. 1b con el signo de referencia 20 comprende un decodificador núcleo 22 y un remuestreador 24 que están conectados en forma serial entre una entrada 26 y una salida 28 del decodificador 20 de la manera que se expone en la Fig. 1b.

5 **[0011]** Si la tasa de bits de transmisión disponible para transportar la salida de corriente de datos en la salida 18 a la  
 10 entrada 26 del decodificador 20 es alta, en términos de eficiencia de codificación, puede ser favorable representar la  
 15 señal de información 12 dentro de la corriente de datos a una alta tasa de muestra, de modo de cubrir una amplia  
 20 banda espectral del espectro de la señal de información. Es decir, una medida de eficiencia de codificación, tal como  
 una medida de relación de tasa/distorsión, puede revelar que una eficiencia de codificación es más alta si el  
 25 codificador núcleo 16 comprime la señal de entrada 12 a una tasa de muestra más alta cuando se compara con una  
 compresión de una versión de tasa de muestra más lenta de la señal de información 12. Por otra parte, a menores  
 30 tasas de bits de transmisión disponibles, puede pasar que la medida de eficiencia de codificación es más alta  
 cuando se codifica la señal de información 12 a una tasa de muestra menor. En este sentido, debe observarse que  
 la distorsión puede medirse de una manera motivada psicoacústicamente, es decir, teniendo en cuenta las  
 35 distorsiones dentro de regiones de frecuencia perceptivamente más relevantes, en forma más intensa que aquellas  
 dentro de las regiones de frecuencia perceptivamente menos relevantes, es decir, regiones de frecuencia donde el  
 oído humano es, por ejemplo, menos sensible. En general, las regiones de baja frecuencia tienden a ser más  
 40 relevantes que las regiones de mayor frecuencia, y por lo tanto, la codificación de menor tasa de muestra excluye los  
 componentes de frecuencia de la señal en la entrada 12, que se posan sobre la frecuencia Nyquist, de la  
 codificación; por otra parte, el ahorro de tasa de bits que resulta de esto puede, en un sentido de tasa/tasa de  
 45 distorsión, lograr esta codificación de menor tasa de muestra preferida en comparación con la codificación de tasa  
 de muestra más alta. Existen también discrepancias similares en la significación de las distorsiones entre las  
 porciones de menor y mayor frecuencia, en otras señales de información tales como señales de medición, o  
 similares.

5 **[0012]** Por lo tanto, el remuestreador 14 es para la variación de la tasa de muestra a la cual se muestrea la señal de  
 información 12. Mediante el control apropiado de la tasa de muestra en dependencia de las condiciones de  
 10 transmisión externas como la definen, entre otras cosas, la tasa de bits de transmisión disponible entre la salida 18 y  
 la entrada 26, el codificador 10 es capaz de lograr una mayor eficiencia de codificación, a pesar de la condición de  
 15 transmisión externa que cambia con el tiempo. El decodificador 20, a su vez, comprende el decodificador núcleo 22  
 que descomprime la corriente de datos, donde el remuestreador 24 cuida que la salida de señal de información  
 20 reconstruida en la salida 28 tenga una tasa de muestra constante nuevamente.

5 **[0013]** Sin embargo, surgen problemas cada vez que se usa una representación de transformada superpuesta en el  
 10 par de codificador/decodificador de las Figs. 1a y 1b. Una representación de transformada superpuesta que  
 involucra aliasing en las regiones de superposición de las retransformadas forma una herramienta eficaz para la  
 15 codificación, si bien, debido a la cancelación del aliasing de tiempo necesaria, se producen problemas si la tasa de  
 muestra cambia. Ver, por ejemplo, las Figs. 2a y 2b. Las Figs. 2a y 2b muestran posibles implementaciones para el  
 20 codificador núcleo 16 y el decodificador núcleo 22, asumiendo que ambos son del tipo de codificación de  
 transformación. En consecuencia, el codificador núcleo 16 comprende un transformador 30, seguido de un  
 25 compresor 32, y el decodificador núcleo expuesto en la Fig. 2b comprende un descompresor 34, seguido, a su vez,  
 por un retransformador 36. Las Figs. 2a y 2b no se interpretarán al alcance de que no puedan presentarse otros  
 30 módulos dentro del codificador núcleo 16 y el decodificador núcleo 22. Por ejemplo, un filtro podría preceder al  
 transformador 30, de modo que este transformará la señal de información remuestreada obtenida por el  
 35 remuestreador 14 no directamente, sino en una forma prefiltrada. De manera similar, un filtro que tiene una función  
 de transferencia inversa podría suceder al retransformador 36, de manera que la señal de retransformada podría ser  
 40 inversamente filtrada posteriormente.

5 **[0014]** El compresor 32 comprimirá la salida de representación de transformada superpuesta resultante por el  
 10 transformador 30, tal como mediante el uso de codificación sin pérdidas tal como la codificación de entropía que  
 incluye ejemplos como la codificación Huffman o aritmética, y el descompresor 34 podría hacer el proceso inverso,  
 es decir, la descompresión, por ejemplo, mediante la decodificación de entropía tal como la decodificación Huffman  
 15 o aritmética a fin de obtener la representación de transformada superpuesta que luego se alimenta al  
 retransformador 36.

5 **[0015]** En el entorno de codificación de transformación que se muestra en las Figs. 2a y 2b, se producen problemas  
 10 cada vez que el remuestreador 14 cambia la tasa de muestreo. El problema es menos grave en el lado de la  
 codificación, ya que la señal de información 12 se presenta de todos modos, y en consecuencia, el transformador 30  
 15 podría ser provisto de regiones continuamente muestreadas para las transformaciones individuales usando una  
 versión en ventana de las respectivas regiones, aun en los casos de un cambio de tasa de muestreo. Una  
 20 realización posible para la implementación del transformador 30, en consecuencia, se describe en lo siguiente, con  
 respecto a la Fig. 6. En general, el transformador 30 podría ser provisto de una versión en ventana de una región  
 25 precedente de la señal de información en una tasa de muestreo corriente, luego, del transformador de alimentación  
 30 por el remuestreador 14 con una región siguiente de la señal de información de superposición parcial, cuya

transformada de la versión en ventana luego es generada por el transformador 30. No se producen problemas adicionales, ya que debe realizarse la cancelación del aliasing de tiempo necesaria, en el retransformador 36, en lugar del transformador 30. Sin embargo, en el retransformador 36, el cambio en la tasa de muestra causa problemas en términos de que el retransformador 36 no puede realizar la cancelación del aliasing de tiempo, ya que las retransformadas de las regiones inmediatamente siguientes mencionadas anteriormente se relacionan con diferentes tasas de muestreo. Las realizaciones que se describen adicionalmente a continuación superan estos problemas. De acuerdo con estas realizaciones, el retransformador 36 puede ser reemplazado por un reconstructor de señal de información adicionalmente descripto a continuación.

**[0016]** Sin embargo, en el entorno que se describe con respecto a las Figs. 1a y 1b, los problemas no solo se producen en el caso del codificador núcleo 16 y el decodificador núcleo 22 que son del tipo de codificación de transformada. En cambio, los problemas también pueden producirse en el caso del uso de bancos de filtro sobre la base de la transformada superpuesta para la conformación de los remuestreadores 14 y 24, respectivamente. Ver, por ejemplo, las Figs. 3a y 3b. Las Figs. 3a y 3b muestran una realización específica para las realizaciones de los remuestreadores 14 y 24. De acuerdo con la realización de las Figs. 3a y 3b, ambos remuestreadores se implementan usando una concatenación de bancos de filtro de análisis 38 y 40, respectivamente, y luego, los bancos de filtro de síntesis 32 y 44, respectivamente. Como se ilustra en las Figs. 3a y 3b, los bancos de filtro de análisis y síntesis 38 a 44 pueden implementarse como bancos de filtro QMF, es decir, bancos de filtro a base de MDCT usando QMF para la división de la señal de información de antemano, y la reunión de la señal nuevamente. La QMF puede implementarse de manera similar a la QMF utilizada en la parte SBR [sigla en inglés de: replicación de banda espectral] de la MPEG HE-AAC [sigla en inglés de: codificación de audio avanzada de alta eficiencia del MPEG (Moving Pictures Expert Group (Grupo de Expertos de Películas))] o AAC-ELD [sigla en inglés de: codificación de audio avanzada de mejorado bajo retardo], lo que significa un banco de filtro modulado de multicanal con una superposición de 10 bloques, donde 10 es solo un ejemplo. En consecuencia, una representación de transformada superpuesta es generada por los bancos de filtro de análisis 38 y 40, y la señal remuestreada es reconstruida a partir de esta representación de transformada superpuesta, en el caso de los bancos de filtro de síntesis 42 y 44. A fin de lograr un cambio de tasa de muestreo, el banco de filtro de síntesis 42 y el banco de filtro de análisis 40 pueden implementarse a fin de operar a una longitud de transformada variable, donde, sin embargo, la tasa QMF o banco de filtro, es decir, la tasa a la cual las transformadas consecutivas son generadas por los bancos de filtro de análisis 38 y 40, respectivamente, por una parte, y retransformadas por los bancos de filtro de síntesis 42 y 44, respectivamente, por otra parte, es constante e igual para todos los componentes 38 a 44. Sin embargo, el cambio de la longitud de transformada logra un cambio en el índice de muestreo. Considerar, por ejemplo, el par de banco de filtro de análisis 38 y el banco de filtro de síntesis 42. Asumir que el banco de filtro de análisis 38 opera usando una longitud de transformada constante y una tasa constante de transformada o banco de filtro. En este caso, la representación de transformada superpuesta de la salida de señal de entrada por el banco de filtro de análisis 38 comprende, para cada una de las regiones de superposición consecutivas de la señal de entrada, que tiene una longitud de muestra constante, una transformada de una versión en ventana de la respectiva región, donde las transformadas también tienen una longitud constante. En otras palabras, el banco de filtro de análisis 38 adelantará al banco de filtro de síntesis 42 un espectrograma de una resolución constante de tiempo/frecuencia. Sin embargo, la longitud de la transformada del banco de filtro de síntesis cambiará. Considerar, por ejemplo, el caso del muestreo descendente de una primera tasa de muestreo descendente entre la tasa de entrada en la entrada del banco de filtro de análisis 38 y la tasa de muestreo de la salida de señal en la salida del banco de filtro de síntesis 42, a una segunda tasa de muestreo descendente. Siempre que la primera tasa de muestreo descendente sea válida, la salida de espectrograma o la representación de transformada superpuesta por el banco de filtro de análisis 38 solo se usará parcialmente para alimentar las retransformaciones dentro del banco de filtro de síntesis 42. La transformación del banco de filtro de síntesis 42 simplemente se aplicará a la porción de menor frecuencia de las transformadas consecutivas dentro del espectrograma del banco de filtro de análisis 38. Debido a la menor longitud de transformada utilizada en la retransformación del banco de filtro de síntesis 42, el número de muestras dentro de las retransformadas del banco de filtro de síntesis 42 también será menor en comparación con el número de muestras que se han sometido, en agrupaciones de las porciones de tiempo de superposición, a transformaciones en el banco de filtro 38, a fin de lograr una menor tasa de muestreo en comparación con la tasa de muestreo original de la señal de información que entra en la entrada del banco de filtro de análisis 38. No se producirán problemas, siempre que la tasa de muestreo descendente permanezca igual, ya que aún no representa ningún problema para que el banco de filtro de síntesis 42 realice la cancelación del aliasing de tiempo en la superposición entre las retransformadas consecutivas y las regiones de superposición consecutivas, de la señal de salida en la salida del banco de filtro 42.

**[0017]** El problema se produce cada vez que tiene lugar un cambio en la tasa de muestreo descendente, tal como el cambio desde una primera tasa de muestreo descendente hasta una segunda tasa de muestreo descendente mayor. En este caso, la longitud de transformadas utilizada dentro de la retransformación del banco de filtro de síntesis 42 se reducirá adicionalmente, de modo de lograr una tasa de muestra aún menor para las respectivas regiones subsiguientes, luego del punto de cambio de la tasa de muestreo en el tiempo. Nuevamente, se producen problemas para el banco de filtro de síntesis 42, ya que la cancelación del aliasing de tiempo entre la retransformada referida a la región inmediatamente precedente al punto de cambio de tasa de muestra en el tiempo y la

retransformada referida a la región de la señal remuestreada que sucede inmediatamente al punto de cambio de tasa de muestra en el tiempo altera la cancelación del aliasing de tiempo entre las retransformadas en cuestión. En consecuencia, no ayuda mucho el hecho de que no se produzcan problemas similares del lado de la decodificación, donde el banco de filtro de análisis 40 con una longitud de transformada variable precede el banco de filtro de síntesis 44 de longitud de transformada constante. Aquí, el banco de filtro de síntesis 44 se aplica al espectrograma de la tasa constante de QMF/transformada, aunque de diferente resolución de frecuencia; es decir, las transformadas consecutivas avanzadas desde el banco de filtro de análisis 40 hacia el banco de filtro de síntesis 44, a una tasa constante, pero con una longitud de transformada variable con el tiempo o diferente para preservar la porción de menor frecuencia de la longitud de transformada entera del banco de filtro de síntesis 44, con relleno de la porción de frecuencia más alta de la longitud de transformada entera, con ceros. La cancelación del aliasing de tiempo entre la salida de las retransformadas consecutivas por el banco de filtro de síntesis 44 no es problemática, ya que la tasa de muestreo de la salida de señal reconstruida en la salida del banco de filtro de síntesis 44 tiene una tasa de muestreo constante.

**[0018]** Por lo tanto, nuevamente, se observa un problema al tratar de realizar la variación/adaptación de la tasa de muestra que se presenta anteriormente con respecto a las Figs. 1a y 1b, si bien estos problemas pueden ser superados mediante la implementación de la inversa o el banco de filtro de síntesis 42 de la Fig. 3a de acuerdo con algunas de las realizaciones que se explican subsiguientemente para un reconstructor de señal de información.

**[0019]** Las afirmaciones anteriores con respecto a una adaptación/variación de la tasa de muestreo son aún más interesantes cuando se consideran los conceptos de codificación de acuerdo con los cuales una porción de frecuencia más alta de una señal de información por codificar es codificada de una manera paramétrica, por ejemplo, usando la replicación de banda espectral (SBR, según su sigla en inglés), mientras que una de sus porciones de menor frecuencia es codificada usando la codificación de transformada o la codificación predictiva, o procedimiento similar. Ver, por ejemplo, las Figs. 4a y 4b, que muestran un par de codificador de señal de información y decodificador de señal de información. Del lado de la codificación, el codificador núcleo 16 sucede a un remuestreador representado como se muestra en la Fig. 3a, es decir, una concatenación de un banco de filtro de análisis 38 y un banco de filtro de síntesis 42 de longitud de transformada variable. Como se observa con anterioridad, a fin de lograr una tasa de muestra descendente variable con el tiempo entre la entrada del banco de filtro de análisis 38 y la salida del banco de filtro de síntesis 42, el banco de filtro de síntesis 42 aplica su retransformación en una subporción del espectro de rango constante, es decir, las transformadas de longitud constante y la tasa de transformada constante 46, que salen del banco de filtro de análisis 38, donde sus subporciones tienen la longitud variable de tiempo de la longitud de transformada del banco de filtro de síntesis 42. La variación de tiempo se ilustra mediante la flecha de doble cabeza 48. Si bien la porción de menor frecuencia 50 remuestreada por la concatenación del banco de filtro de análisis 38 y el banco de filtro de síntesis 42 es codificada por el codificador núcleo 16, el resto, es decir, la porción de frecuencia más alta 52, que forma la porción de frecuencia restante del espectro 46, puede someterse a una codificación paramétrica de su cubierta en el codificador de cubierta paramétrica 54. La corriente de datos de núcleo 56 es entonces acompañada por una corriente de datos de codificación paramétrica 58 que sale de un codificador de cubierta paramétrica 54.

**[0020]** Del lado de la decodificación, el decodificador comprende, asimismo, el decodificador núcleo 22, seguido de un remuestreador implementado como se muestra en la Fig. 3b, es decir, por un banco de filtro de análisis 40 seguido de un banco de filtro de síntesis 44, donde el banco de filtro de análisis 40 tiene una longitud de transformada variable con el tiempo sincronizada con respecto a la variación de tiempo de la longitud de transformada del banco de filtro de síntesis 42 del lado de la codificación. Si bien el decodificador núcleo 22 recibe la corriente de datos núcleo 56 a fin de decodificarla, se proporciona un decodificador de cubierta paramétrica 60 que tiene el objetivo de recibir la corriente de datos paramétricos 58 y derivar desde allí una porción de frecuencia más alta 52', que complementa una porción de frecuencia menor 50 de una longitud de transformada variable, a decir, una longitud sincronizada con respecto a la variación de tiempo de la longitud de transformada utilizada por el banco de filtro de síntesis 42 del lado de la codificación y sincronizada con respecto a la variación de la tasa de muestreo que sale del decodificador núcleo 22.

**[0021]** En el caso del codificador de la Fig. 4a, es conveniente que el banco de filtro de análisis 38 esté presente de todos modos, de manera que la conformación del remuestreador solo necesite la adición del banco de filtro de síntesis 42. Mediante el cambio de la tasa de muestra, es posible adaptar la relación de la porción LF [sigla en inglés de: baja frecuencia] del espectro 46, que se somete a una codificación núcleo más exacta, en comparación con la porción HF [sigla en inglés de: alta frecuencia] que se somete meramente a la codificación de cubierta paramétrica. En particular, la relación puede controlarse de manera eficiente de acuerdo con las condiciones externas tales como el ancho de banda de transmisión disponible para la transmisión de la corriente de datos total, o similar. La variación de tiempo controlada del lado de la codificación es fácil de señalar hacia el lado de la decodificación mediante, por ejemplo, los datos de información del lado respectivo.

**[0022]** Por lo tanto, con respecto a las Figs. 1a a 4b, se ha demostrado que sería favorable si se tuviera un concepto rápidamente, que permita de manera eficaz un cambio de tasa de muestreo, a pesar de uso de representaciones de

transformada superpuesta que necesitan la cancelación del aliasing de tiempo. La Fig. 5 muestra una realización de un reconstructor de señal de información que, si se utilizara para la implementación del banco de filtro de síntesis 42 o el retransformador 36 en la Fig. 2b, superaría los problemas reseñados anteriormente, y lograría la explotación de las ventajas de dicho cambio de tasa de muestra como se reseña con anterioridad.

5  
10  
15  
[0023] El reconstructor de señal de información que se muestra en la Fig. 5 comprende un retransformador 70, un remuestreador 72 y una combinadora 74, que se conectan de manera sucesiva en el orden mencionado, entre una entrada 76 y una salida 78 del reconstructor de señal de información 80. El reconstructor de señal de información que se muestra en la Fig. 5 es para la reconstrucción, utilizando la cancelación del aliasing, una señal de información de una representación de transformada superpuesta de la señal de información que entra en la entrada 76. Es decir, el reconstructor de señal de información tiene el fin de dar salida, en la salida 78, a la señal de información a una tasa de muestra variable con el tiempo, usando la representación de transformada superpuesta de esta señal de información a medida que entra en la entrada 76. La representación de transformada superpuesta de la señal de información comprende, para cada una de las regiones de tiempo de superposición consecutivas (o intervalos de tiempo) de la señal de información, una transformada de una versión en ventana de la región respectiva. Como se reseñará en más detalle a continuación, el reconstructor de señal de información 80 está configurado para reconstruir la señal de información a una tasa de muestra que cambia en un borde 82 entre una región precedente 84 y una región sucesora 86 de la señal de información 90.

20  
[0024] Con el fin de explicar la funcionalidad de los módulos individuales 70 a 74 del reconstructor de señal de información 80, se asume preliminarmente que la representación de transformada superpuesta de la señal de información que entra en la entrada 76 tiene una resolución de tiempo/frecuencia constante, es decir, una constante de resolución en tiempo y frecuencia. Más adelante, se describe otro escenario.

25  
30  
35  
[0025] De acuerdo con la hipótesis recién mencionada, la representación de transformada superpuesta podría pensarse como se muestra en 92 en la Fig. 5. Tal como se expone, la representación de transformada superpuesta comprende una secuencia de transformadas que son consecutivas en el tiempo, con una cierta tasa de transformada  $\Delta t$ . Cada transformada 94 representa una transformada de una versión en ventana de una respectiva región de tiempo  $i$  de la señal de información. En particular, a medida que la resolución de frecuencia es constante en el tiempo para la representación 92, cada transformada 94 comprende un número constante de coeficientes de transformada, a decir,  $N_k$ . Esto significa efectivamente que la representación 92 es un espectrograma de la señal de información que comprende componentes espectrales  $N_k$  o sub-bandas que pueden estar estrictamente ordenados a lo largo de un eje espectral  $k$ , como se ilustra en la Fig. 5. En cada componente espectral o sub-banda, los coeficientes de transformada dentro del espectrograma se producen a la tasa de transformada  $\Delta t$ .

40  
45  
[0026] Una representación de transformada superpuesta 92 que tiene dicha resolución de tiempo/frecuencia constante, por ejemplo, sale de un banco de filtro de análisis QMF como se muestra en la Fig. 3a. En este caso, cada coeficiente de transformada será asignado un valor complejo, es decir, por ejemplo, cada coeficiente de transformada tendrá una parte real y una imaginaria. Sin embargo, los coeficientes de transformada de la representación de transformada superpuesta 92 no necesariamente tienen un valor complejo, sino que también podrían ser solamente de un valor real, tal como en el caso de una MDCT pura. Además, se observa que la realización de la Fig. 5 también sería transferible a otras representaciones de transformada superpuesta que causan aliasing en las porciones de superposición de las regiones de tiempo, cuyas transformadas 94 están consecutivamente dispuestas dentro de la representación de transformada superpuesta 92.

50  
55  
60  
[0027] El retransformador 70 está configurado para aplicar una retransformación sobre las transformadas 94, de modo de obtener, para cada transformada 94, una retransformada ilustrada por una respectiva cubierta de tiempo 96 para regiones de tiempo consecutivas 84 y 86, donde el cubierta de tiempo corresponde aproximadamente a la ventana aplicada a las porciones de tiempo mencionadas con anterioridad de la señal de información a fin de lograr la secuencia de transformadas 94. Siempre que se refiera a la región de tiempo precedente 84, la Fig. 5 asume que el retransformador 70 ha aplicado la retransformación sobre la transformada completa 94 asociada con dicha región 84 en la representación de transformada superpuesta 92, de manera que la retransformada 96 para la región 84 comprende, por ejemplo, muestras  $N_k$  o muestras  $N_k$  de dos tiempos –en cualquier caso, tantas muestras como conforman la porción de ventana de la cual se obtuvo la respectiva transformada 94– que muestrean la longitud temporal completa  $\Delta t$  de la región de tiempo 84, donde el factor es un factor que determina la superposición entre las regiones de tiempo consecutivas a partir de las cuales se han generado las transformadas 94 de la representación 92. Debe observarse aquí que la igualdad (o duplicación) del número de muestras de tiempo dentro de la región de tiempo 84 y el número de coeficientes de transformada dentro de la transformada 94 que pertenecen a dicha región de tiempo 84 se han seleccionado meramente con propósitos de ilustración, y que la igualdad (o duplicación) también puede reemplazarse por otra relación constante entre ambos números de acuerdo con una realización alternativa, conforme a la transformada superpuesta detallada utilizada.

[0028] Se asume ahora que el reconstructor de señal de información busca cambiar la tasa de muestra de la señal de información entre la región de tiempo 84 y la región de tiempo 86. La motivación para esto puede originarse de

una señal externa 98. Si, por ejemplo, el reconstructor de señal de información 80 se usa para la implementación del banco de filtro de síntesis 42 de la Fig. 3a y la Fig. 4a, respectivamente, la señal 98 puede proporcionarse cada vez que un cambio de tasa de muestra promete una codificación más eficiente, tal como el curso de un cambio en las condiciones de transmisión de la corriente de datos.

5 [0029] En el presente caso, se asume, con propósitos de ilustración, que el reconstructor de señal de información 80 busca reducir la tasa de muestra entre las regiones de tiempo 84 y 86. En consecuencia, el retransformador 70 además aplica una retransformación sobre la transformada de la versión en ventana de la región sucesora 86, de modo de obtener la retransformada 100 para la región sucesora 86, aunque, esta vez, el retransformador 70  
10 utilizada una longitud de transformada menor para efectuar la retransformación. Con mayor precisión, el retransformador 70 realiza la retransformación sobre el menor  $N_k' < N_k$  de los coeficientes de transformada de la transformada para la región sucesora 86 solamente, es decir, los coeficientes de transformada  $1 \dots N_k'$ , de modo que la retransformada 100 obtenida comprende una tasa de muestra menor, es decir, es muestreada solamente con  $N_k'$  en lugar de  $N_k$  (o una fracción correspondiente de este último número).

15 [0030] Como se ilustra en la Fig. 5, el problema que se produce entre las retransformadas 96 y 100 es el siguiente. La retransformada 96 para la región precedente 84 y la retransformada 100 para la región sucesora 86 se superponen en una porción de cancelación del aliasing 102 en un borde 82 entre las regiones precedente y sucesora 84 y 86, donde la longitud de tiempo de la porción de cancelación del aliasing es, por ejemplo,  $(a - 1) \cdot \Delta t$ , si bien el número de muestras de la retransformada 96 dentro de esta porción de cancelación del aliasing 102 es diferente (en este ejemplo, es superior) al número de muestras de la retransformada 100 dentro de la misma porción de cancelación del aliasing 102. Por lo tanto, la cancelación del aliasing de tiempo efectuando la superposición–  
20 adición de ambas retransformadas, 96 y 100, en dicho intervalo de tiempo 102 no es directa.

25 [0031] En consecuencia, el remuestreador 72 está conectado entre el retransformador 70 y la combinadora 74, donde esta última es responsable de realizar la cancelación del aliasing de tiempo. En particular, el remuestreador 72 está configurado para remuestrear, mediante la interpolación, la retransformada 96 para la región precedente 84 y/o la retransformada 100 para la región sucesora 86 en la porción de cancelación del aliasing 102 de acuerdo con el cambio de tasa de muestra en el borde 82. A medida que la retransformada 96 llega a la entrada del remuestreador 72 antes que la retransformada 100, puede ser preferible que el remuestreador 72 realice el remuestreo sobre la retransformada 96 para la región precedente 84. Es decir, mediante la interpolación 104, la correspondiente porción de la retransformada 96 contenida dentro de la porción de cancelación del aliasing 102 será remuestreada, de modo de corresponderse con la condición de muestreo o las posiciones de muestreo de la retransformada 100 dentro de la misma porción de cancelación del aliasing 102. La combinadora 74 simplemente puede entonces agregar muestras  
30 colocalizadas desde la versión remuestreada de la retransformada 96 y la retransformada 100, a fin de obtener la señal reconstruida 90 dentro de dicho intervalo de tiempo 102 a la nueva tasa de muestra. En ese caso, la tasa de muestra en la señal reconstruida de salida cambiará de la primera a la nueva tasa de muestra en el extremo conductor (inicio) de la porción de tiempo 86. Sin embargo, la interpolación también podría aplicarse de manera diferente para una mitad conductora y de cola del intervalo de tiempo 102, a fin de lograr otro punto 82 en el tiempo para el cambio de la tasa de muestra en la señal reconstruida 90. De este modo, el instante de tiempo 82 se ha trazado en la Fig. 5 para encontrarse en el medio de la superposición entre las porciones 84 y 86, solo con propósitos de ilustración, y de acuerdo con otras realizaciones, el mismo punto en el tiempo puede encontrarse en algún otro lugar entre el inicio de la porción 86 y el final de la porción 84, ambos, de manera inclusiva.

35 [0032] Por lo tanto, la combinadora 74 es entonces capaz de efectuar la cancelación del aliasing entre las retransformadas 96 y 100 para las regiones precedente y sucesora 84 y 86, respectivamente, según lo obtenido por el remuestreo en la porción de cancelación del aliasing 102. Con mayor precisión, a fin de cancelar el aliasing dentro de la porción de cancelación del aliasing 102, la combinadora 74 realiza un proceso de superposición–adición entre las retransformadas 96 y 100 dentro de la porción 102, usando la versión remuestreada obtenida por el remuestreador 72. El proceso de superposición–adición logra, junto con el ventaneado para la generación de las transformadas 94, una reconstrucción libre de aliasing y constantemente amplificada de la señal de información 90 en la salida 78, incluso a través del borde 82, aun cuando la tasa de muestra de la señal de información 90 cambia en el instante de tiempo 82 de una tasa de muestra más alta a una tasa de muestra menor.

45 [0033] En consecuencia, como resulta de la descripción anterior de la Fig. 5, la relación de la longitud de transformada de la retransformación aplicada a la transformada 94 de la versión ventaneada de la región de tiempo precedente 84 a una longitud temporal de la región precedente 84 difiere de una relación de una longitud de transformada de la retransformación aplicada a la versión ventaneada de la región sucesora 86 a una longitud temporal de la región sucesora 86 por un factor que corresponde al cambio de la tasa de muestra en el borde 82  
50 entre ambas regiones, 84 y 86. En el ejemplo que se acaba de describir, este cambio de relación se ha iniciado de manera ilustrativa mediante una señal externa 98. Se ha asumido que las longitudes temporales de las regiones de tiempo precedente y sucesora 84 y 86 son iguales entre sí, y el retransformador 70 se configuró para restringir la aplicación de la retransformación sobre la transformada 94 de la versión ventaneada de la región sucesora 86 sobre una de sus porciones de baja frecuencia, por ejemplo, hasta el coeficiente de transformada  $N_k'$ – de la transformada.

Naturalmente, dicha captura ya podría haber tenido lugar también con respecto a la transformada 94 de la versión ventaneada de la región precedente 84. Además, contrariamente a la ilustración anterior, el cambio de tasa de muestra en el borde 82 podría haberse efectuado en la otra dirección, y en consecuencia, no puede realizarse ninguna captura con respecto a la región sucesora 86, sino, meramente, en cambio, con respecto a la transformada 94 de la versión ventaneada de la región precedente 84.

**[0034]** Con mayor precisión, hasta ahora, el modo de operación del reconstructor de señal de información de la Fig. 5 se ha descrito de manera ilustrativa para un caso donde una longitud de transformada de la transformada 94 de la versión ventaneada de las regiones de la señal de información y una longitud temporal de las regiones de la señal de información son constantes, es decir, la representación de transformada superpuesta 92 fue un espectrograma que tenía una resolución constante de tiempo/frecuencia. A fin de localizar el borde 82, el reconstructor de señal de información 80 se describió de manera ejemplar para responder a una señal de control 98.

**[0035]** En consecuencia, en esta configuración, el reconstructor de señal de información 80 de la Fig. 5 podría ser parte del remuestreador 14 de la Fig. 3a. En otras palabras, el remuestreador 14 de la Fig. 3a podría estar compuesto por una concatenación de un banco de filtro 38 para proporcionar una representación de transformada superpuesta de una señal de información, y un banco de filtro inverso, que comprende un reconstructor de señal de información 80 configurado para reconstruir, usando la cancelación del aliasing, la señal de información de la representación de transformada superpuesta de la señal de información como se describe hasta ahora. El retransformador 70 de la Fig. 5, en consecuencia, podría configurarse como un banco de filtro de síntesis QMF, donde, por ejemplo, el banco de filtro 38 es implementado como banco de filtro de análisis QMF.

**[0036]** Como queda claro de la descripción de las Figs. 1a y 4a, un codificador de señal de información podría comprender dicho remuestreador, junto con una etapa de compresión tal como el codificador núcleo 16 o la conglomeración del codificador núcleo 16 y el codificador de cubierta paramétrico 54. La etapa de compresión será configurada de manera de comprimir la señal de información reconstruida. Como se muestra en las Figs. 1 y 4a, dicho codificador de señal de información podría comprender además un controlador de tasa de muestra configurado para el control de la señal de control 98, de acuerdo, por ejemplo, con una información externa en la tasa de bits de transmisión disponible.

**[0037]** Sin embargo, alternativamente, el reconstructor de señal de información de la Fig. 5 podría ser configurado para localizar el borde 82 mediante la detección de un cambio en la longitud de la transformada de la versión ventaneada de las regiones de la señal de información dentro de la representación de transformada superpuesta. Con el fin de aclarar esta posible implementación, ver 92' en la Fig. 5, donde se muestra un ejemplo de una representación de transformada superpuesta de llegada de acuerdo con la cual las transformadas consecutivas 94 dentro de la representación 92' aún llegan al retransformador 70 a una tasa de transformada constante  $\Delta t$ , si bien la longitud de la transformada de la transformada individual cambia. En la Fig. 5, por ejemplo, se asume que la longitud de transformada de la transformada de la versión ventaneada de la región de tiempo precedente 84 es mayor que (a decir,  $N_k$ ) la longitud de transformada de la transformada de la versión ventaneada de la región sucesora 86, que se asume es meramente  $N_k'$ . De algún modo, el retransformador 70 es capaz de analizar correctamente la información sobre la representación de transformada superpuesta 92' de la corriente de datos de entrada, y en consecuencia, el retransformador 70 puede adaptar una longitud de transformada de la retransformación aplicada sobre la transformada de la versión ventaneada de las regiones consecutivas de la señal de información, a la longitud de transformada de las transformadas consecutivas de la representación de transformada superpuesta 92'. Por lo tanto, el retransformador 70 puede utilizar una longitud de transformada de  $N_k$  para la retransformación de la transformada 94 de la versión ventaneada de la región de tiempo precedente 84, y una longitud de transformada de un  $N_k'$  para la retransformación de la transformada de la versión ventaneada de la región de tiempo sucesora 86, de modo de obtener la discrepancia de tasa de muestra entre las retransformaciones que ya se ha descrito anteriormente y que se muestra en la Fig. 5 en la parte media superior de esta figura. En consecuencia, en términos del modo de operación del reconstructor de señal de información 80 de la Fig. 5, este modo de operación coincide con la descripción anterior, además de la diferencia recién mencionada en la adaptación de la longitud de transformada de la retransformación a la longitud de transformada de las transformadas dentro de la representación de transformada superpuesta 92'.

**[0038]** Por consiguiente, de acuerdo con esta última funcionalidad, el reconstructor de señal de información no tendrá que responder a una señal de control externa 98. En cambio, la representación de transformada superpuesta de llegada 92' podría ser suficiente para informar al reconstructor de señal de información sobre los puntos de cambio de tasa de muestra en el tiempo.

**[0039]** El reconstructor de señal de información 80 que opera como se acaba de describir podría usarse a fin de formar el retransformador 36 de la Fig. 2b. Esto es, un decodificador de señal de información podría comprender un descompresor 34 configurado para reconstruir la representación de transformada superpuesta 92' de la señal de información a partir de una corriente de datos. Como ya se ha descrito, la reconstrucción podría involucrar la decodificación de entropía. La longitud de transformada variable con el tiempo de las transformadas 94 podría ser

señalizada dentro de la corriente de datos que entra en el descompresor 34 en una manera apropiada. Un reconstructor de señal de información como se muestra en la Fig. 5 podría usarse como el reconstructor 36. Podría configurarse igual para la reconstrucción, usando la cancelación del aliasing, la señal de información de la representación de transformada superpuesta proporcionada por el descompresor 34. En este último caso, el retransformador 70, por ejemplo, podría operarse de modo de utilizar una IMDCT [MDCT inversa] a fin de efectuar las retransformaciones, y la transformada 94 podría representarse por medio de coeficientes de valor real en lugar de coeficientes de valor complejo.

[0040] Por lo tanto, las realizaciones anteriores permiten el logro de muchas ventajas. Para códecs de audio que operan a un rango completo de tasa de bits, por ejemplo, tal como de 8 kb por segundo a 128 kb por segundo, una tasa de muestra óptima puede depender de la tasa de bits como se ha descrito con anterioridad con respecto a las Figs. 4a y 4b. Para tasas de bits menores, solo debería codificarse la menor frecuencia, por ejemplo, con procedimientos de codificación más exactos como ACELP o la codificación de transformada, mientras que las frecuencias más altas deberían ser codificadas de una manera paramétrica. Para tasas de bits altas, el espectro completo, por ejemplo, sería codificado con los procedimientos exactos. Esto significa, por ejemplo, que dichos procedimientos exactos siempre deberían codificar señales a una representación óptima. La tasa de muestra de dichas señales debe ser optimizada, de modo de permitir el transporte de los componentes de frecuencia de señal más relevantes de acuerdo con el teorema de Nyquist. En consecuencia, con respecto a la Fig. 4a., el controlador de tasa de muestra 120 allí expuesto podría configurarse de modo de controlar la tasa de bits de muestra a la cual se alimenta la señal de información en el codificador núcleo 16 de acuerdo con la tasa de bits de transmisión disponible. Esto corresponde a la alimentación de solo una subporción de frecuencia menor del espectro del banco de filtro de análisis en el codificador núcleo 16. La porción de frecuencia más alta restante podría ser alimentada en el codificador de cubierta paramétrico 54. La varianza de tiempo en la tasa de muestra y la tasa de bits de transmisión, respectivamente, no es un problema, como se describe con anterioridad.

[0041] La descripción de la Fig. 5 se refiere a la reconstrucción de señal de información que podría usarse a fin de abordar un problema de cancelación del aliasing de tiempo en las instancias de tiempo de cambio de tasa muestra. Como ya se menciona anteriormente con respecto a las Figs. 1 a 4b, deben tomarse además algunas medidas en las interfases entre los módulos consecutivos en los escenarios de las Figs. 1 a 4b, donde un transformador debe generar una representación de transformada superpuesta que luego entra en el reconstructor de señal de información de la Fig. 5.

[0042] La Fig. 6 muestra una realización para un transformador de señal de información. El transformador de señal de información de la Fig. 6 comprende una entrada 105 para recibir una señal de información en la forma de una secuencia de muestras; un capturador 106, configurado para capturar regiones de superposición consecutivas de la señal de información; un remuestreador 107, configurado para la aplicación de un remuestreado sobre por lo menos un subconjunto de las regiones de superposición consecutivas, de manera que cada una de las regiones de superposición consecutivas tenga una tasa de muestra constante, donde, sin embargo, la tasa de muestra constante varía entre las regiones de superposición consecutivas; un ventaneador 108, configurado para aplicar un ventaneado sobre las regiones de superposición consecutivas; y un transformador, configurado para la aplicación de una transformación individualmente sobre las porciones ventaneadas, de modo de obtener una secuencia de transformadas 94 que forman la representación de transformada superpuesta 92' que luego sale en una salida 110 del transformador de señal de información de la Fig. 6. El ventaneador 108 puede utilizar una ventana Hamming o similar.

[0043] El capturador 106 puede estar configurado para efectuar la captura de modo tal que las regiones de superposición consecutivas de la señal de información tengan igual longitud en el tiempo, tal como 20 ms cada una.

[0044] En consecuencia, el capturador 106 avanza al remuestreador 107 una secuencia de porciones de señal de información. Asumiendo que la señal de información de llegada tiene una tasa de muestra variable en el tiempo que cambia de una primera tasa de muestra a una segunda tasa de muestra en un instante de tiempo predeterminado, por ejemplo, el remuestreador 107 puede configurarse a fin de remuestrear, mediante la interpolación, las porciones de señal de información de llegada que abarcan temporalmente la instancia de tiempo predeterminada, de modo que la tasa de muestra consecutiva cambia una vez de la primera tasa de muestra a la segunda tasa de muestra, como se ilustra en 111 en la Fig. 6. A fin de aclarar este punto, la Fig. 6 muestra en forma ilustrativa una secuencia de muestras 112, donde la tasa de muestra cambia en algún instante de tiempo 113, donde las regiones de longitud de tiempo constantes 114a a 114d ejemplarmente son capturadas con una compensación de región constante  $115 \Delta t$  que define –junto con la longitud de tiempo de región constante –una superposición predeterminada entre regiones consecutivas 114a a 114d, tal como una superposición del 50% por pares consecutivos de regiones, si bien esto debe entenderse solo como un ejemplo. La primera tasa de muestra antes del instante de tiempo 113 se ilustra con  $\delta t_1$ , y la tasa de muestra después del instante de tiempo 113 se indica por  $\delta t_2$ . Tal como se ilustra en 111, el remuestreador 107, por ejemplo, puede configurarse de modo de remuestrear la región 114b de modo de tener la tasa de muestra constante  $\delta t_1$ , donde, sin embargo, la región 114c que sucede en el tiempo es remuestreada de modo de tener la tasa de muestra constante  $\delta t_2$ . En principio, puede ser suficiente si el remuestreador 107

remuestrea, mediante la interpolación, la subparte de las respectivas regiones 114b y 114c que abarcan temporalmente el instante de tiempo 113, que aún no tiene la tasa de muestra objetivo. En el caso de la región 114b, por ejemplo, puede ser suficiente si el remuestreador 107 remuestrea la subparte que sucede en el tiempo, el instante de tiempo 113, mientras que en el caso de la región 114c, la subparte que precede el instante de tiempo 113 puede ser solo remuestreada. En dicho caso, debido a la longitud de tiempo constante de las regiones capturadas 114a a 114d, cada región remuestreada tiene un número de muestras de tiempo  $N_{1,2}$  que corresponden a la respectiva tasa de muestra constante  $\delta t_{1,2}$ . El ventaneador 108 puede adaptar su ventana o longitud de ventana a este número de muestras para cada porción de llegada, y lo mismo se aplica al transformador 109, que puede adaptar su longitud de transformada de su transformación de manera consecuente. Es decir, en el caso del ejemplo que se ilustra en 111 en la Fig. 6, la representación de transformada superpuesta en la salida 110 tiene una secuencia de transformadas, cuya longitud de transformada varía, es decir, aumenta y disminuye, en línea con la cantidad de muestras de las regiones consecutivas, es decir, de manera linealmente dependiente de dicha cantidad, y, a su vez, de la tasa de muestra constante a la cual la región respectiva se ha remuestreado.

**[0045]** Debe observarse que el remuestreador 107 puede configurarse de modo tal de registrar el cambio de tasa de muestra entre las regiones consecutivas 114a a 114d, de modo que el número de muestras que deben ser remuestreadas dentro de las respectivas regiones es mínimo. Sin embargo, el remuestreador 107, alternativamente, puede configurarse de manera diferente. Por ejemplo, el remuestreador 107 puede configurarse a fin de preferir el muestreo ascendente sobre el muestreo descendente, o viceversa, es decir, de modo de realizar el remuestreo de manera tal que todas las regiones que se superponen con el instante de tiempo 113 son remuestreadas sobre la primera tasa de muestra  $\delta t_1$  o sobre la segunda tasa de muestra  $\delta t_2$ .

**[0046]** El transformador de señal de información de la Fig. 6 puede usarse, por ejemplo, a fin de implementar el transformador 30 de la Fig. 2a. En tal caso, por ejemplo, el transformador 109 puede ser configurado para efectuar una MDCT.

**[0047]** En este sentido, debe observarse que la longitud de transformada de la transformación aplicada por el transformador 109 puede aun ser mayor que el tamaño de las regiones 114c medidas en el número de muestras remuestreadas. En dicho caso, las áreas de la longitud de transformada que se extienden más allá de las regiones ventaneadas que salen del ventaneador 108 pueden establecerse en cero antes de la aplicación de la transformación mediante el transformador 109.

**[0048]** Antes de proceder a describir posibles implementaciones para realizar la interpolación 104 en la Fig. 5 y la interpolación dentro del remuestreador 107 en la Fig. 6 en más detalle, se hace referencia a las Figs. 7a y 7b, que muestran posibles implementaciones para los codificadores y decodificadores de las Figs. 1a y 1b. En particular, los remuestreadores 14 y 24 están representados como se muestra en las Figs. 3a y 3b, mientras que el codificador núcleo y el decodificador núcleo 16 y 22, respectivamente, están representados como un códec que es capaz de cambiar entre la codificación de transformada a base de MDCT por una parte, y la codificación CELP, tal como la codificación ACELP, por otra parte. Las ramas de codificación y decodificación a base de MDCT 122 y 124, respectivamente, podrían ser, por ejemplo, un codificador TCX y decodificador TCX, respectivamente. De manera alternativa, podría usarse un par de codificador y decodificador AAC. Para la codificación CELP, un codificador ACELP 126 podría formar la otra rama de codificación del codificador núcleo 16, donde un decodificador ACELP 128 forma la otra rama de decodificación del decodificador núcleo 22. El cambio entre ambas ramas de codificación podría efectuarse sobre una base de trama por trama, como es el caso en USAC [2] o AMR-WB+ [1] al texto estándar al cual se hace referencia para más detalle respecto de estos módulos de codificación.

**[0049]** Tomando el codificador y el decodificador de las Figs. 7a y 7b como un ejemplo específico adicional, se describe en más detalle a continuación un esquema para permitir un cambio de la tasa de muestreo interno para la entrada de las ramas de codificación 122 y 126 y para la reconstrucción por las ramas de decodificación 124 y 128. En particular, la señal de entrada que entra en la entrada 12 puede tener una tasa de muestra constante tal como de 32 kHz. La señal puede ser remuestreada usando el par de bancos de filtro de análisis QMF y de síntesis 38 y 42 de la manera descrita con anterioridad, es decir, con una relación adecuada de análisis y síntesis con respecto a la cantidad de bandas, por ejemplo, 1,25 o 2,5, para conducir a una señal de tiempo interna que entra en el codificador núcleo 16 que tiene una tasa de muestra dedicada de, por ejemplo, 25,6 kHz o 12,8 kHz. La señal de muestreo descendente es así codificada usando una de las ramas de codificación de los modos de codificación, por ejemplo, usando una representación MDCT y un esquema de codificación de transformada clásico en el caso de la rama de codificación 122, o en el dominio de tiempo usando ACELP, por ejemplo, en la rama de codificación 126. La corriente de datos así formada por las ramas de codificación 126 y 122 del codificador núcleo 16 sale y es transportada al lado de la decodificación, donde se somete a la reconstrucción.

**[0050]** Para el cambio de la tasa de muestra interna, los bancos de filtro 38 a 44 deben ser adaptados sobre una base de trama por trama, de acuerdo con la tasa de muestra interna a la cual operarán el codificador núcleo 16 y el decodificador núcleo 22. La Fig. 8 muestra algunos escenarios de cambios posibles, donde la Fig. 8 muestra meramente la vía de codificación MDCT del codificador y el decodificador.

**[0051]** En particular, la Fig. 8 muestra que la tasa de muestra de entrada que se asume es 32 kHz puede ser muestreada en forma descendente a cualquiera de 25,6 kHz, 12,8 kHz u 8 kHz, con una posibilidad adicional de mantener la tasa de muestra de entrada. De acuerdo con la relación de tasa de muestra seleccionada entre la tasa de muestra de entrada y la tasa de muestra interna, hay una relación de longitud de transformada entre el análisis del banco de filtro por una parte, y la síntesis del banco de filtro, por otra parte. Las relaciones son derivables de la Fig. 8 dentro de las cajas sombreadas de gris: 40 sub-bandas en los bancos de filtro 38 y 44, respectivamente, independientes de la tasa de muestra interna seleccionada; y 40, 32, 16 o 10 sub-bandas en los bancos de filtro 42 y 40, respectivamente, de acuerdo con la tasa de muestra interna seleccionada. La longitud de transformada de la MDCT utilizada dentro del codificador núcleo se adapta a la tasa de muestra interna resultante, de modo que la tasa de transformada resultante o el intervalo de graduación de transformada medido en tiempo es constante o independiente de la tasa de muestra interna seleccionada. Por ejemplo, puede ser constantemente 20 ms para lograr una longitud de transformada de 640, 512, 256 y 160, respectivamente, de acuerdo con la tasa de muestra interna seleccionada.

**[0052]** Usando los principios reseñados con anterioridad, es posible cambiar la tasa de muestra interna obedeciendo las siguientes limitaciones con respecto al cambio de banco de filtro:

- No se causa retardo adicional durante un cambio;
- El cambio, o cambio de tasa de muestra, puede suceder instantáneamente;
- Se minimizan los artefactos del cambio, o al menos se reducen; y
- La complejidad computacional es baja.

**[0053]** Básicamente, los bancos de filtro 38–44 y la MDCT dentro del codificador núcleo son las transformadas superpuestas donde los bancos filtro pueden utilizar una superposición más alta de las regiones ventaneadas cuando se compara con la MDCT del codificador núcleo y el decodificador. Por ejemplo, puede aplicarse una superposición de 10 veces para los bancos filtro, mientras que puede aplicarse una superposición de 2 veces para las MDCT 122 y 124. Para las transformadas superpuestas, los búfers de estado pueden describirse como un búfer de ventana de análisis para los bancos de filtro de análisis y las MDCT, y los búfers de superposición–adición para los bancos de filtro de síntesis y las IMDCT. En el caso del cambio de tasa, dichos búfers de estado deberían ajustarse de acuerdo con el cambio de tasa de muestra de la manera descrita con anterioridad con respecto a la Fig. 5 y la Fig. 6. En lo que sigue, se proporciona una descripción más detallada con respecto a la interpolación que también puede efectuarse del lado del análisis que se describe en la Fig. 6, en lugar del caso de la síntesis que se describen con respecto a la Fig. 5. El prototipo o la ventana de la transformada superpuesta puede adaptarse. A fin de reducir los artefactos del cambio, los componentes de señal en los búfers de estado deben conservarse a fin de mantener la propiedad de cancelación del aliasing de la transformada superpuesta.

**[0054]** En lo que sigue, se proporciona una descripción más detallada en términos de cómo realizar la interpolación 104 dentro del remuestreador 72.

**[0055]** Pueden distinguirse dos casos:

1) El cambio ascendente es un proceso de acuerdo con el cual la tasa de muestra aumenta desde la porción de tiempo precedente 84 hasta una porción de tiempo subsiguiente o sucesora 86.

2) El cambio descendente es un proceso de acuerdo con el cual la tasa de muestra disminuye desde la región de tiempo precedente 84 hasta la región de tiempo sucesora 86.

**[0056]** Asumiendo un cambio ascendente, es decir, tal como de 12,8 kHz (256 muestras por 20 ms) a 32 kHz (640 muestras por 20 ms), los búfers de estado, tales como el búfer de estado del remuestreador 72 expuesto en forma ilustrativa con el signo de referencia 130 en la Fig. 5, o su contenido, deben ser expandidos un factor correspondiente al cambio de tasa de muestra, tal como 2,5 en el ejemplo dado. Las posibles soluciones para una expansión sin causar retardo adicional son, por ejemplo, una interpolación lineal o una interpolación flexible. Esto es, el remuestreador 72 puede, al vuelo, interpolar las muestras de la cola de la retransformada 96 relacionadas con la región de tiempo precedente 84, que yacen dentro del intervalo de tiempo 102, dentro del búfer de estado 130. El búfer de estado, como se ilustra en la Fig. 5, puede actuar como un búfer de salida primero en primero. Naturalmente, no todos los componentes de frecuencia necesarios para una cancelación completa del aliasing pueden obtenerse por este procedimiento; en cambio, al menos una frecuencia menor, tal como de 0 a 6,4 kHz, puede ser generada sin ninguna distorsión, y desde un punto de vista psicoacústico, dichas frecuencias son las más relevantes.

**[0057]** Para los casos de cambio descendente a tasas de muestra menores, puede usarse además la interpolación lineal o flexible para diezmar el búfer de estado consecuentemente, sin causar retardo adicional. Esto es, el

remuestreador 72 puede diezmar la tasa de muestra mediante la interpolación. Sin embargo, un cambio descendente a tasas de muestra donde el factor de diezmo es grande, tal como el cambio de 32 kHz (640 muestras por 20 ms) a 12,8 kHz (256 muestras por 20 ms), donde el factor de diezmo es 2,5, puede causar aliasing de grave alteración, si los componentes de alta frecuencia no son eliminados. Para revertir este fenómeno, puede comprometerse la filtración de síntesis, donde los componentes de mayor frecuencia pueden ser eliminados “descargando” el banco de filtro o el retransformador. Esto significa que el banco de filtro sintetiza componentes de menos frecuencia en el instante de cambio, y por lo tanto, aclara el búfer de superposición–adición de componentes espectrales altos. Con mayor precisión, imaginen un cambio descendente de una primera tasa de muestra para la región de tiempo precedente 84 a una menor tasa de muestra, para la región de tiempo sucesora 86. Desviándose de la descripción anterior, el retransformador 70 puede configurarse a fin de preparar el cambio descendente no permitiendo que todos los componentes de frecuencia de la transformada 94 de la versión ventaneada de la región de tiempo precedente 84 participen en la retransformación. En cambio, el retransformador 70 puede excluir los componentes de alta frecuencia no relevantes de la transformada 94, de la retransformación, estableciéndolos en 0, por ejemplo, o de otro modo, reduciendo su influencia sobre la retransformada, por ejemplo, mediante la atenuación gradual de estos componentes de frecuencia más alta de manera creciente. Por ejemplo, los componentes de alta frecuencia afectados pueden ser aquellos sobre los componentes de frecuencia  $N_k'$ . Por lo tanto, en la señal de información resultante, una región de tiempo 84 se ha reconstruido intencionalmente a un ancho de banda espectral que es menor que el ancho de banda que hubiera estado disponible en la representación de transformada superpuesta que entra en la entrada 76. Por otra parte, sin embargo, los problemas del aliasing que se producen de otro modo en el proceso de superposición–adición mediante la introducción no intencional de porciones de frecuencia más alta en el proceso de cancelación del aliasing dentro de la combinadora 74, a pesar de la interpolación 104, son evitados.

**[0058]** Como una alternativa, puede generarse una representación de muestra baja adicional simultáneamente, para ser usada en un búfer de estado apropiado para un cambio de una representación de tasa de muestra más alta. Esto garantizaría que el factor de diezmo (en el caso de que sea necesario el diezmo) siempre se mantiene relativamente bajo (es decir, menor que 2), y por lo tanto, no se producirán artefactos de alteración, causados por el aliasing. Como se menciona con anterioridad, esto no preservará todos los componentes de frecuencia, si bien por lo menos las frecuencias menores que son de interés con respecto a la relevancia psicoacústica.

**[0059]** Por lo tanto, de acuerdo con una realización específica, podría ser posible modificar el códec USAC de la siguiente manera, a fin de obtener una versión de bajo retardo de USAC. En primer lugar, solo podrían permitirse los modos de codificación TCX y ACELP. Los modos AAC podrían evitarse. La longitud de trama podría seleccionarse de modo de obtener un entramado de 20 ms. A continuación, podrían seleccionarse los siguientes parámetros del sistema de acuerdo con el modo de operación (super–banda ancha (SWB), banda ancha (WB), banda angosta (NB), ancho de banda completo (FB)) y de la tasa de bits. Una reseña de los parámetros del sistema se proporciona en la siguiente tabla.

Modo	Tasa muestreo entrada [kHz]	Tasa muestreo interno [kHz]	Longitud de trama [muestras]
NB	8 kHz	12,8 kHz	256
WB	16 kHz	12,8 kHz	256
SWB tasas bajas (12–32 kbps)	32 kHz	12,8 kHz	256
SWB tasas altas (48–64 kbps)	32 kHz	25,6 kHz	512
SWB tasas muy altas (96–128 kbps)	32 kHz	32 kHz	640
FB	48 kHz	48 kHz	960

**[0060]** En términos del modo de banda angosta, el aumento de la tasa de muestra podría evitarse y ser reemplazado estableciendo la tasa de muestreo interno igual a la tasa de muestreo de entrada, es decir, 8 kHz, con la selección de la longitud de trama consecuentemente, es decir, para ser de 160 muestras de largo. Asimismo, podrían seleccionarse 16 kHz para el modo de operación de banda ancha, con la selección de la longitud de trama de la MDCT para TCX para ser de 320 muestras de largo, en lugar de 256.

**[0061]** En particular, sería posible sostener la operación de cambio a través de un listado entero de puntos de operación, es decir, tasas de muestreo, tasas de bits y anchos de banda sostenidos. La siguiente tabla reseña las diversas configuraciones con respecto a la tasa de muestreo interno de una versión de bajo retardo anticipada de un códec USAC.

**Tabla que muestra una matriz de modos de tasa de muestreo interno de un codec USAC de bajo retardo**

Ancho de banda	Tasa de muestreo de entrada			
	8 kHz	16 kHz	32 kHz	48 kHz
NB	12,8 kHz	12,8 kHz	12,8 kHz	12,8 kHz
WB		12,8 kHz	12,8 kHz	12,8 kHz
SWB			12,8; 25,6; 32 kHz	12,8; 25,6, 32 kHz
FB				12,8; 25,6; 32; 48 kHz

[0062] Como información adicional, debe observarse que no es necesario utilizar el remuestreador de acuerdo con las Fig. 2a y 2b. Alternativamente, podría proporcionarse un juego de filtro IIR [sigla en inglés de: respuesta infinita al impulso] a fin de asumir la responsabilidad de la funcionalidad de remuestreo de la tasa de muestreo de entrada a la frecuencia de muestreo núcleo dedicada. El retardo de dichos filtros IIR es inferior a 0,5 ms, si bien, debido a la relación excedente entre la frecuencia de entrada y de salida, la complejidad es bastante considerable. Asumiendo un retardo idéntico para todos los filtros IIR, puede permitirse el cambio entre diferentes tasas de muestreo.

[0063] Por lo tanto, puede preferirse el uso de la realización del remuestreador de las Figs. 2a y 2b. El banco de filtro QMF del módulo de cubierta paramétrico (es decir, SBR) puede participar en la cooperación para ejemplificar la funcionalidad de remuestreo que se describe con anterioridad. En el caso de SWB, esto agregaría una etapa de banco de filtro de síntesis al codificador, mientras que la etapa de análisis ya está en uso debido al módulo codificador de SBR. Del lado del decodificador, la QMF ya es responsable de proporcionar la funcionalidad de muestreo ascendente cuando se permite SBR. Este esquema puede usarse en todos los otros modos de ancho de banda. La siguiente tabla proporciona una reseña de las configuraciones QMF necesarias.

**Tabla. Listado de configuraciones QMF del lado del codificador (número de bandas de análisis/número de bandas de síntesis). Puede obtenerse otra configuración posible mediante la división de todos los números por un factor de 2.**

SR interno	Tasa de muestreo de entrada			
[0001] LD-USAC	8 kHz	16 kHz	32 kHz	48 kHz
12,8 kHz	20 / 32	40 / 32	80 / 32	120 / 32
25,6 kHz		–	80 / 64	120 / 64
32 kHz			evita con retardo	120 / 80
48 kHz				evita con retardo

[0064] Asumiendo una frecuencia de muestreo de entrada constante, el cambio entre las tasas de muestreo interno es permitido mediante el cambio del prototipo de síntesis QMF. Del lado de la decodificación, puede aplicarse la operación inversa. Obsérvese que el ancho de banda de una banda QMF es idéntico sobre el rango entero de puntos de operación.

[0065] Si bien se han descrito algunos aspectos en el contexto de un aparato, es claro que estos aspectos además representan una descripción del correspondiente procedimiento, donde un bloque o dispositivo corresponde a un paso de procedimiento o un rasgo de un paso de procedimiento. En forma análoga, los aspectos que se describen en el contexto de un paso de procedimiento representan además una descripción de un correspondiente bloque, ítem o rasgo de un correspondiente aparato. Algunos o la totalidad de los pasos de procedimiento pueden ejecutarse mediante (o usando) un aparato de soporte físico, por ejemplo, un microprocesador, una computadora programable o un circuito electrónico. En algunas realizaciones, algunos de uno o más de los pasos de procedimiento más importantes pueden ser ejecutados por dicho aparato.

[0066] De acuerdo con ciertos requisitos de implementación, las realizaciones de la invención pueden ser implementadas en soporte físico o en soporte lógico. La implementación puede realizarse usando un medio de almacenamiento digital, por ejemplo, un disco flexible, un DVD [disco versátil digital], un Blu-Ray, un CD [disco compacto], una ROM [sigla en inglés de: memoria de solo lectura], una PROM [sigla en inglés de: memoria de solo lectura programable], una EPROM [sigla en inglés de: memoria de solo lectura programable borrable], una EEPROM [sigla en inglés de: memoria de solo lectura programable y borrable electrónicamente] o una memoria FLASH, que tienen señales de control legibles electrónicamente allí almacenadas, que cooperan (o son capaces de cooperar) con un sistema de computadora programable de manera de efectuar el respectivo procedimiento. Por lo tanto, el medio de almacenamiento digital puede ser legible por computadora.

[0067] Algunas realizaciones de acuerdo con la invención comprenden un portador de datos que tiene señales de control legibles electrónicamente, que son capaces de cooperar con un sistema de computadora programable, de modo de realizar uno de los procedimientos que se describen en esta solicitud.

**[0068]** En general, las realizaciones de la presente invención pueden implementarse como un producto de programa para computadora con un código de programa, donde el código de programa opera para llevar a cabo uno de los procedimientos cuando el producto de programa de computadora se ejecuta en una computadora. El código de programa, por ejemplo, puede ser almacenado en un portador legible por una máquina.

**[0069]** Otras realizaciones comprenden el programa de computadora para realizar uno de los procedimientos que se describen en esta solicitud, almacenado en un portador legible por una máquina.

**[0070]** En otras palabras, una realización del procedimiento de la invención, es, por lo tanto, un programa para computadora que tiene un código de programa para realizar uno de los procedimientos que se describen en esta solicitud, cuando el programa de computadora se ejecuta en una computadora.

**[0071]** Una realización adicional de los procedimientos de la invención es, por lo tanto, un portador de datos (o un medio de almacenamiento digital, o un medio legible por computadora) que comprende, allí grabado, el programa de computadora para efectuar uno de los procedimientos que se describen en esta solicitud. El portador de datos, el medio de almacenamiento digital o el medio grabado habitualmente son tangibles y/o no transicionales.

**[0072]** Una realización adicional del procedimiento de la invención es, por lo tanto, una corriente de datos o una secuencia de señales que representa el programa de computadora para realizar uno de los procedimientos que se describen en esta solicitud. La corriente de datos o la secuencia de señales, por ejemplo, puede configurarse para ser transferida por medio de una conexión de comunicación de datos, por ejemplo, mediante la Internet.

**[0073]** Una realización adicional comprende un medio de procesamiento, por ejemplo, una computadora, o un dispositivo lógico programable, configurado o adaptado para realizar uno de los procedimientos que se describen en esta solicitud.

**[0074]** Una realización más comprende una computadora que tiene instalado el programa de computadora para llevar a cabo uno de los procedimientos que se describen en la presente solicitud.

**[0075]** Una realización adicional de acuerdo con la invención comprende un aparato o un sistema configurado para la transferencia (por ejemplo, de manera electrónica u óptica) de un programa de computadora para la realización de uno de los procedimientos que se describen en esta solicitud, a un receptor. El receptor puede ser, por ejemplo, una computadora, un dispositivo móvil, un dispositivo de memoria o similar. El aparato o el sistema, por ejemplo, puede comprender un servidor de archivo para la transferencia del programa de computadora al receptor.

**[0076]** En algunas realizaciones, puede usarse un dispositivo lógico programable (por ejemplo, un serie de puertas lógicas programable en campo) a fin de llevar a cabo algunas o todas las funcionalidades de los procedimientos que se describen en esta solicitud. En algunas realizaciones, una serie de puertas lógicas programable en campo puede cooperar con un microprocesador, a fin de llevar a cabo uno de los procedimientos que se describen en esta solicitud. En general, los procedimientos se llevan a cabo, preferentemente, por medio de cualquier aparato de soporte físico.

**[0077]** Las realizaciones descritas con anterioridad son meramente ilustrativas de los principios de la presente invención. Debe entenderse que serán evidentes para los expertos en la técnica modificaciones y variaciones de las disposiciones y los detalles que se describen en esta solicitud. Por lo tanto, se tiene la intención de limitarse solo al alcance de las reivindicaciones de patente inminentes, y no a los detalles específicos que se presentan a modo de descripción y explicación de las realizaciones de la presente solicitud.

Literatura:

**[0078]**

[1]: 3GPP, "Audio codec processing functions; Extended Adaptive Multi-Rate – Wideband (AMR-WB+) codec; Transcoding functions", 2009, 3GPP TS 26.290.

[2]: USAC codec (Unified Speech and Audio Codec), ISO/IEC CD 23003-3 fechado 24 de septiembre de 2010.

## REIVINDICACIONES

1. Un reconstructor de señal de información configurado para reconstruir, usando la cancelación del aliasing, una señal de información de una representación de transformada superpuesta de la señal de información que comprende, para cada una de regiones de superposición consecutivas de la señal de información, una transformada de una versión de ventana de la respectiva región, donde el reconstructor de señal de información está configurado para reconstruir la señal de información a una tasa de muestra que cambia en un borde (82) entre una región precedente (84) y una región sucesora (86) de la señal de información, donde el reconstructor de señal de información comprende:
- 5 un retransformador (70) configurado para aplicar una retransformación sobre la transformada (94) de la versión de ventana de la región precedente (84), de modo de obtener una retransformada (96) para la región precedente (84), y aplicar una retransformación sobre la transformada de la versión de ventana de la región sucesora (86) de modo de obtener una retransformada (100) para la región sucesora (86), donde la retransformada (96) para la región precedente (84) y la retransformada (100) para la región sucesora (86) se superponen en una porción de cancelación del aliasing (102) en el borde (82) entre las regiones precedente y sucesora;
- 10 un remuestreador (72) configurado para remuestrear, mediante la interpolación, la retransformación (96) para la región precedente (84) y/o la retransformada (100) para la región sucesora (86) en la porción de cancelación del aliasing (102) de acuerdo con un cambio de tasa de muestra en el borde (82); y
- 15 una combinadora (74) configurada para realizar la cancelación del aliasing entre las retransformadas (96, 100) para las regiones precedente y sucesora (84, 86) obtenidas por el remuestreo en la porción de cancelación del aliasing (102).
2. El reconstructor de señal de información de acuerdo con la reivindicación 1, donde el remuestreador está configurado para remuestrear la retransformada (96) para la región precedente en la porción de cancelación del aliasing de acuerdo con el cambio de tasa de muestra en el borde.
- 25
3. El reconstructor de señal de información de acuerdo con la reivindicación 1 o 2, donde una relación de una longitud de transformada de la retransformación aplicada a la transformada (94) de la versión de ventana de la región precedente (84), a una longitud temporal de la región precedente (84), difiere de una relación de una longitud de transformada de la retransformación aplicada a la versión de ventana de la región sucesora (86), a una longitud temporal de la región sucesora (86) por un factor que corresponde al cambio de tasa de muestra.
- 30
4. El reconstructor de señal de información de acuerdo con la reivindicación 3, donde las longitudes temporales de las regiones precedente y sucesora (84, 86) son iguales entre sí, y el retransformador (70) está configurado para restringir la aplicación de la retransformación sobre la transformada de la versión de ventana de la región precedente (84) a una porción de baja frecuencia de la transformada de la versión de ventana de la región precedente, y/o restringir la aplicación de la retransformación sobre la transformada de la versión de ventana de la región sucesora sobre una porción de baja frecuencia de la transformada de la versión de ventana de la región sucesora.
- 35
5. El reconstructor de señal de información de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, donde una longitud de transformada de la transformada de la versión de ventana de las regiones de la señal de información y una longitud temporal de las regiones de la señal de información son constantes, y el reconstructor de señal de información está configurado para localizar el borde (82) que responde a una señal de control (98).
- 40
6. Un remuestreador compuesto por una concatenación de un banco de filtro (38) para proporcionar una representación de transformada superpuesta de una información de señal, y un banco de filtro inverso (42) que comprende un reconstructor de señal de información (80) configurado para reconstruir, usando la cancelación del aliasing, la señal de información a partir de la representación de transformada superpuesta de la señal de información de acuerdo con la reivindicación 5.
- 45
7. Un codificador de señal de información que comprende un remuestreador de acuerdo con la reivindicación 6 y una etapa de compresión (16) configurada para comprimir la señal de información reconstruida, donde el codificador de señal de información además comprende un control de tasa de muestra configurado para controlar la señal de control (98) de acuerdo con una información externa en tasa de bits de transmisión disponible.
- 50
8. El reconstructor de señal de información de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, donde la longitud de transformada de la transformada de la versión de ventana de las regiones de la señal de información varía, mientras que una longitud temporal de las regiones de la señal de información es constante, donde el reconstructor de señal de información está configurado para localizar el borde (82) mediante la detección de un cambio en la longitud de transformada de la versión de ventana de las regiones de la señal de información.
- 55
9. El reconstructor de señal de información de acuerdo con la reivindicación 8, donde el retransformador está configurado para adaptar una longitud de transformada de la retransformación aplicada sobre la transformada de la
- 60

versión de ventana de las regiones precedente y sucesora, a la longitud de transformada de la transformada de la versión de ventana de las regiones precedente y sucesora.

- 5 10. Un reconstructor de señal de información que comprende un descompresor (34) configurado para reconstruir una representación de transformada superpuesta de una señal de información de una corriente de datos, y un reconstructor de señal de información de acuerdo con la reivindicación 9, configurado para reconstruir, using la cancelación del aliasing, la señal de información a partir de la representación de transformada superpuesta.
- 10 11. El reconstructor de señal de información de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, 8 y 9, donde la transformada superpuesta es críticamente muestreada tal como una MDCT.
12. El reconstructor de señal de información de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, 8 y 9, donde la representación de transformada superpuesta es un banco de filtro de valor complejo.
- 15 13. El reconstructor de señal de información de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, 8, 9, 11 y 12, donde el remuestreador está configurado para usar una interpolación lineal o flexible para la interpolación.
- 20 14. El reconstructor de señal de información de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, 8, 9, 11 y 12, donde la tasa de muestra disminuye en el borde (82), y el retransformador (70) está configurado para, en la aplicación de la retransformación sobre la transformada (94) de la versión de ventana de la región precedente (84), atenuar, o establecer en cero, frecuencias más altas de la transformada (94) de la versión de ventana de la región precedente (84).
- 25 15. Un transformador de señal de información configurado para generar una representación de transformada superpuesta de una señal de información usando una transformada superpuesta causante de aliasing, que comprende:  
 una entrada (105), para recibir la señal de información en la forma de una secuencia de muestras;  
 un captador (106), configurado para capturar regiones de superposición consecutivas de la señal de información;  
 30 un remuestreador (107), configurado para aplicar, mediante la interpolación, un remuestreado sobre por lo menos un subgrupo de las regiones de superposición consecutivas de las señales de información, de modo que cada una de las porciones de superposición consecutivas tiene una tasa de muestra constante respectiva, si bien la tasa de muestra constante respectiva varía entre las regiones de superposición consecutivas;  
 un ventaneador (108), configurado para la aplicación de un ventaneado sobre las regiones de superposición  
 35 consecutivas, de la señal de información; y  
 un transformador (109), configurado para aplicar, individualmente, una transformada sobre las regiones ventaneadas.
- 40 16. El transformador de señal de información de acuerdo con la reivindicación 15, donde el captador (106) está configurado para realizar la captura de las regiones de superposición consecutivas de la señal de información, de modo que las regiones de superposición consecutivas de la señal de información tienen una longitud de tiempo constante.
- 45 17. El transformador de señal de información de acuerdo con la reivindicación 15 o 16, donde el captador (106) está configurado para efectuar la captura de las regiones de superposición consecutivas de la señal de información, de modo que las regiones de superposición consecutivas de la señal de información tienen una compensación de tiempo constante.
- 50 18. El transformador de señal de información de acuerdo con la reivindicación 16 o 17, donde la secuencia de muestras tiene una tasa de muestra variable que cambia de una primera tasa de muestra a una segunda tasa de muestra en un instante de tiempo predeterminado (113), donde el remuestreador (107) está configurado para aplicar el remuestreado sobre las regiones de superposición consecutivas (114b,c) que se superponen con el instante de tiempo predeterminado, de manera que su tasa de muestra constante cambia solamente una vez de la primera tasa de muestra a la segunda tasa de muestra.
- 55 19. El transformador de señal de información de acuerdo con la reivindicación 18, donde el transformador está configurado para adaptar una longitud de transformada de la transformada de cada región ventaneada, a un número de muestras de la respectiva región ventaneada.
- 60 20. Un procedimiento para la reconstrucción, usando la cancelación del aliasing, de una señal de información de una representación de transformada superpuesta de la señal de información que comprende, para cada una de regiones de superposición consecutivas de la señal de información, una transformada de una versión de ventana de la respectiva región, donde el reconstructor de señal de información está configurado para la reconstrucción de la señal

de información a una tasa de muestra que cambia en un borde (82) entre una región precedente (84) y una región sucesora (86) de la señal de información, donde el procedimiento comprende:

5 la aplicación de una retransformación sobre la transformada (94) de la versión de ventana de la región precedente (84), de modo de obtener una retransformada (96) para la región precedente (84), y la aplicación de una retransformación sobre la transformada de la versión de ventana de la región sucesora (86), de modo de obtener una retransformada (100) para la región sucesora (86), donde la retransformada (96) para la región precedente (84) y la retransformada (100) para la región sucesora (86) se superponen en una porción de cancelación del aliasing (102) en el borde (82) entre las regiones precedente y sucesora;

10 el remuestreado, mediante la interpolación, de la retransformada (96) para la región precedente (84) y/o la retransformada (100) para la región sucesora (86), en la porción de cancelación del aliasing (102) de acuerdo con un cambio de tasa de muestra en el borde (82); y

la realización de la cancelación del aliasing entre las retransformadas (96, 100) para las regiones precedente y sucesora (84, 86) obtenidas mediante el remuestreado en la porción de cancelación del aliasing (102).

15 21. Un procedimiento para la generación de una representación de transformada superpuesta de una señal de información usando una transformada superpuesta causante de aliasing, que comprende:

la recepción de la señal de información en forma de una secuencia de muestras;

la captura de regiones de superposición consecutivas, de la señal de información;

20 la aplicación, mediante la interpolación, de un remuestreado sobre por lo menos un subgrupo de las regiones de superposición consecutivas de las señales de información, de modo que cada una de las porciones de superposición consecutivas tiene una respectiva tasa de muestra constante, si bien la respectiva tasa de muestra constante varía entre las regiones de superposición consecutivas;

la aplicación de un ventaneado sobre las regiones de superposición consecutivas de la señal de información; y

25 la aplicación individual de una transformación sobre las regiones ventaneadas.

22. Un programa para computadora que tiene un código de programa para la realización, cuando es ejecutado en una computadora, de un procedimiento de acuerdo con la reivindicación 20 o 21.

30

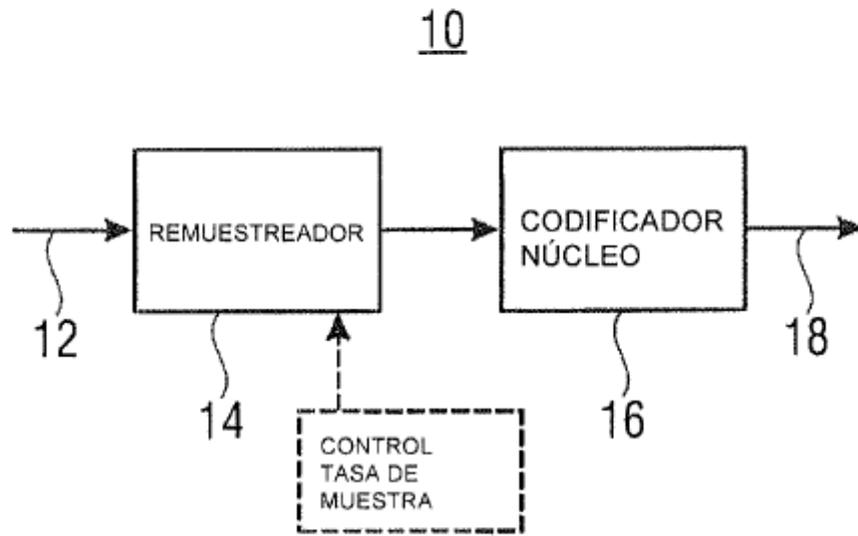


FIG 1A

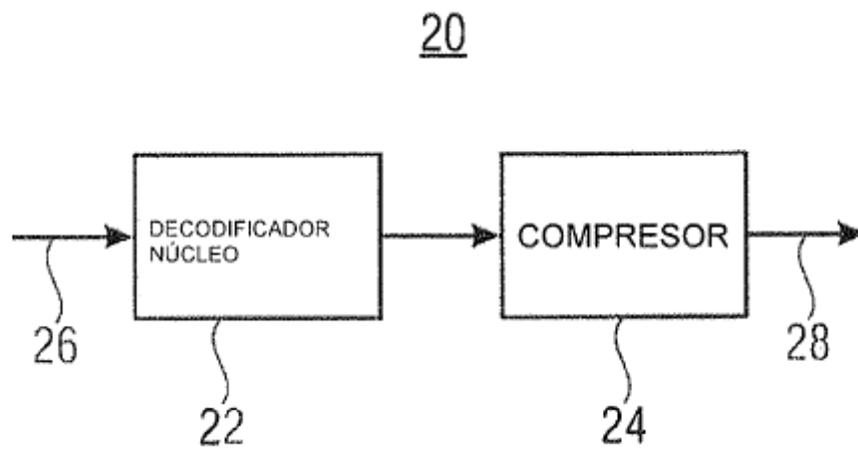


FIG 1B

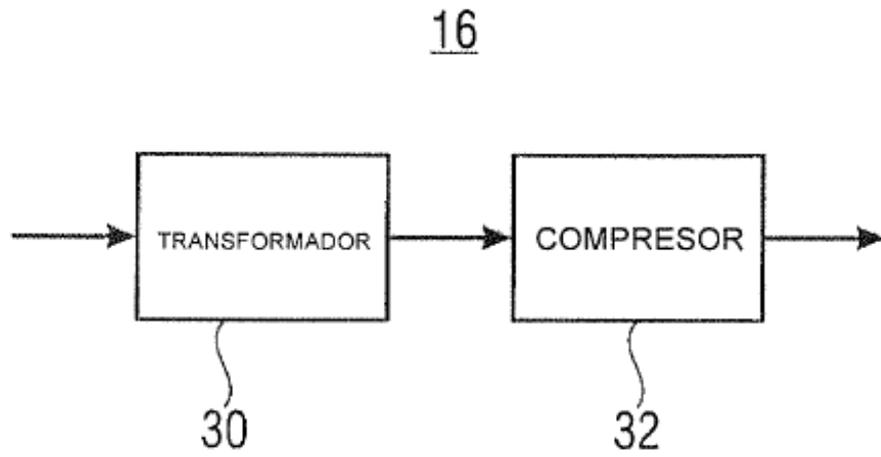


FIG 2A

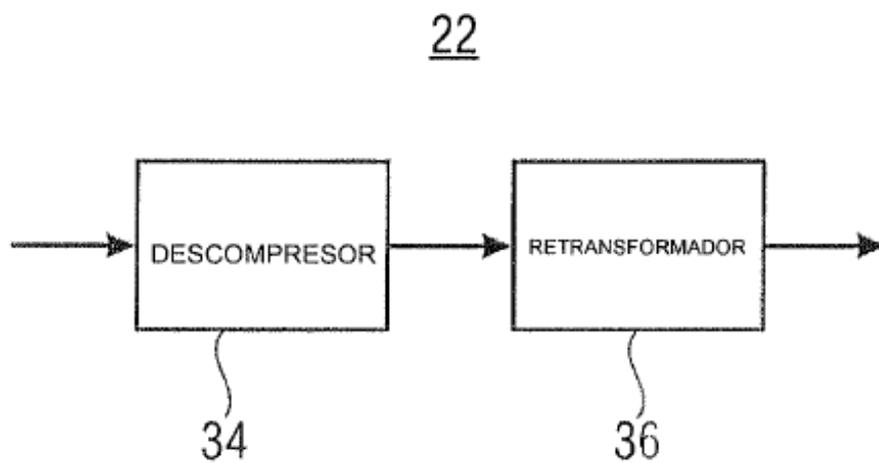


FIG 2B

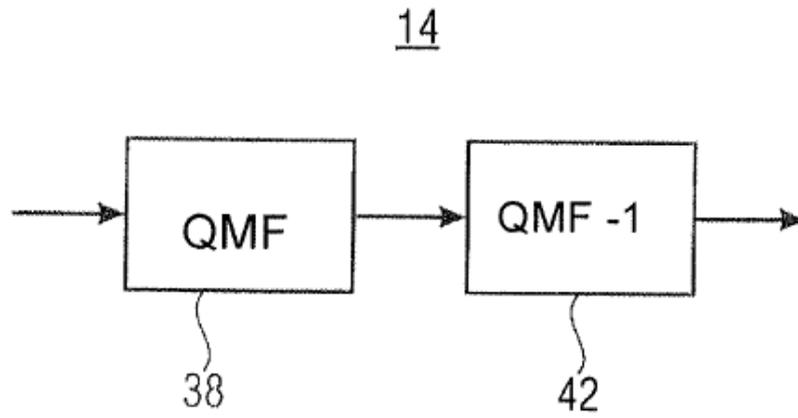


FIG 3A

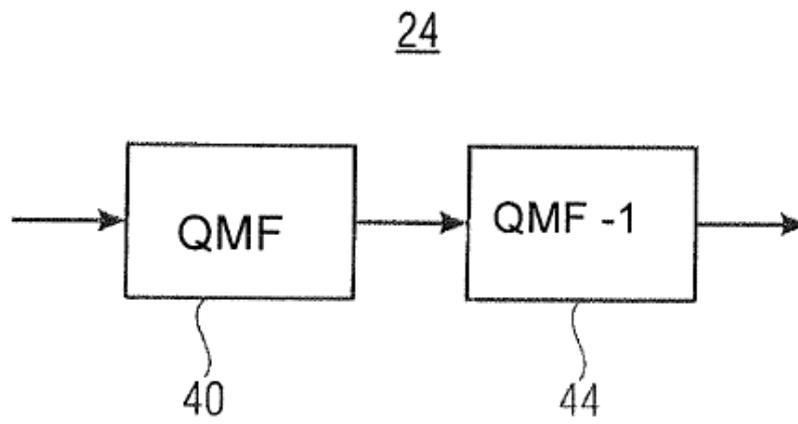


FIG 3B

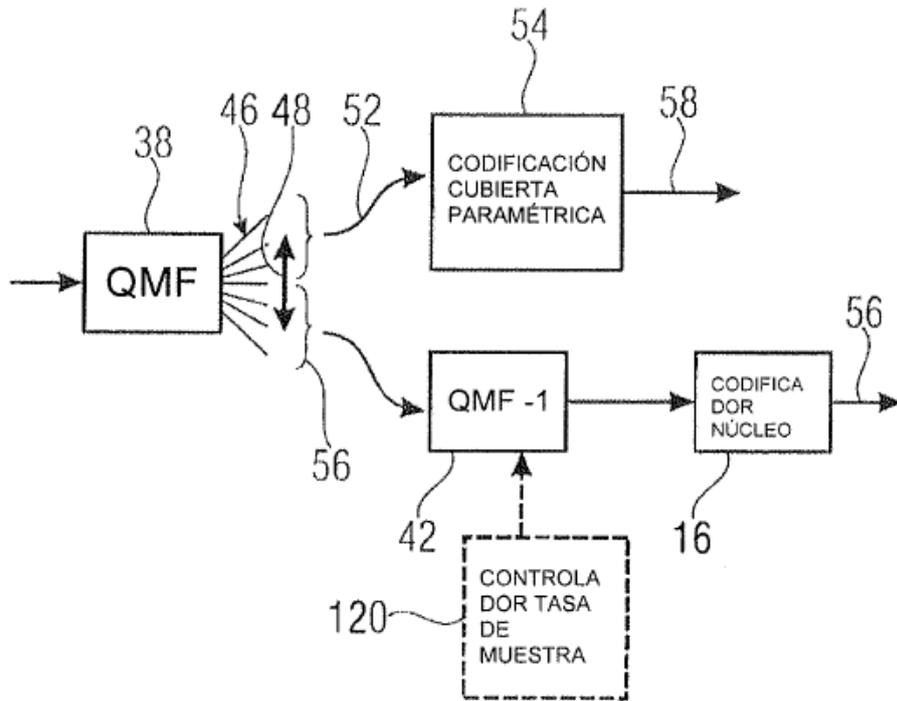


FIG 4A

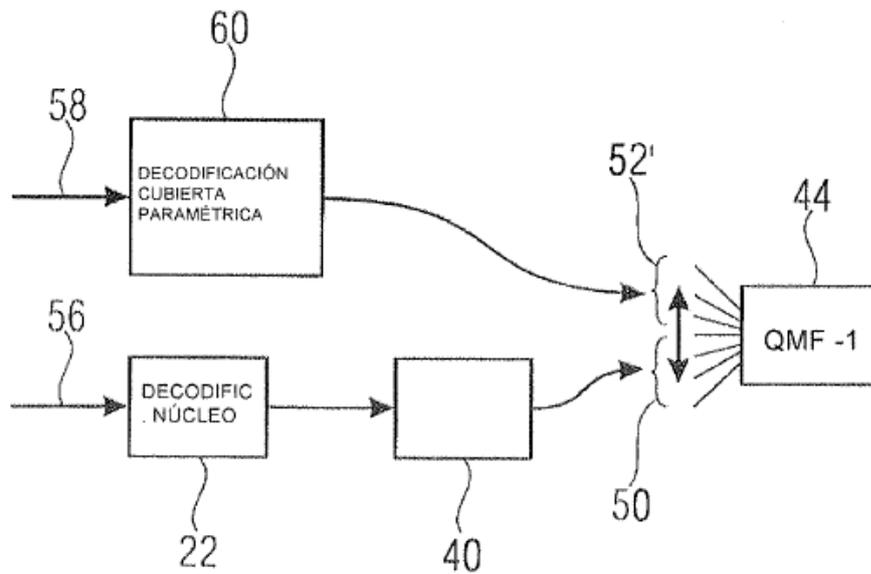


FIG 4B

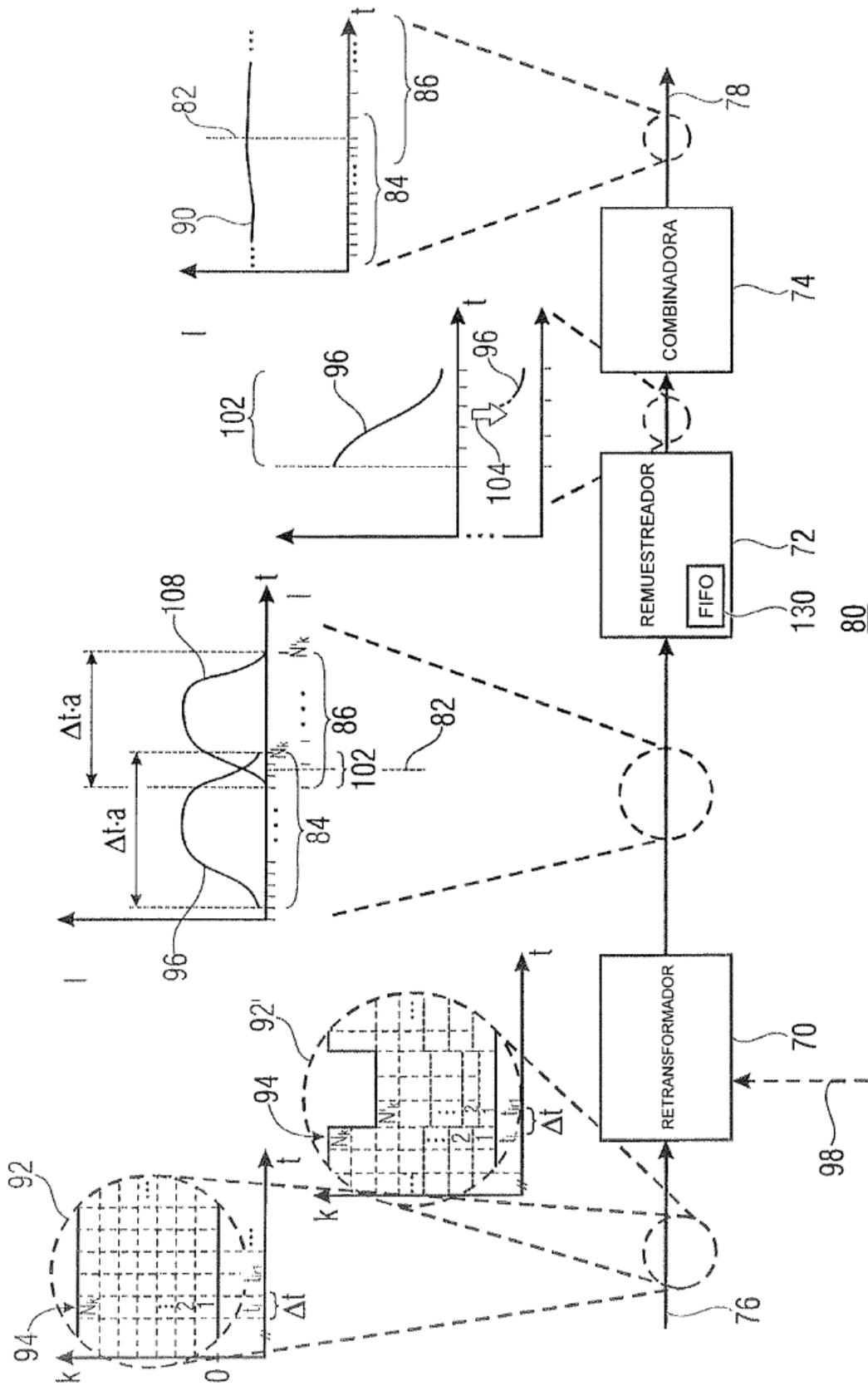


FIG 5

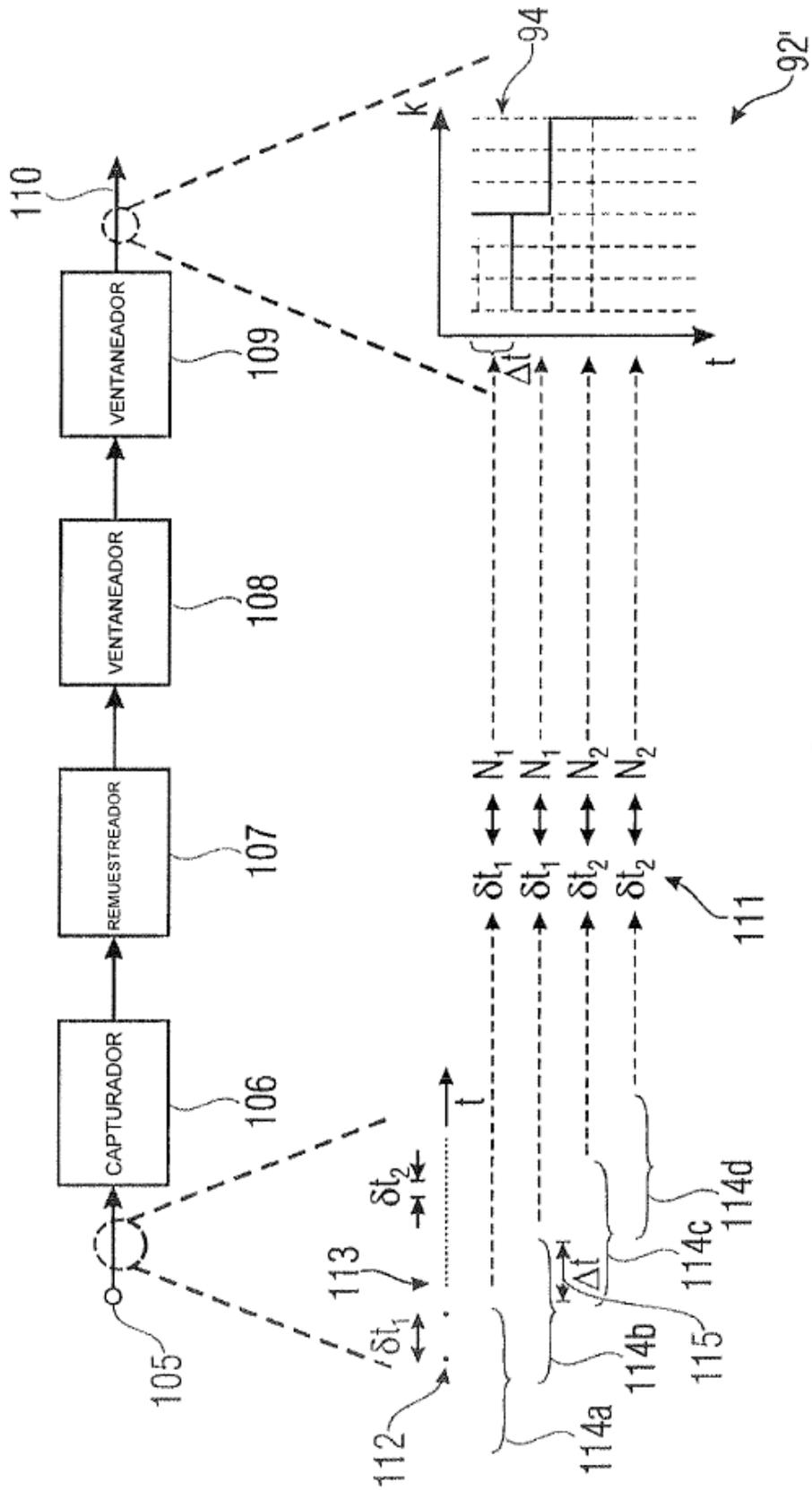


FIG 6

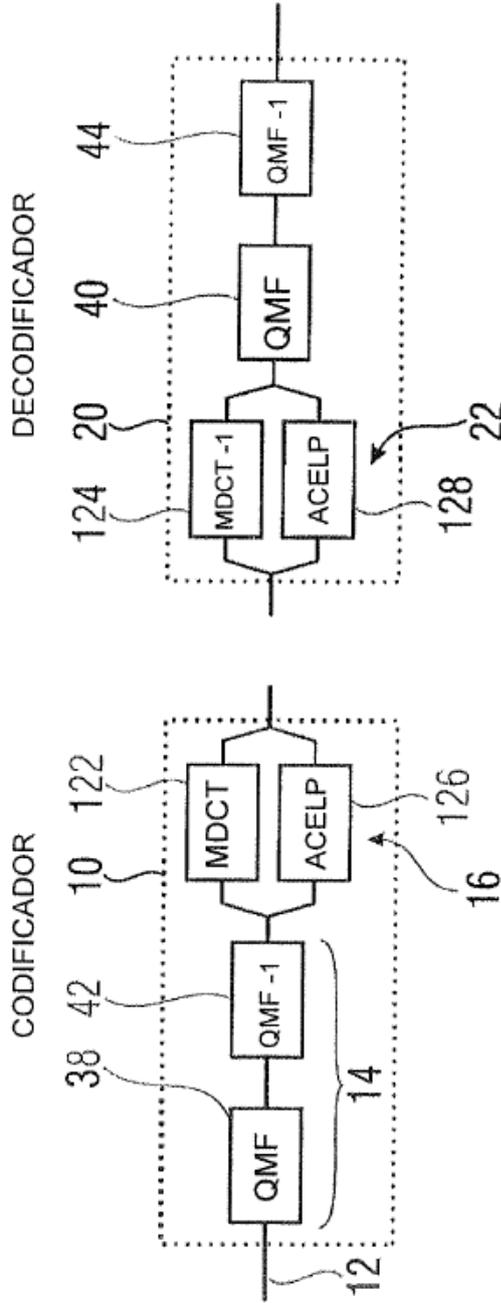


FIG 7B

FIG 7A

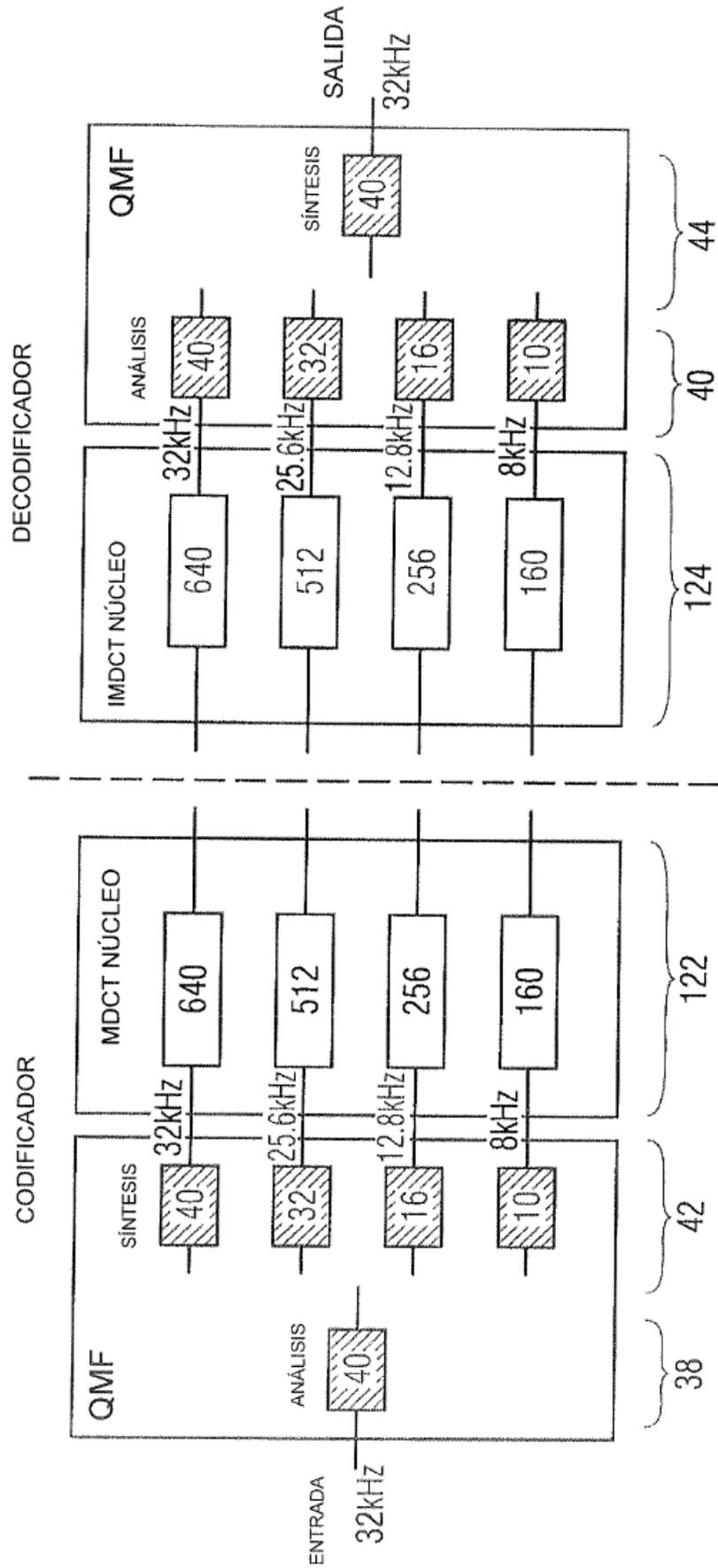


FIG 8