

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 461 172**

51 Int. Cl.:

G10L 21/038 (2013.01)

G10L 19/025 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **25.05.2010 E 10730733 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **09.04.2014 EP 2486564**

54 Título: **Aparato y procedimiento para generar una señal de audio de alta frecuencia usando sobremuestreo adaptativo**

30 Prioridad:

21.10.2009 US 253776 P

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

19.05.2014

73 Titular/es:

**DOLBY INTERNATIONAL AB (50.0%)
Apollo Building, 3E, Herikerbergweg 1-35
1101 CN Amsterdam Zuid-Oost, NL y
FRAUNHOFER-GESELLSCHAFT ZUR
FÖRDERUNG DER ANGEWANDTEN
FORSCHUNG E.V. (50.0%)**

72 Inventor/es:

**VILLEMOS, LARS;
EKSTRAND, PER;
DISCH, SASCHA;
NAGEL, FREDERIK y
WILDE, STEFAN**

74 Agente/Representante:

PONTI SALES, Adelaida

ES 2 461 172 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

Aparato y procedimiento para generar una señal de audio de alta frecuencia usando sobremuestreo adaptativo

5 Descripción

[0001] El presente invento se refiere a codificación de señales de audio, y en particular a procedimientos de reconstrucción de alta frecuencia incluyendo un medio de transposición de dominio de la frecuencia tal como un medio de transposición armónica.

10 [0002] En el arte previo hay varios procedimientos para reconstrucción de alta frecuencia usando transposición armónica, o estiramiento de tiempo o procedimiento similar. Un procedimiento usado se basa en vocoders (codificadores de voz) de fase. Estos operan bajo el principio de hacer un análisis de frecuencia con suficientemente alta resolución de frecuencia, y la modificación de señal en el dominio de la frecuencia antes de sintetizar la señal. El
15 estiramiento de tiempo o transposición depende de la combinación de ventana de análisis, tranco de ventana de análisis, ventana de síntesis, tranco de ventana de síntesis, así como también ajustes de fase de la señal analizada.

[0003] Un problema que inevitablemente existe con estos procedimientos es la contradicción entre la necesidad de
20 resolución de frecuencia a fin de obtener una transposición de alta calidad para sonidos estacionarios, y la respuesta transitoria del sistema para sonidos de componentes transitorios.

[0004] Un algoritmo que emplea unos vocoders de fase, como se describe, por ejemplo, en M. Puckette. Vocoder de fase sincronizada. Congreso IEEE ASSP sobre Aplicaciones de Procesamiento de Señales en Audio y Acústica. (Phase-locked Vocoder. IEEE ASSP Conference on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics),
25 Mohonk 1995.", A. Röbel, "Detección y preservación de componentes transitorios en el vocoder de fase." ("Transient detection and preservation in the phase vocoder,") citeseer.ist.psu.edu/679246.html; Laroche L., Dolson M.: "Modificación mejorada de escala de tiempo de vocoder de fase de audio ("Improved phase vocoder timescale modification of audio"), IEEE Trans, sobre procesamiento de voz y audio (IEEE Trans. Speech and Audio Processing), vol. 7, no. 3, pp. 323—332 y Patente de Estados Unidos N° 6549884 Laroche, J. & Dolson, M.:
30 Corrimiento de tono de vocoder de fase para la generación de parche. (Phase-vocoder pitch-shifting for the patch generation), ha sido presentada en Frederik Nagel, Sascha Disch, "Un procedimiento de extensión de ancho de banda para codificadores-decodificadores de audio ("A harmonic bandwidth extension method for audio codecs"), ICASSP Congreso Internacional sobre Procesamiento de Acústica, Voz y Señal. (ICASSP International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing), IEEE CNF, Taipei, Taiwan, abril de 2009. Sin embargo, este
35 procedimiento denominado " extensión de ancho de banda armónica" (HBE) tiende a degradaciones de calidad de componentes transitorios contenidos en la señal de audio como se describe en Frederik Nagel, Sascha Disch, Nikolaus Rettelbach, "Un procedimiento de extensión de ancho de banda impulsado por vocoder de fase con un manejo novedoso de componente transitorio para codificadores-decodificadores de audio" ("A phase vocoder driven bandwidth extension method with novel transient handling for audio codecs,") en el 116° Congreso de AES, Munich,
40 Alemania, mayo de 2009, ya que no se garantiza que se preserve una coherencia vertical sobre las sub-bandas en el algoritmo de vocoder de fase estándar y, más aún, se debe realizar el re-cálculo de las fases de la transformación discreta de Fourier (DFT) sobre bloques de tiempo aislados de una transformada asumiendo implícitamente una periodicidad circular.

45 [0005] También se conoce de la solicitud de patente EP2234103 A1 un procedimiento de manipulación de una señal de audio que utiliza sobremuestreo y modificación de fase.

[0006] Es conocido que se pueden observar específicamente dos tipos de artefactos debido al procesamiento de
50 vocoder de fase basado en bloques. Estos son, en particular, una dispersión de la forma de onda y una aliasing en el tiempo debido a efectos de convolución cíclica en el tiempo de la señal debido a la aplicación de las fases nuevamente calculados.

[0007] En otras palabras, debido a la aplicación de una modificación de fase sobre los valores espectrales de la
55 señal de audio en el algoritmo de BWE, un componente transitorio contenido en un bloque de la señal de audio puede ser envuelto alrededor del bloque, es decir es convuelto cíclicamente de vuelta dentro del bloque. Eso da como resultado un aliasing en el tiempo y, en consecuencia, conduce a una degradación de la señal de audio.

[0008] Por lo tanto, se deben emplear procedimientos para un tratamiento especial de las partes de señal que
60 contienen componentes transitorios. Sin embargo, la complejidad computacional es un asunto serio, debido a que especialmente el algoritmo de BWE es realizado sobre el lado del decodificador de una cadena de codificador-decodificador. Por ende, medidas contra la degradación de señal de audio recién mencionada preferiblemente no deberían venir a costo de una complejidad computacional ampliamente incrementada.

[0009] Es el objetivo del presente invento proveer un concepto eficiente y de alta calidad para generar una señal de
65 audio de alta frecuencia.

[0010] Este objetivo se alcanza con un aparato para generar una señal de audio de alta frecuencia de acuerdo con la reivindicación 1, un procedimiento para generar una señal de audio de alta frecuencia de acuerdo con la reivindicación 13 o un programa de computadora de acuerdo con la reivindicación 14.

5 **[0011]** El presente invento utiliza la característica que los componentes transitorios se tratan por separado, es decir de manera diferente que las porciones no transitorias de la señal de audio. A estos efectos, un aparato para generar una señal de audio de alta frecuencia comprende un analizador para analizar la señal de entrada para determinar una información de componente transitorio en el cual se asocia una información de componente transitorio con una primera porción de la señal de entrada y una segunda porción posterior de la señal de entrada no contienen la información de componente transitorio. El analizador puede analizar realmente la señal de audio, es decir, puede analizar la distribución de energía o un cambio en la energía para determinar de este modo la porción de componente transitorio. Esto requiere una cierta vista preliminar de modo que, por ejemplo se analiza una señal de salida de un codificador de núcleo a un determinado tiempo por adelantado de modo que el resultado del análisis puede ser usado para generar la señal de audio de alta frecuencia sobre la base de la señal de salida del codificador de núcleo. Una alternativa diferente es llevar a cabo una detección de componente transitorio sobre el lado del codificador y asociar una cierta información lateral tal como un cierto bit en una transmisión de bits a una porción de tiempo de la señal que tiene la característica del componente transitorio. Entonces, el analizador está configurado para extraer el bit de la información de componente transitorio desde la transmisión de bits a fin de determinar si una cierta porción de esta señal de audio de entrada es un componente transitorio o no. El aparato para generar una señal de audio de alta frecuencia comprende además un conversor espectral para convertir la señal de entrada en la representación espectral de entrada. La reconstrucción de alta frecuencia se lleva a cabo dentro del dominio de los bancos de filtro, es decir a continuación de la conversión espectral usando el conversor espectral. A estos efectos, un procesador espectral procesa la representación espectral de entrada para generar una representación espectral procesada que comprende valores de frecuencias más altas que la representación espectral de entrada. Una conversión hacia atrás al dominio del tiempo se realiza mediante un conversor de tiempo conectado a continuación para convertir la representación espectral procesada a una representación en el tiempo. De acuerdo con el presente invento el conversor espectral y/o el conversor de tiempo pueden ser controlados para llevar a cabo un sobremuestreo en el dominio de la frecuencia para la primera porción de la señal de entrada que tiene asociada la información de componente transitorio y para no llevar a cabo el sobremuestreo en el dominio de la frecuencia para la segunda porción de la señal de entrada que no tiene asociada una información de componente transitorio.

10 **[0012]** El presente invento tiene ventajas por el hecho de que da como resultado una reducción de la complejidad mientras no obstante se retiene un buen rendimiento de componentes transitorios para las transposiciones tales como las transposiciones armónicas en bancos de filtros combinados. Por lo tanto, el presente invento comprende un aparato y procedimiento que tienen un sobremuestreo adaptivo en el dominio de la frecuencia de los elementos de transposición combinados dentro de un banco de filtros, donde se controla el sobremuestreo mediante un detector de componente transitorio de acuerdo con una realización preferida.

15 **[0013]** En una realización preferida, el procesador espectral lleva a cabo una transposición armónica desde una banda de base dentro de una primera porción de banda de frecuencias altas, y preferiblemente a porciones adicionales de banda de frecuencias altas tal como tres o cuatro porciones de banda de frecuencias altas. En una realización, cada porción de banda de frecuencias altas tiene un banco de filtro de síntesis separado tal como una FFT inversa. En otra realización, que es más eficiente del punto de vista de computación, se usa un banco de filtro se síntesis único tal como una FFT inversa única de 1024 muestras. Para ambos casos el sobremuestreo en el dominio de la frecuencia se obtiene aumentando el tamaño de transformación por un factor de sobremuestreo tal como un factor de 1,5. La entrada de FFT adicional se obtiene preferiblemente por un relleno con ceros, es decir por agregar una cierta cantidad de ceros delante del primer valor del cuadro ventaneado y por agregar otra cantidad de ceros al final del cuadro ventaneado. En respuesta a una señal de control de FFT, se aumenta el tamaño de la FFT mediante el sobremuestreo y se lleva a cabo preferiblemente el relleno con ceros, aunque otros valores tales como ciertos valores de ruido que son diferentes de cero también pueden ser rellenados dentro de los cuadros ventaneados.

20 **[0014]** El procesador espectral puede ser controlado además por una señal de salida del analizador, es decir por la información de componente transitorio, de modo que para una porción de componente transitorio donde la FFT es más larga en comparación con el caso sin componente transitorio o sin relleno, se cambian los valores de índice de comienzo para el mapeo de líneas en un banco de filtros, es decir para diferentes "vueltas" de transposición o iteraciones de transposición, dependiendo del factor de sobremuestreo donde este cambio comprende preferiblemente una multiplicación del índice del dominio de la transformación usada con el factor de sobremuestreo para obtener el nuevo índice de comienzo para una operación de emparchado en el caso sobremuestreado en el dominio de la frecuencia.

25 **[0015]** Las realizaciones preferidas se explican a continuación con respecto a los dibujos acompañantes, en los cuales:

30 la Figura 1 es un diagrama de bloques de un aparato para generar una señal de audio de alta frecuencia;

la Figura 2a es una realización del aparato para generar una señal de audio de alta frecuencia;

la Figura 2b ilustra un procesador de replicación de banda espectral, que comprende el aparato para generar una señal de audio de alta frecuencia de la Figura 1 o de la Figura 2a como un bloque del procesamiento completo de SBR para obtener finalmente una señal con ancho de banda extendido;

la Figura 3 ilustra una realización de las acciones / etapas de procesamiento llevadas a cabo dentro del procesador espectral;

la Figura 4 es una realización del presente invento en una estructura de varios bancos de filtros de síntesis;

la Figura 5 ilustra otra realización, en la cual se usa un único banco de filtros de síntesis;

la Figura 6 ilustra la transposición de un espectro y el mapeo correspondiente de líneas en un banco de filtros de la realización de la Figura 5;

la Figura 7a ilustra el estiramiento de un evento transitorio cerca del centro de una ventana;

la Figura 7b ilustra el estiramiento de un componente transitorio cerca del borde de una ventana; y

la Figura 7c ilustra el estiramiento de un componente transitorio con un sobremuestreo que ocurre en la primera porción de la señal de entrada que tiene asociada la información de componente transitorio.

[0016] La Figura 1 ilustra un aparato para generar una señal de audio de alta frecuencia de acuerdo con una realización. Una señal de entrada es provista vía una línea de señal de entrada 10 hacia un analizador 12 y un conversor espectral 14. El analizador está configurado para analizar la señal de entrada a fin de detectar una información de componente transitorio para ser enviada a una línea de salida de información de componente transitorio 16. El analizador averigua además si existe una segunda porción posterior de la señal de entrada que no tenga la información de componente transitorio. No existen señales que están compuestas solamente por componentes transitorios. Debido a razones de complejidad, es preferible llevar a cabo la detección de componente transitorio de modo que las porciones con componentes transitorios, es decir "una primera porción" de la señal de entrada, ocurra con bastante escasez ya que el sobremuestreo en el dominio de la frecuencia de acuerdo con el invento reduce la eficiencia pero es necesario para un procesamiento de audio de buena calidad. De acuerdo con el presente invento el sobremuestreo en el dominio de la frecuencia sólo se inicia cuando es realmente necesario y se apaga cuando no es necesario, es decir cuando la señal es un señal sin componente transitorio, aunque se podría apagar el sobremuestreo en el dominio de la frecuencia aún para señales con componente transitorio cerca del centro de la ventana, como se discute en el contexto de la Figura 7a. Por razones de eficiencia y de complejidad, sin embargo, se prefiere, marcar la cierta porción como una porción con componente transitorio cuando esta porción incluye un componente transitorio independientemente si este evento transitorio es cerca de un centro de ventana o no. Debido al procesamiento de superposición múltiple como se discute en el contexto de las Figuras 4 y 5 cada componente transitorio será para algunas ventanas cerca del centro, es decir será un "buen" componente transitorio, pero será para otra cantidad de ventanas cerca del borde de la ventana y, por lo tanto, será también un "mal" componente transitorio para estas ventanas.

[0017] El conversor espectral 14 está configurado para convertir la señal de entrada en una salida de la representación espectral de entrada sobre la línea 11. El procesador espectral 13 está conectado con el conversor espectral vía la línea 11.

[0018] El procesador espectral 13 está configurado para procesar la representación espectral de entrada para generar una representación espectral procesada que comprende valores de frecuencias más altas que la representación espectral de entrada. En otras palabras, el procesador espectral 13 lleva a cabo la transposición y preferiblemente lleva a cabo una transposición armónica, aunque de la misma manera otras transposiciones podrían ser llevadas a cabo en el mismo procesador espectral 13. La representación espectral procesada es la salida del procesador espectral 13 vía la línea 15 hacia un conversor de tiempo 17, en lo cual el conversor de tiempo 17 está configurado para convertir la representación espectral procesada en una representación en el tiempo. Preferiblemente, la representación espectral es una representación en el dominio de la frecuencia o en el dominio de los bancos de filtros y la representación en el tiempo es una representación en el dominio del tiempo de ancho de banda completo sin complicaciones, aunque el conversor de tiempo también puede ser configurado para transformar directamente la representación espectral procesada 15 dentro de un dominio de los bancos de filtros que tiene señales de sub-bandas individuales, de las cuales cada una tiene un cierto ancho de banda mayor que un banco de filtro de FFT. Por lo tanto, la representación de salida en el tiempo sobre la línea 18 también comprende una o varias señales de sub-bandas, en lo cual cada señal de sub-bandas tiene un ancho de banda mayor que una línea de frecuencia o un valor de frecuencia en la representación espectral procesada.

[0019] El conversor espectral 14 o el conversor de tiempo 17 o ambos elementos pueden ser controlados con respecto al tamaño del algoritmo de conversión espectral para llevar a cabo un sobremuestreo en el dominio de la

frecuencia para la primera porción de la señal de audio que tiene asociada la información de componente transitorio y para no llevar a cabo un sobremuestreo en el dominio de la frecuencia para la segunda porción de la señal de entrada que no tiene la información de componente transitorio a fin de proveer una alta eficiencia y una complejidad reducida sin ninguna pérdida de calidad de audio.

[0020] Preferiblemente, el conversor espectral está configurado para llevar a cabo el sobremuestreo en el dominio de la frecuencia aplicando una longitud de transformación más larga para la primera porción que tiene asociada la información de componente transitorio en comparación con la longitud de transformación aplicada a la segunda porción, en lo cual la transformación más larga comprende datos rellenos. La diferencia de la longitud entre las dos longitudes de transformación es representada por el factor de sobremuestreo en el dominio de la frecuencia, el cual puede estar en el rango de 1,3 a 3 y preferiblemente es tan pequeño como sea posible, pero suficientemente grande para asegurar que los "malos componentes transitorios" como se ilustran en la Figura 7 no introduzcan ningún pre-eco o que introduzcan sólo pre-ecos pequeños que son tolerables. El valor preferido del factor de sobremuestreo es entre 1,4 y 1,9.

[0021] A continuación se describe la Figura 2a para proveer más detalles sobre el conversor espectral 14, el procesador espectral 13 o el conversor de tiempo 17 de la Figura 1 de acuerdo con una realización preferida.

[0022] El conversor espectral 14 comprende un medio de ventaneo de análisis 14a y un procesador de FFT 14b. El conversor de tiempo comprende además un módulo de FFT inversa 17a, un medio de ventaneo de síntesis 17b y un procesador de superposición y suma bajo la referencia 17c. Un aparato de acuerdo con el invento puede comprender un único conversor de tiempo 17, como, por ejemplo, si ilustra con respecto a la Figura 5 y la Figura 6 o puede comprender un único conversor espectral 14 y varios conversores de tiempo como se ilustra en la Figura 4. El procesador espectral 13 comprende preferiblemente un módulo de procesamiento / transposición de fase 13a que se describe a continuación en más detalle. Sin embargo, el módulo de procesamiento / transposición de fase puede ser implementado por cualquiera de los algoritmos de emparchado conocidos para generar líneas de alta frecuencia dentro de un banco de filtros tal como se conoce de M. Dietz, S. Liljeryd, K. Kjoerling y O. Kunz "Replicación de Banda Espectral, un Enfoque Novedoso en la Codificación de Audio" ("Spectral Band Replication, a Novel Approach in Audio Coding"), en el 112 ° Congreso de AES, Munich, Mayo de 2002. Además se describe un algoritmo de emparchado en ISO/IEC 14496-3:2001 (MPEG-4 estándar). Sin embargo, a diferencia del algoritmo de emparchado en el MPEG-4 estándar, se prefiere que el procesador espectral 13 lleva a cabo una transposición armónica en varias "vueltas" o iteraciones como se discute en detalle con respecto a la Figura 6 y la realización de banco de filtros de síntesis único de la Figura 5.

[0023] La Figura 2b ilustra un SBE (replicación de banda espectral) para un procesador de reconstrucción de alta frecuencia. Sobre una línea de salida 10 se provee una señal de salida de un decodificador de núcleo, que puede ser, por ejemplo, una señal de salida en el dominio del tiempo, al bloque 20 que simboliza el procesamiento de la Figura 1 o de la Figura 2a. En esta realización, el conversor de tiempo 18 finalmente emite en la salida una verdadera señal del dominio del tiempo. Esta verdadera señal del dominio del tiempo es en lo que sigue la entrada preferiblemente a un proceso de análisis de QMF (filtro espejo en cuadratura) 21 que provee una pluralidad de señales de sub-banda sobre la línea 22. Estas señales de sub-banda individuales forman la entrada a un procesador de SBR 23 que recibe además parámetros de SBR 24 que se derivan típicamente de una transmisión de bits de entrada a la cual pertenece la señal de banda de frecuencias bajas codificada la cual es la entrada al decodificador de núcleo (no está ilustrado en la Figura 2b). El procesador de SBR 23 emite una señal de audio de alta frecuencia ajustada a una envolvente y manipulada en otros aspectos a un proceso de síntesis de QMF 25 que finalmente emite una señal de audio de bandas de altas frecuencias en el dominio del tiempo sobre la línea 26. La señal sobre la línea 26 se transmite a un medio de combinación 27 que recibe además la señal de bandas de frecuencias bajas vía la línea de derivación 28. Es preferible que la línea de derivación 28 o el medio de combinación introduzcan un retardo suficiente para la señal de bandas de frecuencias bajas de modo se combine que la señal de bandas de frecuencias altas correcta 26 con la señal de bandas de frecuencias bajas correcta 28. De manera alternativa, el proceso de síntesis de QMF 25 puede proveer la función de un proceso de síntesis y de un medio de combinación cuando la señal de bandas de frecuencias bajas también es disponible en la representación de QMF y cuando se provee la representación de QMF a los canales de frecuencias bajas del proceso de síntesis de QMF 25 tal como está ilustrado por la línea 29. En este caso, no es necesario el medio de combinación 27. O bien en la salida del proceso de síntesis de QMF 25 o en la salida del medio de combinación 27 la señal de audio con ancho de banda extendido forma la señal de salida. Entonces, se puede guardar, transmitir o reproducir esta señal vía un amplificador o un altoparlante.

[0024] La Figura 4 ilustra una realización del presente invento que se refiere a la pluralidad de diferentes conversores de tiempo 170a, 170b, 170c. Además, la figura 4 ilustra el procesamiento del medio de ventaneo de análisis 14a de la Figura 2a con un tranco de análisis a, el cual es de 128 muestras en esta realización. Si se considera una longitud de 1024 muestras para una ventana de análisis, entonces esto significa un procesamiento de superposición de 8 veces del medio de ventaneo de análisis 14a.

[0025] En la salida del bloque 14 está la representación espectral de entrada la cual luego es procesada vía unos procesadores de fase dispuestos en paralelo 41, 42, 43. El procesador de fase 41 que forma parte del procesador

espectral 13 en la Figura 1 recibe como una entrada preferiblemente unos valores espectrales complejos desde el conversor espectral 14 y procesa cada valor de una manera tal que cada fase de cada valor sea multiplicada por dos. En la salida del procesador de fase 14 existe la representación espectral procesada que tiene las mismas amplitudes como antes del bloque 41, pero que tienen cada fase multiplicada por 2. De una manera similar el procesador de fase 42 determina la fase de cada línea espectral de entrada y multiplica esta fase por un factor de 3. De manera similar, el procesador de fase 43 de vuelta recupera la fase de cada salida de línea espectral compleja de este conversor espectral y multiplica la fase de cada línea espectral por 4. Luego, las salidas de los procesadores de fase se transmiten a conversores de tiempo correspondientes 170a, 170b, 170c. Además, se proveen unos reductores de muestreo 44 y 45, en lo cual el reductor de muestreo 44 tiene un factor de reducción de la tasa de muestreo de $3/2$ y el reductor de la tasa de muestreo 45 tiene un factor de reducción de la tasa de muestreo de 2. En la salida de los reductores de muestreo 44, 45 y en la salida del conversor de tiempo 170a todas las señales tienen la misma tasa de muestreo que es igual a $2f_s$, y, por lo tanto, pueden ser sumados entre sí de un modo muestra por muestra vía el sumador 46. Por ende, la señal de salida del sumador 46 tiene dos veces la frecuencia de muestreo de la señal de entrada f_s en el lado izquierdo de la Figura 4. Debido a que la señal de salida del conversor de tiempo 170a tiene el doble de tamaño de la tasa de muestreo de entrada, se lleva a cabo en el bloque 170a un procesamiento de superposición y suma con un tranco diferente de 256 en este ejemplo. En consecuencia, se forma otro procesamiento de superposición y suma indicado por "3" en el conversor de tiempo b y se aplica un tranco aún más grande de 512 en el conversor de tiempo 170c. Aunque las unidades 44 y 45 llevan a cabo una reducción de la tasa de muestreo de $3/2$ y $4/2$ esta reducción de la tasa de muestreo corresponde en un sentido a una reducción de la tasa de muestreo de tres veces y a una reducción de la tasa de muestreo de cuatro veces como es conocida de la teoría de los vocoders de fase. El factor $1/2$ proviene del hecho de que la salida del elemento 170a tienen de cualquier manera el doble de la frecuencia de muestreo en comparación con la entrada y el primer procesamiento tal como se lleva a cabo en el medio de combinación 46 con el doble de la tasa de muestreo. En este contexto, se debe notar que el aumento de la tasa de muestreo a dos veces de la tasa de muestreo u otra tasa de muestreo más alta puede ser necesario, ya que el contenido espectral de la señal de audio de alta frecuencia es más alto y a fin de producir una señal sin un aliasing, la tasa de muestreo también debe ser aumentada en concordancia con el teorema de muestreo.

[0026] La generación de frecuencias más altas se lleva a cabo alimentando los diferentes conversores de tiempo 170a, 170b, 170c, de modo que las señales emitidas por los procesadores espectrales 41, 42, 43 forman la entrada de los correspondientes canales de frecuencia. Además, los conversores de tiempo 170a, 170b, 170c tienen un espaciamiento de frecuencia más grande en comparación al banco de filtros 14, de modo que en lugar del mismo tamaño de estos procesadores, es decir del mismo tamaño de FFT, la señal generada por estos procesadores representa un contenido espectral más alto o en otras palabras una frecuencia máxima más alta.

[0027] El analizador 12 está configurado para recuperar la información de componente transitorio desde la señal de entrada y para controlar los procesadores 14, 170a, 170b, 170c a fin de usar un tamaño de transformación más grande y para utilizar valores de relleno delante del comienzo del cuadro ventaneado y detrás del final del cuadro ventaneado. de modo que se lleve a cabo el sobremuestreo en el dominio de la frecuencia en una manera adaptiva. En una realización alternativa ilustrada en la Figura 5, se emplea un único banco de filtros de síntesis 17 en lugar de los tres bancos de filtros de síntesis 170a, 170b, 170c. A estos efectos, el procesador de fase 13 lleva a cabo en forma conjunta un procesamiento de fase que corresponde a multiplicaciones con 2, con 3 y con 4 como está indicado en los bloques 41 a 43 en la Figura 4. Además, el conversor espectral 14 lleva a cabo una operación de ventaneo con un tranco de análisis de 128 y el conversor de tiempo 17 lleva a cabo un procesamiento de superposición y suma con un tranco de síntesis de 256. El conversor de tiempo 17 lleva a cabo una conversión de la frecuencia al tiempo mientras aplica un espaciamiento doble entre las líneas de frecuencia individuales. Ya que la salida del bloque 17 tiene para cada ventana 1024 valores, y ya que la tasa de muestreo está duplicada, la longitud en el tiempo de un cuadro ventaneado corresponde a la mitad de la longitud en el tiempo de un cuadro de entrada. Esta reducción de la longitud queda equilibrada aplicando un tranco de síntesis de 256 o, en palabras más generales, un tranco de síntesis de 2 veces el tranco de análisis. En general, el tranco de síntesis tiene que ser más largo que el tranco de análisis por un factor que puede ser igual que el factor de aumento de la frecuencia de muestreo.

[0028] La Figura 5 ilustra una estructura de bancos de filtros combinados eficiente para el medio de transposición, en el cual se omitieron los dos ramales inferiores de la Figura 4. Entonces se producen los armónicos de tercer y cuarto orden en el banco de segundo orden tal como se ilustra en la Figura 5. Debido a los cambios en los parámetros de banco de filtros $T = 3, 4$, el simple mapeo punto por punto de las sub-bandas en la Figura 3 tiene que ser generalizado a reglas de interpolación tal como se discute en el contexto de la Figura 6. En principio, si el espaciamiento físico de las sub-bandas de los bancos de filtros de síntesis es dos veces el espaciamiento de los bancos de filtros de análisis, se obtiene la entrada a la banda de síntesis con el índice n desde las bandas de análisis con los índices k y $k+1$. Por propósitos de definición se supone además que $k+r$ representa el número entero y las representaciones fraccionales de nQ/T . Se aplica una interpolación geométrica para las magnitudes con potencias $(1-r)$ y r , y se combinan las fases linealmente con la ponderación $T(1-r)$ y Tr . En el caso ejemplar donde Q es igual a 2, los mapeos de fase para cada factor de transposición se ilustran gráficamente en la Figura 6. Específicamente, la Figura 6 ilustra en el lado izquierdo una representación gráfica de la transposición del espectro y en el lado derecho, el mapeo de líneas en el dominio de los bancos de filtro, es decir la alimentación de una línea de

fuelle a una línea de destino, en lo cual la línea de fuente es una salida de un banco de filtros de análisis, es decir un conversor espectral, y en lo cual la línea de destino o la bandeja de destino es una entrada para un conversor de síntesis o de tiempo. Esta "reconexión con" o alimentación de bandejas de fuente a bandejas de destino genera frecuencias más altas, ya que, por ejemplo, tal como se puede ver en el centro y la parte inferior del lado izquierdo, un índice de frecuencia k es transpuesto a una frecuencia de $3/2k$ o $2k$, pero en un sistema que tienen el doble de tasa de muestreo, de modo que al final la transposición de una frecuencia física, que corresponde por ejemplo a k en una porción de la Figura 6 indicados por f_s a una frecuencia de destino $3/2k$ o $2k$, corresponde a una transposición o una frecuencia física aumentado por un factor 2, 3, o 4, respectivamente.

[0029] Además, la primera porción en el lado izquierdo de la Figura 6 ilustra una transposición por un factor 2 aunque una línea de frecuencia con un índice k es mapeado a una línea de frecuencia con el mismo índice k . Sin embargo, la transposición se lleva a cabo debido a una conversión de la tasa de muestreo por un factor de 2 implícitamente llevado a cabo usando el mismo tamaño de núcleo de FFT, pero con un espaciamiento de frecuencia diferente, es decir con un doble espaciamiento de frecuencia. En vista de eso, el mapeo de líneas en el banco de filtros desde la salida del banco de filtros de análisis (bandejas de fuente) a las entradas del banco de filtros de síntesis (bandejas de destino) se efectúa sin complicaciones para el primer caso, ya que se mapean los mismos índices k a los mismos índices k , pero la fase de cada línea espectral de bandeja de fuente es multiplicada por dos tal como es indicado por las flechas de multiplicación por dos 62. Eso da como resultado una transposición de segundo orden con un factor de transposición de dos.

[0030] A fin de implementar o aproximar realmente la transposición de tercer orden, las bandejas de destino se extienden con respecto a la frecuencia desde $3/2k$ hacia arriba. El resultado para las bandejas de destino $3/2k$ y $3/2(k+2)$ se obtiene otra vez sin complicaciones, ya que las correspondientes líneas espectrales en las bandejas de fuente k , $k+2$ pueden ser tomadas como están y sus fases son multiplicados por 3 respectivamente tal como es indicado por las flechas de multiplicación de fase 63. Sin embargo, la bandeja de destino $3/2(k+1)$ no tiene una contraparte directa en las bandejas de fuente. Cuando, por ejemplo, se considera el ejemplo pequeño en el cual k es igual a 4 y $k+1$ es igual a 5, entonces $3/2k$ corresponde a 6 que dividido por 1,5 da como resultado $k=4$. La siguiente bandeja de destino, sin embargo, es igual a 7 y 7 dividido por 1,5 es igual a 4,66. Sin embargo, no existe una bandeja de fuente que tiene un índice de 4,66, ya que existen sólo bandejas de fuente de números enteros. Por lo tanto, se lleva a cabo una interpolación entre las bandejas de fuente vecinas o adyacentes k y $k+1$. Ya que, sin embargo, 4,66 es más cerca a 5 ($k+1$) que a 4 (k), la información de fase de la bandeja de fuente $k+1$ es multiplicada por dos como está indicado por la flecha 62 y la información de fase de la bandeja de fuente k (en el ejemplo igual a 4) es multiplicada por 1 tal como se muestra con la flecha de fase 61 que representa una multiplicación de fase con uno. Esto corresponde por supuesto a tomar la fase justo como está. Preferiblemente, se combinan estas fases, que se obtienen llevando a cabo las operaciones simbolizadas por las flechas 61 y 62, tal como sumarlas una a otra, o más preferiblemente aún, si se lleva a cabo la multiplicación de fase de ambas flechas juntas se da como resultado un valor de multiplicación por 3, lo cual es necesario para la transposición de tercer orden. De manera análoga, se calculan los valores de fase para $3/2k+2$ y $3/2(k+2)+1$.

[0031] Un cálculo similar se lleva a cabo para la transposición de cuarto orden, en lo cual se calculan los valores interpolados, tal como se ilustra mediante las flechas 62, con dos bandejas de fuente adyacentes, en lo cual la fase de cada bandeja de fuente es multiplicada por dos. Por otro lado, no es necesario interpolar las fases para las bandejas directamente correspondientes que son múltiplos de números enteros, pero se calculan usando las fases de las bandejas de fuente multiplicadas por cuatro.

[0032] Se debe notar que en una realización preferida, en la cual hay un cálculo directo de una bandeja de destino desde una bandeja de fuente, se modifican las fases sólo con respecto a las bandejas de fuente y las amplitudes de las bandejas de fuente se mantienen tal como están. Con respecto a los valores interpolados, se prefiere llevar a cabo una interpolación entre las amplitudes de las dos bandejas de fuente adyacentes, pero también se pueden llevar a cabo otras formas de combinar estas dos bandejas de fuente, tal como por ejemplo, siempre tomando la amplitud más grande desde las dos bandejas de fuente adyacentes o la amplitud inferior desde las dos bandejas de fuente adyacentes o el valor promedio geométrico o un valor promedio aritmético o cualquier combinación de las amplitudes de las dos bandejas de fuente adyacentes,

[0033] La Figura 3 ilustra una realización preferida en un diagrama de flujo para el procedimiento de ola Figura 6. En la etapa 30 se selecciona una bandeja de destino. Después en la etapa 31 se calcula, si es posible, una fase multiplicando una única fase usando un factor de transposición. Por lo tanto, la etapa 31 se aplica para ocurrencias en las cuales se puede llevar a cabo una multiplicación de fase de 3 veces en la transposición de tercer orden o en las cuales se lleva a cabo una multiplicación con cuatro (flechas 64) en la transposición de cuarto orden. Para calcular las bandejas de destino interpoladas, no es posible de calcular directamente estos valores desde una bandeja de fuente. En lugar de eso se seleccionan bandejas de fuente adyacentes a ser usadas para la interpolación, tal como se indica en la etapa 32. En una realización, las bandejas de fuente adyacentes son de dos números enteros que encierran un número no entero obtenido por la división de la bandeja de destino a ser calculada por el factor de transposición de número entero o el factor de transposición fraccional en el caso de un aumento de la tasa de muestreo combinado en la Figura 5. Entonces en la etapa 33, se aplican los factores de fase a las fases de bandeja de fuente adyacente para calcular la fase de la bandeja de destino. La suma de estos

factores de fase aplicados a las bandejas de fuente adyacentes es igual al factor de transposición como se ha ilustrado en la porción central, por ejemplo, aplicando una "multiplicación" de fase de una vez por la flecha 61 y una multiplicación de fase de dos veces por la flecha 62 a fin de obtener una multiplicación de fase de (1+2) que corresponde al factor de transposición T que es igual a 3 para el tercer orden.

[0034] Luego, en la etapa 34 se determina la amplitud de la bandeja de destino preferiblemente interpolando las amplitudes de las bandejas de fuente. En una realización alternativa, se puede seleccionar de manera aleatoria las amplitudes de las bandejas de destino dependiendo de las amplitudes de las bandejas de fuente o una amplitud promedio de bandejas de destino de bandejas de destino directamente calculadas. Cuando se aplica una selección aleatoria, entonces se puede prescribir un valor promedio de uno o dos valores de amplitud de bandejas de fuente como un valor intermedio para el proceso aleatorio.

[0035] La respuesta mejorada de componente transitorio del medio de transposición es obtenida mediante un sobremuestreo en el dominio de la frecuencia que es implementado usando núcleos de DFT de una longitud de $1024F$ y rellenando simétricamente las ventanas de análisis y de síntesis con ceros hasta alcanzar esta longitud. Aquí F es el factor de sobremuestreo en el dominio de la frecuencia.

[0036] Por razones de complejidad, es importante mantener la cantidad de sobremuestreo a un mínimo, por consiguiente se explica la teoría subyacente en lo que sigue con una secuencia de figuras.

[0037] Se debe considerar la señal con componente transitorio prototipo que es un pulso de Dirac en el tiempo $t = t_0$. Por ende parece que la multiplicación de la fase con T sea la solución correcta a hacer a fin de alcanzar la transformación de un pulso en $t = Tt_0$. De hecho, tal medio de transposición teórico con una ventana de duración infinita daría el estiramiento correcto de un pulso. Debido a la duración finita del análisis ventaneado, la situación es traspuesta por el hecho de que cada bloque de análisis debe ser interpretado como un intervalo de un período de una señal periódica con un período que es igual al tamaño de la DFT.

[0038] En la Figura 7a, se ilustran las ventanas de análisis y síntesis estilizadas en los diagramas superior e inferior respectivamente. Se ilustra el pulso de entrada en $t=t_0$ en el diagrama superior con una flecha vertical. Suponiendo que el bloque de transformación de DFT tiene un tamaño L, el efecto de la multiplicación de fase con T producirá el análisis de DFT de un pulso en $t = Tt_0$ (línea sólida) y elimina las otras contribuciones (línea de trazos). En la siguiente ventana, el pulso tendrá otra posición relativa al centro y el comportamiento deseado es mover el pulso a T veces su posición en relación al centro de la ventana. Este comportamiento garantiza que todas las contribuciones se suman a un único pulso sintetizado estirado en el tiempo.

[0039] El problema ocurre para la situación de la Figura 7b, en la cual el pulso se mueve más para afuera hacia el borde del bloque de DFT. El componente captado por la ventana de síntesis es un pulso en $t = Tt_0 - L$. El efecto final sobre la señal de audio es la ocurrencia de un re-eco a una distancia de tiempo comparable con la escala de las ventanas (relativamente largas) del medio de transposición.

[0040] El efecto favorable del sobremuestreo en el dominio de la frecuencia queda demostrado en la Figura 7c. Se agranda el tamaño de la transformación de DFT a FL, en lo cual L es la duración de ventana y $F \geq 1$.

[0041] Ahora el periodo de los trenes de pulsos es FL y las contribuciones no deseadas al estiramiento de pulso pueden ser eliminadas seleccionando un valor suficientemente largo de F. Para cualquier pulso en la posición $t = t_0 < L/2$ la imagen no deseada en $t = Tt_0 - FL$ debe ser ubicado a la izquierda del borde izquierdo de la ventana de síntesis en $t = -L/2$. De manera equivalente $TL/2 - FL \leq L/2$ conduce a la regla

$$F \geq \frac{T+1}{2}.$$

[0042] Un análisis más cuantitativa pone en evidencia que los re-ecos se reducen aún más usando un sobremuestreo en el dominio de la frecuencia levemente inferior al valor impuesto por la desigualdad, simplemente porque la ventana consiste en valores pequeños cercas de los bordes.

[0043] En el medio de transposición de acuerdo con la Figura 2, la derivación antes descrita implica el uso de una factor de sobremuestreo de $F = 2,5$ para cubrir todos los casos $T = 2, 3, 4$. En una contribución anterior se ha mostrado que el uso de $F = 2$ ya conduce a una mejora significativa de calidad. En la implementación de los bancos de filtros combinados de la Figura 3, es suficiente usar el valores más pequeño $F = 1,5$.

[0044] Ya que el sobremuestreo sólo es necesario en partes con componente transitorio de la señal, se lleva a cabo la detección de componente transitorio en el codificador y se transmite un indicador al decodificador para cada cuadro de codificador de núcleo para controlar la cantidad de sobremuestreo en el decodificador. Cuando el

sobremuestreo está activo, se usa el factor $F = 1,5$ por lo menos para todos los gránulos del medio de transposición para los cuales la ventana de análisis comienza en el cuadro actual del codificador de núcleo.

5 **[0045]** En la Figura 7c se ilustra el "rellenado con ceros" como una porción 70 delante del primer valor diferente de
 10 cero de la ventana y una porción 71 detrás del último valor diferente de cero de la ventana. De ese modo, se podría
 interpretar la ventana en la Figura 7c como un nueva ventana más grande que tiene factores de ponderación de cero
 al principio y al final de la misma. Eso significaría que, cuando la ventana que tiene una longitud más grande es
 aplicada por la ventana de análisis 14a o la ventana de síntesis 17b, no sea necesario una etapa de "rellenado con
 15 ceros", ya que se lleva a cabo automáticamente el relleno con ceros cuando se aplica una ventana que tiene una
 porción de ceros al principio y otra porción de ceros al final. Sin embargo, en una alternativa preferida, no se
 cambian las ventanas, pero se usan siempre con la misma forma, pero tan pronto como una detección de
 componente transitorio ha sido exitosa, se rellenan ceros delante del comienzo del cuadro ventaneado y detrás del
 final, y eso puede ser considerado como una etapa separada que está separada del proceso de ventaneo y que
 también está separada del cálculo de la transformación. En el caso de un evento transitorio, se activa el medio de
 20 relleno de valores para rellenar preferiblemente con ceros, de modo que el resultado, es decir el cuadro
 ventaneado y los ceros rellenos son exactamente igual al resultado que se hubiera obtenido si se hubiera aplicado
 la ventana que tienen porciones de ceros 70 y 71 ilustrada en la Figura 7c.

20 **[0046]** De manera similar, en el caso de síntesis, se podría aplicar una ventana de síntesis más larga especificada
 para los casos de un evento transitorio, que llevaría los valores delanteros y los valores traseros de un cuadro
 generado por el procesador de FFT inversa 17a a cero. Sin embargo, se prefiere aplicar siempre la misma ventana
 de síntesis, pero eliminar simplemente, es decir cancelar valores del principio de la salida de la FFT inversa, donde
 la cantidad de valores cero (valores rellenos) que es eliminado al principio al final de la salida del bloque por el
 25 procesador 17a corresponde a la cantidad de valores rellenos con ceros.

25 **[0047]** Además, la detección de un evento transitorio lleva a cabo un control de índice de comienzo vía una línea de
 control de índice de comienzo 29 en la Figura 2a. A estos efectos, los índices de comienzo k y en consecuencia
 también los índices $3/2k$ y $2k$ son multiplicados por el factor de sobremuestreo en el dominio de la frecuencia.
 Cuando este factor es, por ejemplo, un factor de 2, entonces cada valor k en la porción izquierda de la Figura 6 es
 30 reemplazado por un valor $2k$. Sin embargo, los otros procedimientos se llevan a cabo en la misma manera como
 está ilustrado.

35 **[0048]** Preferiblemente, el componente transitorio es señalado para un cuadro que es usado para generar la señal
 mejorada de alta frecuencia, es decir un tal denominado cuadro de SBR. Entonces, la primera porción sería un
 cuadro de SBR que contiene un evento transitorio y la segunda porción de la señal de entrada sería un cuadro de
 SBR posterior en el tiempo que no contiene un componente transitorio. Cada ventana, que tiene por lo menos un
 único valor de muestra de este cuadro con componente transitorio, sería relleno con ceros de modo que cuando
 un cuadro tenga la longitud de una ventana y cuando el evento transitorio sería una única muestra, eso daría como
 40 resultado ocho ventanas que se transformarían usando una transformación más larga con los valores de relleno.

40 **[0049]** El presente invento también puede ser considerado como un aparato para la transposición en el dominio de
 la frecuencia, en el cual se lleva a cabo un sobremuestreo adaptivo en el dominio de la frecuencia dentro de un
 banco de filtros de medios de transposición combinados, el cual está controlado por un detector de componente
 45 transitorio.

45 **[0050]** A pesar de que se han descrito algunos aspectos en el contexto de un aparato, es claro que estos aspectos
 también representan una descripción del procedimiento correspondiente, donde un bloque o dispositivo corresponde
 a una etapa de procedimiento o a un rasgo de una etapa de procedimiento. Análogamente, los aspectos descritos en
 el contexto de una etapa de procedimiento también representan una descripción de un correspondiente bloque o
 50 componente o rasgo de un correspondiente aparato.

50 **[0051]** Dependiendo de ciertos requerimientos de implementación, las realizaciones del invento pueden ser
 implementadas en hardware o en software. La implementación se puede llevar a cabo utilizando un medio de
 almacenamiento digital, por ejemplo un diskette, un DVD, un CD, una ROM, una EPROM, una EEPROM o una
 memoria FLASH, los cuales tienen unas señales de control electrónicamente legibles guardadas en ellos, las cuales
 cooperan (o son capaces de cooperar) con un sistema de computación programable de modo que se ejecuta el
 55 respectivo procedimiento.

55 **[0052]** Algunas realizaciones de acuerdo con el invento comprenden un portador de datos que tiene señales de
 control legibles electrónicamente, las cuales son capaces de cooperar con un sistema de computadora programable,
 tal que uno de los procedimientos descrito en la presente sea ejecutado.

60 **[0053]** Generalmente, realizaciones del presente invento pueden ser implementadas como un programa de
 computador con un código de programa, siendo código de programa operativo para ejecutar uno de los
 procedimientos cuando el producto de programa de computadora corre en una computadora. El código de programa
 65 puede ser almacenado, por ejemplo, sobre un portador legible por una máquina.

[0054] Otras realizaciones comprenden el programa de computadora para ejecutar uno de los procedimientos descritos en la presente, almacenado en un portador legible por una máquina.

5 **[0055]** En otras palabras, una realización del procedimiento inventivo es, por lo tanto, un programa de computadora que un código de programa para ejecutar uno de los procedimientos descritos en la presente, cuando el programa de computadora corre en una computadora.

10 **[0056]** Una realización adicional de los procedimientos inventivos es, por lo tanto, un portador de datos (o un medio de almacenamiento digital, o un medio legible por computadora) que comprende, grabado en el mismo, el programa de computadora para ejecutar uno de los procedimientos descritos en la presente.

15 **[0057]** Una realización adicional del procedimiento inventivo es, por lo tanto, una transmisión de datos o una secuencia de señales que representan el programa de computador para ejecutar uno de los procedimientos descritos en la presente. La transmisión de datos o la secuencia de señales pueden ser configuradas, por ejemplo, para ser transferidos vía una conexión de comunicación de datos, por ejemplo, vía Internet.

20 **[0058]** Una realización adicional comprende un medio de procesamiento, por ejemplo, una computadora, o un dispositivo lógico programable, configurado para o adaptado para ejecutar uno de los procedimientos descritos en la presente.

[0059] Una realización adicional comprende una computadora que tiene instalado en ella el programa de computadora para ejecutar uno de los procedimientos descritos en la presente.

25 **[0060]** En algunas realizaciones se puede usar un dispositivo de lógica programable (por ejemplo un arreglo de compuerta programable de campo) para realizar algunas o todas las funcionalidades de los procedimientos descritos en la presente. En algunas realizaciones, el arreglo de compuerta programable de campo puede cooperar con un microprocesador para realizar uno de los procedimientos descritos en la presente. Generalmente, los procedimientos preferiblemente son realizados mediante algún aparato de hardware.

30 **[0061]** Las realizaciones que se describieron más arriba son puramente ilustrativas para los principios del presente invento. Se entiende que las modificaciones y variaciones posibles de las disposiciones y de los detalles descritos en la presente serán evidentes para los expertos en la materia. Por lo tanto, es la intención que el invento esté limitado sólo por el alcance de las siguientes reivindicaciones de patente y no por los detalles específicos presentados por la descripción y la explicación de las realizaciones en la presente descripción.

35

REIVINDICACIONES

1. Un aparato para generar una señal de audio de alta frecuencia (18), que comprende:

5 un analizador (12) para analizar una señal de entrada a fin de determinar una información de componente transitorio, en el cual una primera porción de la señal de entrada tiene asociada una información de componente transitorio y la segunda porción posterior de la señal de entrada no tiene una información de componente transitorio;
 10 un conversor espectral (14) para convertir la señal de entrada en una representación espectral de entrada (11);
 un procesador espectral (13) para procesar la representación espectral de entrada para generar una representación espectral procesada (15) que comprende valores de frecuencias más altas que la representación espectral de entrada; y
 15 un conversor de tiempo (17) para convertir la representación espectral procesada en una representación de tiempo,
caracterizado por el hecho de que

20 el conversor espectral (14) o el conversor de tiempo (17) pueden ser controlados para llevar a cabo un sobremuestreo en el dominio de la frecuencia para la primera porción de la señal de entrada que tiene asociada la información de componente transitorio y para no llevar a cabo el sobremuestreo en el dominio de la frecuencia para la segunda porción de la señal de entrada o para llevar a cabo un sobremuestreo en el dominio de la frecuencia con un factor de sobremuestreo más pequeño en comparación con la primera porción de la señal de entrada, y el procesador espectral (13) está configurado para calcular un valor para una frecuencia mayor
 25 mediante la combinación de dos valores de frecuencia adyacentes de la representación espectral de entrada.

30 2. El aparato de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual el conversor espectral (14) está configurado para llevar a cabo el sobremuestreo en el dominio de la frecuencia aplicando una longitud de transformación más larga para la primera porción que tiene asociada la información de componente transitorio en comparación con la transformación aplicada por el conversor espectral (14) para la segunda porción, en el cual la transformación más larga comprende datos de rellenado.

35 3. El aparato de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual el conversor espectral (14) comprende:

un medio de ventaneo (14a) para ventanear cuadros superpuestos de la señal de audio de entrada, un cuadro que tiene una cantidad de muestras de ventana, y
 40 un procesador de tiempo a frecuencia (14b) para convertir el cuadro dentro del dominio de la frecuencia, en el cual el procesador de tiempo a frecuencia (14b) está configurado para aumentar la cantidad de muestras ventaneadas rellenando los valores adicionales delante de una primera muestra ventaneada de la cantidad de muestras de entrada para la primera porción de la señal de entrada y para no rellenar valores adicionales o para rellenar una cantidad más pequeña de valores adicionales para la segunda porción de la señal de entrada.

45 4. El aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 2 o 3, en el cual los datos de rellenado son datos de rellenado con ceros.

50 5. El aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el cual el conversor espectral (14) comprende un núcleo de transformación que tiene una longitud de transformación que puede ser controlada, y se aumenta la longitud de transformación para la primera porción con respecto a la longitud de transformación para la segunda porción.

55 6. El aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el cual el conversor espectral está configurado para proveer una cantidad de líneas de frecuencia sucesivas,

en el cual el procesador está configurado para calcular fases para líneas de frecuencia que tienen una frecuencia más alta modificando las fases o amplitudes de la cantidad de líneas de frecuencia sucesivas para obtener el espectro procesado, y

60 en el cual el conversor de tiempo está configurado para llevar a cabo la conversión de modo que la tasa de muestreo de conversor de tiempo sea más alta que la tasa de muestreo de la señal de audio de entrada.

65 7. El aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el cual el procesador espectral (13) está configurado para llevar a cabo una transposición que usa un factor de transposición procesando una porción espectral de la representación espectral que comienza con un cierto índice de frecuencia, y

en el cual el cierto índice de frecuencia, es más alto para la primera porción de la señal de entrada y es más bajo para la segunda porción de la señal de entrada.

5 **8.** El aparato de acuerdo con la reivindicación 7, en el cual el conversor espectral (14) o el conversor de tiempo (17) son configurados para llevar a cabo un sobremuestreo en el dominio de la frecuencia para la primera porción de entrada usando un factor de sobremuestreo, y

10 en el cual el procesador espectral (13) está configurado para multiplicar el cierto índice de frecuencia con el factor de sobremuestreo usado para la primera porción de la señal de entrada.

9. El aparato de acuerdo con la reivindicación 9, en el cual el procesador espectral está configurado para calcular una fase interpolando fases (33) de los dos valores de frecuencia adyacentes, o

15 para calcular una amplitud (34) interpolando amplitudes de los dos valores de frecuencia adyacentes.

10. El aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el cual el procesador espectral está configurado para llevar a cabo una transposición que usa un factor de transposición, en el cual (32) el procesador espectral (13) es configurado, para los casos en los cuales una frecuencia de destino no es un múltiple de un número entero del factor de transposición o no es un múltiple de un número entero del factor de transposición dividido por un factor de aumento de la tasa de muestreo provisto por el conversor de tiempo (17), para calcular la fase para la frecuencia de destino usando las fases de por lo menos dos valores espectrales adyacentes, cada una multiplicada por un factor de fase individual, en el cual los factores de fase son determinados de modo que una suma de los factores de fase sea igual al factor de transposición.

20 **11.** El aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el cual el procesador espectral está configurado para llevar a cabo una transposición que usa un factor de transposición, en el cual el procesador espectral es configurado, para los casos en los cuales una frecuencia de destino no es un múltiple de un número entero del factor de transposición o no es un múltiple de un número entero del factor de transposición dividido por un factor de aumento de la tasa de muestreo provisto por el conversor de tiempo (17), para calcular la fase para la frecuencia de destino usando las fases de por lo menos dos valores espectrales adyacentes, cada una multiplicada por un factor de fase individual, en el cual el factor de fase es determinado de modo que el factor de fase para un primer valor del valor espectral de entrada sea más bajo que el factor de fase para un segundo valor de la representación espectral de entrada, cuando un índice para la frecuencia de destino dividido por el factor de transposición o dividido por una fracción del factor de transposición y el factor del aumento de la tasa de muestreo es más cerca al segundo valor de la representación espectral de entrada.

12. El aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el cual la señal de entrada tiene asociada una información lateral que contiene la información de componente transitorio, y
 40 en el cual el analizador está configurado para analizar la señal de entrada para extraer la información de componente transitorio desde la información lateral, o
 en el cual el analizador (12) comprende un detector de componente transitorio para analizar y detectar un componente transitorio en la señal de entrada sobre la base de una distribución de energía de audio o un cambio de energía de audio en la señal de entrada.

45 **13.** Un procedimiento para generar una señal de audio de alta frecuencia (18), que comprende:

analizar (12) una señal de entrada a fin de determinar una información de componente transitorio, en el cual una primera porción de la señal de entrada tiene asociada una información de componente transitorio y la segunda porción posterior de la señal de entrada no tiene la información de componente transitorio;
 50 convertir (14) la señal de entrada en una representación espectral de entrada (11);
 procesar (13) la representación espectral de entrada para generar una representación espectral procesada (15) que comprende valores de frecuencias más altas que la representación espectral de entrada; y
 convertir (17) la representación espectral procesada en una representación de tiempo,

55 **caracterizado por el hecho de que:**

la etapa de convertir (14) en una representación espectral de entrada o la etapa de convertir (17) en una representación de tiempo se lleva a cabo para la primera porción de la señal de entrada que tiene una información de componente transitorio un sobremuestreo en el dominio de la frecuencia, que puede ser controlado, en el cual no se lleva a cabo el sobremuestreo en el dominio de la frecuencia para la segunda porción de la señal de entrada o en el cual se lleva a cabo para la segunda porción de la señal de entrada un sobremuestreo en el dominio de la frecuencia con un factor de sobremuestreo más pequeño en comparación con el factor de sobremuestreo de la primera porción de la señal de entrada, y la etapa (13) de procesar la representación espectral de entrada comprende calcular un valor para una frecuencia mediante la combinación de dos valores de frecuencia adyacentes de la representación espectral de entrada.

14. Un programa de computadora para llevar a cabo, cuando el programa se ejecuta en una computadora, el procedimiento para generar una señal de audio de alta frecuencia de acuerdo con la reivindicación 14.

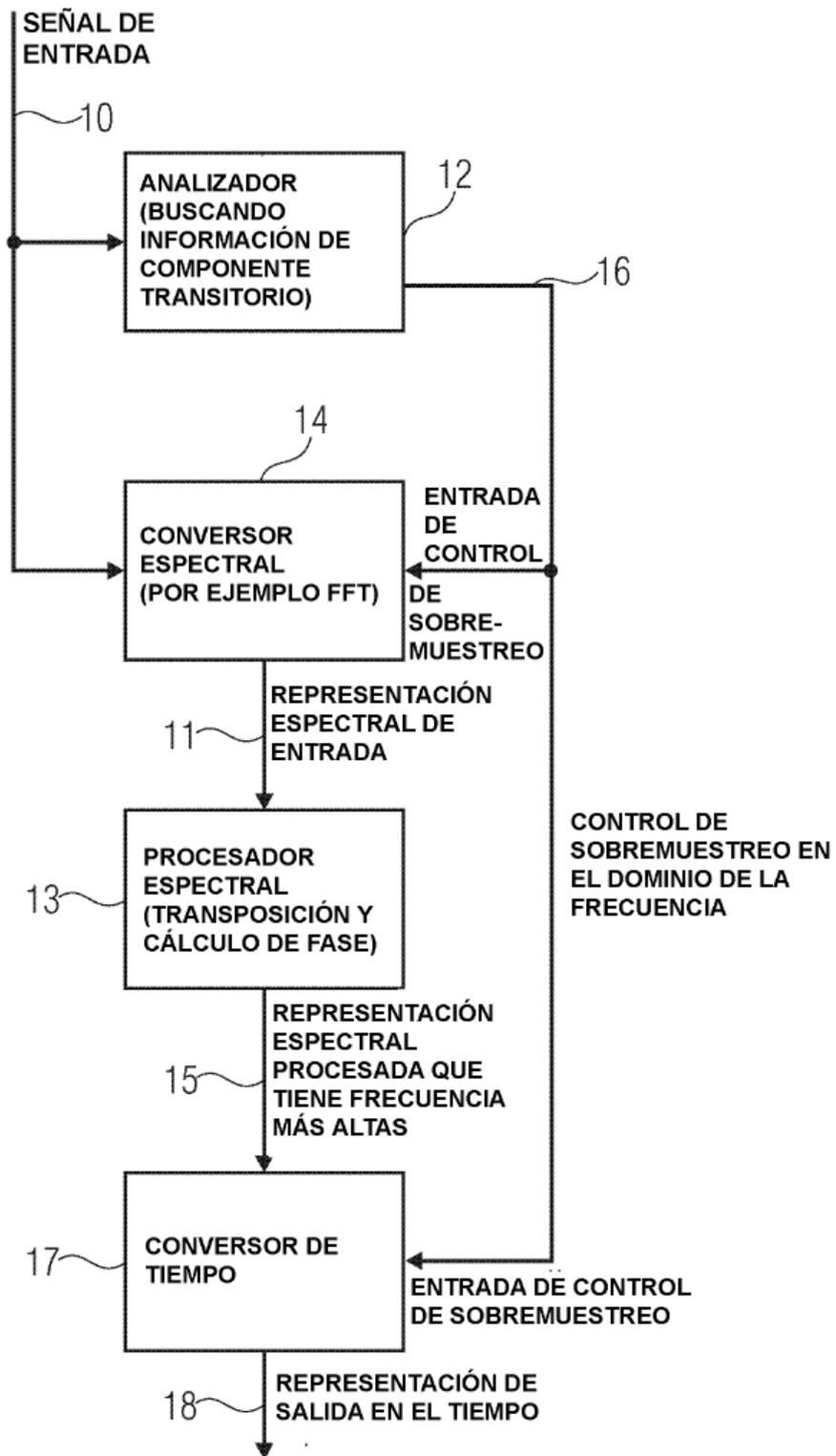


FIG. 1

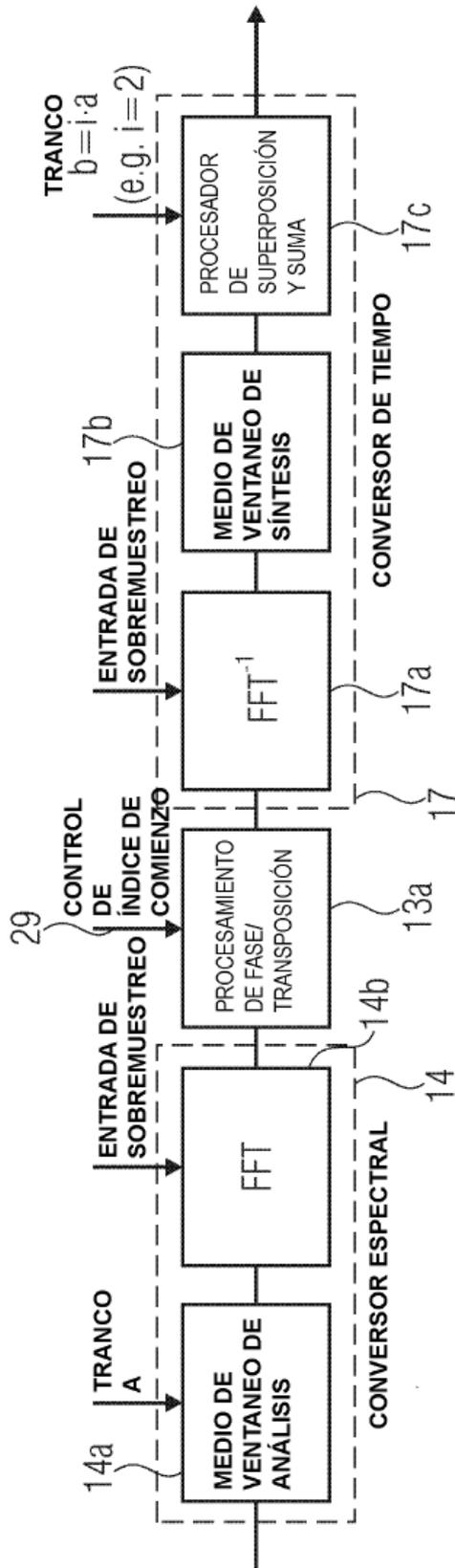


FIG. 2 A

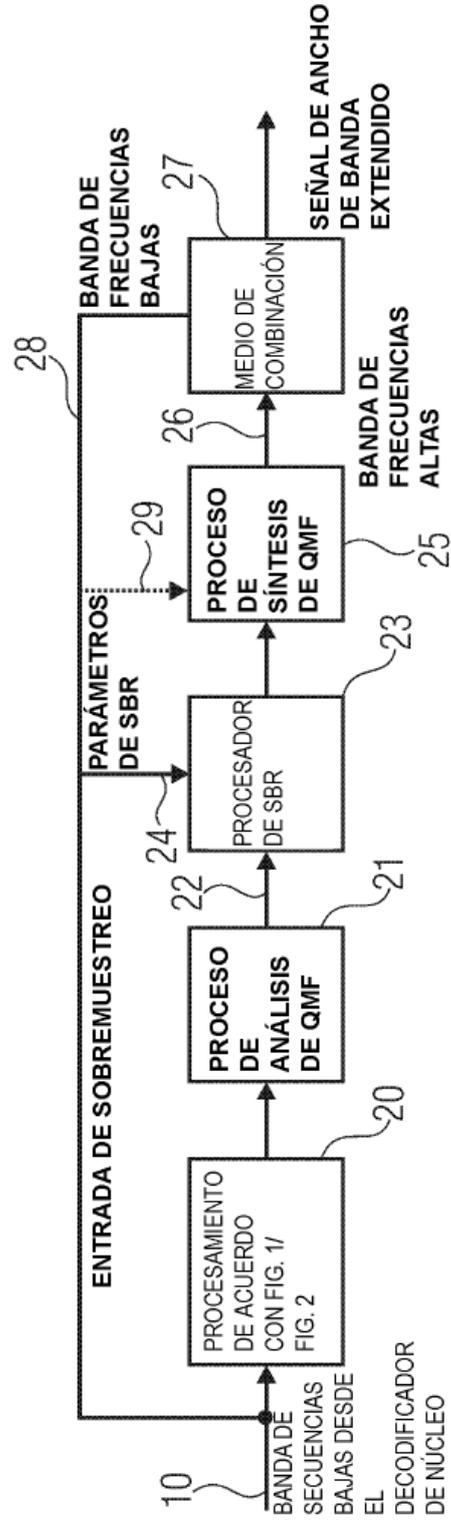


FIG. 2 B

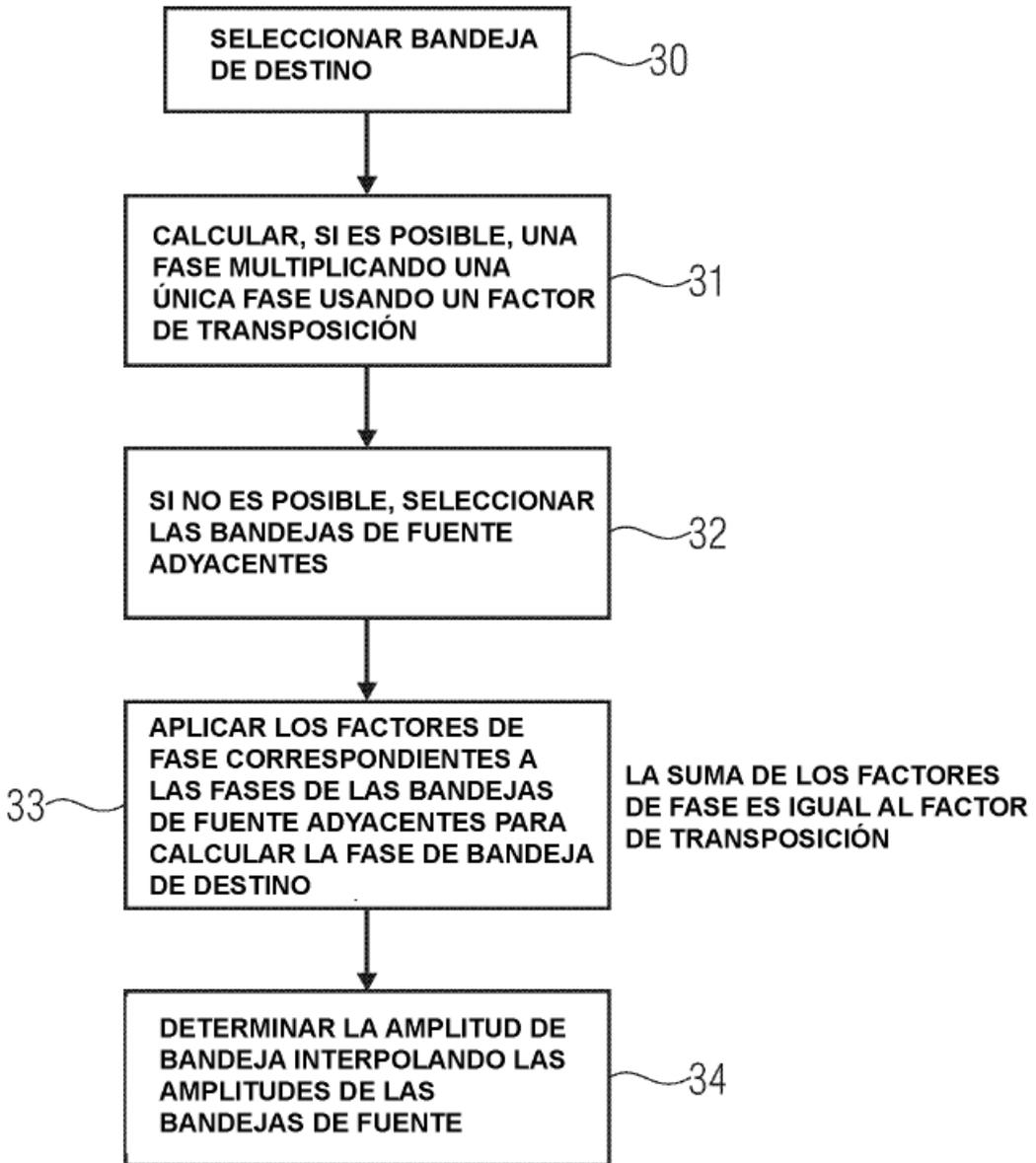


FIG. 3

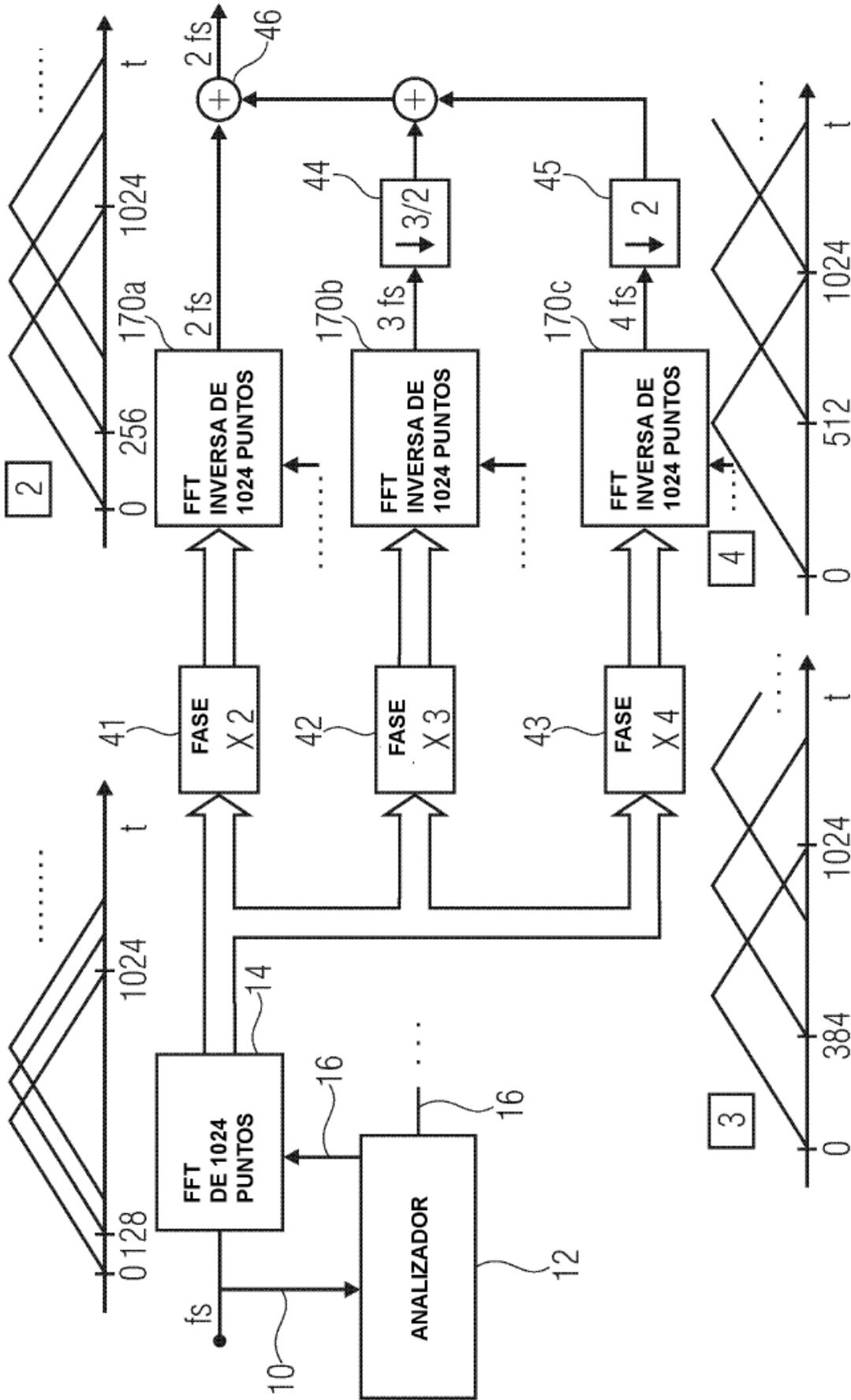


FIG. 4

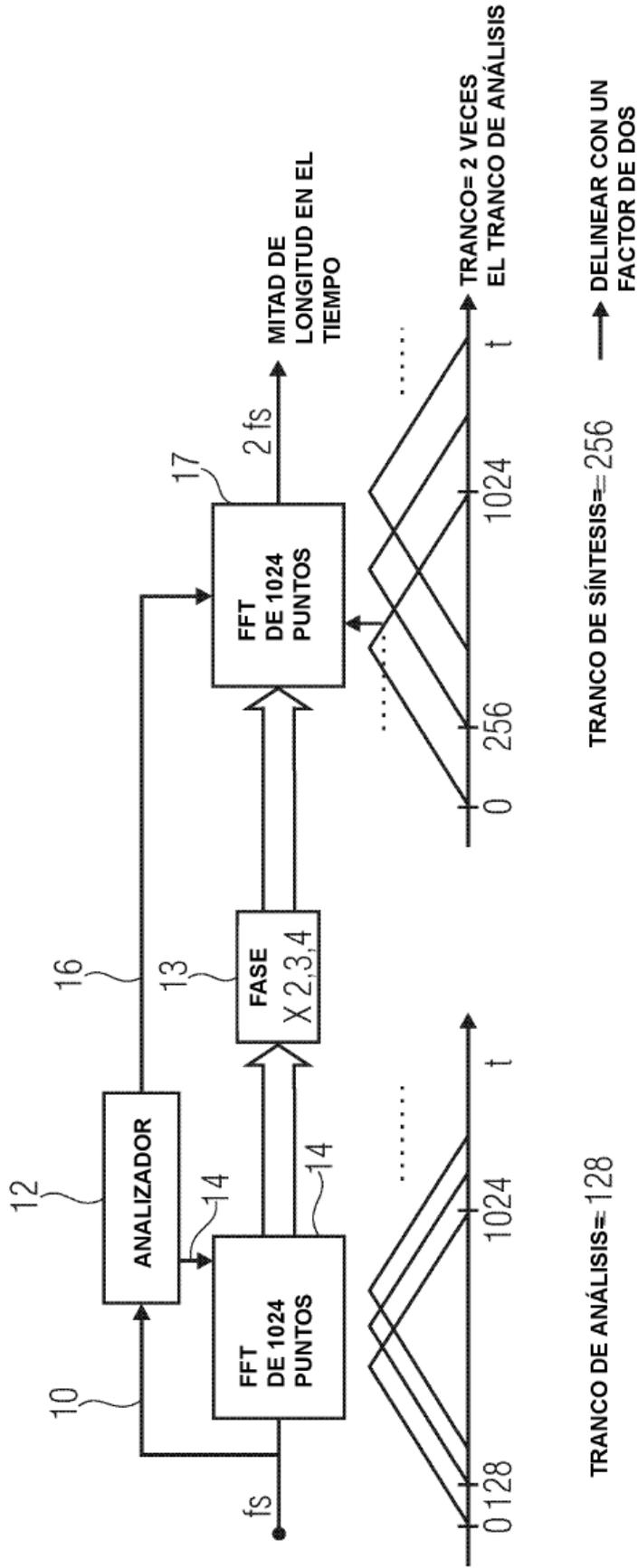


FIG. 5

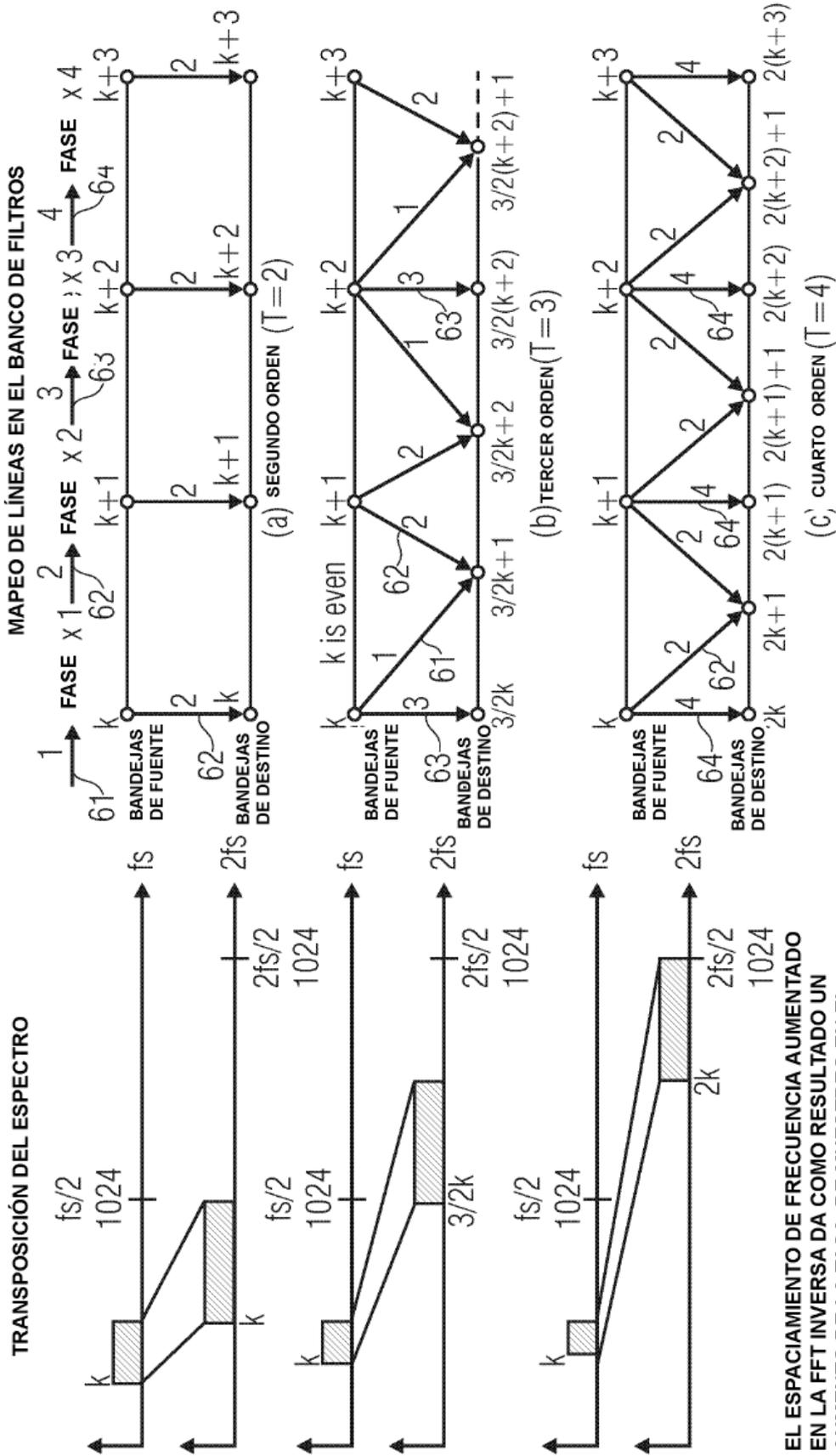


FIG. 6

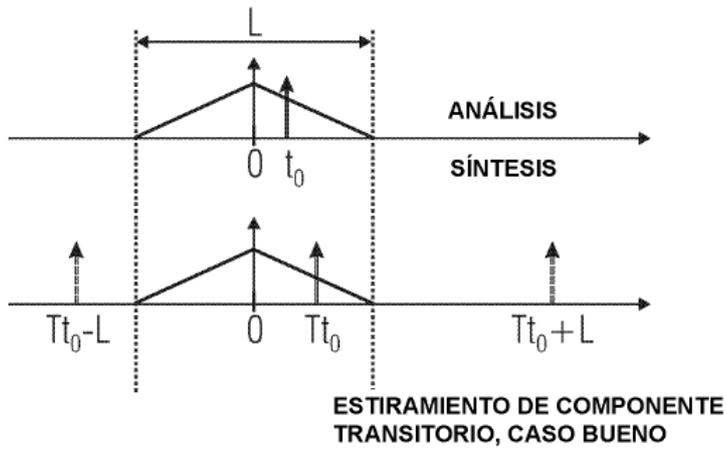


FIG. 7 A

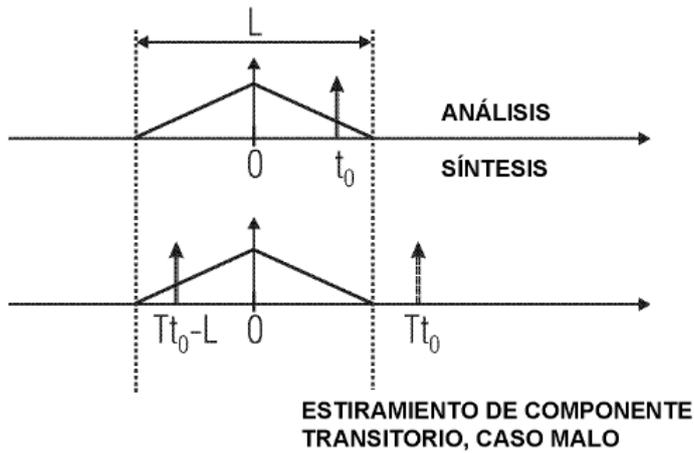


FIG. 7 B

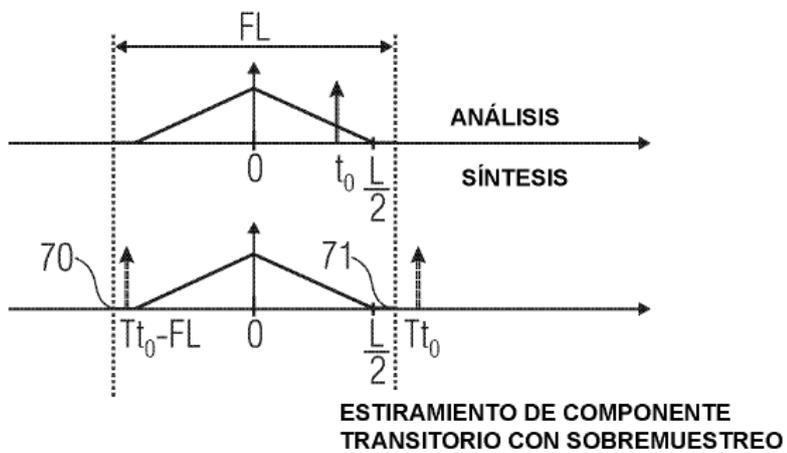


FIG. 7 C