

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **3 026 801**

51 Int. Cl.:

G10L 21/038 (2013.01)

G10L 21/0388 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **25.05.2010** **E 24209044 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **09.04.2025** **EP 4481735**

54 Título: **Transposición armónica combinada eficaz**

30 Prioridad:

27.05.2009 US 18136409 P

09.03.2010 US 31210710 P

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

12.06.2025

73 Titular/es:

DOLBY INTERNATIONAL AB (100.00%)
77 Sir John Rogerson's Quay, Block C, Grand
Canal Docklands
Dublin, D02 VK60, IE

72 Inventor/es:

EKSTRAND, PER;
VILLEMOES, LARS y
HEDELIN, PER

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 3 026 801 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

Transposición armónica combinada eficaz

5 Referencia cruzada a solicitudes relacionadas

Esta solicitud es una solicitud europea divisional de la solicitud de patente europea EP 24180306.3 (referencia: D09065EP08), para la cual se presentó el Formulario 1001 de la EPO el 5 de junio de 2024.

10 Campo técnico

El presente documento se refiere a sistemas de codificación de audio que usan un procedimiento de transposición armónica para la reconstrucción de alta frecuencia (HFR), y a procesadores de efectos digitales, por ejemplo denominados excitadores, en los que la generación de una distorsión armónica añade claridad a la señal procesada. En particular, el presente documento se refiere a procedimientos de baja complejidad para implementar la reconstrucción de alta frecuencia.

Antecedentes de la invención

En el documento de patente WO 98/57436, el concepto de transposición se estableció como un procedimiento para volver a crear una banda de alta frecuencia a partir de una banda de frecuencia inferior de una señal de audio. Puede ahorrarse sustancialmente velocidad binaria usando este concepto en la codificación de audio. En un sistema de codificación de audio basado en HFR, una señal de bajo ancho de banda, también denominada componente de baja frecuencia de una señal, se presenta a un codificador de forma de onda primario, y las frecuencias superiores, denominadas también componente de alta frecuencia de la señal, se regeneran usando transposición de señales e información secundaria adicional de velocidad binaria muy baja que describe la forma espectral objetivo de la componente de alta frecuencia en el lado del descodificador. Para bajas velocidades binarias, en las que el ancho de banda de la señal codificada primaria, es decir, la señal de banda baja o componente de baja frecuencia, es estrecho, cada vez se vuelve más necesario volver a crear una señal de banda alta, es decir, una componente de alta frecuencia, con características perceptivamente agradables. La transposición armónica definida en el documento de patente WO 98/57436 funciona bien para material musical complejo en una situación con baja frecuencia de cruce, es decir, en una situación de una baja frecuencia superior de la señal de banda baja. El principio de una transposición armónica es que un senoide de frecuencia ω se mapea con un senoide de frecuencia $T\omega$, donde $T > 1$ es un entero que define el orden de la transposición, es decir, el orden de transposición. Por el contrario, una HFR basada en modulación de banda lateral única (SSB) mapea un senoide de frecuencia ω con un senoide de frecuencia $\omega + \Delta\omega$, donde $\Delta\omega$ es un desplazamiento de frecuencia fijo. Dada una señal primaria con un bajo ancho de banda, es decir, una señal de banda baja con una baja frecuencia superior, un artefacto de llamada disonante se generará normalmente a partir de la transposición SSB, lo que puede suponer por tanto una desventaja en comparación con la transposición armónica.

Con el fin de lograr una calidad de audio mejorada y con el fin de sintetizar el ancho de banda requerido de la señal de banda alta, los procedimientos HFR armónicos utilizan normalmente varios órdenes de transposición. Con el fin de implementar una pluralidad de transposiciones de diferente orden de transposición, las soluciones de la técnica anterior requieren una pluralidad de bancos de filtros ya sea en la fase de análisis o en la fase de síntesis, o en ambas fases. Normalmente se necesita un banco de filtros diferente para cada orden de transposición diferente. Además, en situaciones en las que el codificador de forma de onda primario funciona a una frecuencia de muestreo inferior a la frecuencia de muestreo de la señal de salida final, normalmente se necesita además convertir la señal primaria a la frecuencia de muestreo de la señal de salida, y este muestreo ascendente de la señal primaria se consigue normalmente añadiendo otro banco de filtros adicional. En términos generales, la complejidad computacional aumenta significativamente con un número creciente de órdenes de transposición diferentes.

Compendio de la invención

La presente invención proporciona un procedimiento para reducir la complejidad de los procedimientos HFR armónicos mediante el intercambio de un par de bancos de filtros de análisis y síntesis por varios transposicionadores armónicos, o por uno o varios transposicionadores armónicos y un muestreador ascendente. La transposición del dominio de frecuencia propuesta puede comprender el mapeo de señales de subbanda modificadas no linealmente a partir de un banco de filtros de análisis en subbandas seleccionadas de un banco de filtros de síntesis. La operación no lineal en las señales de subbanda puede comprender una modificación de fase multiplicativa. Además, la presente invención proporciona diversos diseños de baja complejidad de sistemas HFR.

La invención se define en las reivindicaciones adjuntas 1-3.

Cabe señalar que las realizaciones y los aspectos descritos en este documento pueden combinarse arbitrariamente. En particular, debe tenerse en cuenta que los aspectos y características descritos en el contexto de un sistema también son aplicables en el contexto del procedimiento correspondiente y viceversa.

5 Breve descripción de los dibujos

A continuación se describirá la presente invención a través de ejemplos ilustrativos, que no limitan el alcance de la invención, con referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

- 10 la figura 1 ilustra el funcionamiento de un transposicionador armónico de dominio de frecuencia (FD) de orden único de ejemplo;
- la figura 2 ilustra el funcionamiento de un transposicionador armónico de ejemplo que usa varios órdenes;
- 15 la figura 3 ilustra el funcionamiento de la técnica anterior de un transposicionador armónico de ejemplo que usa varios órdenes de transposición, y que usa asimismo un banco de filtros de análisis común;
- la figura 4 ilustra el funcionamiento de la técnica anterior de un transposicionador armónico de ejemplo que usa varios órdenes de transposición, y que usa asimismo un banco de filtros de síntesis común;
- 20 la figura 5 ilustra el funcionamiento de un transposicionador armónico de ejemplo que usa varios órdenes de transposición, y que usa asimismo un banco de filtros de síntesis común y un banco de filtros de síntesis común;
- 25 las figuras 5b y 5c ilustran ejemplos para el mapeo de señales de subbanda para un esquema de transposicionador múltiple según la figura 5;
- la figura 6 ilustra un primer escenario de ejemplo para la aplicación de una transposición armónica que usa varios órdenes de transposición en un códec de audio mejorado HFR;
- 30 la figura 7 ilustra una implementación de ejemplo del escenario de la figura 6, que requiere submuestreo;
- la figura 8 ilustra un segundo escenario a modo de ejemplo para la aplicación de una transposición armónica que usa varios órdenes de transposición en un códec de audio mejorado HFR;
- 35 la figura 9 ilustra una implementación a modo de ejemplo del escenario de la figura 8, que requiere submuestreo;
- la figura 10 ilustra un tercer escenario a modo de ejemplo para la aplicación de una transposición armónica que usa varios órdenes de transposición en un códec de audio mejorado HFR;
- 40 la figura 11 ilustra una implementación a modo de ejemplo del escenario de la figura 10, que requiere submuestreo;
- 45 la figura 12a ilustra efectos de ejemplo de transposición armónica en una señal en el dominio de frecuencia;
- las figuras 12b y 12c ilustran procedimientos de ejemplo para combinar señales transpuestas solapadas y no solapadas;
- 50 la figura 13 ilustra efectos de ejemplo de transposición armónica de orden $T=2$ en combinación con el submuestreo en una señal en el dominio de frecuencia;
- la figura 14 ilustra efectos de ejemplo de transposición armónica de orden $T=3$ en combinación con el submuestreo en una señal en el dominio de frecuencia;
- 55 la figura 15 ilustra efectos de ejemplo de transposición armónica de orden $T=P$ en combinación con el submuestreo en una señal en el dominio de frecuencia (caso de no solapamiento);
- 60 la figura 16 ilustra efectos de ejemplo de transposición armónica de orden $T=P$ en combinación con el submuestreo en una señal en el dominio de frecuencia (caso de solapamiento); y
- la figura 17 ilustra un diseño de ejemplo de un bloque de construcción de transposicionador diezmado al máximo, es decir, críticamente muestreado.

65

Descripción de realizaciones preferidas

Las realizaciones descritas posteriormente simplemente ilustran los principios de la presente invención acerca de una transposición armónica combinada eficaz. Debe entenderse que las modificaciones y variaciones de las disposiciones y los detalles descritos en la presente memoria resultarán evidentes a otros expertos en la técnica. Por lo tanto, la invención solo estará limitada por el alcance de las reivindicaciones de patente adjuntas y no por los detalles específicos de las realizaciones presentadas en la presente memoria de manera descriptiva y explicativa.

La figura 1 ilustra el funcionamiento de un transposicionador armónico de dominio de frecuencia (FD) 100. En una forma básica, un transposicionador armónico de orden T -ésimo es teóricamente una unidad que desplaza todas las componentes de señal de la señal de entrada a una frecuencia T veces superior. Para implementar tal transposición en el dominio de frecuencia, un banco (o transformada) de filtros de análisis 101 transforma la señal de entrada desde el dominio de tiempo al dominio de frecuencia y proporciona subbandas o señales de subbanda complejas, denominadas también subbandas de análisis o señales de subbanda de análisis. Las señales de subbanda de análisis se someten a un procesamiento no lineal 102 que modifica la fase y/o la amplitud según el orden de transposición T elegido. Normalmente, el procesamiento no lineal proporciona un número de señales de subbanda que es igual al número de señales de subbanda de entrada, es decir, igual al número de señales de subbanda de análisis. Sin embargo, en el contexto de un procesamiento no lineal avanzado se propone proporcionar un número de señales de subbanda que es diferente del número de señales de subbanda de entrada. En particular, dos señales de subbanda de entrada pueden procesarse de manera no lineal con el fin de generar una señal de subbanda de salida. Esto se describirá posteriormente en mayor detalle. Las subbandas o señales de subbanda modificadas, que también se denominan subbandas de síntesis o señales de subbanda de síntesis, se introducen en un banco (o transformada) de filtros de síntesis 103 que transforma las señales de subbanda desde el dominio de frecuencia al dominio de tiempo y proporciona la señal de dominio de tiempo transpuesta.

Normalmente, cada banco de filtros tiene una resolución de frecuencia física medida en hercios y un parámetro de lapso de tiempo medido en segundos. Estos dos parámetros, es decir, la resolución de frecuencia y el lapso de tiempo, definen los parámetros de tiempo discreto del banco de filtros dada la frecuencia de muestreo elegida. Haciendo que sean idénticos los parámetros de lapso de tiempo físico, es decir, el parámetro de lapso de tiempo medido en unidades de tiempo, por ejemplo segundos, de los bancos de filtros de análisis y de síntesis, puede obtenerse una señal de salida del transposicionador 100 que tiene la misma frecuencia de muestreo que la señal de entrada. Además, omitiendo el procesamiento no lineal 102 puede obtenerse en la salida una reconstrucción perfecta de la señal de entrada. Esto requiere un diseño minucioso de los bancos de filtros de análisis y de síntesis. Por otro lado, si la frecuencia de muestreo de salida se elige diferente a la frecuencia de muestreo de entrada, puede obtenerse una conversión de la frecuencia de muestreo. Este modo de funcionamiento puede ser necesario, por ejemplo, cuando se aplica una transposición de señal si el ancho de banda de salida deseado es mayor que la mitad de la frecuencia de muestreo de entrada, es decir, cuando el ancho de banda de salida deseado supera la frecuencia de Nyquist de la señal de entrada.

La figura 2 ilustra el funcionamiento de un transposicionador múltiple o sistema transposicionador múltiple 200 que comprende varios transposicionadores armónicos 201-1,..., 201-P de diferentes órdenes. La señal de entrada que va a transponerse se pasa a un banco de P transposicionadores individuales 201-1, 201-2,..., 201-P. Los transposicionadores individuales 201-1, 201-2,..., 201-P llevan a cabo una transposición armónica de la señal de entrada, como se ha descrito en el contexto de la figura 1. Normalmente, cada uno de los transposicionadores individuales 201-1, 201-2,..., 201-P lleva a cabo una transposición armónica de un orden de transposición diferente T . A modo de ejemplo, el transposicionador 201-1 puede llevar a cabo una transposición de orden $T=1$, el transposicionador 201-2 puede llevar a cabo una transposición de orden $T=2$,..., y el transposicionador 201-P puede llevar a cabo una transposición de orden $T=P$. Las contribuciones, es decir, las señales de salida de los transposicionadores individuales 201-1, 201-2,..., 201-P pueden sumarse en el combinador 202 para proporcionar la salida de transposicionador combinada.

Debe observarse que cada transposicionador 201-1, 201-2,..., 201-P requiere un banco de filtros de análisis y otro de síntesis, como se muestra en la figura 1. Además, la implementación habitual de los transposicionadores individuales 201-1, 201-2,..., 201-P modificará normalmente la frecuencia de muestreo de la señal de entrada procesada en diferentes cantidades. A modo de ejemplo, la frecuencia de muestreo de la señal de salida del transposicionador 201-P puede ser P veces mayor que la frecuencia de muestreo de la señal de entrada al transposicionador 201-P. Esto puede deberse a un factor de expansión de ancho de banda P usado en el transposicionador 201-P, es decir, debido al uso de un banco de filtros de síntesis que tiene P veces más canales de subbanda que el banco de filtros de análisis. Al hacer esto, la frecuencia de muestreo y la frecuencia de Nyquist aumentan en un factor P . En consecuencia, puede ser necesario que las señales de dominio de tiempo individuales vuelvan a muestrearse para permitir la combinación de las diferentes señales de salida en el combinador 202. El nuevo muestreo de las señales de dominio de tiempo puede llevarse a cabo en la señal de entrada o en la señal de salida de cada transposicionador individual 201-1, 201-2,..., 201-P.

La figura 3 ilustra una configuración a modo de ejemplo de un transposicionador armónico múltiple o sistema transposicionador múltiple 300 que lleva a cabo varios órdenes de transposición y que usa un banco de filtros de análisis común 301. Un punto de partida para el diseño del transposicionador múltiple 300 puede ser diseñar los transposicionadores individuales 201-1, 201-2,..., 201-P de la figura 2 de modo que los bancos de filtros de análisis (signo de referencia 101 en la figura 1) de todos los transposicionadores 201-1, 201-2,..., 201-P sean idénticos y puedan sustituirse por un único banco de filtros de análisis 301. En consecuencia, la señal de entrada de dominio de tiempo se transforma en un único conjunto de señales de subbanda de dominio de frecuencia, es decir, un único conjunto de señales de subbanda de análisis. Estas señales de subbanda se someten a diferentes unidades de procesamiento no lineal 302-1, 302-2,..., 302-P para diferentes órdenes de transposición. Como se ha descrito anteriormente en el contexto de la figura 1, el procesamiento no lineal comprende una modificación de la fase y/o amplitud de las señales de subbanda, y esta modificación difiere para diferentes órdenes de transposición. Posteriormente, las señales de subbanda o subbandas modificadas de diferente manera tienen que someterse a diferentes bancos de filtros de síntesis 303-1, 303-2,..., 303-P correspondientes al diferente procesamiento no lineal 302-1, 302-2,..., 302-P. Como resultado, se obtienen P señales de salida de dominio de tiempo transpuestas de diferente manera que se suman en el combinador 304 para proporcionar la salida de transposicionador combinada.

Debe observarse que si los bancos de filtros de síntesis 303-1, 303-2,..., 303-P correspondientes a los diferentes órdenes de transposición funcionan a diferentes frecuencias de muestreo, por ejemplo usando diferentes grados de expansión de ancho de banda, las señales de salida de dominio de tiempo de los diferentes bancos de filtros de síntesis 303-1, 303-2,..., 303-P necesitan volver a muestrearse de diferente manera para alinear las P señales de salida en la misma ranura de tiempo antes de su suma en el combinador 304.

La figura 4 ilustra una configuración de ejemplo de un sistema transposicionador armónico múltiple 400 que usa varios órdenes de transposición, y que usa asimismo un banco de filtros de síntesis común 404. El punto de partida para el diseño de un transposicionador múltiple 400 de este tipo puede ser diseñar los transposicionadores individuales 201-1, 201-2,..., 201-P de la figura 2 de modo que los bancos de filtros de síntesis de todos los transposicionadores sean idénticos y puedan sustituirse por un único banco de filtros de síntesis 404. Debe observarse que de manera análoga a la situación mostrada en la figura 3, el procesamiento no lineal 402-1, 402-2,..., 402-P es diferente para cada orden de transposición. Además, los bancos de filtros de análisis 401-1, 401-2,..., 401-P son diferentes para los diferentes órdenes de transposición. De este modo, un conjunto de P bancos de filtros de análisis 401-1, 401-2,..., 401-P determina P conjuntos de señales de subbanda de análisis. Estos P conjuntos de señales de subbanda de análisis se someten a unidades de procesamiento no lineal 402-1, 402-2,..., 402-P correspondientes para proporcionar P conjuntos de señales de subbanda modificadas. Estos P conjuntos de señales de subbanda pueden combinarse en el dominio de frecuencia en el combinador 403 para proporcionar un conjunto combinado de señales de subbanda como entrada al único banco de filtros de síntesis 404. Esta combinación de señales en el combinador 403 puede comprender la introducción de señales de subbanda procesadas de diferente manera en diferentes intervalos de subbandas y/o la superposición de contribuciones de señales de subbanda en intervalos de subbandas solapados. Dicho de otro modo, diferentes señales de subbanda de análisis que han sido procesadas con diferentes órdenes de transposición pueden cubrir intervalos de frecuencias solapados. En tales casos, las contribuciones superpuestas pueden combinarse, por ejemplo sumarse y/o promediarse, por el combinador 403. La señal de salida de dominio de tiempo del transposicionador múltiple 400 se obtiene del banco de filtros de síntesis común 404. De manera similar a lo descrito anteriormente, si los bancos de filtros de análisis 401-1, 401-2,..., 401-P funcionan a diferentes frecuencias de muestreo, puede ser necesario volver a muestrear las señales de dominio de tiempo introducidas en los diferentes bancos de filtros de análisis 401-1, 401-2,..., 401-P para alinear las señales de salida de las diferentes unidades de procesamiento no lineal 402-1, 402-2,..., 402-P en la misma ranura de tiempo.

La figura 5 ilustra el funcionamiento de un sistema transposicionador armónico múltiple 500 que usa varios órdenes de transposición y que comprende un único banco de filtros de análisis común 501 y un único banco de filtros de síntesis común 504. En este caso, los transposicionadores individuales 201-1, 201-2,..., 201-P de la figura 2 deberían diseñarse de modo que los bancos de filtros de análisis y los bancos de filtros de síntesis de todos los P transposicionadores armónicos sean idénticos. Si se cumple la condición de que los bancos de filtros de análisis y de síntesis sean idénticos para los P transposicionadores armónicos diferentes, entonces los bancos de filtros idénticos pueden sustituirse por un único banco de filtros de análisis 501 y un único banco de filtros de síntesis 504. Las unidades de procesamiento no lineal avanzado 502-1, 502-2,..., 502-P proporcionan diferentes contribuciones que se combinan en el combinador 503 para generar una entrada combinada con respecto a las respectivas subbandas del banco de filtros de síntesis 504. De manera similar al transposicionador armónico múltiple 400 ilustrado en la figura 4, la combinación de señales en el combinador 503 puede comprender la introducción de salidas procesadas de diferente manera de las unidades de procesamiento no lineal 502-1, 502-2,..., 502-P en diferentes intervalos de subbandas y la superposición de múltiples salidas de contribución en intervalos de subbandas solapados.

Como se ha indicado anteriormente, el procesamiento no lineal 102 proporciona normalmente un número de subbandas en la salida que corresponde al número de subbandas en la entrada. El procesamiento no lineal 102 normalmente modifica la fase y/o la amplitud de la subbanda o de la señal de subbanda según el orden de transposición T subyacente. A modo de ejemplo, una subbanda en la entrada se convierte en una subbanda en la salida con una frecuencia T veces superior, es decir, una subbanda en la entrada del procesamiento no

lineal 102, es decir, la subbanda de análisis, $[(k - \frac{1}{2})\Delta f, (k + \frac{1}{2})\Delta f]$ puede transponerse a una subbanda en la salida del procesamiento no lineal 102, es decir, la subbanda de síntesis, $[(k - \frac{1}{2})T\Delta f, (k + \frac{1}{2})T\Delta f]$,

donde k es un número de índice de subbanda y Δf es la resolución de frecuencia del banco de filtros de análisis. Para permitir el uso de bancos de filtros de análisis comunes 501 y de bancos de filtros de síntesis comunes 504, una o más de las unidades de procesamiento avanzado 502-1, 502-2, ..., 502-P pueden configurarse para proporcionar un número de subbandas de salida que es diferente del número de subbandas de entrada. En una realización, el número de subbandas de entrada en una unidad de procesamiento avanzado 502-1, 502-2, ..., 502-P puede ser aproximadamente F/T veces el número de subbandas de salida, donde T es el orden de transposición de la unidad de procesamiento avanzado y F es un factor de resolución de banco de filtros descrito posteriormente.

A continuación se describirán los principios del procesamiento no lineal avanzado en las unidades de procesamiento no lineal 502-1, 502-2, ..., 502-P. Para este fin, se supone que:

- El banco de filtros de análisis y el banco de filtros de síntesis comparten el mismo parámetro de lapso de tiempo físico Δt .
- El banco de filtros de análisis tiene una resolución de frecuencia física Δf .
- El banco de filtros de síntesis tiene una resolución de frecuencia física $F\Delta f$, donde el factor de resolución $F \geq 1$ es un entero.

Además, se supone que los bancos de filtros están apilados de manera par, es decir, la subbanda con índice cero está centrada en torno a la frecuencia cero, de modo que las frecuencias centrales de banco de filtros de análisis vienen dadas por $k\Delta f$, donde el índice de subbanda de análisis $k = 0, 1, \dots, L_A - 1$ y L_A es el número de subbandas del banco de filtros de análisis. Las frecuencias centrales de banco de filtros de síntesis vienen dadas por $nF\Delta f$, donde el índice de subbanda de síntesis $n = 0, 1, \dots, L_S - 1$ y L_S es el número de subbandas del banco de filtros de síntesis.

Cuando se lleva a cabo una transposición convencional de orden entero $T \geq 1$ como se muestra en la figura 1, el factor de resolución F se selecciona como $F = T$, y la subbanda de análisis k procesada de manera no lineal se mapea en la subbanda de síntesis con el mismo índice $n = k$. El procesamiento no lineal 102 comprende normalmente multiplicar la fase de una subbanda o señal de subbanda por el factor T . Es decir, para cada muestra de las subbandas de banco de filtros puede escribirse lo siguiente:

$$\theta_s(k) = T\theta_a(k) \quad , \quad (1)$$

donde $\theta_a(k)$ es la fase de una muestra de la subbanda de análisis k y $\theta_s(k)$ es la fase de una muestra de la subbanda de síntesis k . La magnitud o amplitud de una muestra de la subbanda puede permanecer inalterada o puede aumentar o disminuir en un factor de ganancia constante. Debido a que T es un entero, el funcionamiento de la ecuación (1) es independiente de la definición del ángulo de fase.

Si el factor de resolución F se selecciona para que sea igual al orden de transposición T , es decir, $F = T$, entonces la resolución de frecuencia del banco de filtros de síntesis, es decir, $F\Delta f$, depende del orden de transposición T . Por consiguiente, es necesario usar diferentes bancos de filtros para diferentes órdenes de transposición T ya sea en la fase de análisis o en la fase de síntesis. Esto se debe a que el orden de transposición T define el cociente de resoluciones de frecuencia física, es decir, el cociente de la resolución de frecuencia Δf del banco de filtros de análisis y la resolución de frecuencia $F\Delta f$ del banco de filtros de síntesis.

Para poder usar un banco de filtros de análisis común 501 y un banco de filtros de síntesis común 504 para una pluralidad de diferentes órdenes de transposición T , se propone fijar la resolución de frecuencia del banco de filtros de síntesis 504 a $F\Delta f$, es decir, se propone hacer que la resolución de frecuencia del banco de filtros de síntesis 504 sea independiente del orden de transposición T . Entonces, surge la cuestión de cómo implementar una transposición de orden T cuando el factor de resolución F , es decir, el cociente F de la resolución de frecuencia física de los bancos de filtros de análisis y de síntesis no cumple necesariamente la

relación $F=T$.

Como se ha descrito anteriormente, un principio de transposición armónica es que la entrada para la subbanda de banco de filtros de síntesis n con frecuencia central $nF\Delta f$ se determina a partir de una subbanda de análisis a una frecuencia central T veces inferior, es decir, en la frecuencia central $nF\Delta f / T$. Las frecuencias centrales de las subbandas de análisis se identifican mediante el índice de subbanda de análisis k como $k\Delta f$. Ambas expresiones para la frecuencia central del índice de subbanda de análisis, es decir, $nF\Delta f / T$ y $k\Delta f$, pueden igualarse. Teniendo en cuenta que el índice n es un valor entero, la expresión $\frac{nF}{T}$ es un número racional que puede expresarse como la suma de un índice de subbanda de análisis entero k y un resto $r \in \{0, 1/T, 2/T, \dots, (T-1)/T\}$ de modo que:

$$\frac{nF}{T} = k + r \quad (2)$$

De este modo, puede estipularse que la entrada para una subbanda de síntesis con índice de subbanda de síntesis n puede obtenerse, usando una transposición de orden T , a partir de la subbanda o subbandas de análisis k con el índice dado por la ecuación (2). En vista de que $\frac{nF}{T}$ es un número racional, el resto r puede ser distinto de 0 y el valor $k+r$ puede ser mayor que el índice de subbanda de análisis k y menor que el índice de subbanda de análisis $k+1$. Por consiguiente, la entrada para una subbanda de síntesis con índice de subbanda de síntesis n debería obtenerse, usando una transposición de orden T , a partir de las subbandas de análisis con el índice de subbanda de análisis k y $k+1$, donde k viene dado por la ecuación (2).

Como resultado del análisis anterior, el procesamiento no lineal avanzado llevado a cabo en una unidad de procesamiento no lineal 502-1, 502-2, ..., 502-P puede comprender, en general, la etapa de considerar dos subbandas de análisis vecinas con índice k y $k+1$ con el fin de proporcionar la salida para la subbanda de síntesis n . Para un orden de transposición T , la modificación de fase llevada a cabo por la unidad de procesamiento no lineal 502-1, 502-2, ..., 502-P puede definirse por tanto mediante la regla de interpolación lineal:

$$\theta_s(n) = T(1-r)\theta_A(k) + Tr\theta_A(k+1), \quad (3)$$

donde $\theta_A(k)$ es la fase de una muestra de la subbanda de análisis k , $\theta_A(k+1)$ es la fase de una muestra de la subbanda de análisis $k+1$, y $\theta_s(n)$ es la fase de una muestra de la subbanda de síntesis n . es decir, si el resto r se aproxima a cero, es decir, si el valor $k+r$ se aproxima a k , entonces la contribución principal de la fase de la muestra de subbanda de síntesis se obtiene de la fase de la muestra de subbanda de análisis de subbanda k . Por otro lado, si el resto r se aproxima a uno, es decir, si el valor $k+r$ se aproxima a $k+1$, entonces la contribución principal de la fase de la muestra de subbanda de síntesis se obtiene de la fase de la muestra de subbanda de análisis de subbanda $k+1$. Debe observarse que ambos multiplicadores de fase $T(1-r)$ y Tr son enteros, de modo que las modificaciones de fase de la ecuación (3) están bien definidas y son independientes de la definición del ángulo de fase.

Con relación a las magnitudes de las muestras de subbanda, puede seleccionarse el siguiente valor de media geométrica para la determinación de la magnitud de las muestras de subbanda de síntesis,

$$a_s(n) = a_A(k)^{(1-r)} a_A(k+1)^r, \quad (4)$$

donde $a_s(n)$ denota la magnitud de una muestra de la subbanda de síntesis n , $a_A(k)$ denota la magnitud de una muestra de la subbanda de análisis k , y $a_A(k+1)$ denota la magnitud de una muestra de la subbanda de análisis $k+1$.

Para el caso de un banco de filtros apilado de manera impar, donde las frecuencias centrales de banco de filtros de análisis vienen dadas por $(k + \frac{1}{2})\Delta f$ con $k = 0, 1, \dots, L_A-1$ y las frecuencias centrales de banco de filtros de síntesis vienen dadas por $(n+1/2)F\Delta f$ con $n = 0, 1, \dots, L_S-1$, una ecuación correspondiente a la ecuación (2) puede obtenerse igualando la frecuencia central transpuesta de banco de filtros de síntesis $(n + \frac{1}{2})\frac{F\Delta f}{T}$ y la frecuencia central de banco de filtros de análisis $(k + \frac{1}{2})\Delta f$. Suponiendo un índice entero k y un resto $r \in [0, 1]$

puede obtenerse la siguiente ecuación para bancos de filtros apilados de manera impar:

$$\frac{(n + \frac{1}{2})F}{T} = k + \frac{1}{2} + r \quad (5)$$

- 5 Puede observarse que si $T=F$, es decir, la diferencia entre el orden de transposición y el factor de resolución, es par, $T(1-r)$ y Tr son ambos enteros y las reglas de interpolación de las ecuaciones (3) y (4) pueden usarse.

10 El mapeo de las subbandas de análisis en subbandas de síntesis se ilustra en la figura 5b. La figura 5b muestra cuatro diagramas para diferentes órdenes de transposición $T=1$ a $T=4$. Cada diagrama ilustra cómo los contenedores fuente 510, es decir, las subbandas de análisis, se mapean en contenedores destino 530, es decir, subbandas de síntesis. Para facilitar la descripción, se supone que el factor de resolución F es igual a uno. Dicho de otro modo, la figura 5b ilustra el mapeo de señales de subbanda de análisis con señales de subbanda de síntesis usando las ecuaciones (2) y (3). En el ejemplo ilustrado, el banco de filtros de análisis/síntesis está apilado de manera par, con $F=1$ y el orden de transposición máximo $P=4$.

15

En el caso ilustrado, la ecuación (2) puede escribirse como $\frac{n}{T} = k + r$. Por consiguiente, para un orden de transposición $T=1$, una subbanda de análisis con un índice k se mapea con una subbanda de síntesis n correspondiente y el resto r siempre vale cero. Esto puede observarse en la figura 5b, donde un contenedor fuente 511 se mapea uno a uno con un contenedor destino 531.

20

En caso de un orden de transposición $T=2$, el resto r adopta los valores 0 y $\frac{1}{2}$, y un contenedor fuente se mapea con una pluralidad de contenedores destino. Cuando se invierte la perspectiva, puede decirse que cada contenedor destino 532, 535 recibe una contribución de un máximo de dos contenedores fuente. Esto puede observarse en la figura 5b, donde el contenedor destino 535 recibe una contribución de los contenedores fuente 512 y 515. Sin embargo, el contenedor destino 532 solo recibe una contribución del contenedor fuente 512. Si se supone que el contenedor destino 532 tiene un índice par n , por ejemplo $n=10$, entonces la ecuación (2) especifica que el contenedor destino 532 recibe una contribución del contenedor fuente 512 con un índice $k = n/2$, por ejemplo $k=5$. El resto r vale cero en este caso, es decir, no hay ninguna contribución del contenedor fuente 515 con índice $k+1$, por ejemplo $k+1=6$. Esto cambia para el contenedor destino 535 con un índice impar n , por ejemplo $n=11$. En este caso, la ecuación (2) especifica que el contenedor destino 535 recibe contribuciones del contenedor fuente 512 (índice $k=5$) y del contenedor fuente 515 (índice $k+1=6$). Esto se aplica de manera similar a órdenes de transposición superiores T , por ejemplo $T=3$ y $T=4$, como se muestra en la figura 5b.

25

- 35 Una situación similar para el caso de $F=2$, donde la ecuación (2) puede escribirse como $\frac{2n}{T} = k + r$, se ilustra en la figura 5c. Para un orden de transposición $T=2$, una subbanda de análisis con un índice k se mapea con una subbanda de síntesis n correspondiente y el resto r siempre vale cero. Esto puede observarse en la figura 5c, donde un contenedor fuente 521 se mapea de uno a uno con un contenedor destino 541.

- 40 En caso de un orden de transposición $T=3$, el resto r adopta los valores 0, $1/3$ y $2/3$, y un contenedor fuente se mapea con una pluralidad de contenedores destino. Cuando se invierte la perspectiva, puede decirse que cada contenedor destino 542, 545 recibe una contribución de un máximo de dos contenedores fuente. Esto puede observarse en la figura 5c, donde el contenedor destino 545 recibe una contribución de los contenedores fuente 522 y 525. Si se supone que el contenedor destino 545 tiene un índice, por ejemplo $n=8$, entonces la ecuación (2) especifica que $k=5$ y $r=1/3$, por lo que el contenedor destino 545 recibe contribuciones del contenedor fuente 522 (índice $k=5$) y del contenedor fuente 525 (índice $k+1=6$). Sin embargo, para el contenedor destino 546 con índice $n=9$, el resto r vale cero, de modo que el contenedor destino 546 solo recibe una contribución del contenedor fuente 525. Esto se aplica de manera similar a órdenes de transposición superiores T , por ejemplo $T=4$, como se muestra en la figura 5c.

50

- Una interpretación adicional del procesamiento no lineal avanzado anterior puede ser la siguiente. El procesamiento no lineal avanzado puede entenderse como una combinación de una transposición de un orden T dado y un mapeo subsiguiente de las señales de subbanda transpuestas con una ranura de frecuencia definida por el banco de filtros de síntesis común, es decir, por una ranura de frecuencia $F\Delta f$. Para ilustrar esta interpretación se hace de nuevo referencia a las figuras 5b o 5c. Sin embargo, en el presente caso, los contenedores fuente 510 o 520 se consideran subbandas de síntesis obtenidas a partir de las subbandas de análisis usando un orden de transposición T . Estas subbandas de síntesis tienen una ranura de frecuencia dada por $T\Delta f$. Para generar señales de subbanda de síntesis en una ranura de frecuencia predefinida $F\Delta f$ dada por los contenedores destino 530 o 540, los contenedores fuente 510 o 520, es decir, las subbandas de síntesis que tienen la ranura de frecuencia $T\Delta f$, necesitan mapearse en la ranura de frecuencia predefinida $F\Delta f$. Esto puede

55

60

llevarse a cabo determinando un contenedor destino 530 o 540, es decir, una señal de subbanda de síntesis en la ranura de frecuencia $F\Delta f$, mediante la interpolación de uno o dos contenedores fuente 510 o 520, es decir, señales de subbanda de síntesis en la ranura de frecuencia $T\Delta f$. En una realización preferida se usa interpolación lineal, donde los pesos de la interpolación son inversamente proporcionales a la diferencia entre la frecuencia central del contenedor destino 530 o 540 y el contenedor fuente 510 o 520 correspondiente. A modo de ejemplo, si la diferencia es cero, entonces el peso es 1, y si la diferencia es $T\Delta f$, entonces el peso es 0.

En resumen, se ha descrito un procedimiento de procesamiento no lineal que permite determinar contribuciones para una subbanda de síntesis mediante la transposición de varias subbandas de análisis. El procedimiento de procesamiento no lineal permite el uso de un único banco de filtros de subbanda de análisis común y de un único banco de filtros de subbanda de síntesis común para diferentes órdenes de transposición, reduciendo así significativamente la complejidad computacional de los transposicionadores armónicos múltiples.

A continuación se describen diversas realizaciones de transposicionadores armónicos múltiples o sistemas transposicionadores armónicos múltiples. En sistemas de codificación/descodificación de fuentes de audio que utilizan HFR (reconstrucción de alta frecuencia), tales como SBR (replicación de banda espectral), especificados, por ejemplo, en el documento WO 98/57436, que se incorpora a esta memoria por referencia, un escenario típico es que el descodificador primario, es decir, el descodificador de una componente de baja frecuencia de una señal de audio, proporciona una señal de dominio de tiempo al módulo HFR o sistema HFR, es decir, el módulo o sistema que lleva a cabo la reconstrucción de la componente de alta frecuencia de la señal de audio. La componente de baja frecuencia puede tener un ancho de banda que es menor que la mitad del ancho de banda de la señal de audio original que comprende la componente de baja frecuencia y la componente de alta frecuencia. Por consiguiente, la señal de dominio de tiempo que comprende la componente de baja frecuencia, también denominada señal de banda baja, puede muestrearse a la mitad de la frecuencia de muestreo de la señal de salida final del sistema de codificación/descodificación de audio. En tales casos, el módulo HFR tendrá que volver a muestrear de manera eficaz la señal primaria, es decir, la señal de banda baja, al doble de la frecuencia de muestreo con el fin de facilitar la señal primaria que va a añadirse a la señal de salida. Por tanto, el denominado factor de extensión de ancho de banda aplicado por el módulo HFR es igual a 2.

Después de la generación de una componente de alta frecuencia, también denominada señal generada por HFR, la señal generada por HFR se ajusta dinámicamente para hacer que la señal generada por HFR se corresponda tanto como sea posible con la componente de alta frecuencia de la señal original, es decir, con la componente de alta frecuencia de la señal codificada originalmente. Este ajuste es llevado a cabo normalmente por un denominado procesador HFR a través de información secundaria transmitida. La información secundaria transmitida puede comprender información acerca de la envolvente espectral de la componente de alta frecuencia de la señal original y el ajuste de la señal generada por HFR puede comprender el ajuste de la envolvente espectral de la señal generada por HFR.

Para llevar a cabo el ajuste de la señal generada por HFR según la información secundaria transmitida, la señal generada por HFR es analizada por un banco QMF (de filtros de espejo en cuadratura) multicanal que proporciona señales de subbanda QMF espectrales de la señal generada por HFR. Posteriormente, el procesador HFR lleva a cabo el ajuste de la señal generada por HFR en las señales de subbanda QMF espectrales obtenidas de los bancos QMF de análisis. Finalmente, las señales de subbanda QMF ajustadas se sintetizan en un banco QMF de síntesis. Para modificar la frecuencia de muestreo, por ejemplo para doblar la frecuencia de muestreo desde la frecuencia de muestreo de la señal de banda baja hasta la frecuencia de muestreo de la señal de salida del sistema de codificación/descodificación de audio, el número de bandas QMF de análisis puede ser diferente del número de bandas QMF de síntesis. En una realización, el banco QMF de análisis genera 32 señales de subbanda QMF y el banco QMF de síntesis procesa 64 subbandas QMF, proporcionando así el doble de la frecuencia de muestreo. Debe observarse que, normalmente, los bancos de filtros de análisis y/o síntesis del transposicionador generan varios centenares de subbandas de análisis y/o síntesis, proporcionando así una resolución de frecuencia significativamente mayor que los bancos QMF.

Un ejemplo de un proceso para la generación de una componente de alta frecuencia de una señal se ilustra en el sistema HFR 600 de la figura 6. Un flujo de bits transmitido se recibe en el descodificador primario 601, que proporciona una componente de baja frecuencia de la señal de salida descodificada con una frecuencia de muestreo f_s . La componente de baja frecuencia con frecuencia de muestreo f_s se introduce en los diferentes transposicionadores individuales 602-2,..., 602-P, donde cada transposicionador individual corresponde a un único transposicionador de orden de transposición $T = 2, \dots, P$ como el ilustrado en la figura 1. Las señales transpuestas de manera individual para $T = 1, 2, \dots, P$ se introducen por separado en instancias específicas de diferentes bancos QMF de análisis 603-1,..., 603-P. Debe observarse que la componente de baja frecuencia se considera ser la señal transpuesta de orden $T=1$. El nuevo muestreo de la señal primaria, es decir, el nuevo muestreo de la componente de baja frecuencia con frecuencia de muestreo f_s , se lleva a cabo filtrando la componente de baja frecuencia usando un banco QMF muestreado de manera descendente 603-1, que cuenta normalmente con 32 canales en lugar de 64. Como resultado, se generan 32 señales de subbanda QMF, donde cada señal de subbanda QMF tiene una frecuencia de muestreo $f_s/32$.

El impacto de una transposición de orden $T=2$ en una señal con frecuencia de muestreo fs se muestra en los diagramas de frecuencias ilustrados en la figura 12a. El diagrama de frecuencias 1210 muestra una señal de entrada al transposicionador 602-2 con un ancho de banda B Hz. La señal de entrada se segmenta en señales de subbanda de análisis usando un banco de filtros de análisis. Esto se representa mediante la segmentación en bandas de frecuencia 1211. Las señales de subbanda de análisis se transponen a un intervalo de frecuencias $T=2$ veces mayor y la frecuencia de muestreo se dobla. La señal de dominio de frecuencia resultante se ilustra en el diagrama de frecuencias 1220, donde el diagrama de frecuencias 1220 tiene la misma escala de frecuencia que el diagrama de frecuencias 1210. Puede observarse que las subbandas 1211 se han transpuesto a las subbandas 1221. La operación de transposición se ilustra mediante las flechas de puntos. Además, el espectro periódico 1222 de las señales de subbanda transpuestas se ilustra en el diagrama de frecuencias 1220. Como alternativa, el proceso de transposición puede ilustrarse como en el diagrama de frecuencias 1230, donde el eje de frecuencias se ha escalado, es decir, multiplicado por el factor de transposición $T=2$. Dicho de otro modo, el diagrama de frecuencias 1230 corresponde al diagrama de frecuencias 1220 a una escala $T=2$ veces mayor. Cada segmento de subbanda 1231 tiene anchos de banda que duplican a los de los segmentos 1211. Esto da como resultado una señal de salida del transposicionador 602-2 que tiene una frecuencia de muestreo $T=2$ veces mayor que la señal de entrada, es decir, una frecuencia de muestreo de $2fs$, mientras que la duración en tiempo de la señal sigue siendo la misma.

Como puede observarse en la figura 6 y como se ha descrito anteriormente, la señal de salida del transposicionador individual 602-2 con orden de transposición $T=2$ tiene una frecuencia de muestreo de $2fs$. Con el fin de generar señales de subbanda QMF con una frecuencia de muestreo $fs/32$, debe usarse un banco QMF de análisis 603-2 con 64 canales. De manera similar, la señal de salida del transposicionador individual 602-P con orden de transposición $T=P$ tiene una frecuencia de muestreo de Pfs . Para generar señales de subbanda QMF con una frecuencia de muestreo $fs/32$, debe usarse un banco QMF de análisis 603-2 con $32 \cdot P$ canales. Dicho de otro modo, las salidas de subbanda de todas las instancias de los bancos QMF de análisis 603-1,..., 603-P tendrán frecuencias de muestreo idénticas si el tamaño, es decir, el número de canales para cada uno de los bancos QMF de análisis 603-1,..., 603-P está adaptado a la señal procedente del transposicionador 602-2,..., 602-P correspondiente. Los conjuntos de señales de subbanda QMF con la frecuencia de muestreo $fs/32$ se introducen en el módulo de procesamiento HFR 604, donde el ajuste espectral de las componentes de alta frecuencia se lleva a cabo según la información secundaria transmitida. Finalmente, las señales de subbanda ajustadas se sintetizan a una señal de dominio de tiempo mediante un banco QMF inverso o de síntesis 605 de 64 canales, produciendo de este modo de manera eficaz una señal de salida descodificada con una frecuencia de muestreo $2fs$ a partir de las señales de subbanda QMF muestreadas a $fs/32$.

Como se ha descrito anteriormente, los módulos transposicionadores 602-2, ..., 602-P producen señales de dominio de tiempo de frecuencias de muestreo diferentes, es decir, frecuencias de muestreo $2fs$,..., Pfs , respectivamente. El nuevo muestreo de las señales de salida de los módulos transposicionadores 602-2,..., 602-P se realiza "insertando" o descartando canales de subbanda en los siguientes bancos de análisis QMF 603-1,..., 603-P correspondientes. Dicho de otro modo, el nuevo muestreo de las señales de salida de los módulos transposicionadores 602-2,..., 602-P puede realizarse usando un número diferente de subbandas QMF en los respectivos bancos QMF de análisis 603-1,..., 603-P subsiguientes y el banco QMF de síntesis 605. Por tanto, puede ser necesario introducir las señales de subbanda QMF de salida de los bancos QMF 602-2,..., 602-P en los 64 canales que se transmitirán finalmente al banco QMF de síntesis 605. Esta inserción o mapeo puede realizarse mapeando o añadiendo las 32 señales de subbanda QMF procedentes del banco QMF de análisis 603-1 de 32 canales a los primeros 32 canales, es decir, los 32 canales de frecuencia inferior, del banco QMF inverso o de síntesis 605. Esto da como resultado, de manera eficaz, una señal que es filtrada por el banco QMF de análisis 603-1 para muestrearse de manera ascendente en un factor de 2. Todas las señales de subbanda procedentes del banco QMF de análisis 603-2 de 64 canales pueden mapearse o añadirse directamente a los 64 canales del banco QMF inverso 605. En vista de que el banco QMF de análisis 603-2 tiene exactamente el mismo tamaño que el banco QMF de síntesis 605, la señal transpuesta respectiva no volverá a muestrearse. Los bancos QMF 603-3,..., 603-P tienen un número de señales de subbanda QMF de salida superior a 64 señales de subbanda. En tales casos, los 64 canales inferiores pueden mapearse con o añadirse a los 64 canales del banco QMF de síntesis 605. Los canales superiores restantes pueden descartarse. Como resultado del uso de un banco QMF de análisis 603-P de $32 \cdot P$ canales, la señal que es filtrada por el banco QMF 603-P se muestreará de manera descendente en un factor $P/2$. Por consiguiente, este nuevo muestreo que depende del orden de transposición P dará como resultado que todas las señales transpuestas tengan la misma frecuencia de muestreo.

Dicho de otro modo, es deseable que las señales de subbanda tengan las mismas frecuencias de muestreo cuando se introduzcan en el módulo de procesamiento HFR 604, incluso aunque los módulos transposicionadores 602-2,..., 602-P produzcan señales de dominio de tiempo de frecuencias de muestreo diferentes. Esto puede conseguirse usando diferentes tamaños de los bancos QMF de análisis 603-3,..., 603-P, donde el tamaño es normalmente de 32T, siendo T el factor de transposición o el orden de transposición. Puesto que el módulo de procesamiento HFR 604 y el banco QMF de síntesis 605 funcionan normalmente con 64 señales de subbanda, es decir, el doble del tamaño del banco QMF de análisis 603-1, pueden descartarse

todas las señales de subbanda de los bancos QMF de análisis 603-3,..., 603-P con índices de subbanda que superen este número. Esto puede realizarse ya que las señales de salida de los transposicionadores 602-2,..., 602-P pueden cubrir realmente intervalos de frecuencias superiores a la frecuencia de Nyquist f_s de la señal de salida. Las señales de subbanda restantes, es decir, las señales de subbanda que han sido mapeadas con las subbandas del banco QMF de síntesis 605, pueden añadirse para generar señales transpuestas solapadas en frecuencia (véase la figura 12b descrita posteriormente) o combinarse de otra manera, por ejemplo para obtener señales transpuestas no solapadas como se representa en la figura 12c (descrita posteriormente). En caso de señales transpuestas no solapadas, un transposicionador 602-T de orden de transposición T , donde $T = 2, \dots, P$, tiene normalmente asignado un intervalo de frecuencias particular para el que el transposicionador 602-T genera exclusivamente una componente de frecuencia. En una realización, el intervalo de frecuencias dedicado del transposicionador 602-T puede ser $[(T-1)B, TB]$ donde B es el ancho de banda de la señal de entrada al transposicionador 602-T. En tales casos, las señales de subbanda de síntesis del transposicionador 602-T que están fuera del intervalo de frecuencias dedicado se ignoran o se descartan. Por otro lado, un transposicionador 602-T puede generar componentes de frecuencia que se solapan con componentes de frecuencia de otros transposicionadores 602-2,..., 602-P. En tales casos, estas componentes de frecuencia solapadas están superpuestas en el dominio de subbanda QMF.

Como se ha indicado anteriormente, en realizaciones típicas, una pluralidad de transposicionadores 602-2,..., 602-P se usa para generar la componente de alta frecuencia de la señal de salida del módulo HFR 600. Se supone que la señal de entrada en los transposicionadores 602-2,..., 602-P, es decir, la componente de baja frecuencia de la señal de salida, tiene un ancho de banda de B Hz y una frecuencia de muestreo f_s y que la señal de salida del módulo HFR 600 tiene una frecuencia de muestreo $2f_s$. Por consiguiente, la componente de alta frecuencia puede cubrir el intervalo de frecuencias $[B, f_s]$. Cada uno de los transposicionadores 602-2,..., 602-P puede proporcionar una contribución a la componente de alta frecuencia, donde las contribuciones pueden solaparse y/o no solaparse. La figura 12b ilustra el caso en el que la componente de alta frecuencia se genera a partir de contribuciones solapadas de los diferentes transposicionadores 602-2,..., 602-P. El diagrama de frecuencias 1241 ilustra la componente de baja frecuencia, es decir, la señal de entrada en los transposicionadores 602-2,..., 602-P. El diagrama de frecuencias 1242 ilustra la señal de salida del transposicionador de segundo orden 602-2 que comprende subbandas en el intervalo de frecuencias $[B, 2B]$, indicado mediante el intervalo de frecuencias sombreado. El intervalo de frecuencias $[0, B]$ generado por el transposicionador normalmente se ignora o se descarta, ya que este intervalo está cubierto por la señal de entrada de baja frecuencia. Esto se indica mediante el intervalo de frecuencias en blanco. El diagrama de frecuencias 1243 ilustra la señal de salida del transposicionador de tercer orden 602-3 que cubre el intervalo de frecuencias $[B, 3B]$, indicado mediante el intervalo de frecuencias sombreado. De manera similar, el transposicionador 602-P genera una señal de salida que cubre el intervalo de frecuencias $[B, PB]$ mostrado en el diagrama de frecuencias 1244. Finalmente, las señales de salida de los diferentes transposicionadores 602-2,..., 602-P y la componente de baja frecuencia se mapean con las subbandas QMF usando bancos QMF de análisis 603-1,..., 603-P, generando de este modo P conjuntos de subbandas QMF. Como puede observarse en el diagrama de frecuencias 1245, las subbandas QMF que cubren el intervalo de frecuencias $[0, B]$, signo de referencia 1246, solo reciben una contribución de la componente de baja frecuencia, es decir, de la señal obtenida a partir de la transposición de primer orden. Las subbandas QMF que cubren el intervalo de frecuencias $[B, 2B]$, signo de referencia 1247, reciben una contribución de las señales de salida de los transposicionadores de orden $T = 2, \dots, P$. Las subbandas QMF que cubren el intervalo de frecuencias $[2B, 3B]$, signo de referencia 1248, reciben una contribución de las señales de salida de los transposicionadores de orden $T = 3, \dots, P$, y así sucesivamente. Las subbandas QMF que cubren el intervalo de frecuencias $[(P-1)B, PB]$, signo de referencia 1249, reciben una contribución de la señal de salida del transposicionador de orden $T=P$.

La figura 12c ilustra un escenario similar a la figura 12b; sin embargo, los transposicionadores 602-2,..., 602-P están configurados de modo que los intervalos de frecuencias de sus señales de salida no se solapan. El diagrama de frecuencias 1251 ilustra la componente de baja frecuencia. El diagrama de frecuencias 1252 ilustra la señal de salida del transposicionador de segundo orden 602-2 que cubre el intervalo de frecuencias $[B, 2B]$. El diagrama de frecuencias 1253 ilustra la señal de salida del transposicionador de tercer orden 602-3 que cubre el intervalo de frecuencias $[2B, 3B]$, y el diagrama de frecuencias 1254 ilustra la señal de salida del transposicionador de orden P -ésimo 602-P que cubre el intervalo de frecuencias $[(P-1)B, PB]$. La componente de baja frecuencia y las señales de salida de los transposicionadores 602-2,..., 602-P se introducen en bancos QMF de análisis 603-1,..., 603-P respectivos que proporcionan P conjuntos de subbandas QMF. Normalmente, estas subbandas QMF no comprenden contribuciones en intervalos de frecuencias solapados. Esto se ilustra en el diagrama de frecuencias 1255. Las subbandas QMF que cubren el intervalo de frecuencias $[0, B]$, signo de referencia 1256, solo reciben una contribución de la componente de baja frecuencia, es decir, de la señal obtenida a partir de la transposición de primer orden. Las subbandas QMF que cubren el intervalo de frecuencias $[B, 2B]$, signo de referencia 1257, reciben una contribución de la señal de salida del transposicionador de orden $T=2$. Las subbandas QMF que cubren el intervalo de frecuencias $[2B, 3B]$, signo de referencia 1258, reciben una contribución de la señal de salida del transposicionador de orden $T=3$, y así sucesivamente. Las subbandas QMF que cubren el intervalo de frecuencias $[(P-1)B, PB]$, signo de referencia 1259, reciben una contribución de la señal de salida del transposicionador de orden $T=P$.

Las figuras 12b y 12c ilustran escenarios extremos de señales de salida completamente solapadas de los transposicionadores 602-2,..., 602-P y de señales de salida que no están completamente solapadas de los transposicionadores 602-2,..., 602-P. Debe observarse que pueden producirse escenarios mixtos con señales de salida parcialmente solapadas. Además, debe observarse que los dos escenarios de las figuras 12b y 12c describen sistemas en los que los transposicionadores 602-2,..., 602-P están configurados de modo que los intervalos de frecuencias de sus señales de salida se solapan o no se solapan. Esto puede conseguirse dividiendo en ventanas el dominio espectral de los transposicionadores, por ejemplo fijando señales de subbanda seleccionadas a cero. Una alternativa es dejar que los transposicionadores 602-2,..., 602-P, en ambos escenarios de las figuras 12b y 12c, generen señales de banda ancha y lleven a cabo el filtrado de las señales transpuestas en el dominio de subbandas QMF combinando las señales de subbanda obtenidas de los bancos QMF de análisis 603-1,..., 603-P de manera apropiada. Por ejemplo, en el caso de no solapamiento, solo uno de los bancos QMF de análisis 603-1,..., 603-P contribuye en las señales de subbanda introducidas en el procesador HFR 604 en cada intervalo de frecuencias de salida de transposicionador. En el caso del solapamiento, varias de las señales de subbanda se suman antes de introducirse en el procesador HFR 604.

Una implementación más eficaz del sistema de la figura 6 se obtiene si algunas o todas las señales del sistema HFR 600 se muestran (casi) críticamente, como se muestra en la figura 7 y en las figuras 13 a 16 para el sistema HFR 700. Esto significa que la señal de salida del descodificador primario 701 y preferiblemente también otras señales intermedias del sistema HFR 700, por ejemplo las señales de salida de los transposicionadores 702-2,..., 702-P, se muestrean críticamente de manera descendente. Por ejemplo, la señal descodificada primaria en la salida del descodificador primario 701 se muestrea de manera descendente en un factor racional $Q=M_1/M_2$, donde M_1 y M_2 son valores enteros elegidos de manera apropiada. El factor de muestreo descendente Q debe ser el mayor factor que obligue a que la señal de entrada de ancho de banda B se muestree casi críticamente. Al mismo tiempo, Q debe seleccionarse de modo que el tamaño $(32/Q)$ del banco QMF 703-1 siga siendo un entero. El muestreo descendente en un factor racional Q se lleva a cabo en el muestreador descendente 706 y proporciona una señal de salida con frecuencia de muestreo fs/Q . Para proporcionar señales transpuestas que también se muestreen críticamente, los transposicionadores 702-2,..., 702-P solo proporcionan preferiblemente la parte de la señal transpuesta que es relevante, es decir, el intervalo de frecuencias usado realmente por el procesador HFR 704. El intervalo de frecuencias relevante para un transposicionador 702-T de orden de transposición T puede ser el intervalo $[(T-1)B, TB]$ para una señal de entrada que tenga un ancho de banda B Hz en el caso de no solapamiento.

Esto significa que la salida del muestreador descendente 706 y la salida de los transposicionadores 702-2,..., 702-P se muestran críticamente. La señal de salida del transposicionador de segundo orden 702-2 tendrá una frecuencia de muestreo fs/Q idéntica a la señal de salida del muestreador descendente 706. Sin embargo, debe observarse que la señal del transposicionador de segundo orden 702-2 es realmente una señal de paso alto con un ancho de banda de $fs/(2Q)$ que está modulado a la banda base, ya que el transposicionador 702-2 está configurado de modo que solo sintetiza un intervalo de frecuencias transpuesto de B a $2B$ Hz aproximadamente.

Para transposicionadores de orden superior, por ejemplo el transposicionador 702-P, al menos pueden producirse dos escenarios posibles. El primer escenario es que las señales transpuestas están solapadas, es decir, la parte de frecuencia inferior de la señal transpuesta de orden P -ésimo está solapada con el intervalo de frecuencias de la señal transpuesta de orden $P-1$ (véase la figura 12b). En este caso, la salida del transposicionador críticamente muestreado 702-P tiene la frecuencia de muestreo Sfs/Q , donde $S = \min(P-1, 2Q-1)$. Cuando $S = P-1$, la mayor frecuencia de la señal transpuesta de orden P -ésimo sigue siendo inferior a la frecuencia de Nyquist fs de la señal de salida del sistema HFR 700, y cuando $S = 2Q-1$, la señal transpuesta de orden P -ésimo tiene un ancho de banda limitado por la frecuencia de Nyquist fs de la señal de salida del sistema HFR 700. Es decir, la frecuencia de muestreo de la señal de salida del transposicionador 702-P nunca

es mayor que $(2 - \frac{1}{Q})fs$, que corresponde a una señal que cubre el intervalo de frecuencias desde $fs/(2Q)$ (frecuencia más alta de señal de banda baja) hasta la frecuencia de Nyquist fs . El otro escenario es que las señales transpuestas no están solapadas. En este caso $S=1$ y todas las señales transpuestas tienen frecuencias de muestreo idénticas, aunque cubren diferentes intervalos de frecuencias no solapados en la señal de salida del banco QMF inverso 705, es decir, en la señal de salida del sistema HFR 700 (véase la figura 12c).

El efecto del submuestreo o muestreo descendente descrito en una señal de salida del descodificador primario 701 que tiene un ancho de banda B Hz se ilustra en las figuras 13 a 16. La figura 13 ilustra esquemáticamente la transición de la señal desde la salida del descodificador primario 701 hasta la salida del transposicionador 702-2 de orden de transposición $T=2$. El diagrama de frecuencias 1310 muestra la señal de salida del descodificador primario 701 con ancho de banda B Hz. Esta señal se muestrea críticamente de manera descendente en el muestreador descendente 706. El factor de muestreo descendente Q es un valor racional que garantiza que la banda QMF de análisis 703-1 tiene un número entero de $32/Q$ subbandas. Además, el muestreador descendente 706 debería proporcionar una señal de salida críticamente muestreada, es decir, una señal de salida que tiene una frecuencia de muestreo fs/Q que se aproxima lo máximo posible a dos veces

el ancho de banda B de la señal descodificada primaria, es decir, $Q < \frac{fs}{2B}$. Una señal críticamente muestreada de este tipo se ilustra en el diagrama de frecuencias 1320. Esta señal críticamente muestreada con frecuencia de muestreo fs/Q se pasa al transposicionador 702-2, donde se segmenta en subbandas de análisis. Una señal segmentada de este tipo se ilustra en el diagrama de frecuencias 1330. Posteriormente se lleva a cabo un procesamiento no lineal en las señales de subbanda de análisis, que da como resultado una ampliación de las subbandas de análisis a intervalos de frecuencias $T=2$ veces mayor y una frecuencia de muestreo $2fs/Q$. Esto se ilustra en el diagrama de frecuencias 1340, que puede considerarse alternativamente como el diagrama de frecuencias 1330 con el eje de frecuencias escalado. Debe observarse que solo un subconjunto de las subbandas transpuestas se considerará normalmente en el módulo de procesamiento HFR 704. Estas subbandas transpuestas relevantes se indican en el diagrama de frecuencias 1340 como las subbandas sombreadas que cubren el intervalo de frecuencias $[B, 2B]$. Solo puede ser necesario considerar las subbandas sombreadas en el banco de filtros de síntesis de transposicionador y, por tanto, el intervalo relevante puede modularse de manera descendente a la banda base y la señal puede muestrearse de manera descendente en un factor de 2 hasta una frecuencia de muestreo fs/Q . Esto se ilustra en el diagrama de frecuencias 1360, donde puede observarse que la señal que cubre un intervalo de frecuencias $[B, 2B]$ se ha modulado en el intervalo de banda base $[0, B]$. El hecho de que la señal modulada cubra realmente el intervalo de frecuencias superior $[B, 2B]$ se ilustra mediante los signos de referencia "B" y "2B".

Debe observarse que las etapas de transposición ilustradas (mostradas en el diagrama de frecuencias 1340) y la modulación subsiguiente en la banda base (mostrada en el diagrama de frecuencias 1360) solo se muestran con fines ilustrativos. Ambas operaciones pueden llevarse a cabo asignando las subbandas sombreadas (mostradas en el diagrama de frecuencias 1340) a las subbandas de síntesis de un banco de filtros de síntesis que tiene la mitad del número de subbandas que el banco de filtros de análisis. Como resultado de tal operación de mapeo puede obtenerse la señal de salida mostrada en el diagrama de frecuencias 1360, que se modula en la banda base, es decir, que está centrada en torno a la frecuencia cero. En el escenario de no solapamiento, el tamaño del banco de filtros de síntesis se reduce con respecto al banco de filtros de análisis con el fin de poder obtener el factor de muestreo descendente proporcionado por la relación entre el intervalo de frecuencias completo $[0, PB]$, que puede estar cubierto por la señal de salida de un transposicionador de orden P -ésimo 703-P, y el intervalo de frecuencias real $[(P-1)B, PB]$ cubierto por la señal de salida del transposicionador de orden P -ésimo 703-P, es decir, el factor P .

La figura 14 ilustra esquemáticamente la transición de la señal desde la salida del descodificador primario 701 hasta la salida del transposicionador 702-3 de orden de transposición $T=3$ en el escenario de intervalos de frecuencias solapados. La señal con ancho de banda B mostrada en el diagrama de frecuencias 1410 se muestrea de manera descendente en un factor Q en el muestreador descendente 706 para generar la señal mostrada en el diagrama de frecuencias 1420. Las subbandas de análisis mostradas en el diagrama de frecuencias 1430 se transponen a subbandas con frecuencias $T=3$ veces más altas. Las subbandas transpuestas se ilustran en el diagrama de frecuencias 1440, donde la frecuencia de muestreo aumenta de fs/Q a $3fs/Q$. Como se ha descrito en relación con la figura 13, esto puede observarse como un cambio de escala del eje de frecuencias en un factor de 3. Puede observarse que el intervalo de frecuencias del transposicionador de tercer orden 702-3, es decir, el intervalo de frecuencias sombreado $[B, 3B]$, se solapa con el intervalo de frecuencias del transposicionador de segundo orden 702-2. De manera similar a la figura 13, las subbandas sombreadas pueden introducirse en un banco de filtros de síntesis de tamaño reducido, generando así una señal que comprende solamente frecuencias de las subbandas sombreadas. Esta señal de paso alto se modula por tanto de manera descendente a la banda base usando un factor de muestreo descendente de $3/2$. La señal de salida resultante críticamente muestreada del transposicionador 703-2 que tiene una frecuencia de muestreo $2fs/Q$ se ilustra en el diagrama de frecuencias 1460.

De manera similar a la figura 13, debe observarse que la operación de transposición mostrada en el diagrama de frecuencias 1440 y la modulación en la banda base mostrada en el diagrama de frecuencias 1460 se llevan a cabo mapeando las subbandas sombreadas del diagrama de frecuencias 1440 con las subbandas de síntesis de un banco de filtros de síntesis de tamaño reducido. En el escenario de solapamiento, el tamaño de banco de filtros de síntesis es reducido con respecto al banco de filtros de análisis para poder conseguir el factor de muestreo descendente proporcionado por la relación entre el intervalo de frecuencias completo $[0, PB]$, que puede estar cubierto por la señal de salida del transposicionador de orden P -ésimo 703-P, y el intervalo de frecuencias real $[B, PB]$ cubierto por la señal de salida del transposicionador de orden P -ésimo 703-P, es decir, el factor $P/(P-1)$.

La figura 15 ilustra esquemáticamente la transición de la señal desde la salida del muestreador descendente 706 hasta la salida del transposicionador 702-P de orden de transposición $T=P$ para el caso en que el intervalo de frecuencias transpuesto no está solapado con el intervalo de frecuencias relevante del transposicionador de orden inferior $T = P-1$, es decir, $[(P-2)B, (P-1)B]$. Como se ha mostrado en el contexto de la figura 13, la señal muestreada de manera descendente mostrada en el diagrama de frecuencias 1530 se transpone mediante el transposicionador 702-P. Las subbandas transpuestas que cubren el intervalo de frecuencias relevante $[(P-$

1) B, PB se ilustran en el diagrama de frecuencias 1540 como el intervalo de frecuencias sombreado. Las subbandas correspondientes al intervalo de frecuencias sombreado se introducen en el banco de filtros de síntesis de tamaño reducido, generando así una señal que comprende solamente frecuencias en el intervalo $[(P-1)B, PB]$. Por consiguiente, esta señal de paso alto se modula en la banda base y se muestrea de manera descendente usando un factor P . Como resultado, se obtiene la señal de salida críticamente muestreada del transposicionador 702-P mostrada en el diagrama de frecuencias 1560. Esta señal de salida del transposicionador 702-P comprende componentes de frecuencia del intervalo de frecuencias $[(P-1)B, PB]$. Esto tiene que tenerse en cuenta cuando se mapea la salida del transposicionador con subbandas QMF para el procesamiento HFR.

La figura 16 ilustra esquemáticamente la transición de la señal desde la salida del muestreador descendente 706 hasta la salida del transposicionador 702-P de orden de transposición $T=P$ para el caso en que el intervalo de frecuencias transpuesto está solapado con el intervalo de frecuencias relevante de los transposicionadores de orden inferior $T = 2, \dots, P-1$, es decir, $[B, (P-1)B]$. Como se ha descrito en el contexto de la figura 14, la señal muestreada de manera descendente mostrada en el diagrama de frecuencias 1630 se transpone en el transposicionador 702-P. Las subbandas transpuestas que cubren el intervalo de frecuencias $[B, PB]$ se ilustran en el diagrama de frecuencias 1640 como el intervalo de frecuencias sombreado. De manera similar a la figura 14, puede observarse que las subbandas sombreadas cubren frecuencias inferiores a $(P-1)B$. Por consiguiente, las subbandas sombreadas se solapan con los intervalos de frecuencias de los transposicionadores de orden inferior 702-2, ..., 702-P-1. Además, debido a que las subbandas sombreadas cubren un intervalo mayor que $[(P-1)B, PB]$, solo puede usarse un factor de muestreo descendente reducido. Como se ha descrito anteriormente, este factor de muestreo descendente es $P/(P-1)$ si el intervalo de frecuencias cubierto por la señal de salida del transposicionador de orden P -ésimo 702-P es $[B, (P-1)B]$. Como resultado se obtiene una señal de salida muestreada de manera descendente del transposicionador 702-P que tiene una frecuencia de muestreo $(P-1)fs/Q$.

Como ya se ha indicado anteriormente, debe observarse que las señales intermedias del transposicionador 706-P, es decir, concretamente las señales mostradas en los diagramas de frecuencias 1340, 1440, 1540, 1640, no son señales físicas presentes en el sistema HFR mostrado en la figura 7. Estas señales se han mostrado con fines ilustrativos y pueden considerarse señales "virtuales" del transposicionador 706-P que muestran el efecto de transposición y filtrado en la presencia de un muestreo descendente implícito.

Debe observarse que en el ejemplo descrito anteriormente, la señal de salida del descodificador primario 701 ya puede estar muestreada posiblemente de manera crítica con la frecuencia de muestreo fs/Q cuando se introduce en el módulo HFR 700. Esto puede conseguirse, por ejemplo, usando un tamaño de transformada de síntesis más pequeño que el tamaño nominal en el descodificador primario 701. En este escenario, la complejidad computacional se reduce debido a la transformada de síntesis más pequeña usada en el descodificador primario 701 y debido al muestreador descendente obsoleto 706.

Otra medida para mejorar la eficacia de un sistema HFR es combinar los transposicionadores individuales 602-2, ..., 602-P de la figura 6 según uno de los esquemas descritos en el contexto de las figuras 3, 4 ó 5. Por ejemplo, en lugar de usar transposicionadores individuales 602-2, ..., 602-P para los diferentes órdenes de transposición $T = 2, \dots, P$, puede usarse un sistema transposicionador múltiple 300, 400 o 500. Un posible escenario se ilustra en la figura 8, donde los transposicionadores para factores de transposición T iguales o superiores a dos están agrupados en un transposicionador múltiple 802, que puede implementarse según cualquiera de los aspectos descritos en relación con las figuras 3 a 5. En el ejemplo ilustrado, la salida del transposicionador múltiple 802 tiene una frecuencia de muestreo $2fs$, es decir, una frecuencia de muestreo que es dos veces superior a la frecuencia de muestreo de la señal de entrada al transposicionador múltiple 802. La señal de salida del transposicionador múltiple 802 es filtrada por un único banco QMF de análisis 803-2 con 64 canales.

Como se ha descrito en el contexto de la figura 6, el nuevo muestreo de la señal primaria, es decir, el nuevo muestreo de la señal de salida del descodificador primario 801, puede obtenerse filtrando la señal usando un banco QMF muestreado de manera descendente 803-1 con solo 32 canales. En consecuencia, ambos conjuntos de señales de subbanda QMF tienen señales de subbanda QMF con una frecuencia de muestreo $fs/32$. Los dos conjuntos de señales de subbanda QMF se introducen en el módulo de procesamiento HFR 804 y, finalmente, las señales de subbanda QMF ajustadas se sintetizan a una señal de dominio de tiempo mediante el banco QMF de síntesis 805 de 64 canales. Debe observarse que en el escenario ilustrado, el transposicionador múltiple 802 produce una señal de dominio de tiempo transpuesta de dos veces la frecuencia de muestreo fs . Como se ha descrito en el contexto de las figuras 3, 4 y 5, esta señal de dominio de tiempo transpuesta es la suma de varias señales transpuestas de diferentes factores de transposición T , donde T es un entero mayor que 1. El motivo por el cual el transposicionador múltiple 802 proporciona una señal de salida con una frecuencia de muestreo $2fs$ es que la señal de salida del transposicionador múltiple 802 cubre el intervalo de altas frecuencias de la señal de salida del módulo HFR 800, es decir, a lo sumo el intervalo $[B, fs]$, donde B es el ancho de banda de la componente de baja frecuencia y fs es la frecuencia de Nyquist de la señal de salida del módulo HFR 800.

Como se ha descrito en el contexto de la figura 7, la eficacia del sistema HFR 800 puede aumentarse adicionalmente incrementando el nivel de submuestreo de las señales de dominio de tiempo, es decir, proporcionando señales muestreadas críticamente de manera descendente, preferiblemente en la salida del descodificador primario y en la salida del transposicionador. Esto se ilustra en la figura 9, donde lo descrito en el contexto de la figura 7 y de las figuras 13 a 16 puede aplicarse. La señal de salida del descodificador primario 901 se muestrea de manera descendente en la unidad de muestreo descendente 906, proporcionando una señal muestreada de manera descendente con una frecuencia de muestreo fs/Q . Esta señal se introduce en el transposicionador múltiple 902 y en el banco QMF de análisis 903-1. La salida del transposicionador múltiple 902 tiene la frecuencia de muestreo Sfs/Q , donde $S = \min(P-1, 2Q-1)$, ya que la salida del transposicionador múltiple 902 es una combinación de señales con órdenes de transposición de $T=2$ a P . La señal transpuesta se introduce en un banco QMF de análisis 903-2 de tamaño $32S/Q$. De manera similar a lo descrito anteriormente, los dos conjuntos de señales de subbanda QMF se procesan en el procesador HFR 904 y se convierten finalmente en una señal de dominio de tiempo usando el banco QMF de síntesis 905.

En realizaciones, el banco QMF que analiza la señal del codificador primario, es decir, el banco QMF de análisis 803-1 de la figura 8, puede omitirse si el transposicionador múltiple también se configura para dejar pasar una copia inalterada de la señal primaria, es decir, una copia inalterada de la señal de salida del descodificador primario. En terminología de transposicionador, esto equivale a una transposición que usa el factor de transposición $T=1$, es decir, una transposición de primer orden. Si se añade una transposición de primer orden al sistema transposicionador múltiple 802 de la figura 8, un diagrama de bloques del módulo HFR modificado 1000 puede ilustrarse como se muestra en la figura 10. Como se muestra en la figura 10, la señal descodificada por el descodificador primario 1001 se usa simplemente como entrada al transposicionador múltiple 1002, es decir, la señal descodificada por el descodificador primario 1001 no se pasa a ningún componente adicional del módulo HFR 1000. El transposicionador múltiple 1002 está configurado de modo que su única señal de salida tiene una frecuencia de muestreo $2fs$. Dicho de otro modo, el transposicionador múltiple 1002 produce una señal de dominio de tiempo de dos veces la frecuencia de muestreo, donde la señal de dominio de tiempo es la suma de diversas señales transpuestas de diferentes factores de transposición T , donde T toma los valores de 1 a P . Esta única señal de salida del transposicionador múltiple 1002 es analizada por un banco QMF 1003 de 64 canales, y las señales de subbanda QMF se introducen posteriormente en el módulo de procesamiento HFR 1004, que ajusta las señales de subbanda QMF usando la información secundaria transmitida. Las señales de subbanda QMF ajustadas son sintetizadas finalmente por el banco QMF de síntesis 1005 de 64 canales.

De manera similar al muestreo descendente descrito en el contexto de las figuras 7 y 9, la eficacia del módulo HFR 1000 puede aumentarse mediante el submuestreo de las señales de dominio de tiempo. Un módulo HFR 1100 de este tipo se muestra en la figura 11. Un flujo de bits recibido es descodificado por el descodificador primario 1101, que proporciona una señal de salida de dominio de tiempo con una frecuencia de muestreo fs . Esta señal de salida de dominio de tiempo se muestrea de manera descendente en un factor Q usando la unidad de muestreo descendente 1106. La señal muestreada de manera descendente con frecuencia de muestreo fs/Q se pasa al transposicionador múltiple 1102. La salida del transposicionador múltiple 1102 tendrá la frecuencia de muestreo Sfs/Q . Sin embargo, esta vez el parámetro S se selecciona como $S = \min(P, 2Q)$ ya que la señal transpuesta comprende además la señal de salida descodificada y muestreada de manera descendente del descodificador primario 1101. La señal de salida del transposicionador múltiple 1102 se segmenta en señales de subbanda QMF usando un banco QMF de análisis 1103 que tiene $32S/Q$ canales. Las señales de subbanda QMF se ajustan usando la información secundaria transmitida y posteriormente se mezclan mediante un banco QMF de síntesis 1105 de 64 canales.

Como se ha mencionado anteriormente, los transposicionadores múltiples 802, 902, 1002 y 1102 ilustrados en las figuras 8 a 11 pueden basarse en cualquiera de las configuraciones presentadas en el contexto de las figuras 3 a 5. Además, la configuración de transposicionador ilustrada en la figura 2 puede usarse, a pesar de su menor eficacia computacional en comparación con los diseños de transposicionador múltiple de las figuras 3 a 5. En una primera realización preferida, las configuraciones de módulo HFR ilustradas en las figuras 10 y 11 se usan en combinación con el transposicionador múltiple descrito en el contexto de la figura 5. Un mapeo a modo de ejemplo de las subbandas de análisis de transposicionador con las subbandas de síntesis de transposicionador se ilustra en la figura 5b. En una segunda realización preferida, las configuraciones de módulo HFR ilustradas en las figuras 8 y 9 se usan en combinación con el transposicionador múltiple descrito en el contexto de la figura 5. Un mapeo a modo de ejemplo de las subbandas de análisis de transposicionador con las subbandas de síntesis de transposicionador en esta realización se ilustra en la figura 5c.

Con los ejemplos descritos en el contexto de las figuras 7, 9, 11 y 13 a 16, puede identificarse un bloque de construcción general de un transposicionador diezmado al máximo o críticamente muestreado. Un bloque de construcción 170 de este tipo se ilustra en la figura 17. Una señal de entrada de frecuencia de muestreo f_s se procesa en primer lugar en el muestreador descendente de factor Q 171 y se filtra por medio de un banco de filtros de análisis de transposicionador 172. El banco de filtros de análisis tiene un tamaño de banco de filtros, o tamaño de transformada, de N_a , y un tamaño de salto, o lapso de señal de entrada, de δ_a muestras. Las señales de subbanda se procesan posteriormente mediante una unidad de procesamiento no lineal 173,

usando el factor de transposición T . La unidad de procesamiento no lineal 173 puede implementar cualquier procesamiento no lineal descrito en el presente documento. En una realización, el procesamiento no lineal descrito en el contexto de las figuras 5, 5b, 5c puede llevarse a cabo en la unidad de procesamiento no lineal 173. Finalmente, las señales de subbanda se ensamblan en una señal de dominio de tiempo de frecuencia de muestreo Rf_s en un banco de filtros de síntesis de transposicionador 174, donde R es un factor de nuevo muestreo deseado. El banco de filtros de síntesis tiene un tamaño de banco de filtros, o tamaño de transformada, de N_s , y un tamaño de salto, o lapso de señal de salida, de δ_s muestras. El factor de expansión W que comprende el banco de filtros de análisis 172, la unidad de procesamiento no lineal 173 y el banco de filtros de síntesis 174 es la relación de las frecuencias de muestreo de la señal de salida del banco de filtros de síntesis y de la señal de entrada al banco de filtros de análisis como

$$W = \frac{Rf_s}{f_s/Q} = RQ. \quad (6)$$

Los tamaños de banco de filtros, o de transformada, N_a y N_s pueden relacionarse como:

$$N_s = \frac{W}{T} N_a, \quad (7)$$

y los tamaños de salto, o lapsos de señal, δ_a y δ_s pueden relacionarse como:

$$\delta_s = W \delta_a. \quad (8)$$

El bloque de construcción 170 de transposicionador diezmado al máximo o críticamente muestreado puede hacer que la señal de entrada al banco de filtros de análisis 172 o la salida del banco de filtros de síntesis 174, o ambas, cubran exclusivamente el ancho de banda espectral relevante para el procesamiento subsiguiente, tal como la unidad de procesamiento HFR 704 de la figura 7. El muestreo crítico de la señal de entrada puede obtenerse mediante filtrado y posiblemente modulación seguida del diezmado de la señal de entrada en el muestreador descendente 171. En una realización, el muestreo crítico de la señal de salida puede realizarse mapeando señales de subbanda con un banco de filtros de síntesis 174 de un tamaño mínimo adecuado para cubrir exclusivamente los canales de subbanda relevantes para el procesamiento posterior, por ejemplo como se indica mediante la ecuación (7). Las figuras 13 a 16 ilustran la condición cuando la salida del banco de filtros de síntesis cubre exclusivamente el ancho de banda espectral relevante y, por tanto, se diezma al máximo.

Una pluralidad de bloques de construcción 170 puede combinarse y configurarse de modo que se obtenga un sistema transposicionador críticamente muestreado de varios órdenes de transposición. En un sistema de este tipo, uno o más de los módulos 171 a 174 del bloque de construcción 170 pueden compartirse entre los bloques de construcción que usan diferentes órdenes de transposición. Normalmente, un sistema que usa un banco de filtros de análisis común 301, como el descrito en el contexto de la figura 3, puede tener señales de salida diezmadas al máximo de los bancos de filtros de síntesis 303-1,..., 303-P, mientras que la señal de entrada al banco de filtros de análisis común 301 puede diezmarse al máximo con respecto al bloque de construcción de transposicionador 170 que requiere el mayor ancho de banda de señal de entrada. Un sistema que usa un banco de filtros de síntesis común 404, como el descrito en el contexto de la figura 4, puede tener señales de entrada diezmadas al máximo para los bancos de filtros de análisis 401-1,..., 401-P y también puede tener una señal de salida diezmada al máximo del banco de filtros de síntesis común 404. El sistema descrito en el contexto de la figura 2 tiene preferiblemente ambas señales de entrada diezmadas al máximo para los bancos de filtros de análisis y señales de salida diezmadas al máximo de los bancos de filtros de síntesis. En este caso, la estructura del sistema puede ser simplemente una pluralidad de los bloques de construcción de transposicionador 170 en paralelo. Un sistema que usa tanto un banco de filtros de análisis común 501 como un banco de filtros de síntesis común 504, como el descrito en el contexto de la figura 5, tiene normalmente una señal de salida diezmada al máximo procedente del banco de filtros de síntesis común 504, mientras que la señal de entrada al banco de filtros de análisis común 501 puede diezmarse al máximo con respecto a la señal en la que el orden de transposición requiere el mayor ancho de banda de señal de entrada. En este sistema, el factor de transposición T de la ecuación (7) es sustituido por el factor F descrito en el contexto de las figuras 5, 5b y 5c. Debe observarse que las unidades de suma 202 de la figura 2 y 304 de la figura 3 de los escenarios anteriores pueden configurarse para tratar y combinar las señales de subbanda críticamente muestreadas de los bancos de filtros de síntesis de bloques de construcción de transposicionador. En una realización, las unidades de suma pueden comprender bancos de filtros de análisis QMF seguidos de medios para combinar las señales de subbanda o unidades de remuestreo y modulación de dominio de tiempo seguidas de medios para sumar las señales.

En el presente documento se ha descrito un esquema y un sistema de transposición múltiple que permite usar un banco de filtros de análisis común y un banco de filtros de síntesis común. Para permitir el uso de bancos de filtros de análisis y síntesis comunes, se ha descrito un esquema de procesamiento no lineal avanzado que implica el mapeo de múltiples subbandas de análisis con una subbanda de síntesis. Como resultado de usar un banco de filtros de análisis común y un banco de filtros de síntesis común, el esquema de transposición múltiple puede implementarse con una complejidad computacional reducida en comparación con esquemas de transposición convencionales. Dicho de otro modo, la complejidad computacional de los procedimientos HFR armónicos se reduce considerablemente al poder compartir un par de bancos de filtros de análisis y síntesis entre varios transposicionadores armónicos o al combinar uno o varios transposicionadores armónicos con un muestreador ascendente.

Además, se han descrito diversas configuraciones de módulos HFR que comprenden transposición múltiple. En particular, se han descrito configuraciones de módulos HFR de complejidad reducida que manipulan señales muestreadas críticamente de manera descendente. Los procedimientos y sistemas descritos pueden utilizarse en diversos dispositivos de descodificación, por ejemplo en receptores multimedia, descodificadores de vídeo/audio, dispositivos móviles, reproductores de audio, reproductores de vídeo, etc.

Los procedimientos y sistemas para la transposición y/o la reconstrucción de alta frecuencia descritos en el presente documento pueden implementarse como software, firmware y/o hardware. Determinados componentes pueden implementarse, por ejemplo, como software que se ejecuta en un procesador de señales digitales o un microprocesador. Otros componentes pueden implementarse, por ejemplo, como hardware y/o como circuitos integrados de aplicación específica. Las señales encontradas en los procedimientos y sistemas descritos pueden almacenarse en medios tales como memorias de acceso aleatorio o medios de almacenamiento ópticos. Pueden transferirse a través de redes, tales como redes de radio, redes por satélite, redes inalámbricas o redes cableadas, por ejemplo Internet. Dispositivos típicos que usan los procedimientos y sistemas descritos en el presente documento son dispositivos electrónicos portátiles u otros equipos de usuario que se usan para almacenar y/o reproducir señales de audio. Los procedimientos y sistemas también pueden usarse en sistemas informáticos, por ejemplo servidores web de Internet, que almacenan y proporcionan señales de audio, por ejemplo señales de música, para su descarga.

REIVINDICACIONES

1. Un sistema configurado para generar una componente de alta frecuencia de una señal de audio a partir de una componente de baja frecuencia de la señal, el sistema comprende:

5

- un banco de filtros de análisis configurado para proporcionar un conjunto de señales de subbanda de análisis a partir de la componente de baja frecuencia de la señal; en el que el conjunto de señales de subbanda de análisis comprende al menos dos señales de subbanda de análisis, en el que el banco de filtros de análisis tiene una resolución de frecuencia de Δf ;

10

- una unidad de procesamiento no lineal configurada para determinar un conjunto de señales de subbanda de síntesis a partir del conjunto de señales de subbanda de análisis usando un orden de transposición P ; en el que la unidad de procesamiento no lineal está configurada para determinar una n -ésima señal de subbanda de síntesis del conjunto de señales de subbanda de síntesis a partir de una señal de subbanda de análisis k -ésima y una señal de subbanda de análisis $(k + 1)$ -ésima del conjunto de señales de subbanda de análisis; en donde la unidad de procesamiento no lineal está configurada para determinar una magnitud de la señal de subbanda de síntesis n -ésima como el producto de una magnitud exponenciada de la señal de subbanda de análisis k -ésima y una magnitud exponenciada de la señal de subbanda de análisis $(k + 1)$ -ésima; en donde una suma de un exponente de la magnitud exponenciada de la señal de subbanda de análisis k -ésima y un exponente de la magnitud exponenciada de la señal de subbanda de análisis $(k + 1)$ -ésima es igual a uno; y

20

- un banco de filtros de síntesis configurado para generar la componente de alta frecuencia de la señal basado en el conjunto de señales de subbanda de síntesis, en el que el banco de filtros de síntesis tiene una resolución de frecuencia de $F\Delta f$, siendo F un factor de resolución, con $F \geq 1$, en el que el orden de transposición P es diferente del factor de resolución F ;

25

en el que

30

- el banco de filtros de análisis tiene un número L_A de subbandas de análisis, con $L_A > 1$, donde k es un índice de subbanda de análisis con $k = 0, \dots, L_A - 1$; y

- el banco de filtros de síntesis tiene un número L_S de subbandas de síntesis, con $L_S > 0$, donde n es un índice de subbanda de síntesis con $n = 0, \dots, L_S - 1$;

35

- el número L_A de subbandas de análisis es igual al número L_S de subbandas de síntesis.

2. Un método para generar una componente de alta frecuencia de una señal de audio a partir de una componente de baja frecuencia de la señal, el método comprende:

40

- proporcionar un conjunto de señales de subbanda de análisis a partir de la componente de baja frecuencia de la señal usando un banco de filtros de análisis que tiene una resolución de frecuencia de Δf ; en el que el conjunto de señales de subbanda de análisis comprende al menos dos señales de subbanda de análisis;

45

- determinar un conjunto de señales de subbanda de síntesis a partir del conjunto de señales de subbanda de análisis usando un orden de transposición P , de tal modo que una n -ésima señal de subbanda de síntesis del conjunto de señales de subbanda de síntesis se determine a partir de una señal de subbanda de análisis k -ésima y a señal de subbanda de análisis $(k + 1)$ -ésima del conjunto de señales de subbanda de análisis; en donde una magnitud de la señal de subbanda de síntesis n -ésima se determina como el producto de una magnitud exponenciada de la señal de subbanda de análisis k -ésima y una magnitud exponenciada de la señal de subbanda de análisis $(k + 1)$ -ésima; en donde una suma de un exponente de la magnitud exponenciada de la señal de subbanda de análisis k -ésima y un exponente de la magnitud exponenciada de la señal de subbanda de análisis $(k + 1)$ -ésima es igual a uno; y

50

55

- generar la componente de alta frecuencia de la señal basándose en el conjunto de señales de subbanda de síntesis usando un banco de filtros de síntesis que tiene una resolución de frecuencia de $F\Delta f$, siendo F un factor de resolución, con $F \geq 1$, en el que el orden de transposición P es diferente del factor de resolución F ,

60

en el que

- el conjunto de señales de subbanda de análisis comprende señales de subbanda de análisis L_A , con $L_A > 1$, donde k es un índice de subbanda de análisis con $k = 0, \dots, L_A - 1$; y

- el conjunto de señales de subbanda de síntesis comprende señales de subbanda de síntesis L_s , con $L_s > 0$, donde n es un índice de subbanda de síntesis con $n = 0, \dots, L_s - 1$;

- el número L_A de subbandas de análisis es igual al número L_s de subbandas de síntesis.

5

3. Programa informático que tiene instrucciones que, cuando son ejecutadas por un procesador, hacen que dicho procesador realice el método según la reivindicación 2.

DIBUJOS

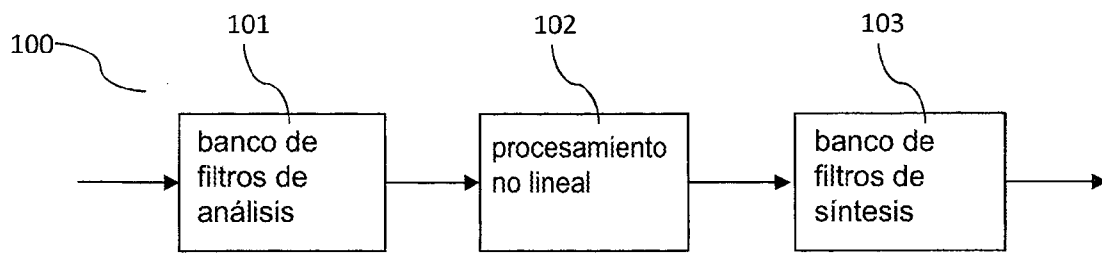


Fig. 1

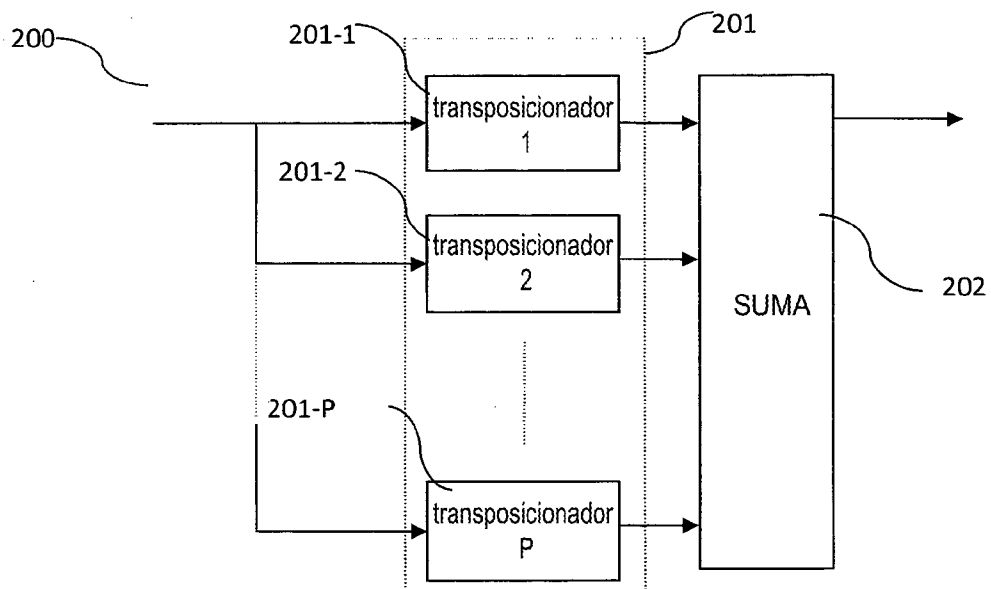


Fig. 2

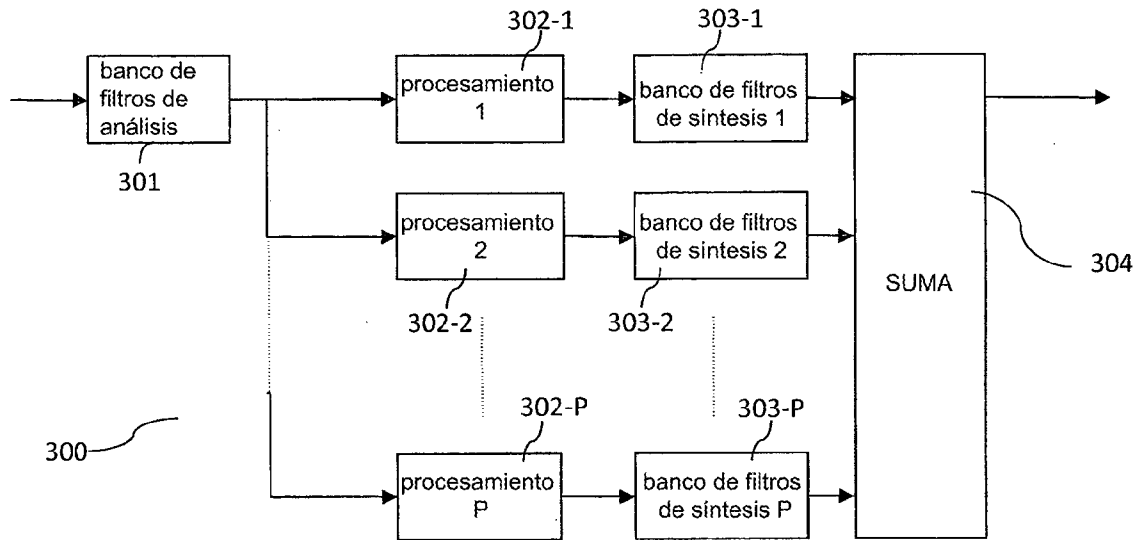


Fig. 3

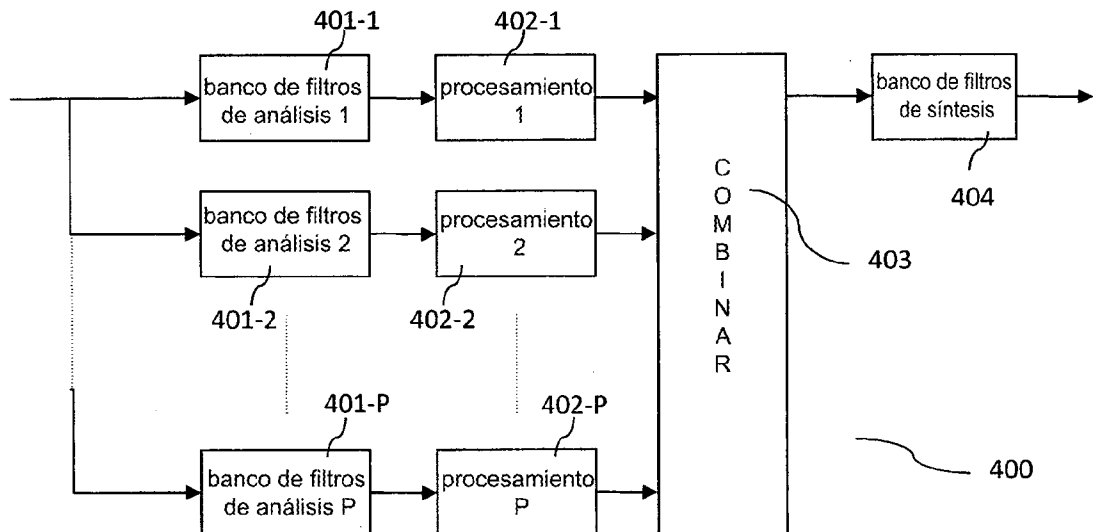


Fig. 4

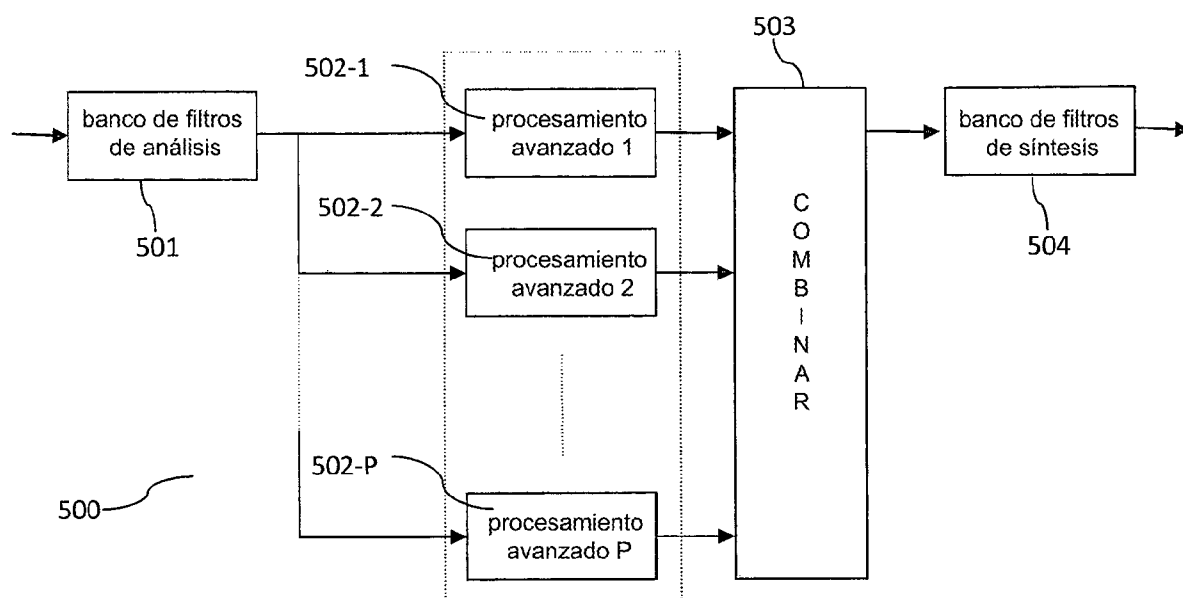


Fig. 5

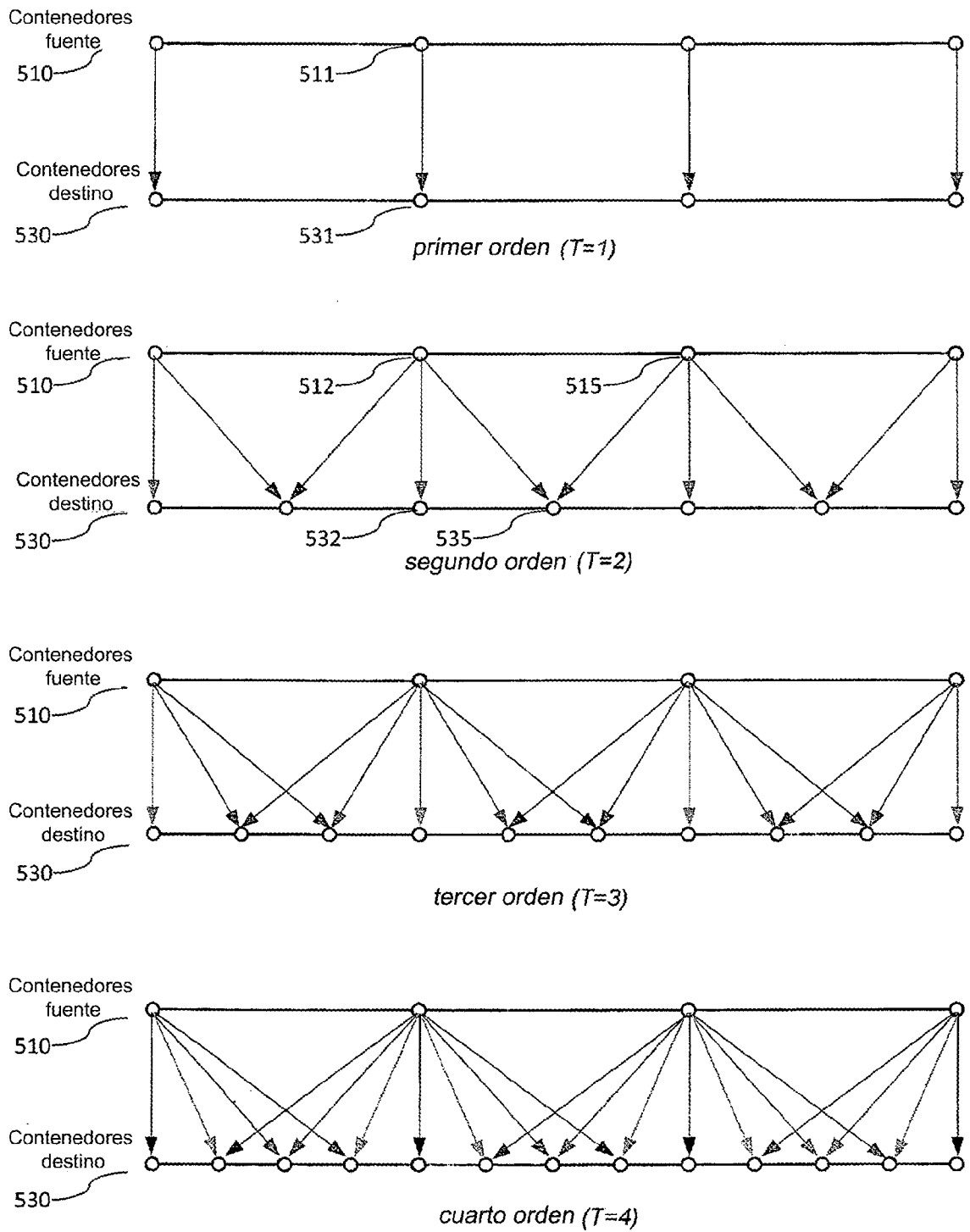


Fig. 5b

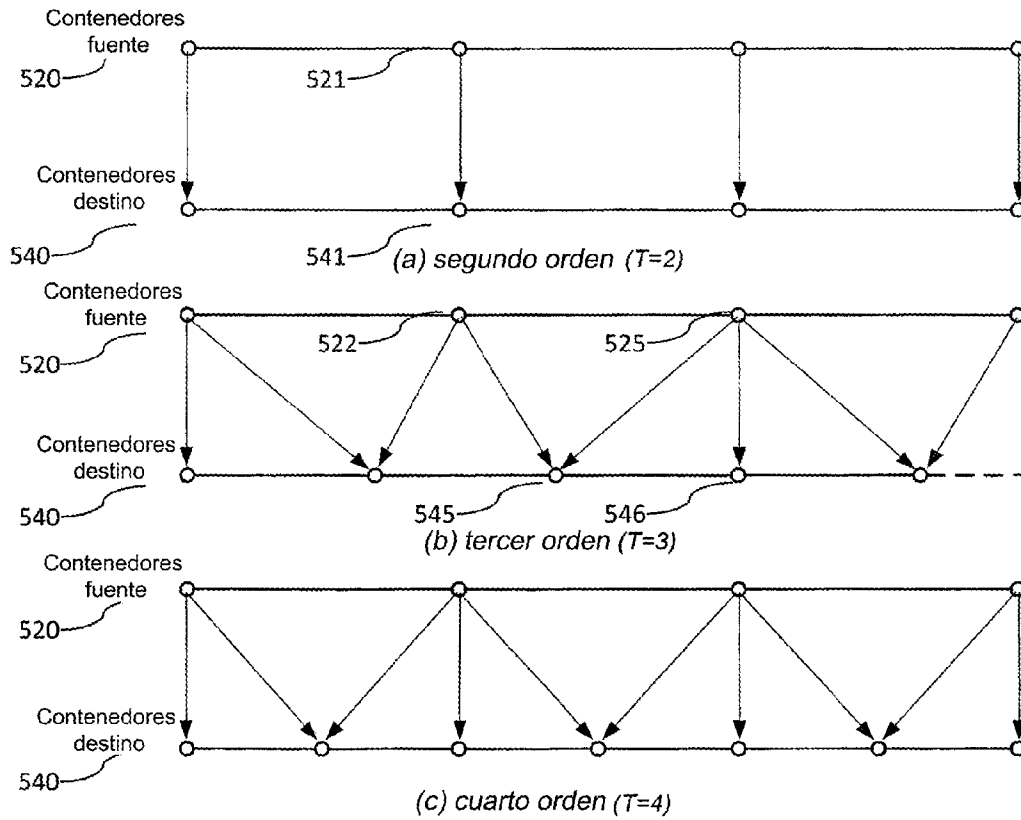


Fig. 5c

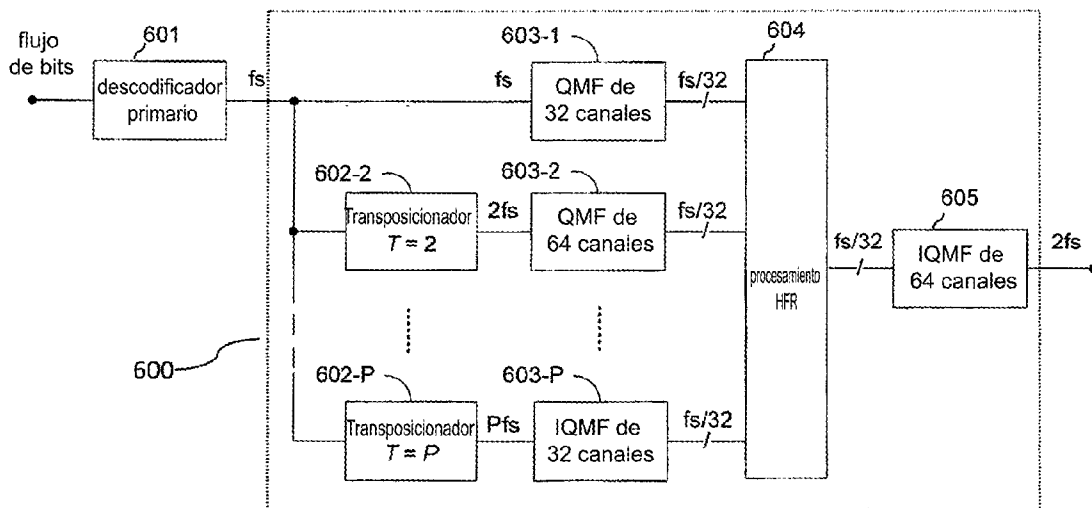


Fig. 6

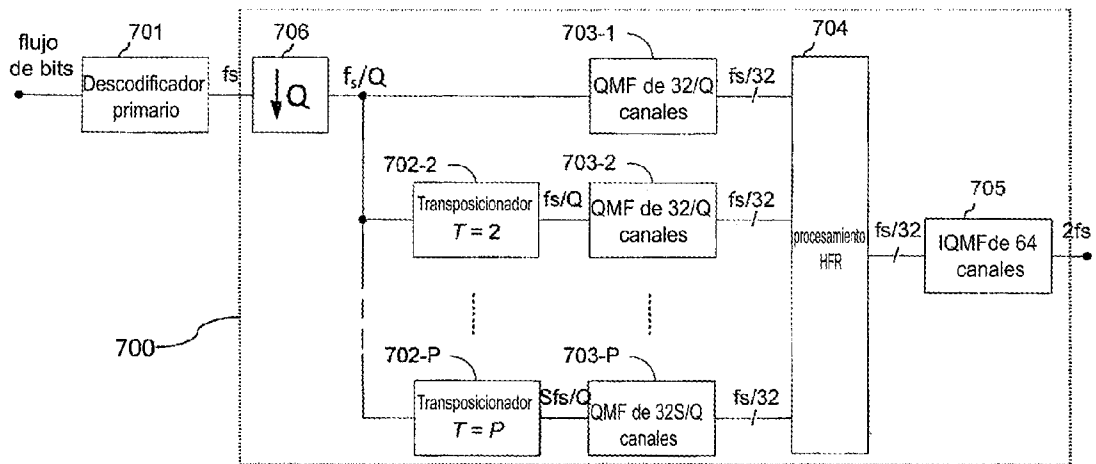


Fig. 7

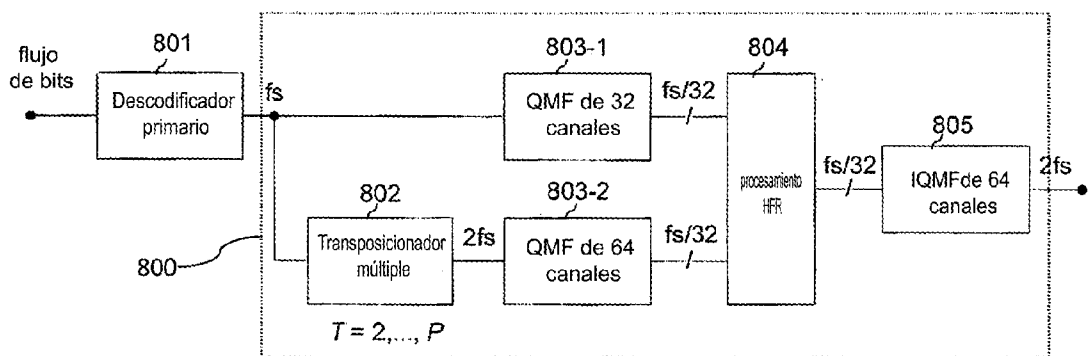


Fig. 8

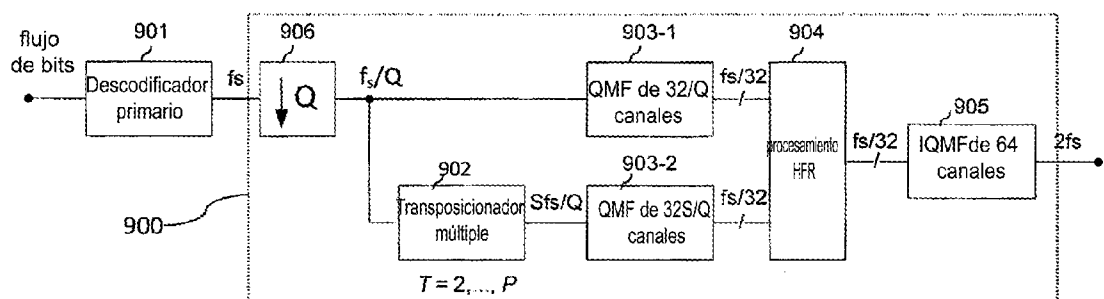


Fig. 9

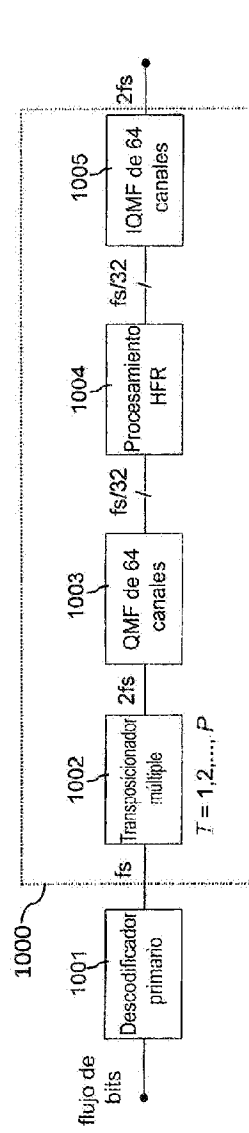


Fig. 10

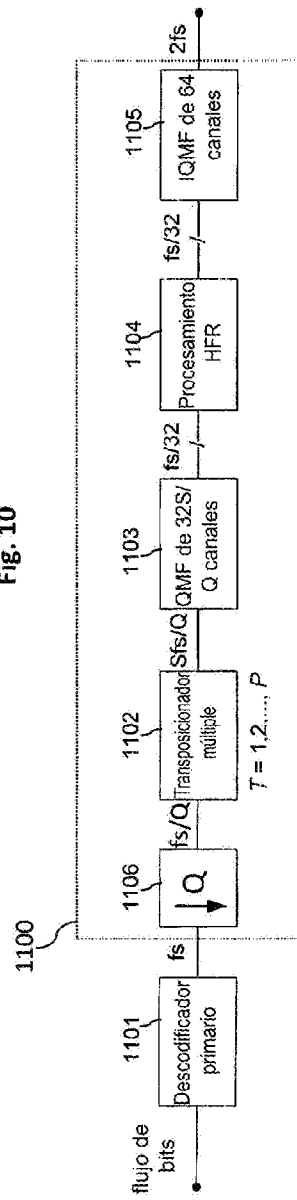


Fig. 11

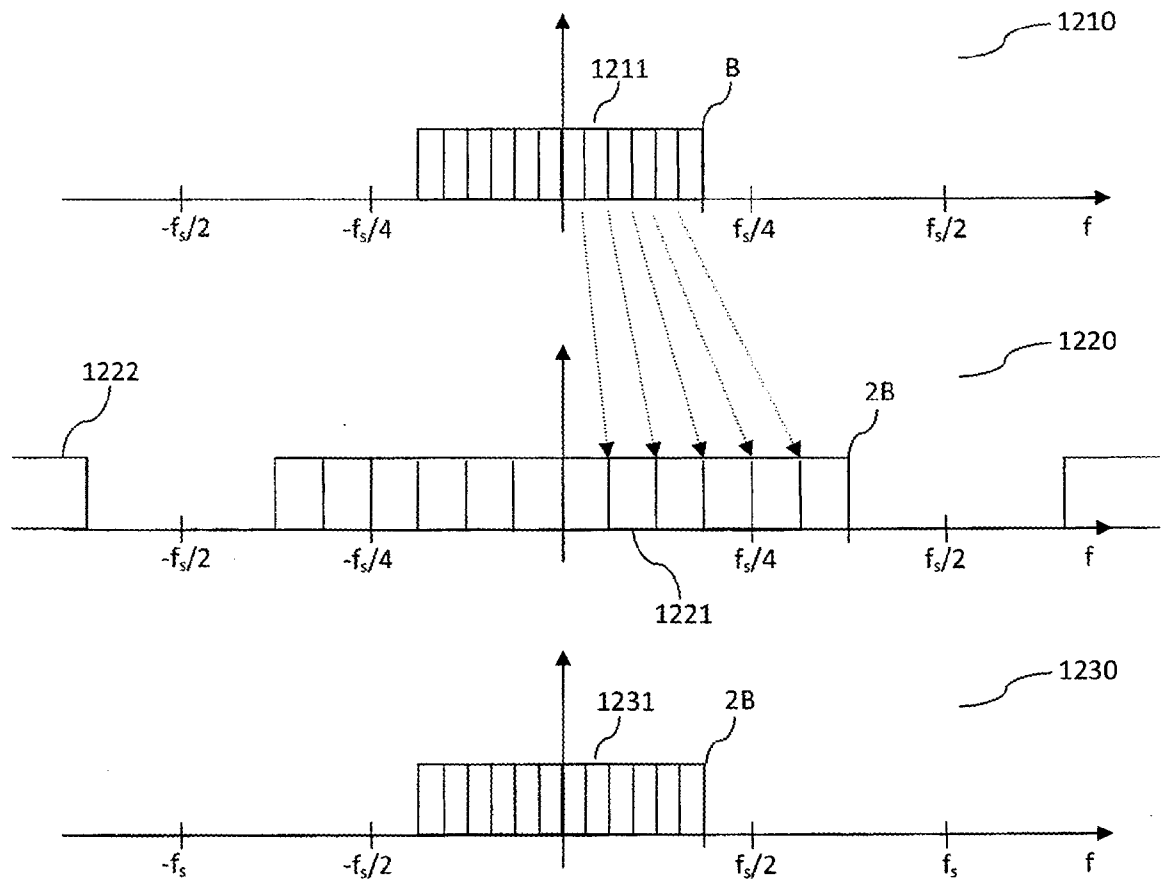


Fig. 12a

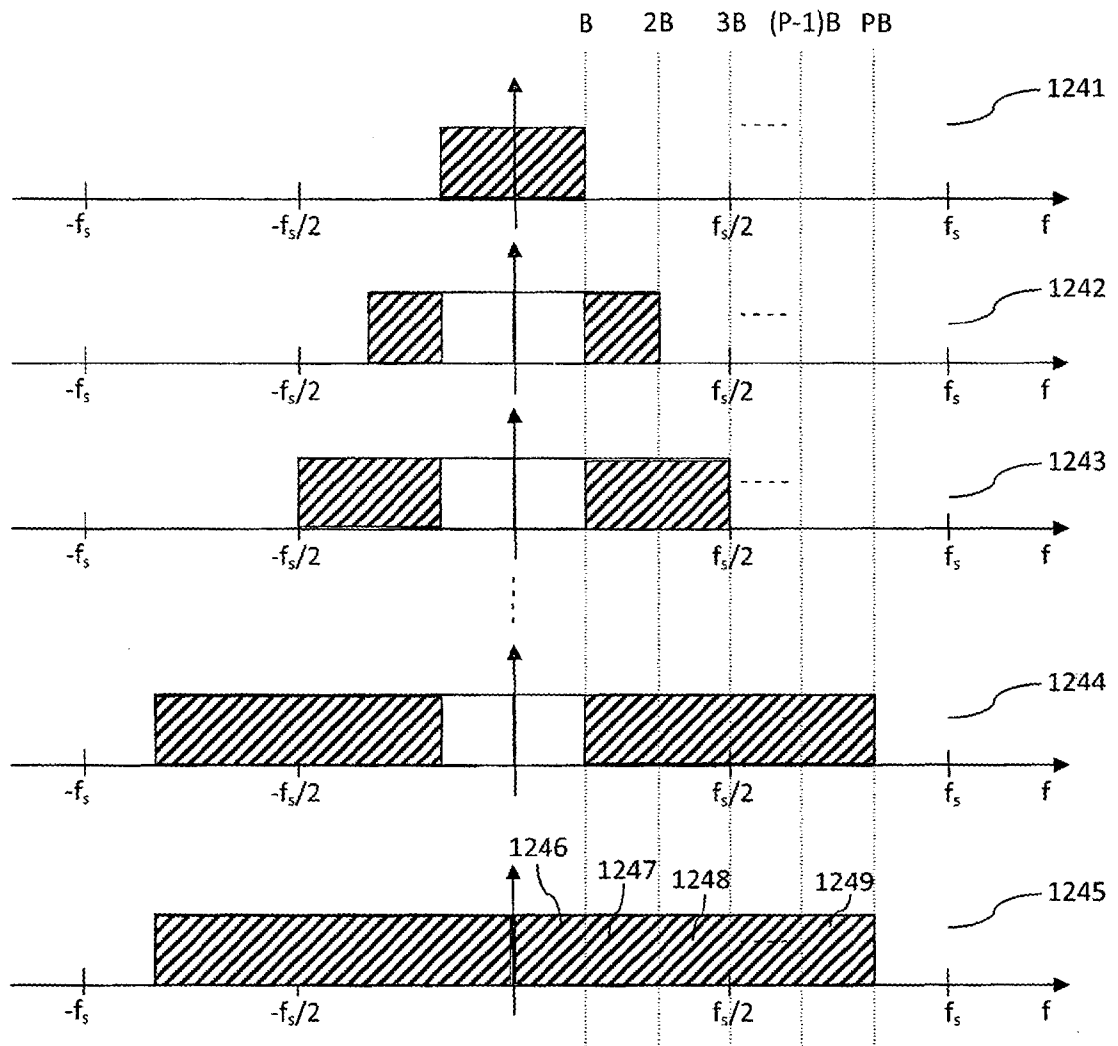


Fig. 12b

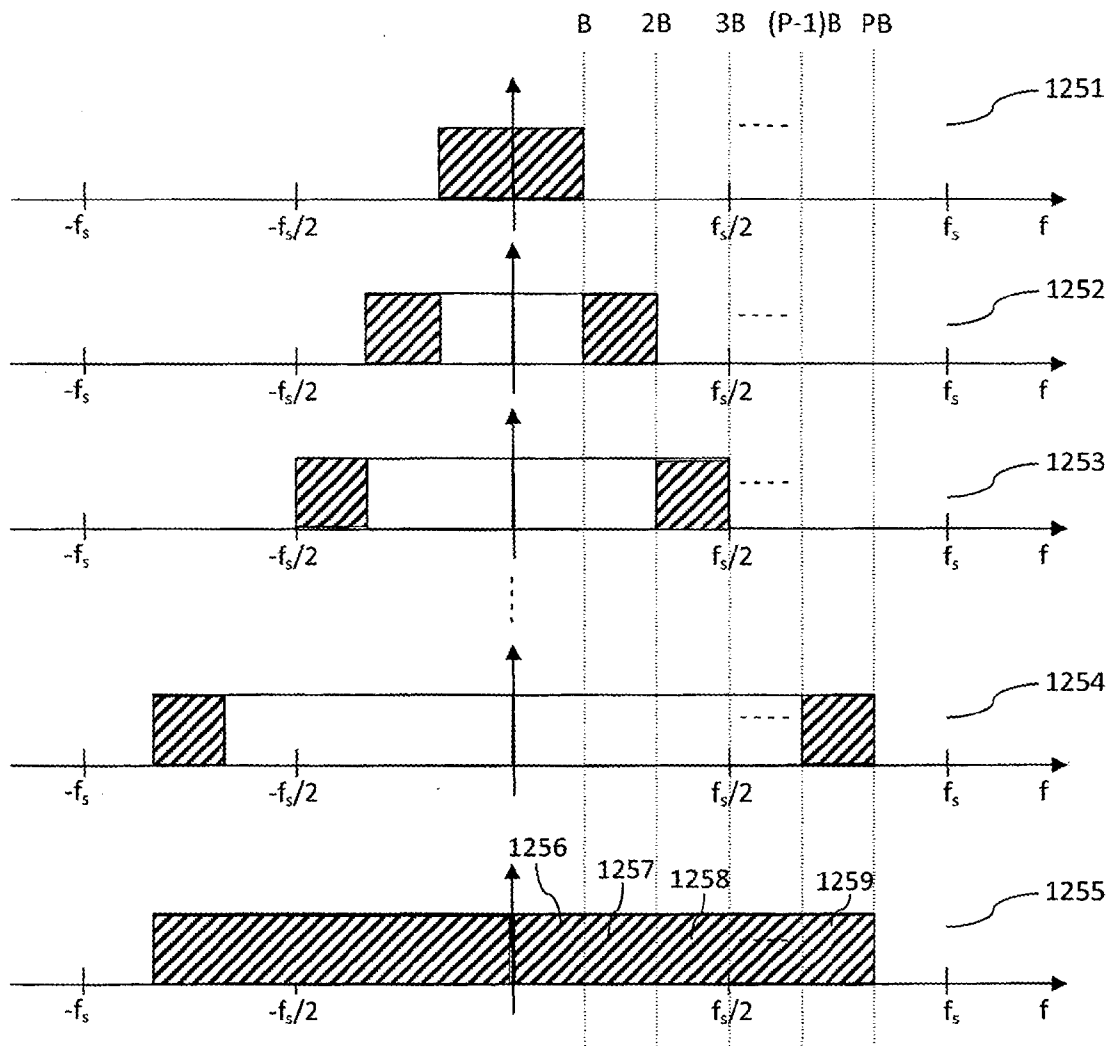


Fig. 12c

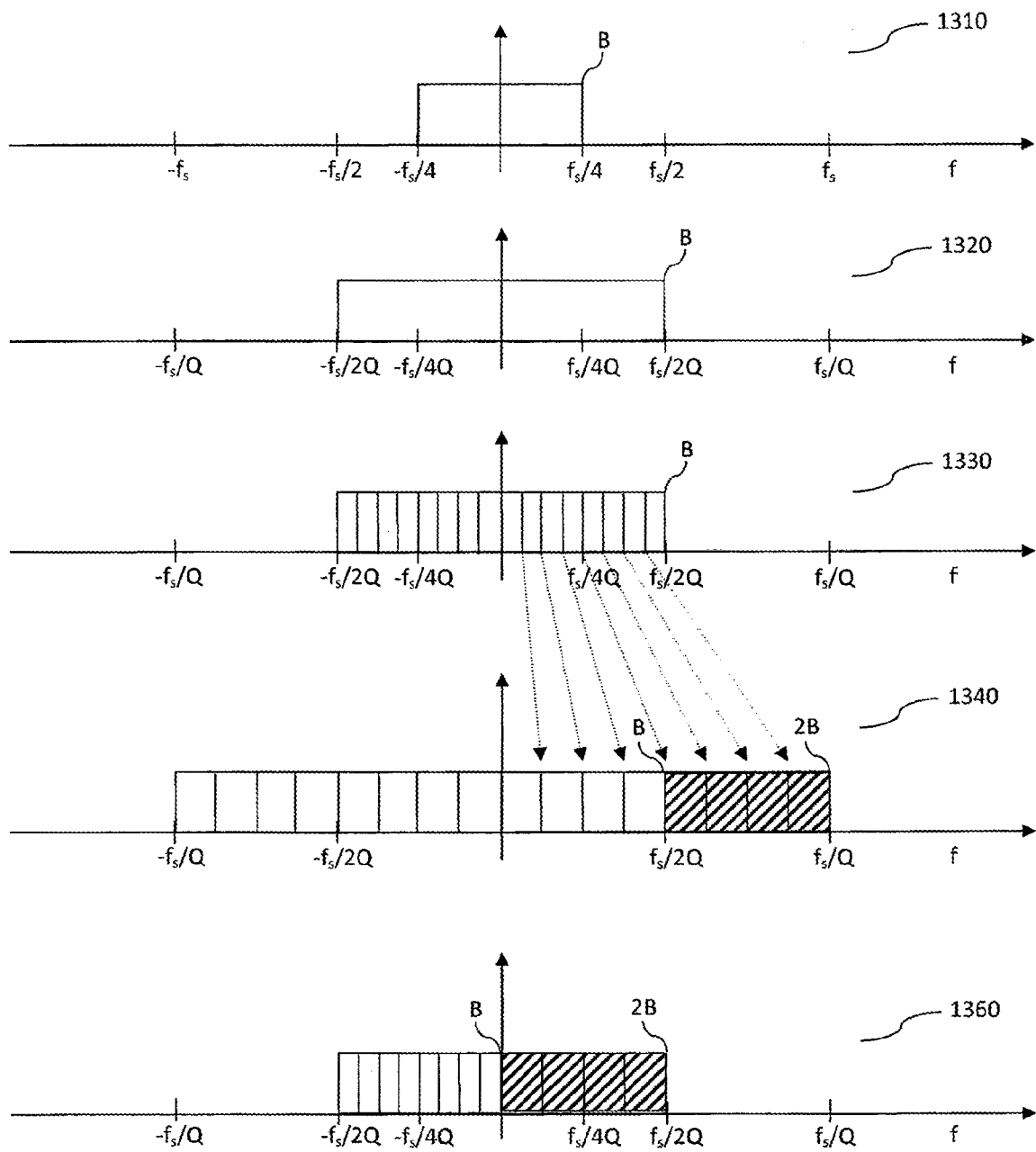


Fig. 13

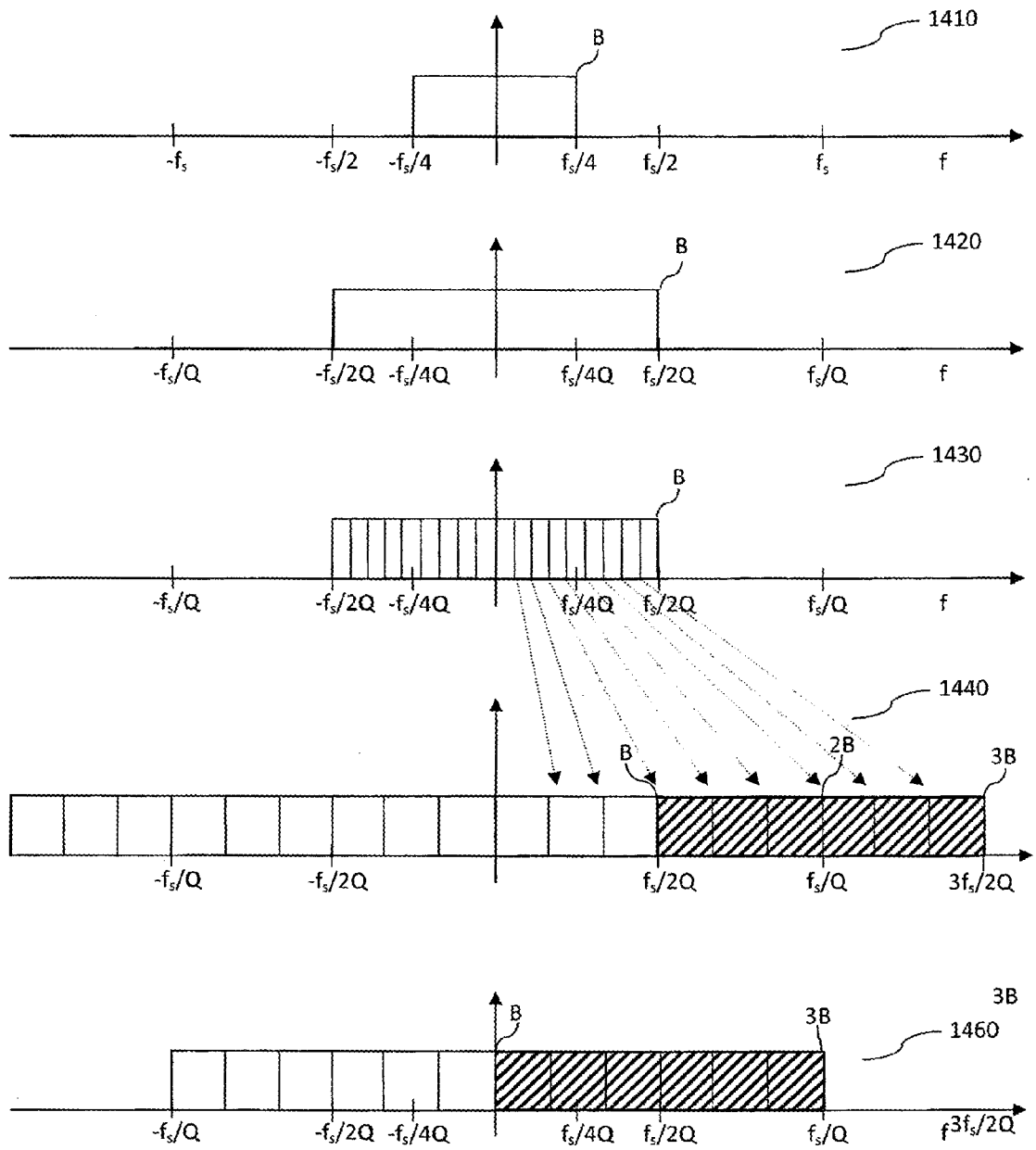


Fig. 14

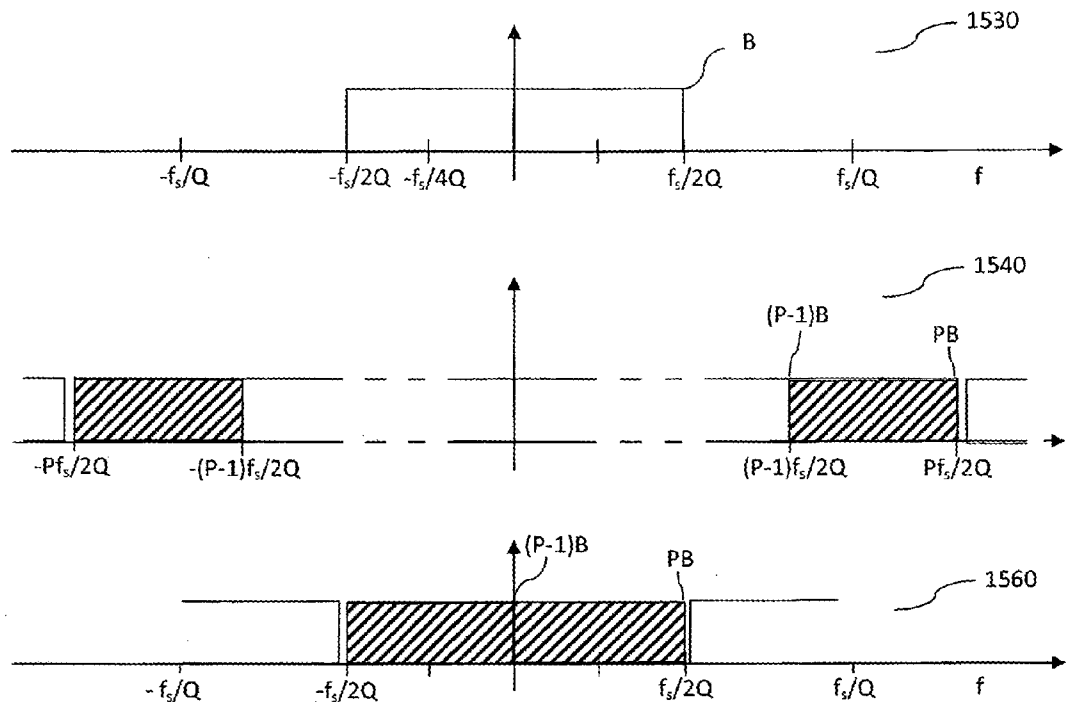


Fig. 15

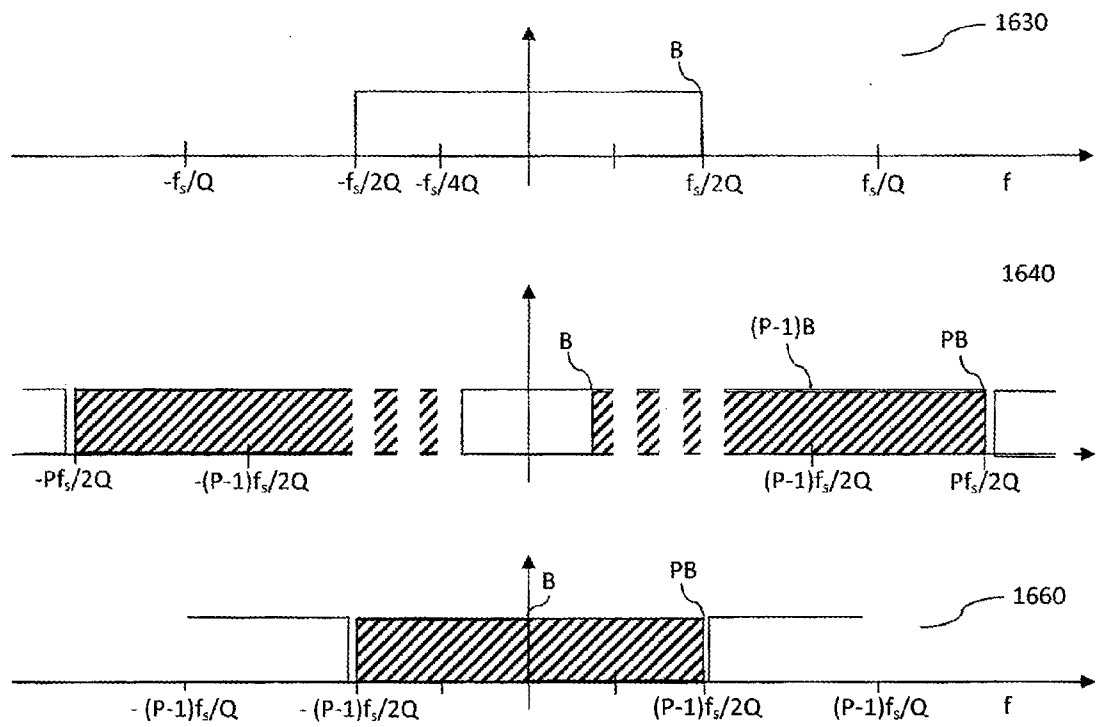


Fig. 16

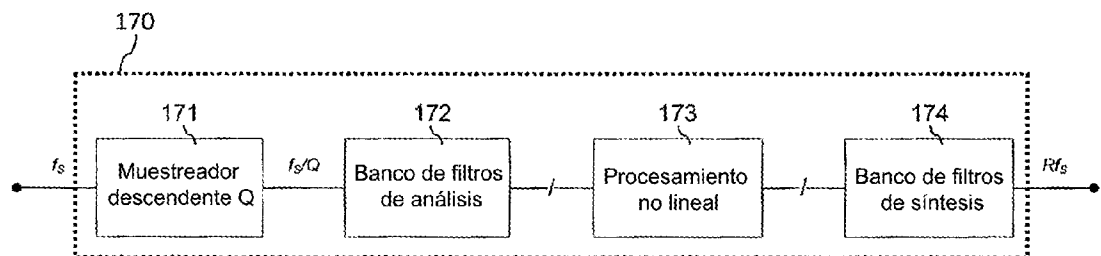


Fig. 17