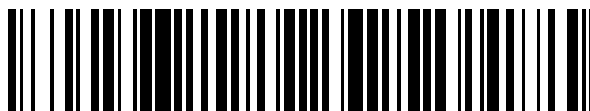


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 750 304**

51 Int. Cl.:

**H03H 17/02** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **01.09.2006 E 18153681 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **31.07.2019 EP 3334043**

54 Título: **Filtración eficiente con un banco de filtros modulado complejo**

30 Prioridad:

**27.01.2006 US 762592 P**  
**10.04.2006 US 744559 P**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**25.03.2020**

73 Titular/es:

**DOLBY INTERNATIONAL AB (100.0%)**  
**Apollo Building, 3E, Herikerbergweg 1-35**  
**1101 CN Amsterdam Zuid-Oost, NL**

72 Inventor/es:

**VILLEMoes, LARS**

74 Agente/Representante:

**ARIZTI ACHA, Monica**

**ES 2 750 304 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

Filtración eficiente con un banco de filtros modulado complejo

5 **Campo técnico**

La presente invención se refiere a un aparato de filtro y a un método para filtrar una señal de entrada de dominio de tiempo, un generador de filtro y a un método para generar una señal de definición de filtro intermedio, especialmente para el campo de codificación, decodificación, manipulación y filtración de señales de audio, por ejemplo, en el campo de HRTF (función de transferencia relacionada con la cabeza).

**Antecedentes de la invención**

Se ha demostrado en [P. Ekstrand, "Bandwidth extension of audio signals by spectral band replication", Proc. 1<sup>st</sup> IEEE Benelux Workshop on Model based Processing and Coding of Audio (MPCA-2002), páginas 53-58, Leuven, Bélgica, 2002], que un banco de filtros modulado complejo-exponencial es una herramienta excelente para ajuste espectral de la envoltura de señales de audio. Una aplicación de esta característica es la codificación de audio en base a Replicación de la Banda Espectral (SBR). Otras aplicaciones fructíferas de un banco de filtros complejo incluyen enfoque selectivo de frecuencia y espacialización para el estéreo paramétrico, ver [E. Schuijers, J. Breebart, H. Purnhagen, J. Engdegård: "Low complexity parametric stereo coding", Proc. 116<sup>th</sup> convención AES, 2004, documento 6073] y codificación multicanal paramétrica, ver [J. Herre et al.: "The reference model architecture for MPEG spatial audio coding", Proc. 118<sup>th</sup> convención AES, 2005, documento 6447]. En esas aplicaciones la resolución de frecuencia del banco de filtros complejo se mejora además a bajas frecuencias por medio de filtro de sub-sub-banda. El banco de filtros *híbrido* combinado logra así una resolución de frecuencia que permite el procesamiento de indicaciones espaciales a una resolución espectral que sigue de manera cercana la resolución espectral del sistema auditivo binaural.

Sin embargo, en algunas aplicaciones, la resolución del banco de filtros es aún insuficiente, en el sentido que las modificaciones de ganancia simples en cada sub-banda no son suficientes para modelar de manera real la acción de un filtro dado. Para reproducción binaural de audio multicanal por medio de filtro relacionada con HRTF (función de transferencia relacionada con la cabeza), las características de fase intrincada de los filtros son importantes para la calidad de audio percibida. Por supuesto es posible aplicar métodos de convolución rápida en base a la DFT (Transformada de Fourier Discreta) como un post-proceso a la reproducción multicanal, pero si el dispositivo de reproducción ya contiene las señales en el dominio de sub-banda del banco de filtros modulado complejo exponencial, existen ventajas significativas en términos de complejidad computacional e integración algorítmica para realizar la filtración derivada de HRTF en el dominio de sub-banda, que se delineará en más detalle más adelante. Ya que las HRTF's son diferentes para cada individuo y los filtros derivados dependen de la fuente virtual y/o posiciones del oyente que pueden, por ejemplo, cambiarse por señales de control, interfases de usuario o por otras señales de descripción, es también importante ser capaz de convertir de manera eficiente un filtro relacionado con HRTF dado, en filtros de dominio de sub-banda.

El documento EP 0 531 242 A1 desvela un método de parcelación coincidente en sub-bandas que suprimen o limitan intensamente el solapamiento espectral que comprende las etapas de: - transformar una señal de fuente digital en al menos dos sub-bandas de frecuencia distintas; - procesar cada una de las sub-bandas de frecuencia filtrando incorporando las etapas de definición de un perfil de filtración global, determinar un conjunto de perfiles de filtración parciales cada uno asociados con una de las sub-bandas; y filtrar cada una de las sub-bandas de acuerdo con el perfil de filtración parcial asociado con ella; y - transformar a la inversa las sub-bandas filtradas, entregar una señal filtrada reconstruida, estando restringidos los perfiles de filtración parcial determinados durante la etapa de determinación de tal manera que dicha señal filtrada reconstruida corresponde sustancialmente a la filtración directa de la señal de fuente digital de acuerdo con el perfil de filtración global. En particular, estos perfiles parciales están restringidos de tal manera que se compensa sustancialmente el solapamiento espectral aún presente después de la filtración.

Es por lo tanto el objetivo de la presente invención proporcionar un aparato de filtro para filtrar una señal de entrada de dominio de tiempo, un método para filtrar una señal de entrada de dominio de tiempo, un generador de filtro o un método para proporcionar una señal de definición de filtro intermedio, que permita una manipulación más eficiente o más flexible de una señal de entrada de dominio de tiempo con una mejor calidad.

Este objetivo se logra por un aparato de filtro de acuerdo con la reivindicación 1, por un sistema de acuerdo con la reivindicación 12, por un método para filtración de acuerdo con la reivindicación 13, o por un programa informático de acuerdo con la reivindicación 14.

**Sumario de la invención**

Una realización de la presente invención se refiere a un aparato de filtro para filtrar una señal de entrada de dominio de tiempo para obtener una señal de salida de dominio de tiempo, que es una representación de la señal de entrada de dominio de tiempo filtrada utilizando una característica de filtro que tiene una característica de amplitud/frecuencia no uniforme que comprende un banco de filtros de análisis complejo para generar una pluralidad de señales de sub-banda complejas de la señal de entrada de dominio de tiempo, una pluralidad de filtros intermedios, en el que un filtro intermedio se proporciona para cada señal de sub-banda compleja, en el que al menos uno de los filtros intermedios de la pluralidad de filtros intermedios tiene una característica de amplitud/frecuencia no uniforme, en el que la pluralidad de filtros intermedios tiene una respuesta más corta al impulso en comparación con una respuesta al impulso de un filtro que tiene la característica de filtro, y en el que la característica de amplitud/frecuencia no uniforme de la pluralidad de filtros intermedios juntos representan la característica de filtro no uniforme, y un banco de filtros de síntesis compleja para sintetizar la salida de los filtros intermedios para obtener la señal de salida del dominio de tiempo.

Como un segundo aspecto, una realización adicional de la presente invención es un generador de filtro para proporcionar una señal de definición de filtro intermedio que comprende un banco de filtros modulado complejo para filtrar una señal de respuesta al impulso indicativa de una característica de filtro de amplitud/frecuencia en un dominio de tiempo para obtener una pluralidad de señales de sub-banda valuadas complejas como la señal de definición de filtro intermedio, en el que cada señal de sub-banda valuada compleja del banco de filtros modulado complejo corresponde a una respuesta al impulso para un filtro intermedio para una señal de sub-banda, en el que al menos una de las señales de sub-banda valuadas complejas comprende al menos dos valores sin disipación diferentes, y en el que cada señal de sub-banda valuada compleja es más corta que la señal de respuesta al impulso.

Las realizaciones del primer aspecto de la presente invención se basan en el descubrimiento que una filtración más eficiente y/o más flexible (o manipulación) de una señal de entrada de dominio de tiempo puede lograrse en el dominio de sub-banda, el cual algunas veces también se refiere como dominio QMF (filtro espejo en cuadratura), con una mejor calidad en comparación con otros esquemas de manipulación. La ganancia con respecto a eficiencia, especialmente eficiencia computacional, es una consecuencia de las respuestas más cortas al impulso de los filtros intermedios en comparación con la respuesta al impulso de un filtro que tiene la característica de filtro no uniforme en el dominio de tiempo y el hecho de que las señales de sub-banda pueden procesarse independientemente una de la otra. Debido a las respuestas al impulso más cortas una realización de un aparato de filtro puede procesar cada una de las señales de sub-banda complejas emitidas por el banco de filtros de análisis complejo de manera individual. Por lo tanto, la filtración puede llevarse a cabo de manera paralela, lo que acelera el procesamiento de la señal de entrada de dominio de tiempo de manera dramática en comparación con la manipulación de la señal de entrada de dominio de tiempo directamente debido a las respuestas al impulso más cortas.

Las realizaciones de acuerdo al primer aspecto de la presente invención son especialmente favorables cuando equilibran la eficiencia computacional por un lado y la calidad por el otro lado. Aunque puede lograrse un procesamiento directo de la señal de entrada de dominio de tiempo en el dominio de tiempo por una convolución con la respuesta al impulso de un filtro que tiene la característica de amplitud/frecuencia no uniforme, que usualmente conduce a una muy buena calidad, la convolución requiere un alto esfuerzo computacional debido a la longitud de la respuesta al impulso del filtro en el dominio de tiempo.

Por otro lado, la transformación de una señal de audio en el dominio de frecuencia al realizar una Transformada de Fourier representa la tremenda desventaja que otras manipulaciones, que son necesarias en los sistemas acústicos modernos, no pueden realizar eficientemente en el dominio de Fourier con una alta calidad.

Por lo tanto, al emplear una pluralidad de filtros intermedios, cada uno teniendo una respuesta al impulso más corta en comparación con una respuesta al impulso de un filtro que tiene la característica de filtro de un filtro correspondiente en el dominio de tiempo, del cual al menos uno tiene una respuesta al impulso con al menos dos valores sin disipación representa un compromiso altamente favorable entre eficiencia computacional por un lado y calidad por el otro lado. Como una consecuencia, las realizaciones de los aparatos de filtro inventivos representan un excelente compromiso entre un procesamiento directo de la señal de entrada de dominio de tiempo, por ejemplo, por medio de la convolución de la señal de entrada de dominio de tiempo con la respuesta al impulso más larga indicativa de la característica de filtro no uniforme, que conduce a un enorme esfuerzo computacional, y emplea una transformada de Fourier, que conduce a más problemas en el curso adicional de procesamiento de las señales.

Las ventajas de las realizaciones del primer aspecto de la presente invención se desarrollan especialmente en el contexto de filtros FIR (respuesta al impulso final), ya que cada uno de los filtros intermedios de la pluralidad de filtros intermedios tiene una respuesta al impulso significativamente más corta en comparación con la respuesta al impulso del filtro FIR en el dominio de tiempo. Por lo tanto, al procesar de manera paralela las diferentes señales de sub-banda emitidas por el banco de filtros de análisis complejo la eficiencia computacional puede mejorarse drásticamente. Este aspecto es especialmente importante en el campo de filtros que tienen respuestas al impulso largas. Un campo de aplicación, en el cual los filtros con respuestas al impulso muy largas ocurren frecuentemente,

son aplicaciones relacionadas con HRTF (HRTF = función de transferencia relacionada con cabeza), como, por ejemplo, sub-mezclar señales de audio de múltiple canal para retroalimentar a los audífonos, otros sistemas parlantes relacionados con la cabeza o sistemas de sonido estéreo.

5 En muchas aplicaciones concretas la eficiencia computacional se incrementa aún más, ya que las señales de audio ya están presentes en la sub-banda (compleja) o dominio QMF. Por lo tanto, en muchas implementaciones concretas, el banco de filtros de análisis complejo y el banco de filtros de síntesis compleja para generar la pluralidad de señales de sub-banda complejas de la señal de entrada de dominio de tiempo y para sintetizar la señal de salida del dominio de tiempo ya está presente.

10 Con respecto al segundo aspecto, las realizaciones de la presente invención se basan en el descubrimiento de que una filtración más flexible y más eficiente de la señal de entrada de dominio de tiempo con una mejor calidad puede lograrse al proporcionar una señal de definición de filtro intermedio, que puede, por ejemplo, proporcionarse en un aparato de filtro de acuerdo al primer aspecto para definir sus filtros intermedios.

15 Una ventaja significativa de las realizaciones de acuerdo al segundo aspecto de la presente invención es que se obtiene una señal de definición de filtro intermedio para un conjunto de filtros intermedios al proporcionar una realización del generador de filtro inventivo con una señal que define el filtro, tal como una señal de respuesta al impulso indicativa de una característica de filtro de amplitud/frecuencia de un filtro en el dominio de tiempo u otras  
20 señales de definición de filtro. Por lo tanto, una realización de un generador de filtro proporciona una señal de definición de filtro para un conjunto de filtros intermedios para la misma filtración de manera efectiva como un filtro en el dominio de tiempo definido por la señal de definición de filtro virtualmente sin introducir efectos de alineación. Como una consecuencia, las realizaciones de un generador de filtro inventivo permiten un desempeño libre virtualmente de alias de un filtro arbitrario en el dominio de sub-banda. Al utilizar una realización del generador de  
25 filtro inventivo, características de filtro arbitrario pueden transferirse del dominio de tiempo al dominio de señal de sub-banda, como ecualización libre virtualmente de alias, características de filtro de paso bajo características de filtro de paso alto, características de filtro de paso de banda, características de filtro de rechazo de banda, características de filtro de resonancia, características de filtro de muesca o características de filtro más complejas. Entre las características de filtro más complejas, es importante mencionar una combinación de varias características, así como características de filtro relacionadas con HRTF.

Especialmente en el contexto de aplicaciones relacionadas con HRTF en el campo de sistemas multicanal de audio y otras aplicaciones de alta calidad es importante observar que las realizaciones del generador de filtro inventivo permiten modelar de manera real una acción de un filtro dado en el dominio de tiempo en el dominio de sub-banda.  
35 El desempeño libre virtualmente de alias, que especialmente importante en aplicaciones relacionadas con HRTF, se hace posible ya que las características de fase de un filtro en el dominio de tiempo se (casi) transfieren perfectamente hacia el dominio de sub-banda. Los ejemplos que ilustran esto se delinearán en el curso adicional de la presente solicitud.

40 Entre las ventajas de las realizaciones del segundo aspecto de la presente invención está especialmente la ganancia significativa con respecto a la eficiencia computacional que se puede lograr. Los bancos de filtros modulados complejos de las realizaciones del generador de filtro inventivo producen una pluralidad de señales de sub-banda valuadas complejas como la señal de definición de filtro intermedio, en el que cada señal de sub-banda valuada compleja es más corta que la señal de respuesta al impulso indicativa de la característica de filtro de  
45 amplitud/frecuencia en el dominio de tiempo. El generador de filtro, por lo tanto, produce una señal de definición de filtro intermedio que comprende la salida del banco de filtros modulado complejo con su pluralidad de señales cortas de sub-banda valuadas complejas, lo que no solamente permite una computación rápida, eficiente y paralela con respecto a la filtración de una señal de entrada de dominio de tiempo para obtener una señal de salida de dominio de tiempo en el marco de una realización de un aparato de filtro, sino que también permite una computación rápida,  
50 eficiente y paralela de la señal de definición de filtro intermedio por si misma. En comparación con una aplicación directa de la señal de respuesta al impulso indicativa de la característica de filtro de amplitud/frecuencia en el dominio de tiempo al convolucionar la señal de respuesta al impulso con la señal de entrada de dominio de tiempo, la aplicación de una realización de un generador de filtro inventivo de acuerdo al segundo aspecto de la presente invención permite una computación simplificada, más rápida y más eficiente, la cual conduce a un resultado  
55 auditivamente indistinguible en comparación con el método de convolución más complejo.

Además, una realización del generador de filtro inventivo también ofrece la ventaja de una flexibilidad significativamente mejorada con respecto a las características de filtro posibles aplicadas en el dominio de sub-banda. Ya que las características de filtro arbitrario pueden transferirse del dominio de tiempo al dominio de sub-banda por una realización de un generador de filtro inventivo, se introduce una enorme flexibilidad al procesamiento y manipulación de la señal de audio. Por ejemplo, una realización de un generador de filtro inventivo es capaz de proporcionar una señal de definición de filtro intermedio que corresponde a una característica de filtro individualmente alterada de un filtro relacionado con HRTF. En el campo de HRTF esto ofrece la oportunidad de modificar de manera individual los filtros HRTF de acuerdo con las necesidades y capacidades auditivas de un

individuo. Además, puede adaptarse la posición de la fuente, así como la posición del oyente con respecto una a la otra y con respecto a un ambiente (simulado o calculado) (por ejemplo, una sala de conciertos, un espacio abierto, o estadio). Esto ofrece la gran ventaja de proporcionar a un oyente con una gran flexibilidad con respecto a las condiciones acústicas. Una realización del generador de filtro inventivo, por lo tanto, proporciona la posibilidad de cambiar virtualmente de un estadio a una sala de conciertos o un campo abierto, sin emplear la necesidad de transferir las señales de audio entre el dominio de tiempo, el dominio de sub-banda y/o el dominio de frecuencia. Al emplear una realización de un generador de filtro inventivo todas estas manipulaciones de la señal de audio pueden realizarse dentro del dominio de sub-banda con una muy alta calidad, que es indistinguible de manera perceptual de un procesamiento de señal en el dominio de tiempo, pero que ofrece una enorme mejora en la eficiencia computacional.

Esta flexibilidad no se limita solamente al cambio de un ambiente a otro, por ejemplo, cambio de un estadio a una sala de conciertos y visa versa. Una realización de un generador de filtro inventivo ofrece la posibilidad de alterar las características de filtro de la pluralidad de los filtros intermedios en una manera cuasi-continua. Una aplicación en el campo de HRTF es una aplicación de una realización del generador de filtro y/o del aparato de filtro en una aplicación de rastreo, en la cual, por ejemplo, la posición del oyente con respecto a diferentes fuentes de audio varía en una manera cuasi-continua. Las aplicaciones posibles comprenden, por ejemplo, simulaciones y juegos de ordenador con una calidad muy alta.

Otra ventaja de una realización de un generador de filtro es que la aplicación de una realización de un generador de filtro es más eficiente con respecto al uso de memoria, ya que una señal de respuesta al impulso proporcionada al banco de filtros modulado complejo del generador de filtro es típicamente una señal valuada real, mientras que la señal de definición de filtro intermedio es una señal valuada compleja de aproximadamente la misma longitud total. Como una consecuencia, el almacenamiento de las señales de respuesta al impulso en comparación con las señales de definición de filtro intermedio (o las conexiones de filtro de los filtros intermedios) ahorra memoria, más o menos, de un orden de 2. Debido a la posibilidad de una computación paralela rápida y eficiente, especialmente en el campo de aplicaciones sensibles a memoria que comprende un mayor espacio de parámetro con respecto a las posibles señales de respuesta al impulso, esto representa una ventaja significativa.

En una realización de un generador de filtro inventivo el generador de filtro se proporciona con una señal de definición de filtro, que puede comprender por ejemplo las conexiones de filtro de un filtro digital en el dominio de tiempo o por una función de transferencia en el dominio de frecuencia, que puede comprender la característica de amplitud/frecuencia y/o la característica de fase/frecuencia de un filtro. En estos casos, una realización del generador de filtro además comprende un generador de señal de respuesta al impulso, que proporciona la señal de respuesta al impulso apropiada indicativa de la característica de filtro de amplitud/frecuencia resultante en el dominio de tiempo al banco de filtros modulado complejo del generador de filtro. Por lo tanto, la inclusión de un generador de señal de respuesta al impulso en algunas realizaciones de un generador de filtro inventivo ofrece aún más flexibilidad con respecto a proporcionar la señal de definición de filtro intermedio, ya que no solamente las señales de respuesta al impulso en la forma de señales de tiempo discreto pueden proporcionarse a una realización del generador de filtro sino que también las conexiones de filtro o la descripción del dominio de frecuencia de un filtro en el dominio de tiempo puede transferirse hacia el dominio de sub-banda por una realización apropiada de un generador de filtro.

**Breve descripción de los dibujos**

La presente invención se describirá ahora a modo de ejemplos ilustrativos, que no limitan el alcance o espíritu de la invención, con referencia a los dibujos adjuntos, en los cuales:

La Figura 1a ilustra el procesamiento de una señal de audio digital por medio de filtro por sub-banda en un sistema que comprende un generador de filtro y un aparato de filtro;

La Figura 1b ilustra una posible solución para un banco de análisis complejo;

La Figura 1c ilustra una posible solución para un banco de filtros de síntesis complejo;

La Figura 1d ilustra una posible solución adicional para un banco de filtros de síntesis complejo;

La Figura 1e ilustra una interacción de una realización de un generador de filtro con una pluralidad de filtros intermedios de una realización de un aparato de filtro;

La Figura 2 ilustra el procesamiento de una señal de audio digital por medio de filtro de forma directa;

La Figura 3 ilustra una realización preferida de un sistema con un convertidor de filtro;

La Figura 4 ilustra una respuesta dada al impulso del filtro;

La Figura 5 ilustra una respuesta al impulso obtenida por el ajuste de ganancia complejo de las sub-bandas;

5 La Figura 6 ilustra la respuesta de magnitud de un filtro dado;

La Figura 7 ilustra la respuesta de magnitud de un filtro obtenida por el ajuste de ganancia complejo de las sub-bandas;

10 La Figura 8 compara el desempeño de la presente invención con el ajuste de ganancia complejo de las sub-bandas;

La Figura 9 ilustra una realización preferida de un aparato de filtro que comprende una realización opcional de un generador de filtro y componentes adicionales;

15 La Figura 10 ilustra una característica de filtro junto con varias bandas de frecuencia para diferentes sub-bandas; y

La Figura 11 ilustra una realización preferida de un generador de filtro.

## 20 Descripción de realizaciones preferidas

Las realizaciones descritas a continuación son meramente ilustrativas para los principios de la presente invención de filtro eficiente con un banco de filtros modulado complejo. Debe entenderse que las modificaciones y variaciones de las instalaciones y los detalles descritos en la presente serán aparentes para otros expertos en la materia. Por lo tanto, es el intento de limitarse solamente por el alcance de las reivindicaciones inminentes de la patente y no por los detalles específicos presentados a modo de descripción y explicación de las realizaciones en la misma.

25 A continuación, los objetos con las mismas propiedades funcionales o similares se denotan con los mismos signos de referencia. Al menos que se observe explícitamente de otra manera, la descripción con respecto a objetos con propiedades funcionales similares o iguales pueden intercambiarse entre sí.

La Figura 1a ilustra en la forma de un sistema que comprende realizaciones de tanto un aparato de filtro como un generador de filtro el procesamiento de una señal de audio digital por medio de filtro por sub-banda de acuerdo con la presente invención. Esta trayectoria de señal, por ejemplo, puede representar una parte de un sistema de reproducción de audio espacial en el que la entrada es un canal de audio recibido y la salida es un componente de una señal a reproducirse en el oído derecho. La señal de entrada (señal de audio Digital o señal de entrada de dominio de tiempo) se analiza por el banco de análisis complejo **101** por medio de filtro con un conjunto de  $L$  filtros de análisis seguido por el submuestreo de un factor  $L$ , en el que  $L$  es un número entero positivo, preferentemente más grande que 1. Típicamente el factor  $L$  es un poder de 2, preferentemente  $L = 64$ . Los filtros de análisis se obtienen usualmente por una modulación compleja de un filtro prototipo  $p(v)$ , en el que  $v$  es un número entero positivo que indica un índice en un conjunto de datos o un índice de un valor en una señal no submuestreada por el factor  $L$ . La salida del banco de filtros consiste de  $L$  señales de sub-banda que se procesan por una filtración de sub-banda **102**. Esta filtración de sub-banda consiste de una combinación de manipulaciones tal como el ajuste de ganancia de sub-banda de acuerdo con datos de control recibidos y aplicación de filtros de respuesta finita al impulso aplicada por separado en cada sub-banda. Las conexiones de filtro de los filtros de sub-banda se obtienen de un convertidor de filtro (inventivo) **104** como una realización de un generador de filtro que toma como entrada un filtro descrito por conexiones de filtro de forma directa, una descripción del dominio de frecuencia o una respuesta al impulso (señal). El banco de síntesis compleja **103** reconstruye una señal de salida por medio de muestreo ascendente por un factor  $L$ , filtración por  $L$  filtros de síntesis, sumando todos los resultados, y extrayendo la parte real. La suma de todos los resultados y la extracción de la parte real también pueden cambiarse con respecto a su orden, como se delineará de manera más cercana con respecto a las Figuras 1c y 1d.

La Figura 1b muestra un banco de análisis complejo **101** en más detalle. El banco de análisis complejo **101** comprende una pluralidad de  $L$  filtros de análisis intermedios **120** para cada sub-banda a emitirse por el banco de análisis complejo **101**. Para ser más precisos, cada uno de los  $L$  filtros de análisis intermedios **120** se conecta en paralelo a un nodo **130** al cual se proporciona la señal de entrada de dominio de tiempo a procesarse. Cada uno de los filtros de análisis intermedios **120** se adapta para filtrar la señal de entrada del banco de análisis complejo **101** con respecto a una frecuencia central de cada sub-banda. De acuerdo con las frecuencias centrales de las diferentes sub-bandas, cada sub-banda se marca por un índice de sub-banda o índice  $n$ , en el que  $n$  es un número entero no negativo, típicamente en el rango de 0 a  $L-1$ . Los filtros de análisis intermedios **120** del banco de análisis complejo **101** pueden derivarse de un filtro prototipo  $p(v)$  por una modulación compleja de acuerdo al índice de sub-banda  $n$  de la sub-banda a la cual se aplica el filtro de análisis intermedio **120**. Se explican abajo más detalles que se refieren a la modulación compleja de un filtro prototipo.

Ya sea directamente por los filtros de análisis intermedios **120** o por un submuestreador opcional **140** (denotado por la línea punteada en la Figura 1b) la frecuencia de muestreo de la señal emitida por el banco de filtros de análisis intermedios **120** se reduce por un factor  $L$ . Como se menciona antes, los submuestreadores **140** suministrados a cada señal de sub-banda emitida por los filtros de análisis intermedios correspondientes **120** son opcionales ya que,  
 5 dependiendo de la implementación concreta, el submuestreo también puede llevarse a cabo en el framework de los filtros de análisis intermedios **120**. En principio, no se requiere el submuestreo de la señal emitida por los filtros de análisis intermedios **120**. Sin embargo, la presencia de los submuestreadores explícitos o implícitos **140** es una opción preferida ya que la cantidad de datos proporcionados por el banco de análisis complejo **101** se elevaría alternativamente por un factor de  $L$ , lo que conduce a una redundancia significativa de datos.

La Figura 1c ilustra una posible solución para un banco de síntesis compleja **103**. El banco de síntesis compleja **103** comprende  $L$  filtros de síntesis intermedios a los cuales se proporcionan las  $L$  señales de sub-banda de la filtración de sub-banda **102**. Dependiendo de la implementación concreta del banco de síntesis compleja **103** antes de la filtración en el marco de los filtros de síntesis intermedios **150**, las señales de sub-banda se muestrean de manera  
 15 ascendente por  $L$  muestreador ascendente **160**, el cual reconstruye la frecuencia muestreada de las señales de sub-banda al incrementar la frecuencia de muestreo por un factor de  $L$ . En otras palabras, el muestreador ascendente opcional **160** reconstruye o vuelve a formar las señales de sub-banda proporcionadas al muestreador ascendente **160** en tal manera que la información contenida en cada una de las señales de sub-banda se retiene mientras la frecuencia de muestreo se incrementa por un factor de  $L$ . Sin embargo, como ya se explicó en el contexto de la Figura 1b, los muestreadores ascendentes **160** son componentes opcionales, ya que el muestreo ascendente también puede llevarse a cabo en el marco de los filtros de síntesis intermedios **150**. Por lo tanto, la etapa de muestreo ascendente de las señales de sub-banda llevada a cabo por el muestreador ascendente **160** puede procesarse de manera simultánea en el marco de los filtros de síntesis intermedios **150**. Sin embargo, si los submuestreadores **190** no se implementan ni explícita ni implícitamente, los muestreadores ascendentes **160** no  
 20 tienen que implementarse explícita o implícitamente.

Los filtros de síntesis intermedios **150** se conectan a través de una salida a un adicionador **170** el cual suma las señales de sub-banda filtradas emitidas por los  $L$  filtros de síntesis intermedios **150**.

El adicionador **170** se conecta además a un extractor de parte real **180**, el cual extrae o forma una señal valuada real o en su lugar una señal de salida del dominio de tiempo (valuada real) en base a la señal valuada compleja proporcionada por el adicionador **170**. El extractor de parte real **180** puede realizar esta tarea, por ejemplo, al extraer la parte real de una señal valuada compleja proporcionada por el adicionador **170**, al calcular el valor absoluto de la señal valuada compleja proporcionada por el adicionador **170** o por otro método que forma una señal de salida  
 30 valuada real en base a una señal de entrada valuada compleja. En el caso del sistema mostrado en la Figura 1a, la señal emitida por el extractor de parte real **180** es la señal de salida del dominio de tiempo emitida por la realización del aparato de filtro inventivo.

La segunda posible solución para un banco de síntesis compleja **103** mostrado en la Figura 1d difiere de la primer posible solución mostrada en la Figura 1c que concierne solamente al extractor de partes reales **180** y el adicionador **170**. Para ser más precisos, las salidas de los filtros de síntesis intermedios **150** se conectan por separado de cada sub-banda a un extractor de parte real **180** que extrae o forma una señal valuada real en base a la señal valuada compleja emitida por los filtros de síntesis intermedios **150**. El extractor de parte real **180** se conecta entonces al  
 40 adicionador **170**, el cual suma las  $L$  señales valuadas reales derivadas de las  $L$  señales de sub-banda filtradas para formar la señal de salida valuada real proporcionada por el adicionador **170**, que en el caso del sistema mostrado en la Figura 1a es la señal de salida del dominio de tiempo.

La Figura 1e muestra la filtración de sub-banda **102** y su interacción con el convertidor de filtro **104** en más detalles. La filtración de sub-banda **102** comprende una pluralidad de filtros intermedios **190**, en el que un filtro intermedio **190** se proporciona para cada señal de sub-banda valuada compleja proporcionada a la filtración de sub-banda **102**. Por lo tanto, la filtración de sub-banda **102** comprende  $L$  filtros intermedios **190**.

El convertidor de filtro **104** se conecta a cada uno de los filtros intermedios **190**. Como una consecuencia, el convertidor de filtro **104** es capaz de proporcionar las conexiones de filtro para cada uno de los filtros intermedios  
 55 **190** de la filtración de sub-banda **102**. Más detalles que conciernen a la filtración hecha por los filtros intermedios **190** se explicarán en el curso adicional de la solicitud. Por lo tanto, las conexiones de filtro proporcionadas a los diferentes filtros intermedios **190** y emitidas por el convertidor de filtro **104** forman la señal de definición de filtro intermedio.

Además, debe observarse que las realizaciones, soluciones e implementaciones pueden comprender retrasos adicionales y/u opcionales para retrasar cualquiera de las señales o un subconjunto de señales, que se han omitido en la Figura 1a a 1e para simplicidad. También en las Figuras 2 a 11 los retrasos opcionales se han emitido para simplicidad. Sin embargo, los retrasos o retrasadores pueden comprenderse en los elementos mostrados (por ejemplo, filtros) o agregados como elementos opcionales en todas las realizaciones dependiendo de su

implementación concreta.

La Figura 2 ilustra el procesamiento de una señal de audio digital por medio de filtro de forma directa **201**. Si el mismo filtro se da como entrada al convertidor de filtro **104** de la Figura 1 y la filtración directa **201**, un objetivo de diseño para el convertidor de filtro **104** es que la salida de audio digital de **103** debe ser perceptualmente (o auditivamente) indistinguible de la salida de audio digital de la filtración directa **201**, si las entradas de audio digital al banco de análisis complejo **101** y la filtración directa **201** son idénticas y el procesamiento en la filtración directa **102** consiste de filtro de sub-banda fija pura.

En la realización del sistema mostrado en las Figuras 1a a Figura 1e el filtro entrada al convertidor de filtro **104** se da como una señal de definición de filtro, la cual, por ejemplo, puede comprender las conexiones de filtro de un filtro de dominio de tiempo correspondiente, una descripción del dominio de frecuencia (característica de amplitud/frecuencia y/o característica de fase/frecuencia) o una señal de respuesta al impulso del filtro apropiado.

En el caso de la filtración directa **201** la misma señal de definición de filtro, en principio, puede utilizarse. Dependiendo de la implementación concreta y la señal de definición de filtro, la filtración puede llevarse a cabo por aplicación directa de las conexiones de filtro en el marco de un filtro digital, por una transformada de Fourier discreta junto con una función de transferencia u otra descripción del dominio de frecuencia o por medio de convolución con la señal de respuesta al impulso.

La Figura 3 ilustra una realización preferida de un convertidor de filtro **104** de acuerdo con la presente invención como una realización de un generador de filtro. Se asume que el filtro se da por su respuesta al impulso. Viendo esta respuesta al impulso como una señal de tiempo discreto, se analiza por un banco (de filtros) de análisis complejo de  $L$ -banda **301**. Las salidas de señal de sub-banda resultantes son entonces exactamente las respuestas al impulso de filtros a aplicarse por separado en cada sub-banda en la filtración de sub-banda **102**. En la realización preferida mostrada en la Figura 3, la señal de definición de filtro proporcionada al convertidor de filtro **104** y su banco de análisis complejo o banco de filtros de análisis complejo **301** es la señal de respuesta al impulso indicativa de la característica de amplitud/frecuencia de un filtro, que está por transferirse hacia el dominio de sub-banda. Por lo tanto, la salida del banco (de filtros) de análisis complejo **301** de cada una de las  $L$  sub-bandas representa la respuesta al impulso de los filtros intermedios comprendidos en la filtración de sub-banda **102**.

El banco de análisis complejo **301**, en principio, se deriva del banco de análisis **101** pero tiene un filtro prototipo diferente y una estructura de modulación ligeramente diferente, los detalles de la cual se delinearán en la siguiente descripción. Los mismos algoritmos rápidos que se utilizan para una implementación del banco de análisis complejo **101** pueden volverse a utilizar por el banco de análisis complejo **301**, conduciendo a un proceso de conversión muy rápido y muy eficiente.

Además, la longitud del filtro prototipo  $q(v)$  puede diseñarse para ser solamente una fracción de la longitud del filtro prototipo  $p(v)$ . Debido al submuestreo por un factor  $L$ , la longitud de filtros de sub-banda también es un factor  $L$  más pequeño que la suma de las longitudes del filtro de dominio de tiempo dado y el filtro prototipo  $q(v)$ . El esfuerzo computacional se reduce de esta manera en comparación con la filtración de forma directa **201** por aproximadamente un factor de  $L/4$ . El factor de compensación de 4 se debe al reemplazo de filtro real con filtración compleja. Otra compensación es el costo computacional de los bancos complejos de análisis y síntesis **101** y **103**. Para implementaciones eficientes este costo es comparable con el costo de filtros FIR preferentemente cortos, y por lo tanto insignificante, como se subraya antes. Además, esta compensación de la reducción en costo computacional no existe para sistemas que ya emplean estos dos bancos de filtros **101** y **103**.

La Figura 4 ilustra un ejemplo de una respuesta dada al impulso del filtro **400**. Consiste de 192 (=  $64 \cdot 3$ ) conexiones sin cero. En otras palabras, la respuesta al impulso **400** mostrada en la Figura 4 comprende 192 valores sin disipación.

En la presente aplicación, una llave no disipante o valor es una llave o un valor que es idealmente no igual a cero. Sin embargo, debido a los límites de implementación en el marco de esta aplicación un valor no disipante o llave es una llave valuada compleja o valuada real o valor con un valor absoluto que es más grande que un umbral predeterminado, por ejemplo  $10^{-s}$  o  $2^{-s}$ , en el que  $s$  es un número entero positivo dependiendo de los requerimientos de una implementación concreta. En sistemas digitales este umbral se define preferentemente en el sistema binario (base 2), en el que el número entero  $s$  tiene un valor predeterminado dependiendo de las especificaciones de la implementación. Típicamente, el valor  $s$  es 4, 5, 6, 7, 8, 10, 12, 14, 16 o 32.

La respuesta al impulso **400** del sistema de la Figura 1 es indistinguible de esta respuesta al impulso dada en la resolución de la imagen, en un caso en el que se aplica un banco de filtros de banda  $L = 64$  con un filtro prototipo de longitud 640 (=  $64 \cdot 10$ ) y un filtro prototipo de longitud 192 (=  $64 \cdot 3$ ) se utiliza para el convertidor de filtro **104** de la Figura 3. Los filtros de sub-banda intermedios correspondiente tienen solamente 5 (=  $3+3-1$ ) conexiones cada uno, como se explicará más adelante.



La Figura 5 ilustra la respuesta al impulso **410** del sistema de la Figura 1 con un banco de filtros 64 de banda, en un caso especial que corresponde a un uso de la técnica anterior para el ajuste de envoltura y equalización. En este caso, los filtros de sub-banda o preferentemente los filtros intermedios **190** son todos de una llave solamente, de manera que se aplica una ganancia compleja constante a cada sub-banda. Para cada sub-banda, la ganancia correspondiente se elige por ser igual a la respuesta de frecuencia compleja del filtro de la Figura 4 evaluado en la frecuencia central de la sub-banda particular. Como puede observarse a partir del resultado, existen artefactos pre-eco severos y habrá una diferencia perceptual significativa entre la aplicación de esta respuesta de filtro en comparación con la respuesta al impulso objetivo **400** de la Figura 4.

La Figura 6 ilustra la respuesta de magnitud **420** del filtro de la Figura 4. La escala de frecuencias de la Figura 6 se ajusta a la resolución de un banco de filtros de 64 banda ( $L = 64$ ).

La Figura 7 ilustra la respuesta de magnitud **430** del filtro subyacente a la respuesta al impulso **410** mostrada en la Figura 5. Como puede observarse, el uso de solamente una ganancia por sub-banda resultó en una aproximación deficiente a la respuesta de frecuencia deseada. La razón principal de esto es la rápida variación del espectro de fase objetivo. De hecho, este método de la técnica anterior se adecua mejor en el modelado de respuestas de fase lineal.

La Figura 8 finalmente compara el desempeño de una realización de la presente invención y del método de la técnica anterior de ajuste de ganancia complejo de las sub-bandas. La curva punteada es un diseño de la respuesta de magnitud objetivo **420** de la Figura 6. La curva rayada **440** es la respuesta de magnitud de la diferencia entre las respuestas de frecuencia complejas del filtro objetivo y su aproximación por el método de la técnica anterior. La curva sólida **450** es la respuesta de magnitud de la diferencia entre las respuestas de frecuencia complejas del filtro objetivo y su aproximación por el método enseñado por la presente invención con los parámetros como se tratan durante la descripción de la Figura 4. Como puede observarse, el error del método de la técnica anterior es pequeño solamente en los 64 puntos medios de las sub-bandas del banco de filtros mientras el método inventivo conduce a una calidad de aproximación en el rango 50 dB. Debe señalarse que esto también es el nivel de desempeño que se mide cuando se compara la salida del sistema inventivo con la salida del sistema de referencia para una señal de entrada arbitraria.

Como la comparación de las dos curvas **440** y **450** en la Figura 8 muestra, una realización de un aparato de filtro inventivo, una realización de un generador de filtro y un sistema que comprende ambas realizaciones ofrece una ventaja significativa que concierne a la calidad de la manipulación de una señal de entrada. La diferencia significativa que concierne a la calidad de filtro (o manipulación) de la señal de entrada subrayada arriba es una consecuencia del hecho de que al menos uno de los filtros intermedios **190** tiene una respuesta al impulso con dos o más valores sin disipación. En otras palabras, al menos uno de los filtros intermedios **190** comprende al menos dos conexiones de filtro sin disipación. Además, es importante observar que el número de las sub-bandas  $L$  procesado por una realización de un aparato de filtro es más grande o al menos igual a 2. Sin embargo, el número de las sub-bandas  $L$  es significativamente más pequeño que el número de bandas de frecuencia requeridas para una calidad comparable en el caso de una filtración a base de la transformada de Fourier combinada con un filtro principalmente descrito por una característica de amplitud/frecuencia y/o una característica de fase/frecuencia como la función de transferencia del filtro.

Debido al hecho de que la respuesta al impulso de los filtros intermedios **190** es significativamente más corta que la respuesta al impulso de la característica subyacente de filtro en el dominio de tiempo, las computaciones con respecto a cada sub-banda pueden llevarse a cabo significativamente más rápido. Además, ya que las diferentes señales de sub-banda pueden procesarse independientemente, tanto una realización del aparato de filtro, así como una realización del generador de filtro **104** pueden procesar las señales de entrada respectivas altamente de manera eficiente en una manera rápida y paralela. Por lo tanto, el procesamiento de tanto una entrada de audio digital como una señal de entrada, así como una respuesta al impulso indicativa de una característica de filtro puede llevarse a cabo altamente de manera eficiente en una manera paralela. Como se subraya anteriormente, una realización de un aparato de filtro inventivo así como una realización de un generador de filtro inventivo combinan las ventajas de tanto un procesamiento directo de señales de audio en el dominio de tiempo que conduce a una muy alta calidad como el uso de una combinación de una transformada de Fourier junto con una función de transferencia en el dominio de frecuencia ofreciendo una alta eficiencia ya que cada banda de frecuencia solamente se multiplica con una llave (valuada real o compleja) en el proceso de filtro de la señal.

Por otro lado, las desventajas de tanto, procesar puramente las señales de entrada en el dominio de tiempo, que conduce a un enorme esfuerzo de computación, como aquel de una transformada de Fourier, pueden reducirse significativamente y suprimirse a un nivel que la salida de una realización de un aparato de filtro es perceptualmente indistinguible de la calidad de un procesamiento directo en el dominio de tiempo.

Estas dos ventajas ofrecen una mayor flexibilidad para filtrar señales digitales con características de filtro variables.

Esto es especialmente importante en el campo de HRTF, ya que los filtros relacionados con HRTF usualmente tienen una respuesta al impulso muy larga. Por lo tanto, una realización de un aparato de filtro inventivo que comprende un banco de filtros de análisis complejo **101**, una pluralidad de filtros intermedios **190** en la filtración de sub-banda **102** y un banco de filtros de síntesis compleja **103** ofrece especialmente en el campo de aplicaciones relacionadas con HRTF ventajas computacionales significativas debido al posible procesamiento paralelo de las señales de sub-banda.

Las realizaciones de un generador de filtro y realizaciones de sistemas que comprenden tanto un aparato de filtro como un generador de filtro ofrecen además la ventaja de que los filtros pueden adaptarse fácilmente a ambientes, parámetros específicos u otras necesidades específicas de la aplicación a mano. Especialmente, en términos de las aplicaciones relacionadas con HRTF, una realización de tal un sistema puede utilizarse en aplicaciones de rastreo, en las cuales varias fuentes de sonidos y ruidos, así como la posición del oyente varían con el tiempo. Tal una realización de un sistema que comprende un aparato de filtro y un generador de filtro ofrece por lo tanto una manera altamente eficiente y flexible de presentar una impresión de audio de una instalación tridimensional de fuentes de sonido con respecto a una posición variable y orientación de un oyente hipotético a través de audífonos u otros sistemas de sonido relacionados con la cabeza (sistemas de sonido estéreo).

Como este último ejemplo ilustra, una realización de un aparato de filtro inventivo junto con un generador de filtro inventivo ofrece no solamente un sistema altamente eficiente para manipulación de audio con una calidad excelente, sino que también una manera muy flexible de introducir impresiones de audio en alteración en una manera eficiente.

Bancos de filtros modulados complejos

A continuación, se deja que  $Z(\omega) = \sum_{v=-\infty}^{\infty} z(v) \exp(-i v \omega)$  sea la transformada de Fourier del tiempo discreto de una señal de tiempo discreto  $z(v)$ . Como antes,  $v$  es un número entero que indica un índice o un índice de tiempo de una señal de tiempo, mientras  $\omega = 2 \pi f$  es la frecuencia circular asociada con la frecuencia  $f$ ,  $\pi$  es el número circular ( $\pi = 3,1415926\dots$ ) e  $i = j = \sqrt{-1}$  es la unidad imaginaria.

El banco de filtros de  $L$ -banda modulado exponencial, complejo se define de un filtro prototipo valuado real  $p(v)$  de longitud finita. Para las computaciones de abajo se asumirá por extensión con ceros que el filtro prototipo se define para todos los números enteros  $v$ . Dada una señal de tiempo discreto valuada real  $x(v)$  el banco de filtros de análisis **101** aplica, como ya se explicó, los filtros prototipos modulados complejos seguido por submuestreo por un factor  $L$  para emitir las señales de sub-banda,

$$c_n(k) = \sum_{v=-\infty}^{\infty} x(v + kL) p(v) \exp\left(-i \frac{\pi}{L} \left(n + \frac{1}{2}\right) (v + \theta)\right), \quad (1)$$

para cada índice de sub-banda  $n = 0, 1, \dots, L-1$ , e índice de tiempo de número entero  $k$ . El índice de tiempo  $k$  difiere del índice de tiempo  $v$  con respecto al hecho de que  $k$  se refiere a las señales submuestreadas, mientras el número entero  $v$  indica las señales con la frecuencia muestra completa.

Dadas las señales de sub-banda valuadas complejas  $d_n(k)$ , el banco de filtros de síntesis **103** aplica filtración seguida por muestreo ascendente por un factor de  $L$  y una extracción de valor real para emitir las señales valuadas reales, como ya se explicó, para obtener la señal de salida

$$y(v) = \text{Re} \left\{ 2L \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{L-1} d_n(k) p(v - kL) \exp\left(i \frac{\pi}{L} \left(n + \frac{1}{2}\right) (v - kL + \psi)\right) \right\}. \quad (2)$$

En las ecuaciones (1) y (2)  $\theta$  y  $\psi$  representan factores de fase (constantes) para filtrar la señal de tiempo discreto valuada real  $x(v)$  hacia la señal de sub-banda valuada compleja y para reconstruir las muestras de salida valuadas reales  $y(v)$  de señales de sub-banda valuadas complejas  $d_n(k)$ . Se sabe bien que un filtro prototipo y factores de fase fijos  $\theta$  y  $\psi$  pueden elegirse para dar la reconstrucción perfecta,  $y(v) = x(v)$ , en el caso en el que  $d_n(k) = c_n(k)$ , es decir cuando las señales de sub-banda no se alteran. En la práctica, la propiedad de reconstrucción perfecta se mantendrá hasta un retraso (y/o un cambio de señal), pero en las computaciones que siguen, este detalle se ignorará al permitir el uso de un filtro prototipo acasual. La presente invención es aplicable al tipo pseudo QMF del diseño como se enseña por PCT/SE02/00626 "Aliasing reduction using complex exponential modulated filter banks". Aquí el filtro prototipo es simétrico  $p(-v) = p(v)$ , y su transformada de Fourier del tiempo discreto  $P(\omega)$  esencialmente

se disipa fuera del intervalo  $|\omega| \leq \pi / L$ . La reconstrucción perfecta también se reemplaza por una propiedad de reconstrucción casi perfecta. Para la derivación que sigue se asumirá para simplicidad que tanto se mantiene la

reconstrucción perfecta y la de  $P(\omega) = 0$  para  $\pi/L < |\omega| \leq \pi$ . Además, se asume que los factores de fase satisfacen la condición de que  $\psi - \theta$  es igual a un número entero múltiplo de  $4L$ .

5 En un banco de filtros críticamente muestreado, la alteración de las señales de sub-banda antes de la síntesis usualmente conduce a la introducción de artefactos de alineación. Esto se supera aquí debido al hecho de que un sobremuestreo por un factor dos se introduce al utilizar señales valuadas complejas. Aunque la velocidad de muestreo total de las muestras de sub-banda es idéntica a la velocidad de muestreo de la señal de entrada del tiempo discreto, la señal de entrada es valuada en real y las muestras de sub-banda son valuadas complejas. Como se delinearé abajo, la ausencia de alias abre la puerta para procesamiento de señal invariante eficiente en tiempo.

10 Filtración de sub-banda en un banco de filtros modulado complejo

Considerar la modificación de filtro de sub-banda 102 de cada señal de sub-banda obtenida al filtrar las muestras de análisis  $c_n(k)$  del banco de análisis complejo 101 con un filtro con respuesta al impulso  $g_n(k)$  antes de la síntesis (2) realizada por el banco (de filtros) de síntesis compleja 103

$$d_n(k) = \sum_l g_n(l) c_n(k-l) . \tag{3}$$

Las computaciones elementales muestran que dada las suposiciones en la respuesta de frecuencia del filtro prototipo, el efecto resultante en la señal de tiempo reconstruida es aquella de una filtración de tiempo discreto.

$$Y(\omega) = G(\omega)X(\omega) , \tag{4}$$

en el que

$$G(\omega) = \sum_{n=-L}^{L-1} G_n(L\omega) \left| P\left(\omega - \frac{\pi}{L}\left(n + \frac{1}{2}\right)\right) \right|^2 . \tag{5}$$

Aquí,  $G_n(\omega) = \sum_k g_n(k) \exp(-ik\omega)$  es la transformada de Fourier del tiempo discreto del filtro aplicada en la sub-banda  $n$  para  $n \geq 0$  y

$$G_n(\omega) = G_{-1-n}(-\omega)^* \text{ para } n < 0. \tag{6}$$

en el que \* indica conjugación compleja. Observar aquí que el caso especial  $G_n(\omega) = 1$  conduce a  $G_n(\omega) = 1$  en (5) debido al diseño especial asumido del prototipo  $p(v)$ , que implica

$$\sum_{n=-L}^{L-1} \left| P\left(\omega - \frac{\pi}{L}\left(n + \frac{1}{2}\right)\right) \right|^2 = 1 \tag{7}$$

Otro caso de interés es  $G_n(\omega) = \exp(-i\omega)$  que conduce a  $G_n(\omega) = \exp(-iL\omega)$ , de manera que  $y(v) = x(v-L)$ .

40 Aproximación de una respuesta de filtro dada por la filtración de sub-banda

Si  $H(\omega)$  es un filtro dado (por ejemplo, función de transferencia) con respuesta al impulso valuada real  $h(v)$ . Este dato se considera como entrada al convertidor de filtro 104. En vista de (5) y (7), se da una elección trivial para los filtros de sub-banda que resulta en la respuesta deseada  $G(\omega) = H(\omega)$  por

$$G_n(\omega) = H(\omega/L), \text{ para } \left| \omega - \pi(n+1/2) \right| \leq \pi , \tag{8}$$

La desventaja de esta fórmula es que, aunque  $H(\omega)$  es una función lisa de  $\omega$ , el segmento en periodos de ella definido por (8) mostrará saltos y la respuesta al impulso de los filtros de sub-banda será innecesariamente larga. El uso de la técnica anterior del banco pseudo QMF complejo para ecualización o ajuste de envoltura consiste de aplicar una ganancia única  $g_n$  en cada sub-banda, lo que resulta en la función de transferencia

$$G(\omega) = \sum_{n=-L}^{L-1} g_n \left| P \left( \omega - \frac{\pi}{L} \left( n + \frac{1}{2} \right) \right) \right|^2 \quad (9)$$

con la extensión  $g_n = -g_{-1-n}$  para  $n < 0$  definida de acuerdo con (6). En vista de (7), uno logra

$$G \left( \frac{\pi}{L} \left( n + \frac{1}{2} \right) \right) = g_n, \quad \text{para } n = 0, 1, \dots, L-1, \quad (10)$$

y la función de transferencia se interpola entre aquellas frecuencias. Para respuestas de filtro objetivo  $H(\omega)$  que varían lentamente como una función de la frecuencia  $\omega$ , un primer método de aproximación del filtro por lo tanto se obtiene al elegir

$$G_n(\omega) = H \left( \frac{\pi}{L} \left( n + \frac{1}{2} \right) \right). \quad (11)$$

Un ejemplo de la calidad resultante de este procedimiento se da en las Figuras 5 y 7.

De acuerdo con una realización de la presente invención un generador de filtro o un convertidor de filtro **104** se utiliza para enseñar a convertir el filtro (definido por su respuesta al impulso)  $h(v)$  en filtros de sub-banda intermedios **190** por medio del segundo banco de filtros de análisis **301** que emplea el filtro prototipo valuado real  $q(v)$ ,

$$g_n(k) = \sum_{v=-\infty}^{\infty} h(v + kL) q(v) \exp \left( -i \frac{\pi}{L} \left( n + \frac{1}{2} \right) v \right). \quad (12)$$

En términos de transformadas de Fourier esto lee

$$G_n(\omega) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} H \left( \frac{\omega + 2\pi l}{L} \right) Q \left( \frac{\omega + 2\pi l}{L} - \frac{\pi}{L} \left( n + \frac{1}{2} \right) \right)^*. \quad (13)$$

La ventaja de este procedimiento es que cualquier filtro dado  $h(v)$  puede transformarse de manera eficiente en respuestas de filtro de sub-banda intermedio. Si  $q(v)$  tiene conexiones  $K_Q \cdot L$ , un filtro de dominio de tiempo  $h(v)$  de conexiones  $K_H \cdot L$  se convierte en filtros de dominio de sub-banda (12) con conexiones  $K_H + K_Q - 1$ , en el que  $K_H$  y  $K_Q$  son números enteros positivos. Con respecto a los números ejemplificativos dados en el contexto de la descripción de la Figura 4,  $K_H$  y  $K_Q$  son iguales a 3 y con una longitud de filtro prototipo y una respuesta al impulso que corresponde a una longitud de  $3 \cdot 64 = 192$  ( $L = 64$ ) cada uno. Por lo tanto, cada filtro de sub-banda intermedio **190** tiene una longitud de respuesta al impulso de solamente  $3 + 3 - 1 = 5$  conexiones cada uno.

#### Diseño del filtro prototipo para el convertidor de filtro

La inserción (13) en (5) produce

$$G(\omega) = \sum_{l=0}^{L-1} H \left( \omega + \frac{2\pi}{L} l \right) \sum_{n=-L}^{L-1} \frac{1}{L} Q \left( \omega + \frac{2\pi}{L} l - \frac{\pi}{L} \left( n + \frac{1}{2} \right) \right)^* \left| P \left( \omega - \frac{\pi}{L} \left( n + \frac{1}{2} \right) \right) \right|^2. \quad (14)$$

Así, la condición para  $G(\omega) = H(\omega)$  para mantener es que

$$\sum_{n=-L}^{L-1} \frac{1}{L} Q \left( \omega + \frac{2\pi}{L} l - \frac{\pi}{L} \left( n + \frac{1}{2} \right) \right)^* \left| P \left( \omega - \frac{\pi}{L} \left( n + \frac{1}{2} \right) \right) \right|^2 = \delta[l], \quad (15)$$

en el que  $\delta[l] = 1$  para  $l = 0$  y  $\delta[l] = 0$  para  $l \neq 0$ . Una solución simple a (15) se da por el filtro de pared de ladrillo

$$Q(\omega) = \begin{cases} L, & \text{para } |\omega| \leq \pi / L; \\ 0, & \text{para } \pi / L < |\omega| \leq \pi. \end{cases}$$

Este filtro prototipo corresponde a la elección (8) y tiene la desventaja de tener una respuesta lentamente en decadencia e infinita al impulso  $q(v)$ . En su lugar, la presente invención enseña a resolver (15) aproximadamente (por ejemplo, en el sentido de mínimos cuadrados) con un filtro de respuesta finita al impulso  $q(v)$ . El equivalente de dominio de tiempo de (15) es el sistema de ecuaciones lineales para  $n = 0, 1, \dots, L-1$  y para todos los números enteros  $k$ ,

$$\sum_{v=-\infty}^{\infty} p_2(n+vL-2kL)q(n+vL) = \frac{1}{2L} \delta[k], \quad (16)$$

10 en el que

$$p_2(v) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} p(l)p(l+v) \quad (17)$$

15 es la autocorrelación de  $p(v)$ . Para cualquier longitud de soporte dada, el sistema de ecuaciones lineales (16) puede resolverse en el sentido de mínimos cuadrados para un filtro prototipo  $q(v)$ . Es deseable utilizar un soporte significativamente más corto que aquel del filtro prototipo del banco de filtros original  $p(v)$ , y en ese caso el sistema lineal (16) se sobredetermina. Una calidad dada de aproximación también puede intercambiarse por otras propiedades deseables a través de la optimización de unión. Un ejemplo de tal una propiedad es un tipo paso bajo de respuesta de frecuencia  $Q(\omega)$ .

25 A continuación, se describe la determinación de una representación QMF multi-ranuras (dominio de sub-banda) de los filtros HRTF. La conversión de filtro del dominio de tiempo en el dominio de sub-banda QMF complejo se realiza por un filtro FIR en el convertidor de filtro **104** de la Figura 1a. Para ser más precisos, la siguiente descripción subraya un método para implementar un filtro FIR dado  $h(v)$  de longitud  $N_h$  en el dominio de sub-banda QMF complejo. El principio de la operación se ilustra en la Figura 1a en el caso de un sistema que también comprende una realización de un aparato de filtro inventivo.

30 La filtración de sub-banda por si misma se lleva a cabo por un conjunto de o una pluralidad de filtros intermedios **190** dentro de la filtración de sub-banda **102**. Para ser más precisos, la filtración de sub-banda consiste de la aplicación separada de un filtro intermedio FIR valuado complejo  $g_n(l)$  para cada sub-banda QMF con un índice  $n = 0, 1, \dots, 63$ . En otras palabras, en la siguiente descripción se hará especial referencia a las realizaciones con  $L = 64$  diferentes señales de sub-banda. Sin embargo, este número de señales de sub-banda específico no es esencial y las ecuaciones apropiadas también se darán en una forma más general.

35 Uno de los componentes clave del sistema mostrado en la Figura 1a es el convertidor de filtro **104**, que convierte el filtro FIR de dominio de tiempo dado  $h(v)$  en los filtros de dominio de sub-banda complejos  $g_n(l)$ . El convertidor de filtro **104** comprende un banco de análisis complejo **301** similar al banco de análisis QMF **101**. El filtro prototipo del banco de filtros de análisis complejo **301** del convertidor de filtro **104**  $q(v)$  de longitud 192 (= 3·64) para el caso específico de  $L = 64$  señales de sub-banda se crea al resolver en el sentido de mínimos cuadrados el sistema sobredeterminado de la ecuación (16). Los coeficientes de filtro  $q(v)$  o preferentemente las relaciones que cumplen, se describirán en más detalle para el caso de  $L = 64$  señales de sub-banda más adelante.

45 Para ser más exactos en términos de descripción matemática, una extensión con ceros en el filtro FIR de dominio de tiempo se define por

$$\tilde{h}(v) = \begin{cases} h(v), & v = 0, 1, \dots, N_h - 1, \\ 0 & , \text{ de otro modo} \end{cases} \quad (18)$$

50 Los filtros de dominio de sub-banda intermedios resultantes se basan en la ecuación (12) y pueden expresarse en el caso general como

$$g_n(l) = \sum_{v=0}^{N_h-1} \tilde{h}(v+L \cdot (l-l_0)) \cdot q(v) \cdot \exp\left(-i \frac{\pi}{L} \left(n + \frac{1}{2}\right) (v-v_0)\right) \quad (19)$$

en el que  $l_0$  y  $v_0$  son retrasos,  $l$  es un número entero que indica un índice de las conexiones de filtro y  $N_q (= N_Q)$  es la longitud de la respuesta al impulso del filtro prototipo  $q(v)$ .

- 5 Debe observarse, que en el marco de la presente aplicación bajo una ecuación que se basa en una ecuación, se entiende una introducción de factores de retrasos adicionales (cf.  $l_0$  y  $v_0$ ), coeficientes adicionales y una introducción de una función de ventana u otra función simple.

En el caso  $L = 64$ , la expresión para los filtros de dominio de sub-banda o filtros intermedios **190** se vuelve

10

$$g_n(l) = \sum_{v=0}^{191} \tilde{h}(v + 64 \cdot (l - 2)) \cdot q(v) \cdot \exp\left(-i \frac{\pi}{64} \left(n + \frac{1}{2}\right) (v - 95)\right) \quad (20)$$

Estos filtros de subdominio tienen una longitud  $L_q = K_h + 2$ , donde

15

$$K_h = \lceil N_h / 64 \rceil \quad (21)$$

y  $N_h$  es la longitud de la respuesta al impulso  $h(v)$  de las características de filtro a transferirse hacia el dominio de sub-banda.

- 20 En este caso, el número entero  $n = 0, 1, \dots, 63$  de nuevo es el índice de una sub-banda y  $l = 0, 1, \dots, (K_h + 1)$  es un número entero que indica las conexiones de los filtros intermedios resultantes **190**.

La adición extra de (-2) en la ecuación (20) en comparación con la ecuación (12) está ahí, debido a que la ecuación (12) se desarrolla sin considerar la baja de filtros. Las implementaciones reales siempre causarán introducir retrasos.

- 25 Por lo tanto, dependiendo de la implementación concreta, los retrasadores o retrasos adicionales pueden implementarse en las realizaciones mostradas en las Figuras 1a a 1e y las Figuras 2 a 11, que se han omitido para simplicidad en las Figuras mencionadas.

Como se subraya anteriormente, en muchos casos el sistema de ecuaciones lineales (16) se sobredetermina. Sin embargo, puede resolverse o aproximarse en el sentido de mínimos cuadrados con respecto a los coeficientes de filtro prototipo  $q(v)$ . La resolución del sistema de ecuaciones lineales (16) en el sentido de mínimos cuadrados, conduce a las conexiones de filtro del filtro prototipo  $q(v)$  para cumplir las siguientes relaciones para números enteros  $v$  de 0 a 191:

35

$$-0,204 \leq q[0] \leq -0,202$$

$$-0,199 \leq q[1] \leq -0,197$$

$$-0,194 \leq q[2] \leq -0,192$$

$$-0,189 \leq q[3] \leq -0,187$$

$$-0,183 \leq q[4] \leq -0,181$$

40

$$-0,178 \leq q[5] \leq -0,176$$

$$-0,172 \leq q[6] \leq -0,170$$

$$-0,166 \leq q[7] \leq -0,164$$

$$-0,160 \leq q[8] \leq -0,158$$

$$-0,154 \leq q[9] \leq -0,152$$

45

$$-0,148 \leq q[10] \leq -0,146$$

$$-0,142 \leq q[11] \leq -0,140$$

$$-0,135 \leq q[12] \leq -0,133$$

$$-0,129 \leq q[13] \leq -0,127$$

$$-0,122 \leq q[14] \leq -0,120$$

50

$$-0,116 \leq q[15] \leq -0,114$$

$$-0,109 \leq q[16] \leq -0,107$$

$$-0,102 \leq q[17] \leq -0,100$$

$$-0,096 \leq q[18] \leq -0,094$$

$$-0,089 \leq q[19] \leq -0,087$$

55

$$-0,082 \leq q[20] \leq -0,080$$

$$-0,075 \leq q[21] \leq -0,073$$

$$-0,068 \leq q[22] \leq -0,066$$

$$-0,061 \leq q[23] \leq -0,059$$

$$-0,054 \leq q[24] \leq -0,052$$

# ES 2 750 304 T3

	$-0,046 \leq q[25] \leq -0,044$
	$-0,039 \leq q[26] \leq -0,037$
	$-0,032 \leq q[27] \leq -0,030$
	$-0,024 \leq q[28] \leq -0,022$
5	$-0,017 \leq q[29] \leq -0,015$
	$-0,009 \leq q[30] \leq -0,007$
	$-0,002 \leq q[31] \leq 0,000$
	$0,006 \leq q[32] \leq 0,008$
	$0,014 \leq q[33] \leq 0,016$
10	$0,021 \leq q[34] \leq 0,023$
	$0,029 \leq q[35] \leq 0,031$
	$0,037 \leq q[36] \leq 0,039$
	$0,045 \leq q[37] \leq 0,047$
	$0,054 \leq q[38] \leq 0,056$
15	$0,062 \leq q[39] \leq 0,064$
	$0,070 \leq q[40] \leq 0,072$
	$0,079 \leq q[41] \leq 0,081$
	$0,087 \leq q[42] \leq 0,089$
	$0,096 \leq q[43] \leq 0,098$
20	$0,105 \leq q[44] \leq 0,107$
	$0,113 \leq q[45] \leq 0,115$
	$0,122 \leq q[46] \leq 0,124$
	$0,132 \leq q[47] \leq 0,134$
	$0,141 \leq q[48] \leq 0,143$
25	$0,150 \leq q[49] \leq 0,152$
	$0,160 \leq q[50] \leq 0,162$
	$0,170 \leq q[51] \leq 0,172$
	$0,180 \leq q[52] \leq 0,182$
	$0,190 \leq q[53] \leq 0,192$
30	$0,200 \leq q[54] \leq 0,202$
	$0,210 \leq q[55] \leq 0,212$
	$0,221 \leq q[56] \leq 0,223$
	$0,232 \leq q[57] \leq 0,234$
	$0,243 \leq q[58] \leq 0,245$
35	$0,254 \leq q[59] \leq 0,256$
	$0,266 \leq q[60] \leq 0,268$
	$0,278 \leq q[61] \leq 0,280$
	$0,290 \leq q[62] \leq 0,292$
	$0,303 \leq q[63] \leq 0,305$
40	$0,902 \leq q[64] \leq 0,904$
	$0,909 \leq q[65] \leq 0,911$
	$0,917 \leq q[66] \leq 0,919$
	$0,924 \leq q[67] \leq 0,926$
	$0,930 \leq q[68] \leq 0,932$
45	$0,936 \leq q[69] \leq 0,938$
	$0,942 \leq q[70] \leq 0,944$
	$0,947 \leq q[71] \leq 0,949$
	$0,952 \leq q[72] \leq 0,954$
	$0,957 \leq q[73] \leq 0,959$
50	$0,961 \leq q[74] \leq 0,963$
	$0,965 \leq q[75] \leq 0,967$
	$0,969 \leq q[76] \leq 0,971$
	$0,972 \leq q[77] \leq 0,974$
	$0,975 \leq q[78] \leq 0,977$
55	$0,978 \leq q[79] \leq 0,980$
	$0,981 \leq q[80] \leq 0,983$
	$0,984 \leq q[81] \leq 0,986$
	$0,986 \leq q[82] \leq 0,988$
	$0,988 \leq q[83] \leq 0,990$
60	$0,990 \leq q[84] \leq 0,992$

# ES 2 750 304 T3

	$0,992 \leq q[85] \leq 0,994$
	$0,993 \leq q[86] \leq 0,995$
	$0,995 \leq q[87] \leq 0,997$
	$0,996 \leq q[88] \leq 0,998$
5	$0,997 \leq q[89] \leq 0,999$
	$0,998 \leq q[90] \leq 1,000$
	$0,999 \leq q[91] \leq 1,001$
	$0,999 \leq q[92] \leq 1,001$
	$1,000 \leq q[93] \leq 1,002$
10	$1,000 \leq q[94] \leq 1,002$
	$1,000 \leq q[95] \leq 1,002$
	$1,000 \leq q[96] \leq 1,002$
	$1,000 \leq q[97] \leq 1,002$
	$0,999 \leq q[98] \leq 1,001$
15	$0,999 \leq q[99] \leq 1,001$
	$0,998 \leq q[100] \leq 1,000$
	$0,997 \leq q[101] \leq 0,999$
	$0,996 \leq q[102] \leq 0,998$
	$0,995 \leq q[103] \leq 0,997$
20	$0,993 \leq q[104] \leq 0,995$
	$0,992 \leq q[105] \leq 0,994$
	$0,990 \leq q[106] \leq 0,992$
	$0,988 \leq q[107] \leq 0,990$
	$0,986 \leq q[108] \leq 0,988$
25	$0,984 \leq q[109] \leq 0,986$
	$0,981 \leq q[110] \leq 0,983$
	$0,978 \leq q[111] \leq 0,980$
	$0,975 \leq q[112] \leq 0,977$
	$0,972 \leq q[113] \leq 0,974$
30	$0,969 \leq q[114] \leq 0,971$
	$0,965 \leq q[115] \leq 0,967$
	$0,961 \leq q[116] \leq 0,963$
	$0,957 \leq q[117] \leq 0,959$
	$0,952 \leq q[118] \leq 0,954$
35	$0,947 \leq q[119] \leq 0,949$
	$0,942 \leq q[120] \leq 0,944$
	$0,936 \leq q[121] \leq 0,938$
	$0,930 \leq q[122] \leq 0,932$
	$0,924 \leq q[123] \leq 0,926$
40	$0,917 \leq q[124] \leq 0,919$
	$0,909 \leq q[125] \leq 0,911$
	$0,902 \leq q[126] \leq 0,904$
	$0,893 \leq q[127] \leq 0,895$
	$0,290 \leq q[128] \leq 0,292$
45	$0,278 \leq q[129] \leq 0,280$
	$0,266 \leq q[130] \leq 0,268$
	$0,254 \leq q[131] \leq 0,256$
	$0,243 \leq q[132] \leq 0,245$
	$0,232 \leq q[133] \leq 0,234$
50	$0,221 \leq q[134] \leq 0,223$
	$0,210 \leq q[135] \leq 0,212$
	$0,200 \leq q[136] \leq 0,202$
	$0,190 \leq q[137] \leq 0,192$
	$0,180 \leq q[138] \leq 0,182$
55	$0,170 \leq q[139] \leq 0,172$
	$0,160 \leq q[140] \leq 0,162$
	$0,150 \leq q[141] \leq 0,152$
	$0,141 \leq q[142] \leq 0,143$
	$0,132 \leq q[143] \leq 0,134$
60	$0,122 \leq q[144] \leq 0,124$



	$0,113 \leq q[145] \leq 0,115$
	$0,105 \leq q[146] \leq 0,107$
	$0,096 \leq q[147] \leq 0,098$
	$0,087 \leq q[148] \leq 0,089$
5	$0,079 \leq q[149] \leq 0,081$
	$0,070 \leq q[150] \leq 0,072$
	$0,062 \leq q[151] \leq 0,064$
	$0,054 \leq q[152] \leq 0,056$
	$0,045 \leq q[153] \leq 0,047$
10	$0,037 \leq q[154] \leq 0,039$
	$0,029 \leq q[155] \leq 0,031$
	$0,021 \leq q[156] \leq 0,023$
	$0,014 \leq q[157] \leq 0,016$
	$0,006 \leq q[158] \leq 0,008$
15	$-0,002 \leq q[159] \leq 0,000$
	$-0,009 \leq q[160] \leq -0,007$
	$-0,017 \leq q[161] \leq -0,015$
	$-0,024 \leq q[162] \leq -0,022$
	$-0,032 \leq q[163] \leq -0,030$
20	$-0,039 \leq q[164] \leq -0,037$
	$-0,046 \leq q[165] \leq -0,044$
	$-0,054 \leq q[166] \leq -0,052$
	$-0,061 \leq q[167] \leq -0,059$
	$-0,068 \leq q[168] \leq -0,066$
25	$-0,075 \leq q[169] \leq -0,073$
	$-0,082 \leq q[170] \leq -0,080$
	$-0,089 \leq q[171] \leq -0,087$
	$-0,096 \leq q[172] \leq -0,094$
	$-0,102 \leq q[173] \leq -0,100$
30	$-0,109 \leq q[174] \leq -0,107$
	$-0,116 \leq q[175] \leq -0,114$
	$-0,122 \leq q[176] \leq -0,120$
	$-0,129 \leq q[177] \leq -0,127$
	$-0,135 \leq q[178] \leq -0,133$
35	$-0,142 \leq q[179] \leq -0,140$
	$-0,148 \leq q[180] \leq -0,146$
	$-0,154 \leq q[181] \leq -0,152$
	$-0,160 \leq q[182] \leq -0,158$
	$-0,166 \leq q[183] \leq -0,164$
40	$-0,172 \leq q[184] \leq -0,170$
	$-0,178 \leq q[185] \leq -0,176$
	$-0,183 \leq q[186] \leq -0,181$
	$-0,189 \leq q[187] \leq -0,187$
	$-0,194 \leq q[188] \leq -0,192$
45	$-0,199 \leq q[189] \leq -0,197$
	$-0,204 \leq q[190] \leq -0,202$
	$-0,209 \leq q[191] \leq -0,207$

Para ser más precisos, los coeficientes de filtro  $q(v)$  obedecen a las siguientes relaciones:

50	$-0,20294 \leq q[0] \leq -0,20292$
	$-0,19804 \leq q[1] \leq -0,19802$
	$-0,19295 \leq q[2] \leq -0,19293$
	$-0,18768 \leq q[3] \leq -0,18766$
55	$-0,18226 \leq q[4] \leq -0,18224$
	$-0,17668 \leq q[5] \leq -0,17666$
	$-0,17097 \leq q[6] \leq -0,17095$
	$-0,16514 \leq q[7] \leq -0,16512$
	$-0,15919 \leq q[8] \leq -0,15917$
60	$-0,15313 \leq q[9] \leq -0,15311$

# ES 2 750 304 T3

	$-0,14697 \leq q[10] \leq -0,14695$
	$-0,14071 \leq q[11] \leq -0,14069$
	$-0,13437 \leq q[12] \leq -0,13435$
	$-0,12794 \leq q[13] \leq -0,12792$
5	$-0,12144 \leq q[14] \leq -0,12142$
	$-0,11486 \leq q[15] \leq -0,11484$
	$-0,10821 \leq q[16] \leq -0,10819$
	$-0,10149 \leq q[17] \leq -0,10147$
	$-0,09471 \leq q[18] \leq -0,09469$
10	$-0,08786 \leq q[19] \leq -0,08784$
	$-0,08095 \leq q[20] \leq -0,08093$
	$-0,07397 \leq q[21] \leq -0,07395$
	$-0,06694 \leq q[22] \leq -0,06692$
	$-0,05984 \leq q[23] \leq -0,05982$
15	$-0,05269 \leq q[24] \leq -0,05267$
	$-0,04547 \leq q[25] \leq -0,04545$
	$-0,03819 \leq q[26] \leq -0,03817$
	$-0,03085 \leq q[27] \leq -0,03083$
	$-0,02345 \leq q[28] \leq -0,02343$
20	$-0,01598 \leq q[29] \leq -0,01596$
	$-0,00845 \leq q[30] \leq -0,00843$
	$-0,00084 \leq q[31] \leq -0,00082$
	$0,00683 \leq q[32] \leq 0,00685$
	$0,01458 \leq q[33] \leq 0,01460$
25	$0,02240 \leq q[34] \leq 0,02242$
	$0,03030 \leq q[35] \leq 0,03032$
	$0,03828 \leq q[36] \leq 0,03830$
	$0,04635 \leq q[37] \leq 0,04637$
	$0,05451 \leq q[38] \leq 0,05453$
30	$0,06275 \leq q[39] \leq 0,06277$
	$0,07110 \leq q[40] \leq 0,07112$
	$0,07954 \leq q[41] \leq 0,07956$
	$0,08809 \leq q[42] \leq 0,08811$
	$0,09675 \leq q[43] \leq 0,09677$
35	$0,10552 \leq q[44] \leq 0,10554$
	$0,11442 \leq q[45] \leq 0,11444$
	$0,12344 \leq q[46] \leq 0,12346$
	$0,13259 \leq q[47] \leq 0,13261$
	$0,14189 \leq q[48] \leq 0,14191$
40	$0,15132 \leq q[49] \leq 0,15134$
	$0,16091 \leq q[50] \leq 0,16093$
	$0,17066 \leq q[51] \leq 0,17068$
	$0,18058 \leq q[52] \leq 0,18060$
	$0,19067 \leq q[53] \leq 0,19069$
45	$0,20095 \leq q[54] \leq 0,20097$
	$0,21143 \leq q[55] \leq 0,21145$
	$0,22211 \leq q[56] \leq 0,22213$
	$0,23300 \leq q[57] \leq 0,23302$
	$0,24412 \leq q[58] \leq 0,24414$
50	$0,25549 \leq q[59] \leq 0,25551$
	$0,26711 \leq q[60] \leq 0,26713$
	$0,27899 \leq q[61] \leq 0,27901$
	$0,29117 \leq q[62] \leq 0,29119$
	$0,30364 \leq q[63] \leq 0,30366$
55	$0,90252 \leq q[64] \leq 0,90254$
	$0,91035 \leq q[65] \leq 0,91037$
	$0,91769 \leq q[66] \leq 0,91771$
	$0,92457 \leq q[67] \leq 0,92459$
	$0,93101 \leq q[68] \leq 0,93103$
60	$0,93705 \leq q[69] \leq 0,93707$

# ES 2 750 304 T3

	$0,94270 \leq q[70] \leq 0,94272$
	$0,94800 \leq q[71] \leq 0,94802$
	$0,95295 \leq q[72] \leq 0,95297$
	$0,95758 \leq q[73] \leq 0,95760$
5	$0,96190 \leq q[74] \leq 0,96192$
	$0,96593 \leq q[75] \leq 0,96595$
	$0,96968 \leq q[76] \leq 0,96970$
	$0,97317 \leq q[77] \leq 0,97319$
	$0,97641 \leq q[78] \leq 0,97643$
10	$0,97940 \leq q[79] \leq 0,97942$
	$0,98217 \leq q[80] \leq 0,98219$
	$0,98472 \leq q[81] \leq 0,98474$
	$0,98706 \leq q[82] \leq 0,98708$
	$0,98919 \leq q[83] \leq 0,98921$
15	$0,99113 \leq q[84] \leq 0,99115$
	$0,99288 \leq q[85] \leq 0,99290$
	$0,99444 \leq q[86] \leq 0,99446$
	$0,99583 \leq q[87] \leq 0,99585$
	$0,99704 \leq q[88] \leq 0,99706$
20	$0,99809 \leq q[89] \leq 0,99811$
	$0,99896 \leq q[90] \leq 0,99898$
	$0,99967 \leq q[91] \leq 0,99969$
	$1,00023 \leq q[92] \leq 1,00025$
	$1,00062 \leq q[93] \leq 1,00064$
25	$1,00086 \leq q[94] \leq 1,00088$
	$1,00093 \leq q[95] \leq 1,00095$
	$1,00086 \leq q[96] \leq 1,00088$
	$1,00062 \leq q[97] \leq 1,00064$
	$1,00023 \leq q[98] \leq 1,00025$
30	$0,99967 \leq q[99] \leq 0,99969$
	$0,99896 \leq q[100] \leq 0,99898$
	$0,99809 \leq q[101] \leq 0,99811$
	$0,99704 \leq q[102] \leq 0,99706$
	$0,99583 \leq q[103] \leq 0,99585$
35	$0,99444 \leq q[104] \leq 0,99446$
	$0,99288 \leq q[105] \leq 0,99290$
	$0,99113 \leq q[106] \leq 0,99115$
	$0,98919 \leq q[107] \leq 0,98921$
	$0,98706 \leq q[108] \leq 0,98708$
40	$0,98472 \leq q[109] \leq 0,98474$
	$0,98217 \leq q[110] \leq 0,98219$
	$0,97940 \leq q[111] \leq 0,97942$
	$0,97641 \leq q[112] \leq 0,97643$
	$0,97317 \leq q[113] \leq 0,97319$
45	$0,96968 \leq q[114] \leq 0,96970$
	$0,96593 \leq q[115] \leq 0,96595$
	$0,96190 \leq q[116] \leq 0,96192$
	$0,95758 \leq q[117] \leq 0,95760$
	$0,95295 \leq q[118] \leq 0,95297$
50	$0,94800 \leq q[119] \leq 0,94802$
	$0,94270 \leq q[120] \leq 0,94272$
	$0,93705 \leq q[121] \leq 0,93707$
	$0,93101 \leq q[122] \leq 0,93103$
	$0,92457 \leq q[123] \leq 0,92459$
55	$0,91769 \leq q[124] \leq 0,91771$
	$0,91035 \leq q[125] \leq 0,91037$
	$0,90252 \leq q[126] \leq 0,90254$
	$0,89416 \leq q[127] \leq 0,89418$
	$0,29117 \leq q[128] \leq 0,29119$
60	$0,27899 \leq q[129] \leq 0,27901$

	$0,26711 \leq q[130] \leq 0,26713$
	$0,25549 \leq q[131] \leq 0,25551$
	$0,24412 \leq q[132] \leq 0,24414$
	$0,23300 \leq q[133] \leq 0,23302$
5	$0,22211 \leq q[134] \leq 0,22213$
	$0,21143 \leq q[135] \leq 0,21145$
	$0,20095 \leq q[136] \leq 0,20097$
	$0,19067 \leq q[137] \leq 0,19069$
	$0,18058 \leq q[138] \leq 0,18060$
10	$0,17066 \leq q[139] \leq 0,17068$
	$0,16091 \leq q[140] \leq 0,16093$
	$0,15132 \leq q[141] \leq 0,15134$
	$0,14189 \leq q[142] \leq 0,14191$
	$0,13259 \leq q[143] \leq 0,13261$
15	$0,12344 \leq q[144] \leq 0,12346$
	$0,11442 \leq q[145] \leq 0,11444$
	$0,10552 \leq q[146] \leq 0,10554$
	$0,09675 \leq q[147] \leq 0,09677$
	$0,08809 \leq q[148] \leq 0,08811$
20	$0,07954 \leq q[149] \leq 0,07956$
	$0,07110 \leq q[150] \leq 0,07112$
	$0,06275 \leq q[151] \leq 0,06277$
	$0,05451 \leq q[152] \leq 0,05453$
	$0,04635 \leq q[153] \leq 0,04637$
25	$0,03828 \leq q[154] \leq 0,03830$
	$0,03030 \leq q[155] \leq 0,03032$
	$0,02240 \leq q[156] \leq 0,02242$
	$0,01458 \leq q[157] \leq 0,01460$
	$0,00683 \leq q[158] \leq 0,00685$
30	$-0,00084 \leq q[159] \leq -0,00082$
	$-0,00845 \leq q[160] \leq -0,00843$
	$-0,01598 \leq q[161] \leq -0,01596$
	$-0,02345 \leq q[162] \leq -0,02343$
	$-0,03085 \leq q[163] \leq -0,03083$
35	$-0,03819 \leq q[164] \leq -0,03817$
	$-0,04547 \leq q[165] \leq -0,04545$
	$-0,05269 \leq q[166] \leq -0,05267$
	$-0,05984 \leq q[167] \leq -0,05982$
	$-0,06694 \leq q[168] \leq -0,06692$
40	$-0,07397 \leq q[169] \leq -0,07395$
	$-0,08095 \leq q[170] \leq -0,08093$
	$-0,08786 \leq q[171] \leq -0,08784$
	$-0,09471 \leq q[172] \leq -0,09469$
	$-0,10149 \leq q[173] \leq -0,10147$
45	$-0,10821 \leq q[174] \leq -0,10819$
	$-0,11486 \leq q[175] \leq -0,11484$
	$-0,12144 \leq q[176] \leq -0,12142$
	$-0,12794 \leq q[177] \leq -0,12792$
	$-0,13437 \leq q[178] \leq -0,13435$
50	$-0,14071 \leq q[179] \leq -0,14069$
	$-0,14697 \leq q[180] \leq -0,14695$
	$-0,15313 \leq q[181] \leq -0,15311$
	$-0,15919 \leq q[182] \leq -0,15917$
	$-0,16514 \leq q[183] \leq -0,16512$
55	$-0,17097 \leq q[184] \leq -0,17095$
	$-0,17668 \leq q[185] \leq -0,17666$
	$-0,18226 \leq q[186] \leq -0,18224$
	$-0,18768 \leq q[187] \leq -0,18766$
	$-0,19295 \leq q[188] \leq -0,19293$
60	$-0,19804 \leq q[189] \leq -0,19802$

## ES 2 750 304 T3

$$-0,20294 \leq q[190] \leq -0,20292$$

$$-0,20764 \leq q[191] \leq -0,20762$$

5 Aún más exactamente, los coeficientes de filtro  $q(v)$  pueden expresarse por las siguientes ecuaciones para el número entero  $v$  en el rango entre 0 y 191, en el que, de acuerdo con los requerimientos y especificaciones de implementaciones especiales, los coeficientes del filtro prototipo pueden desviarse de las siguientes ecuaciones ya sea de manera individual o del valor absoluto máximo típicamente por 10 %, 5 % o 2 % y preferentemente por 1 % o 0,1 %:

10  $q[0] = -0,2029343380$   
 $q[1] = -0,1980331588$   
 $q[2] = -0,1929411519$   
 $q[3] = -0,1876744222$   
 $q[4] = -0,1822474011$   
15  $q[5] = -0,1766730202$   
 $q[6] = -0,1709628636$   
 $q[7] = -0,1651273005$   
 $q[8] = -0,1591756024$   
 $q[9] = -0,1531160455$   
20  $q[10] = -0,1469560005$   
 $q[11] = -0,1407020132$   
 $q[12] = -0,1343598738$   
 $q[13] = -0,1279346790$   
 $q[14] = -0,1214308876$   
25  $q[15] = -0,1148523686$   
 $q[16] = -0,1082024454$   
 $q[17] = -0,1014839341$   
 $q[18] = -0,0946991783$   
 $q[19] = -0,0878500799$   
30  $q[20] = -0,0809381268$   
 $q[21] = -0,0739644174$   
 $q[22] = -0,0669296831$   
 $q[23] = -0,0598343081$   
 $q[24] = -0,0526783466$   
35  $q[25] = -0,0454615388$   
 $q[26] = -0,0381833249$   
 $q[27] = -0,0308428572$   
 $q[28] = -0,0234390115$   
 $q[29] = -0,0159703957$   
40  $q[30] = -0,0084353584$   
 $q[31] = -0,0008319956$   
 $q[32] = 0,0068418435$   
 $q[33] = 0,0145885527$   
 $q[34] = 0,0224107648$   
45  $q[35] = 0,0303113495$   
 $q[36] = 0,0382934126$   
 $q[37] = 0,0463602959$   
 $q[38] = 0,0545155789$   
 $q[39] = 0,0627630810$   
50  $q[40] = 0,0711068657$   
 $q[41] = 0,0795512453$   
 $q[42] = 0,0881007879$   
 $q[43] = 0,0967603259$   
 $q[44] = 0,1055349658$   
55  $q[45] = 0,1144301000$   
 $q[46] = 0,1234514222$   
 $q[47] = 0,1326049434$   
 $q[48] = 0,1418970123$   
 $q[49] = 0,1513343370$   
60  $q[50] = 0,1609240126$   
 $q[51] = 0,1706735517$   
 $q[52] = 0,1805909194$   
 $q[53] = 0,1906845753$   
 $q[54] = 0,2009635191$

q[55] = 0,2114373458  
 q[56] = 0,2221163080  
 q[57] = 0,2330113868  
 q[58] = 0,2441343742  
 5 q[59] = 0,2554979664  
 q[60] = 0,2671158700  
 q[61] = 0,2790029236  
 q[62] = 0,2911752349  
 10 q[63] = 0,3036503350  
 q[64] = 0,9025275713  
 q[65] = 0,9103585196  
 q[66] = 0,9176977825  
 q[67] = 0,9245760683  
 q[68] = 0,9310214581  
 15 q[69] = 0,9370596739  
 q[70] = 0,9427143143  
 q[71] = 0,9480070606  
 q[72] = 0,9529578566  
 q[73] = 0,9575850672  
 20 q[74] = 0,9619056158  
 q[75] = 0,9659351065  
 q[76] = 0,9696879297  
 q[77] = 0,9731773547  
 q[78] = 0,9764156119  
 25 q[79] = 0,9794139640  
 q[80] = 0,9821827692  
 q[81] = 0,9847315377  
 q[82] = 0,9870689790  
 q[83] = 0,9892030462  
 30 q[84] = 0,9911409728  
 q[85] = 0,9928893067  
 q[86] = 0,9944539395  
 q[87] = 0,9958401318  
 q[88] = 0,9970525352  
 35 q[89] = 0,9980952118  
 q[90] = 0,9989716504  
 q[91] = 0,9996847806  
 q[92] = 1,0002369837  
 q[93] = 1,0006301028  
 40 q[94] = 1,0008654482  
 q[95] = 1,0009438063  
 q[96] = 1,0008654482  
 q[97] = 1,0006301028  
 q[98] = 1,0002369837  
 45 q[99] = 0,9996847806  
 q[100] = 0,9989716504  
 q[101] = 0,9980952118  
 q[102] = 0,9970525352  
 q[103] = 0,9958401318  
 50 q[104] = 0,9944539395  
 q[105] = 0,9928893067  
 q[106] = 0,9911409728  
 q[107] = 0,9892030462  
 q[108] = 0,9870689790  
 55 q[109] = 0,9847315377  
 q[110] = 0,9821827692  
 q[111] = 0,9794139640  
 q[112] = 0,9764156119  
 q[113] = 0,9731773547  
 60 q[114] = 0,9696879297  
 q[115] = 0,9659351065  
 q[116] = 0,9619056158  
 q[117] = 0,9575850672  
 q[118] = 0,9529578566

# ES 2 750 304 T3

q[119] = 0,9480070606  
q[120] = 0,9427143143  
q[121] = 0,9370596739  
5 q[122] = 0,9310214581  
q[123] = 0,9245760683  
q[124] = 0,9176977825  
q[125] = 0,9103585196  
q[126] = 0,9025275713  
10 q[127] = 0,8941712974  
q[128] = 0,2911752349  
q[129] = 0,2790029236  
q[130] = 0,2671158700  
q[131] = 0,2554979664  
q[132] = 0,2441343742  
15 q[133] = 0,2330113868  
q[134] = 0,2221163080  
q[135] = 0,2114373458  
q[136] = 0,2009635191  
q[137] = 0,1906845753  
20 q[138] = 0,1805909194  
q[139] = 0,1706735517  
q[140] = 0,1609240126  
q[141] = 0,1513343370  
q[142] = 0,1418970123  
25 q[143] = 0,1326049434  
q[144] = 0,1234514222  
q[145] = 0,1144301000  
q[146] = 0,1055349658  
q[147] = 0,0967603259  
30 q[148] = 0,0881007879  
q[149] = 0,0795512453  
q[150] = 0,0711068657  
q[151] = 0,0627630810  
q[152] = 0,0545155789  
35 q[153] = 0,0463602959  
q[154] = 0,0382934126  
q[155] = 0,0303113495  
q[156] = 0,0224107648  
q[157] = 0,0145885527  
40 q[158] = 0,0068418435  
q[159] = -0,0008319956  
q[160] = -0,0084353584  
q[161] = -0,0159703957  
q[162] = -0,0234390115  
45 q[163] = -0,0308428572  
q[164] = -0,0381833249  
q[165] = -0,0454615388  
q[166] = -0,0526783466  
q[167] = -0,0598343081  
50 q[168] = -0,0669296831  
q[169] = -0,0739644174  
q[170] = -0,0809381268  
q[171] = -0,0878500799  
q[172] = -0,0946991783  
55 q[173] = -0,1014839341  
q[174] = -0,1082024454  
q[175] = -0,1148523686  
q[176] = -0,1214308876  
q[177] = -0,1279346790  
60 q[178] = -0,1343598738  
q[179] = -0,1407020132  
q[180] = -0,1469560005  
q[181] = -0,1531160455  
q[182] = -0,1591756024

q[183] = -0,1651273005  
 q[184] = -0,1709628636  
 q[185] = -0,1766730202  
 q[186] = -0,1822474011  
 q[187] = -0,1876744222  
 q[188] = -0,1929411519  
 q[189] = -0,1980331588  
 q[190] = -0,2029343380  
 q[191] = -0,2076267137

Por lo tanto, la presente invención se refiere a la aplicación de un filtro arbitrario a una señal que está disponible en el dominio de transformada de un banco de filtros modulado complejo exponencial, cuando este banco de filtros se diseña para dar desempeño libre virtualmente de alias de operaciones como ecualización, ajuste de envoltura espectral, enfoque selectivo de frecuencia, o especialización selectiva de frecuencia de señales de audio. La presente invención permite transformar de manera eficiente un filtro de respuesta finita al impulso (FIR) dado en el dominio de tiempo en un conjunto de filtros FIR más cortos, a aplicarse con un filtro para cada sub-banda del banco de filtros.

La presente invención también enseña cómo convertir un filtro de dominio de tiempo discreto dado en un conjunto de filtros de dominio de sub-banda. El resultado es que cualquier filtro dado puede implementarse con un alto grado de exactitud en el dominio de sub-banda de un banco de filtros modulado complejo exponencial. En una realización preferida, el convertidor de filtro consiste de un segundo banco de filtros de análisis modulado complejo exponencial. Para el caso especial de filtros que implementan un retraso puro, los métodos de la presente invención coinciden con aquellos de PCT/EP2004/004607 "Procesamiento avanzado en base a un banco de filtros modulado complejo exponencial y estructuración de tiempo adaptativa".

Además, la presente invención comprende las siguientes características:

- Un método para obtener una aproximación de alta calidad a la filtración de una señal de entrada de tiempo discreto con un filtro dado, que comprende las etapas de
  - analizar la señal de entrada con un banco de filtros de análisis complejo submuestreado para obtener una multitud de señales de sub-banda,
  - filtrar cada señal de sub-banda con un filtro de sub-banda, en el que la multitud de filtros de sub-banda se obtiene del filtro dado por medio de un convertidor de filtro,
  - sintetizar una señal de salida de las señales de sub-banda filtradas con un banco de filtros de síntesis compleja submuestreado.
- Un método de acuerdo al anterior en el que el convertidor de filtro consiste de un banco de filtros de análisis complejo submuestreado.
- Un aparato para realizar un método para obtener una aproximación de alta calidad a la filtración de una señal de entrada de tiempo discreto con un filtro dado, el método comprende las etapas de
  - analizar la señal de entrada con un banco de filtros de análisis complejo submuestreado para obtener una multitud de señales de sub-banda,
  - filtrar cada señal de sub-banda con un filtro de sub-banda, en el que la multitud de filtros de sub-banda se obtiene del filtro dado por medio de un convertidor de filtro,
  - sintetizar una señal de salida de las señales de sub-banda filtradas con un banco de filtros de síntesis compleja submuestreado.
- Un programa de ordenador que tiene instrucciones para realizar, cuando se ejecuta en un ordenador, un método para obtener una aproximación de alta calidad a la filtración de una señal de entrada de tiempo discreto con un filtro dado, el método comprende las etapas de
  - analizar la señal de entrada con un banco de filtros de análisis complejo submuestreado para obtener una multitud de señales de sub-banda,
  - filtrar cada señal de sub-banda con un filtro de sub-banda, en el que la multitud de filtros de sub-banda se obtiene del filtro dado por medio de un convertidor de filtro,
  - sintetizar una señal de salida de las señales de sub-banda filtradas con un banco de filtros de síntesis compleja submuestreado.

Adaptación para bancos de filtros modulados por coseno real

Mientras la derivación anterior se basa en los bancos de filtros modulados complejos, puede hacerse una nota aquí



para la representación real críticamente muestreada obtenida por un banco de filtros modulado por coseno definido al tomar la parte real de las muestras de sub-banda (1) para un factor de fase apropiado  $\theta$ . En este caso ya no es factible utilizar el método de filtro de sub-banda en banda (3) para obtener una buena aproximación a un filtro dado. Sin embargo, debido a las suposiciones hechas en la respuesta del filtro prototipo, una generalización a un filtro de múltiples bandas del tipo

$$d_n(k) = \sum_{r=-1}^1 \sum_l g_n^r(l) c_{n+r}(k-l), \quad (22)$$

será aplicable, (con modificaciones obvias para las sub-bandas, primera y última). Debido al muestreo crítico existe

mucho menos libertad en la construcción de la máscara de filtro  $g_n^r(l)$ . Uno tiene que hacer lo siguiente, que es obvio para aquellos expertos en la materia. Para cada  $m = 0, 1, \dots, L-1$ , utilizar la señal de sub-banda elemental  $d_n(k) = \delta[n-m]\delta[k]$  como entrada al banco de síntesis real, y filtrar la salida resultante  $y(v)$  con el filtro  $h(v)$  para obtener la forma de onda de síntesis filtrada  $z(v)$ . Ahora utilizar esta forma de onda filtrada como entrada al banco de análisis real. La señal de sub-banda resultante lleva los coeficientes de las máscaras  $g_n^r(l)$  para  $n+r=m$ . Alguna reducción en el trabajo necesario para el filtro se obtiene al observar que los tres casos  $m = 3\kappa + \varepsilon$  para  $\varepsilon = 0, 1, 2$  pueden procesarse en paralelo al alimentar el primer banco de síntesis con todas las señales de sub-banda elementales correspondientes para cada caso. De esta manera el convertidor de filtro valuado real comprende tres operaciones del banco de análisis real y tres de síntesis real. Esta computación paralela representa un corte de implementación para el convertidor de filtro valuado real para el caso de una banda QMF con buena supresión de salto lateral.

La Figura 9 ilustra una realización de un aparato de filtro inventivo para filtrar una señal de entrada de dominio de tiempo de un aparato de filtro inventivo para obtener una señal de salida de dominio de tiempo. Como ya se mencionó en el contexto de la Figura 1a, el aparato de filtro de la Figura 9 comprende un banco de filtros de análisis complejo **101**, una filtración de sub-banda **102** y un banco de filtros de síntesis compleja **103**, que emite la señal de salida del dominio de tiempo.

Aunque la Figura 1 muestra un sistema que comprende una realización de un aparato de filtro inventivo junto con una realización de un generador de filtro **104**, el aparato de filtro mostrado en la Figura 9 comprende solamente como una opción un convertidor de filtro **104**, el cual proporciona la filtración de sub-banda **102** con la señal de definición de filtro intermedio, por ejemplo en la forma de conexiones de filtro o la respuesta al impulso para cada uno de los filtros intermedios **190** de la filtración de sub-banda **102**. El aparato de filtro mostrado en la Figura 9, comprende componentes opcionales adicionales, que pueden proporcionar la filtración de sub-banda **102** con las conexiones de filtro para la pluralidad de filtros intermedios **190** de la filtración de sub-banda **102**.

Como un ejemplo, las conexiones de filtro también pueden tomarse de una base de datos opcional **500**, que se conecta a la filtración de sub-banda **102**. En una realización, la base de datos **500** comprende las conexiones de filtro valuadas complejas de los filtros intermedios **190**. La base de datos puede implementarse como un sistema de memoria, por ejemplo, en la forma de un sistema de memoria no volátil o sistema de memoria volátil dependiendo de la implementación concreta. Por lo tanto, las soluciones de memoria para la base de datos **500** comprenden ROM (ROM = memoria de solo lectura), RAM (RAM = memoria de acceso aleatorio), memoria flash, memoria magnética, memoria óptica u otras memorias del sistema.

Dependiendo de la implementación concreta, un procesador o una CPU (CPU = unidad de procesamiento central) **510** puede acceder a la base de datos y proporcionar las conexiones de filtro a la filtración de sub-banda **102** o también puede acceder a la base de datos para proporcionar las conexiones de filtro correspondientes a los filtros intermedios de la filtración de sub-banda **102**. Por lo tanto, tal una realización comprende una base de datos **500** de la cual pueden tomarse las conexiones de filtro para la filtración de sub-banda **102**.

En una realización adicional de un aparato de filtro inventivo, que también se representa como una opción en la Figura 9, CPU **510** es capaz de calcular en línea las conexiones de filtro. En tal una realización, CPU **510** accede a la base de datos **500** de acuerdo con un conjunto de parámetros proporcionados por el usuario y/o de acuerdo con un conjunto de parámetros, que se basan en circunstancias adicionales, lee uno o más conjuntos de conexiones de filtro para los filtros intermedios de la filtración de sub-banda **102** y calcula, opcionalmente acompañado por el esquema de interpolación u otro esquema de estimación, las conexiones de filtro intermedio deseadas y las proporciona a la filtración de sub-banda **102**. En una realización adicional, CPU **510** u otro procesador o sistema computacional proporciona las conexiones de filtro de los filtros intermedios **190** a la filtración de sub-banda **102** sin acceder a una base de datos **500**. En tal una realización, CPU **510** u otro procesador calcula las conexiones de filtro y las proporciona a la filtración de sub-banda **102**. Los ejemplos para tal realización se explicarán de manera más cercana con respecto a la Figura 10.

En una realización adicional representada en la Figura 9, CPU **510** accede a una base de datos adicional **520**, lee una o más señales de definición de filtro (por ejemplo, en la forma de señales de respuesta al impulso que corresponden a característica de filtro en el dominio de tiempo), calcula una señal de definición de filtro efectiva, por ejemplo, una respuesta al impulso apropiada, y proporciona los resultados de esta computación al convertidor de filtro **104**. En esta realización, el convertidor de filtro **104** proporciona entonces la filtración de sub-banda **102** con las conexiones de filtro apropiadas para los filtros intermedios **190**. Por lo tanto, en esta realización, el convertidor de filtro **104** genera los filtros de sub-banda efectivos o filtros intermedios aplicados a cada filtro de sub-banda individual de cada señal de sub-banda individual dentro de la filtración de sub-banda **102** que conduce a un efecto de filtro audiblemente indistinguible de un filtro correspondiente aplicado a la señal de entrada de dominio de tiempo (señal de entrada). Como consecuencia, esta realización también es capaz de calcular en línea las conexiones de filtro a través del convertidor de filtro **104**.

Un ejemplo, puede ser, por ejemplo, un dispositivo, el cual calcula las conexiones de los filtros intermedios **190** de la filtración de sub-banda **102** de acuerdo con un conjunto de parámetros por ejemplo proporcionados por el usuario, en el que la base de parámetro es demasiado larga, que una predeterminación efectiva de las conexiones de filtro, opcionalmente acompañada por alguna clase de esquema de interpolación, no conduciría a los resultados deseados.

Una aplicación más concreta viene por ejemplo del campo de elección dinámica de filtros HRTF en un dominio a convertirse en la sub-banda o dominio QMF. Como se menciona antes, esto es, por ejemplo, relevante en aplicaciones que incluyen un rastreador en el cual la base de datos **520** es una base de datos HRTF que comprende las respuestas al impulso de tiempo de los filtros HRTF. Ya que los filtros HRTF usualmente tienen respuestas al impulso muy largas, el uso de tal esquema es especialmente interesante, ya que las conexiones para los filtros intermedios **190** o las conexiones QMF son complejas. El almacenamiento de la base de datos en este dominio doblaría aproximadamente los requerimientos de memoria en comparación con el requerimiento de memoria de almacenar las respuestas al impulso en el dominio de tiempo. Sin embargo, la ventaja del requerimiento de memoria reducido también puede emplearse sin tener una CPU **510** que calcula la respuesta al impulso proporcionada al convertidor de filtro **504**. En su lugar, la base de datos **520** simplemente puede indicarse a emitir la señal de definición correspondiente, que puede ser una respuesta al impulso en el dominio de tiempo al convertidor de filtro **104**.

En la Figura 10, se ilustra una característica de amplitud/frecuencia **550** en el dominio de frecuencia. En algunas aplicaciones, como se explica antes, los coeficientes de filtro o conexiones de filtro son los filtros intermedios **190** de la filtración de sub-banda **102** pueden almacenarse en la base de datos como la base de datos **500** de la Figura 9. Alternativa o adicionalmente, para algunas aplicaciones, las conexiones de filtro de los filtros intermedios también pueden calcularse por CPU **510** de la Figura 9. En el caso de una filtración de efecto especial o un procesamiento de señal de calidad inferior, en el cual los efectos de alineación pueden volverse tolerables (al menos a algún grado), las conexiones de filtro de los filtros intermedios **190** después de la filtración de sub-banda **102** pueden estimarse sin un convertidor de filtro **104** u otra realización de un generador de filtro. Las aplicaciones posibles especialmente comprenden transmisión de voz sobre líneas de baja calidad, como teléfonos o comunicaciones de radio de banda pequeña. Por lo tanto, en estas aplicaciones puede llevarse a cabo una determinación de las conexiones de filtro correspondientes a la función de transferencia **550** de la Figura 10 u otra característica de amplitud/frecuencia en varias sub-bandas **560** con diferentes frecuencias de sub-banda sin emplear un convertidor de filtro inventivo.

La Figura 11 muestra una realización de un convertidor de filtro inventivo **104**. Como se subraya previamente en el contexto de la Figura 3, el convertidor de filtro **104** comprende un banco de filtros de análisis complejo **301** al cual puede suministrarse una señal de respuesta al impulso (valuada real) indicativa de una característica de filtro de amplitud/frecuencia a través de una entrada **104a** y a través de un interruptor opcional **600**. Como se subraya antes, el banco de filtros de análisis complejo **301** convierte la señal de respuesta al impulso en una pluralidad de señales de sub-banda valuadas complejas y la señal de definición de filtro intermedio emitida en una salida **104b** del convertidor de filtro. Como se indica en la Figura 1a y Figura 9, la salida **104b** del convertidor de filtro **104** puede conectarse a una filtración de sub-banda **102**.

Como ya se menciona anteriormente, cada una de las señales de sub-banda valuadas complejas del banco de filtros modulado complejo **301** corresponde a una respuesta al impulso para uno de los filtros intermedios **190** para una señal de sub-banda en la filtración de sub-banda **102** mostrada en la Figura 1a y 9. Típicamente, las señales de sub-banda valuadas complejas son significativamente más cortas que la señal de respuesta al impulso de la característica de filtro proporcionada en la entrada **104a** en el dominio de tiempo. Además, típicamente al menos una de las señales de sub-banda valuadas complejas emitida en la salida **104b** comprende al menos dos valores sin disipación diferentes. Especialmente la última característica distingue la salida del convertidor de filtro **104** de un ajuste de ganancia simple en el marco de filtro utilizando un procedimiento de transformada de Fourier directa.

Si, sin embargo, el convertidor de filtro **104** no se proporciona con una señal de respuesta al impulso indicativa de una característica de filtro de amplitud/frecuencia, pero una señal de definición de filtro, que comprende al menos

una de una característica de filtro de amplitud/frecuencia, una característica de fase/frecuencia de filtro o las conexiones de filtro en el dominio de tiempo u otro dominio de un filtro, el convertidor de filtro **104** comprende un generador de respuesta al impulso **610** para convertir la señal de definición de filtro en la señal de respuesta al impulso, que se proporciona entonces a través del interruptor opcional **600** al banco de filtros de análisis complejo **301**. En una implementación concreta, el generador de respuesta al impulso **610** por ejemplo puede calcular la señal de respuesta al impulso proporcionada al banco de filtros de análisis complejo **301** por superposición de oscilaciones valuadas reales (síntesis Fourier), en el que las características de amplitud y las características de fase del filtro propuesto a transferirse hacia el dominio de sub-banda complejo se consideran como definidas por la señal de definición proporcionada a la entrada **104c**. En otras palabras, si al menos una de una característica de amplitud/frecuencia y una característica de fase/frecuencia se aplica al generador de respuesta al impulso **610**, una señal de respuesta al impulso puede computarse por el generador de respuesta al impulso **610** por suposición de oscilaciones (armónicas) que consideran las relaciones de amplitud y fase como se definen por la señal de definición de filtro.

15 Son posibles las aplicaciones de ambas realizaciones del aparato de filtro y el generador de filtro y especialmente en el campo de codificación y decodificación de audio de alta calidad.

Los desarrollos recientes en codificación de audio han proporcionado medios para obtener una impresión de señal multi-canal sobre audífonos para estéreo. Esto se hace comúnmente al submezclar una señal multi-canal al estéreo utilizando la señal multi-canal original y filtros HRTF. Se ha mostrado en la técnica anterior que el decodificador de audio multi-canal paramétrico puede combinarse con un algoritmo de submezcla binaural que hace posible interpretar una señal multi-canal arriba de los audífonos sin la necesidad de recrear primero la señal multi-canal de la señal de submezcla transmitida, y submezclarla subsecuentemente por medio de los filtros HRTF. Sin embargo, esto requiere que los parámetros para recrear la señal multi-canal (por ejemplo, parámetros IID, CLD) se combinen con los filtros HRTF, lo que a su vez requiere una parametrización de los filtros HRTF. Este requerimiento de una parametrización de los filtros HRTF impone alta limitación en el sistema, ya que los filtros HRTF pueden ser largos y de esta manera muy duros de modelar correctamente con un planteamiento paramétrico. Esta limitación hace imposible utilizar filtros HRTF largos para decodificadores de submezcla binaurales y multi-canal paramétricos combinados. El componente algorítmico crucial requerido para obtener una combinación apropiada de parámetros multi-canal y filtros HRTF es tener acceso a una representación de los filtros HRTF dados en el dominio de sub-banda asumido por los parámetros espaciales. Esto es exactamente lo que se ofrece por las realizaciones de la presente invención. Una vez que esta representación está disponible, los filtros HRTF pueden combinarse en  $2N$  filtros como una función de la representación multi-canal paramétrica. Esto da una ventaja significativa en términos de complejidad computacional sobre el método que recrea primero los  $M$  canales y después aplica  $2M$  operaciones de filtro.

Un ejemplo de una aplicación diferente del método empleado por las realizaciones de la invención actual es la compensación eficiente de dispositivos de reproducción de audio no perfectos para contenido de audio codificado en el formato MPEG HE-AAC [ISO/IEC 14496-3:2001/AMD1:2003]. Tales etapas de filtro avanzada, posiblemente incluyendo cancelación de conversación cruzada, pueden aplicarse directamente en el dominio de sub-banda antes de la síntesis de dominio de tiempo.

Otros desarrollos en la codificación de audio han hecho métodos disponibles para recrear una representación multi-canal de una señal de audio en base a una señal estéreo (o mono) y datos de control correspondientes. Estos métodos difieren substancialmente de solución a base de matriz más vieja tal como Dolby® Prologic, ya que los datos de control adicionales se transmiten para controlar la recreación, también referida como mezcla ascendente, de los canales envolventes en base a los canales mono o estéreo transmitidos.

Por lo tanto, tal decodificador de audio multi-canal paramétrico, por ejemplo, MPEG Envolvente reconstruye  $N$  canales en base a  $M$  canales transmitidos, en el que  $N > M$ , y los datos de control adicionales. Los datos de control adicionales representan una velocidad de datos significativamente inferior que aquella requerida para la transmisión de todos los  $N$  canales, haciendo la codificación muy eficiente mientras al mismo tiempo se asegura la compatibilidad con tanto  $M$  dispositivos de canal como  $N$  dispositivos de canal. [J. Breebaart et al. "MPEG spatial audio coding/MPEG Surround: overview and current status", Proc. 119th AES convención, New York, USA, Octubre 2005, Preimpresión 6447].

Estos métodos de codificación envolvente paramétrica usualmente comprenden una parametrización de la señal envolvente en base a la Diferencia del Nivel de Canal (CLD) y coherencia-correlación cruzada del inter-canal (ICC). Estos parámetros describen proporciones de energía y correlación entre pares de canal en el proceso de mezcla ascendente. Los Coeficientes de Predicción de Canal (CPC) adicionales también se utilizan en la técnica anterior para predecir los canales de salida o intermedios durante el procedimiento de mezcla ascendente.

Dependiendo de ciertos requerimientos de implementación de los métodos inventivos, los métodos inventivos pueden implementarse en hardware o en software. La implementación puede realizarse utilizando un medio de

almacenamiento digital, en particular un disco, CD o un DVD que tienen una detención de señal de control electrónicamente legible en el mismo, que coopera con un sistema computacional programable en tal que se realiza una realización de los métodos inventivos. Generalmente, una realización de la presente invención es, por lo tanto, un producto del programa de ordenador con un código de programa almacenado en un portador legible por máquina, el código de programa siendo operativo para realizar los métodos inventivos cuando el producto del programa de ordenador se ejecuta en un ordenador o un procesador. En otras palabras, las realizaciones de los métodos inventivos son, por lo tanto, un programa de ordenador que tiene un código de programa para realizar al menos uno de los métodos inventivos cuando el programa de ordenador se ejecuta en un ordenador.

**REIVINDICACIONES**

1. Aparato de filtro para filtrar una señal de entrada de dominio de tiempo para obtener una señal de salida de dominio de tiempo, que es una representación de la señal de entrada de dominio de tiempo filtrada usando una característica de filtro que tiene una característica de amplitud/frecuencia no uniforme, que comprende:

un banco de filtro de análisis complejo (101) para generar una pluralidad de señales de sub-banda complejas a partir de la señal de entrada de dominio de tiempo;  
 una pluralidad de filtros intermedios (190) para filtrar la pluralidad de señales de sub-banda complejas para obtener una pluralidad de señales de sub-banda complejas filtradas, en el que al menos uno de los filtros intermedios (190) de la pluralidad de los filtros intermedios (190) tiene una característica de amplitud/frecuencia no uniforme intermedia, en el que cada filtro intermedio de la pluralidad de filtros intermedios (190) tiene una respuesta de impulso más corta en comparación con una respuesta de impulso de un filtro que tiene la característica de filtro que tiene la característica de amplitud/frecuencia no uniforme, y en el que las características de amplitud/frecuencia no uniformes intermedias de la pluralidad de filtros intermedios juntas representan la característica de filtro de amplitud/frecuencia no uniforme; y  
 un banco de filtros de síntesis compleja (103) para sintetizar la pluralidad de señales de sub-banda complejas filtradas emitidas por los filtros intermedios (190) para obtener la señal de salida en el dominio del tiempo, en el que el banco de filtros de análisis complejo (101) es operativo para emitir L señales de sub-banda complejas, en el que la pluralidad de filtros intermedios (190) comprende L filtros intermedios (190), en el que el banco de filtro de síntesis compleja (103) es operativo para sintetizar la salida de los L filtros intermedios (190), en el que L es un número entero positivo e igual a 64, y en el que cada filtro intermedio de la pluralidad de filtros intermedios está basado en un filtro prototipo de longitud 192, y en el que cada filtro intermedio de la pluralidad de filtros intermedios tiene una longitud de respuesta al impulso de 5 derivaciones cada uno.

2. Aparato de filtro según la reivindicación 1, en el que al menos uno de los filtros inmediatos (190) tiene, como característica de amplitud/frecuencia no uniforme intermedia, una característica de filtro de paso bajo, una característica de filtro de paso alto, una característica de filtro de paso de banda, una característica de filtro de rechazo de banda o característica de filtro de muesca.

3. Aparato de filtro según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que los filtros intermedios (190) de la pluralidad de filtros intermedios (190) son filtros de respuesta de impulso finitos.

4. Aparato de filtro según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que cada filtro intermedio (190) es operativo para tener una respuesta de impulso que depende de una señal de definición de filtro intermedia.

5. Aparato de filtro según la reivindicación 4, en el que la pluralidad de filtros intermedios (190) es operativa para recibir la señal de definición de filtro intermedia desde una base de datos (500) o desde un procesador (510).

6. Aparato de filtro según cualquiera de las reivindicaciones 4 o 5, en el que la pluralidad de filtros intermedios es operativa para recibir la señal de definición de filtro intermedia desde un proveedor de señal de definición de filtro intermedio (104) para proporcionar la señal de definición de filtro intermedio, comprendiendo el proveedor de señal de definición de filtro intermedio (104):

un banco de filtros modulados complejos (301) para filtrar una señal de respuesta de impulso indicativa de la característica de filtro de amplitud/frecuencia en un dominio de tiempo para obtener una pluralidad de señales de sub-banda de valor complejo como la señal de definición de filtro intermedio, en el que cada filtro intermedio (190) de la pluralidad de filtros intermedios (190) se define de manera que la respuesta de impulso para el filtro intermedio (190) corresponde a una señal de sub-banda de valor complejo de la pluralidad de señales de sub-banda de valor complejo, en el que el banco de filtros modulados complejos (301) y la señal de respuesta de impulso indicativa de las características de filtro de amplitud/frecuencia intermedias son tales que al menos una de las señales de sub-banda con valores complejos comprende al menos dos valores diferentes de cero, y en el que cada señal compleja de sub-banda es más corta en las muestras que la señal de respuesta al impulso.

7. Aparato de filtro según cualquiera de las reivindicaciones 1, en el que la pluralidad de filtros intermedios (190) es operativa para filtrar las señales complejas de sub-banda según la ecuación

$$d_n(k) = \sum_l g_n(l) c_n(k-l) \tag{3}$$

en la que n es un número entero en el rango de 0 a (L-1) que indica un índice de las señales de sub-banda, en la que L y k son enteros, en la que d<sub>n</sub>(k) es la salida del filtro intermedio (190) de la señal de sub-banda con el índice n,

en la que  $c_n(k)$  es la señal de sub-banda con el índice  $n$  y en la que  $g_n(l)$  es la respuesta de impulso del filtro intermedio (190) para la señal de sub-banda con el índice  $n$ .

5 8. Aparato de filtro según la reivindicación 1, en el que al menos uno de los filtros intermedios (190) con un índice  $n$  tiene una respuesta de impulso  $g_n(k)$ , que se basa en la ecuación

$$g_n(l) = \sum_{v=0}^{191} \tilde{h}(v + 64 \cdot (l - 2)) \cdot q(v) \cdot \exp\left(-i \frac{\pi}{64} \left(n + \frac{1}{2}\right) (v - 95)\right) \quad (20)$$

en la que

10

$$\tilde{h}(v) = \begin{cases} h(v), & v = 0, 1, \dots, N_h - 1, \\ 0 & , \text{ de otro modo} \end{cases} \quad (18)$$

15

en el que  $N_h$  es la duración de la respuesta al impulso  $h(v)$  de un filtro que tiene la característica de filtro, en la que  $\pi = 3,1415926 \dots$  es el número circular, en el que  $i = \sqrt{-1}$  es la unidad compleja, y en el que  $q(v)$  son derivaciones de un filtro prototipo con valor real.

9. Aparato de filtro según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la característica de filtro que tiene la característica de amplitud/frecuencia no uniforme se basa en una característica de filtro HRTF.

20

10. Aparato de filtro según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el banco de filtros de análisis complejos (101) comprende un submuestreador (140) para cada señal de sub-banda emitida por el banco de filtros de análisis complejos (101).

25

11. Aparato de filtro según la reivindicación 10, en el que el banco de filtros de análisis complejos (101) se adapta para emitir  $L$  señales de sub-banda complejas, en las que  $L$  es un entero positivo mayor que 1, y en el que cada uno de los submuestreadores (140) está adaptado para reducir la resolución de las señales de sub-banda por un factor de  $L$ .

30

12. Sistema de filtro para filtrar la señal de entrada de dominio de tiempo para obtener una señal de salida de dominio de tiempo, que comprende:

35

un aparato de filtro según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 11, al que se proporciona la señal de entrada de dominio de tiempo como la señal de entrada de dominio de tiempo, y a partir del cual se obtiene la señal de salida de dominio de tiempo como señal de salida de dominio de tiempo del sistema de filtro; y

un proveedor de señal de definición de filtro intermedio (104) configurado para proporcionar una señal de definición de filtro intermedio, que comprende:

40

un banco de filtro modulado complejo (301) para filtrar una señal de respuesta de impulso indicativa de una característica de filtro de amplitud/frecuencia en un dominio de tiempo para obtener una pluralidad de señales de sub-banda de valor complejo como la señal de definición de filtro intermedio,

en el que cada señal de sub-banda de valor complejo del banco de filtros modulados complejos (301) corresponde a una respuesta de impulso para un filtro intermedio para una señal de sub-banda;

en el que al menos una de las señales de sub-banda valoradas complejas comprende al menos dos valores distintos diferentes de cero; y

45

en el que cada señal compleja de sub-banda valorada es más corta en muestras que la señal de respuesta de impulso,

en el que el proveedor de señal de definición de filtro intermedio (104) está acoplado al aparato de filtro para proporcionar a la pluralidad de filtros intermedios (190) una definición de filtro intermedio,

50

en el que la pluralidad de filtros intermedios (190) del aparato de filtro están adaptados para tener respuestas de impulso basadas en la señal de definición de filtro intermedio.

55

13. Método para filtrar la señal de entrada de dominio de tiempo para obtener una señal de salida de dominio de tiempo, que es una representación de la señal de entrada de dominio de tiempo filtrada usando una característica de filtro que tiene una característica de amplitud/frecuencia no uniforme, que comprende:

60

generar una pluralidad de señales de sub-banda complejas basadas en un filtrado complejo de la señal de entrada de dominio de tiempo usando un banco de filtros de análisis complejos (101);

filtrar cada señal de sub-banda compleja de la pluralidad de señales de sub-banda complejas usando un filtro intermedio de una pluralidad de filtros intermedios (190) para obtener una pluralidad de señales de sub-banda

- complejas filtradas,  
en el que al menos una de las señales de sub-banda complejas se filtra mediante un filtro intermedio de la pluralidad de filtros intermedios (190) que tienen una característica de amplitud/frecuencia no uniforme intermedia,
- 5 en el que cada filtro intermedio de la pluralidad de filtros intermedios (190) tiene una respuesta de impulso que es más corta en muestras que la respuesta de impulso de un filtro que tiene la característica de filtro que tiene la característica de amplitud/frecuencia no uniforme, y  
en el que las características de amplitud/frecuencia no uniformes intermedias de la pluralidad de filtros intermedios (190) juntas representan la característica de filtro de amplitud/frecuencia no uniforme; y
- 10 sintetizar la pluralidad de señales de sub-banda complejas filtradas emitidas por la pluralidad de filtros intermedios (190) usando un banco de filtros de síntesis complejas (103) para obtener la señal de salida en el dominio de tiempo,  
en el que el banco de filtros de análisis complejo (101) es operativo para emitir L señales de sub-banda complejas, en el que la pluralidad de filtros intermedios (190) comprende L filtros intermedios (190), en el que el
- 15 banco de filtros de síntesis compleja (103) es operativo para sintetizar la salida de los L filtros intermedios (190),  
en el que L es igual a 64, y en el que cada filtro intermedio de la pluralidad de filtros intermedios está basado en un filtro prototipo de longitud 192, y en el que cada filtro intermedio de la pluralidad de filtros intermedios tiene una longitud de respuesta al impulso de 5 derivaciones cada uno.
- 20 14. Programa de ordenador para realizar, cuando se ejecuta en un ordenador, un método de acuerdo con la reivindicación 13.

FIG 1a

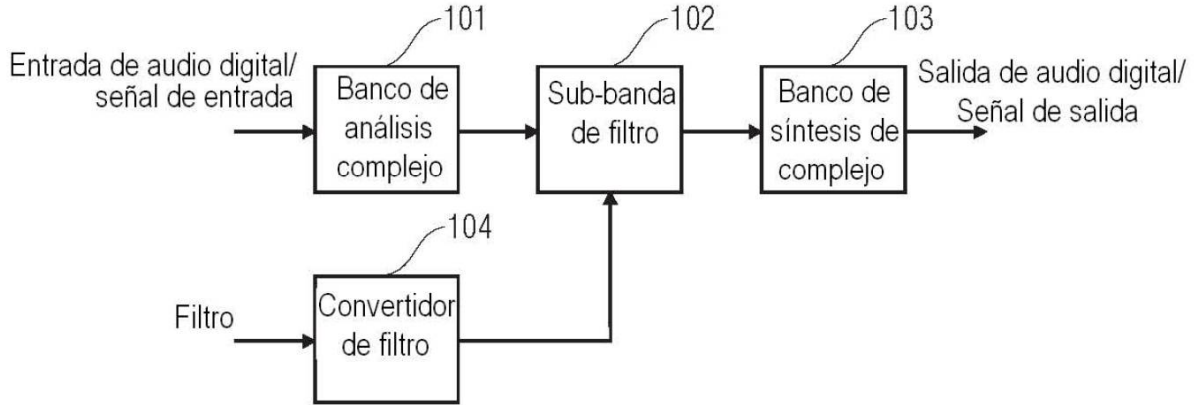


FIG 1b

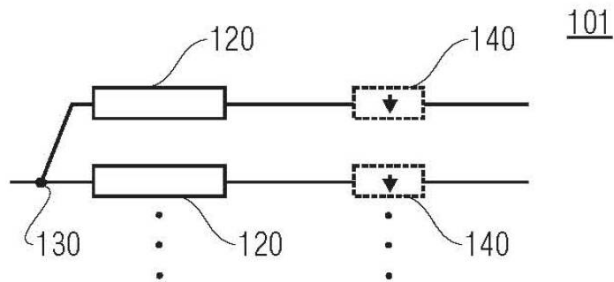


FIG 1c

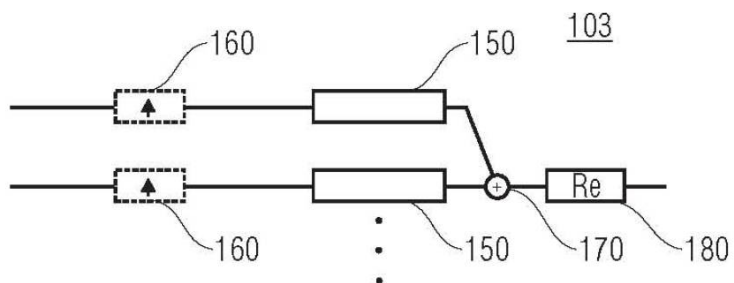




FIG 1d

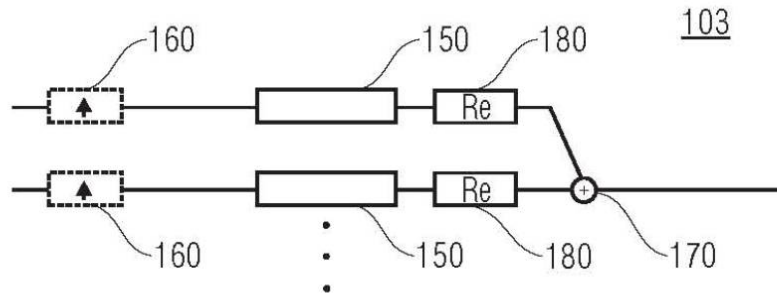


FIG 1e

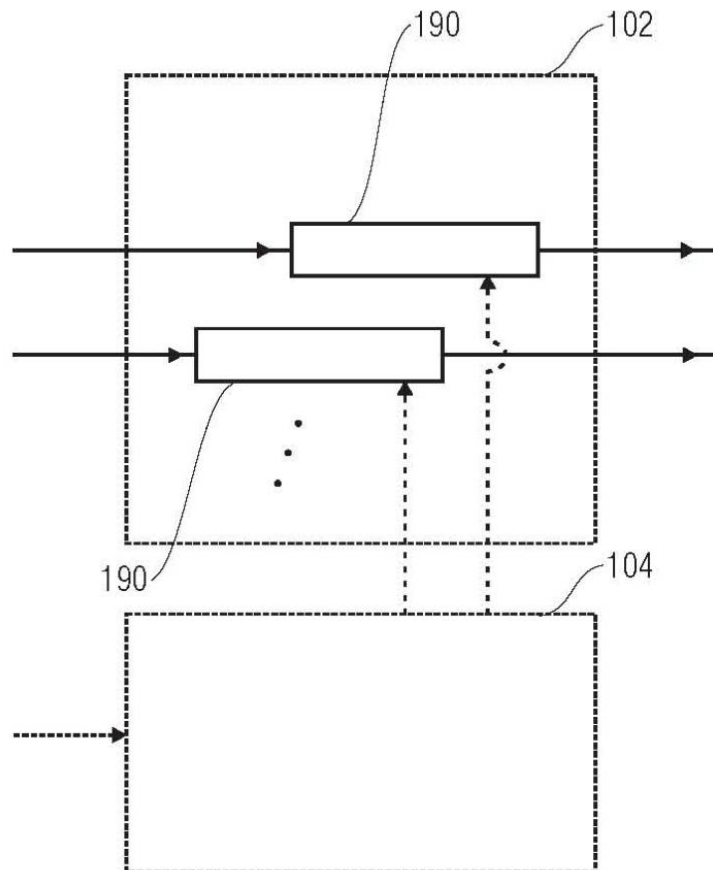


FIG 2



FIG 3

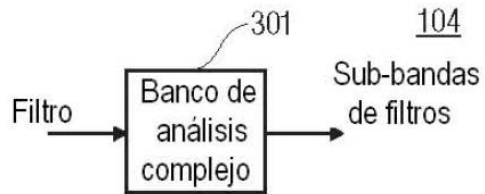


FIG 4

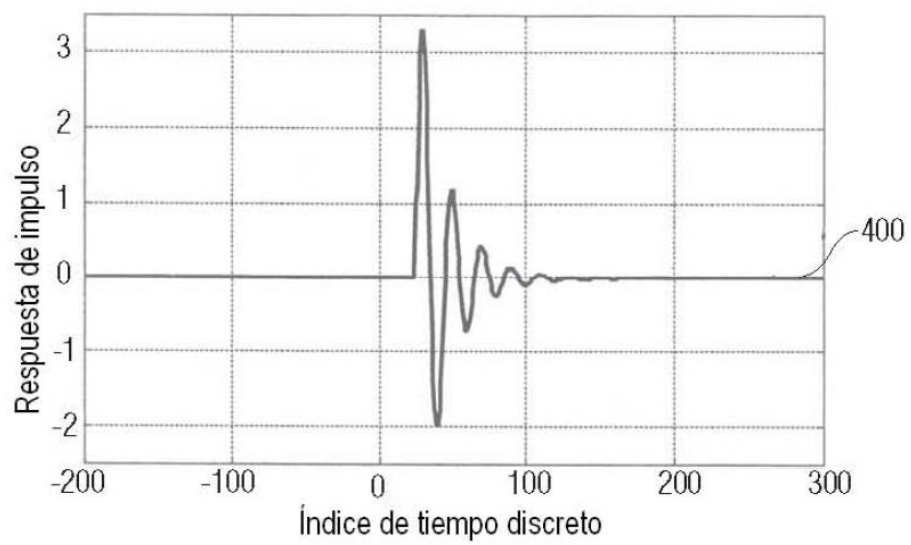


FIG 5

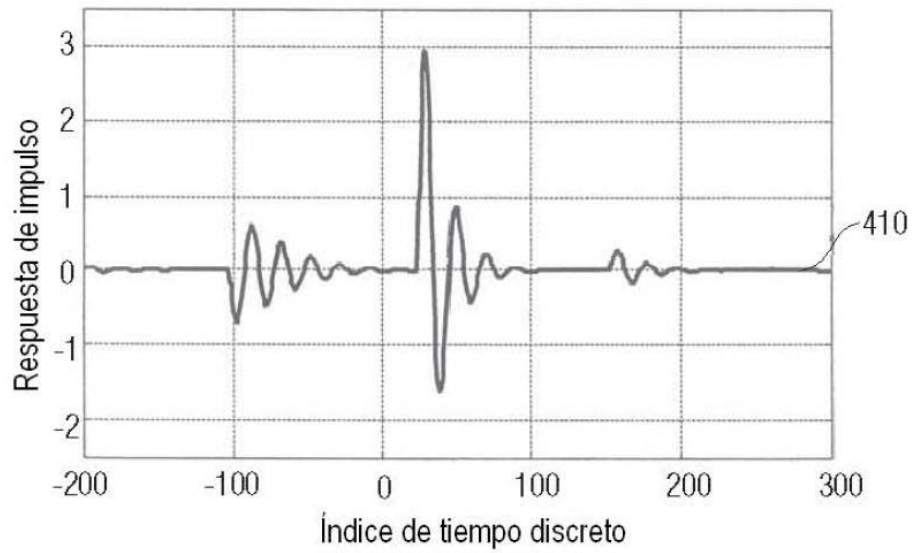


FIG 6

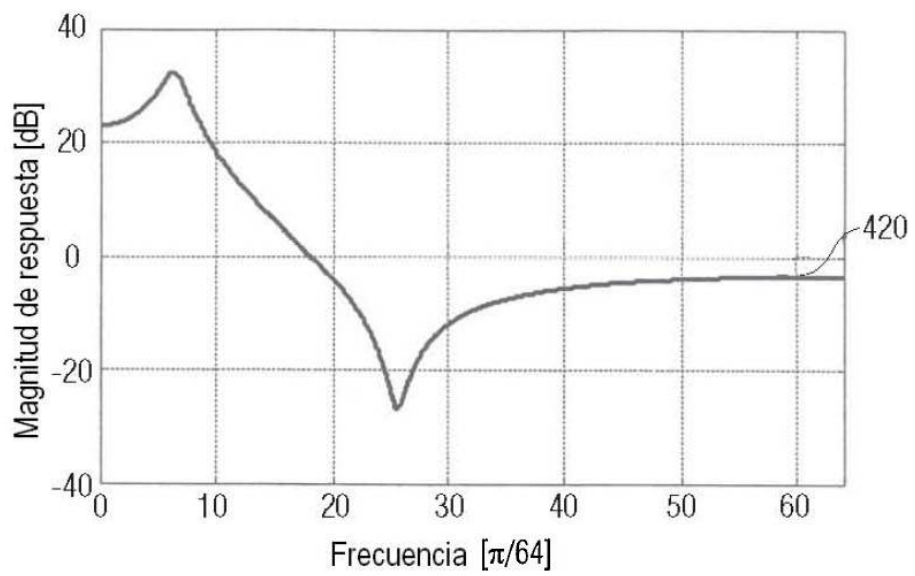


FIG 7

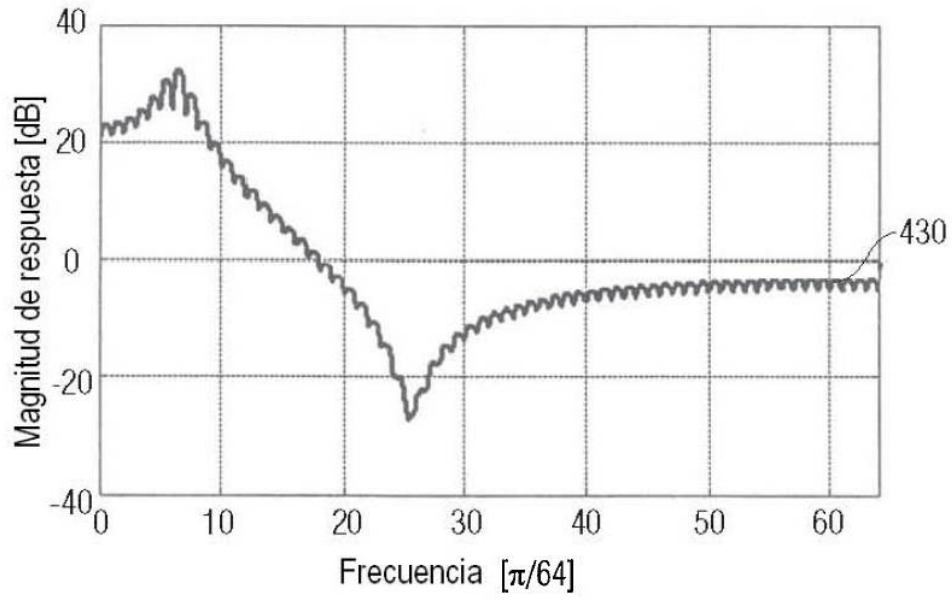


FIG 8

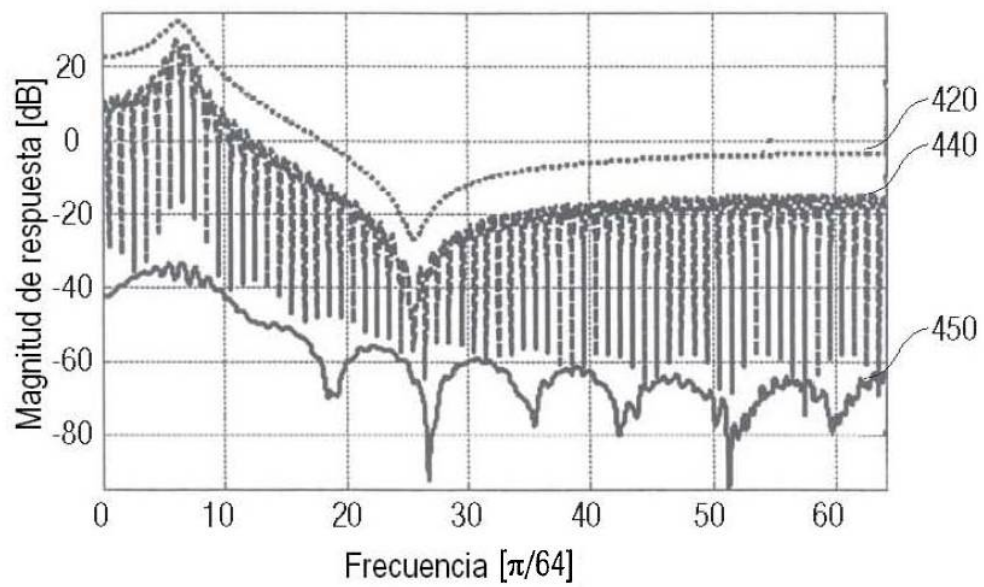


FIG 9

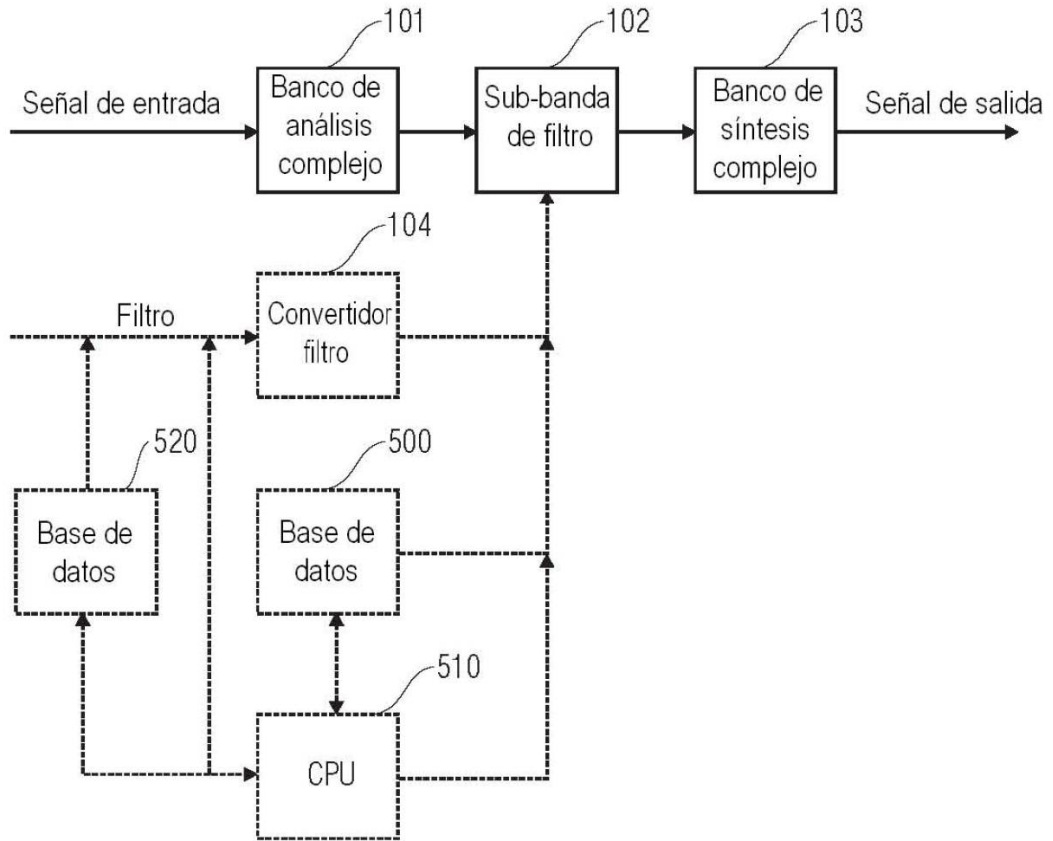


FIG 10

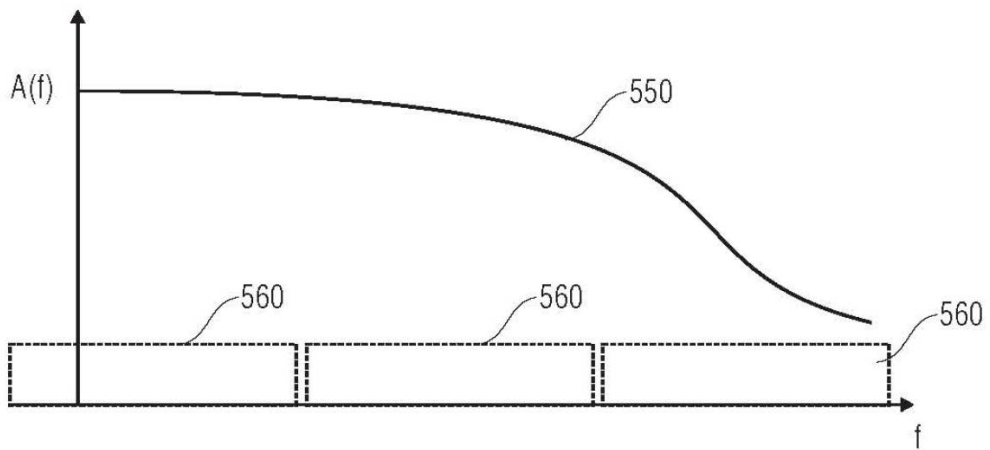


FIG 11

