(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 638 269**

(51) Int. Cl.:

H03H 17/02 (2006.01)
G10L 19/02 (2013.01)

(12) TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA T3

(96) Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **03.07.2007** **E 11160966 (5)**

(97) Fecha y número de publicación de la concesión europea: **21.06.2017** **EP 2337224**

(54) Título: **Unidad de filtro y procedimiento de generación de respuestas al impulso de filtro de subbanda**

(30) Prioridad:

04.07.2006 SE 0601462
05.07.2006 US 806607 P

(45) Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
19.10.2017

(73) Titular/es:

DOLBY INTERNATIONAL AB (100.0%)
Apollo Building, 3E Herikerbergweg 1-13
1101 CN Amsterdam Zuidoost, NL

(72) Inventor/es:

VILLEMOES, LARS

(74) Agente/Representante:

SALVA FERRER, Joan

ES 2 638 269 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

Unidad de filtro y procedimiento de generación de respuestas al impulso de filtro de subbanda

CAMPO TÉCNICO

[001] La presente invención se refiere a un compresor de filtro en el dominio de subbanda que algunas veces también se denomina dominio QMF (QMF = Banco de filtros espejo en cuadratura), que puede, por ejemplo, emplearse en el campo de las aplicaciones de audio tales como el filtrado de funciones de transferencia relacionadas con la cabeza (HRTF) para una experiencia de sonido multi-canal mediante auriculares.

ANTECEDENTES

[002] El reciente desarrollo en las técnicas de conversión de filtro ha permitido una representación de QMF muy eficiente de un filtro de dominio temporal. En general, cualquier filtro FIR (FIR = Respuesta finita al impulso) en el dominio temporal puede convertirse en un conjunto de filtros complejos cada uno correspondiente a una subbanda específica en el QMF. Por lo tanto, el filtrado puede tener lugar en el dominio QMF complejo, similarmente a como el filtrado puede realizarse usando FFT (FFT = Transformación rápida de Fourier). Incluso así, la complejidad computacional de la representación del dominio QMF y la implementación del filtrado pueden ser sustanciales, por ejemplo en el caso de filtros que tienen una larga respuesta al impulso en el dominio temporal.

[003] Además, el reciente desarrollo en la codificación de audio ha puesto a disposición la capacidad de recrear una representación multi-canal de una señal de audio basándose en una señal estéreo (o mono) y datos de control correspondientes. Estos procedimientos se diferencian sustancialmente de la antigua solución basada en matriz tal como Dolby Prologic®, ya que se transmiten datos de control adicionales para controlar la re-creación, también denominada mezcla ascendente, de los canales envolventes basándose en los canales de mono o estéreo transmitidos.

[004] Por lo tanto, un decodificador de audio multi-canal paramétrico tal, por ejemplo MPEG Surround, reconstruye N canales basándose en los M canales transmitidos, siendo N y M números enteros posibles, en los que N > M, y los datos de control adicionales. Los datos de control adicionales representan una significativa tasa de datos más baja que transmitir todos los N canales, haciendo la codificación muy eficiente mientras que al mismo tiempo se asegura la compatibilidad con tanto dispositivos de M canales como dispositivos de N canales.

[005] Estos procedimientos de codificación envolvente paramétrica normalmente comprenden una parametrización de la señal envolvente basada en IID (Diferencia de intensidad entre canales) e ICC (Coherencia entre canales). Estos parámetros describen relaciones de potencia y la correlación entre pares de canales en el proceso de mezcla ascendente. Parámetros adicionales también usados en el estado de la técnica comprenden parámetros de predicción usados para predecir canales intermedios o de salida durante el procedimiento de mezcla ascendente.

[006] Otros desarrollos en la codificación de audio han proporcionado medios para obtener una impresión de señal multi-canal con respecto a los auriculares estéreo. Esto se hace comúnmente mezclando de forma descendente una señal multi-canal con respecto a estéreo usando la señal multi-canal original y los denominados filtros HRTF (Funciones de transferencia relacionadas con la cabeza). Se ha mostrado en el estado de la técnica que el decodificador de audio multi-canal paramétrico puede combinarse con un algoritmo de mezcla descendente binaural que hace posible convertir una señal multi-canal mediante los auriculares sin la necesidad de primero volver a crear la señal multi-canal de la señal de mezcla descendente transmitida, y posteriormente mezclarla de forma descendente otra vez por medio de los filtros HRTF. Esto se lleva a cabo combinando los filtros HRTF en cuatro filtros en función de la representación multi-canal paramétrica. Como consecuencia, los cuatro filtros describen en función de la representación multi-canal paramétrica cómo la señal estéreo (dos canales) usada como una entrada para la representación multi-canal se combinará o mezclará para lograr las señales de salida binaurales o estéreo resultantes (dos canales). Así, cada uno de los cuatro filtros se refiere a una de las dos señales de entrada con respecto a las dos señales de salida. Sin embargo, los filtros de HRTF pueden ser bastante largos con el fin de modelar bien características espaciales, y por tanto la complejidad computacional de filtrar los cuatro filtros HRTF en el dominio QMF puede llegar a ser significativa.

[007] El documento EP 1 047 047 A2 se refiere a un procedimiento de codificación y decodificación de señales de audio y un aparato y un medio de grabación. Una señal de entrada se transforma desde un dominio de tiempo a un dominio de frecuencia, y los coeficientes del dominio de frecuencia se dividen en segmentos de coeficiente. La secuencia de segmentos de coeficiente se divide en subbandas, cada una de las cuales consiste de segmentos de coeficiente plurales. Los segmentos de coeficiente se clasifican en una parte de clasificación de segmentos de coeficiente y los segmentos clasificados se aplanan/combinan, donde la parte aplanada comprende un elemento de restauración de banda de frecuencia, un elemento de división de subbanda, un elemento de cálculo de valor representativo de subbanda y, entre otros, un elemento de codificación de valor representativo de subbanda. El elemento de cálculo de avlor representativo de subbanda calcula un valor representativo que puede ser el máximo de

unos valores absolutos de los coeficientes en la subbanda o la raíz cuadrada de un promedio de aquellas potencias de los coeficientes en la subbanda que son mayores que cero. El valor representativo calculado se cuantifica y si el índice de cuantificación es cero, no se codifica ningún valor representativo.

[008] Un objeto de la presente invención es proporcionar una unidad de filtro mejorada y un procedimiento mejorado para generar respuestas al impulso de filtro de subbanda.

[009] Este objeto se consigue mediante una unidad de filtro de acuerdo con la reivindicación 1, un procedimiento para generar respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas de acuerdo con la reivindicación 13 y un programa de ordenador de acuerdo con la reivindicación 14.

[0010] De acuerdo con una realización de la presente invención, un compresor de filtro, para generar respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas a partir de respuestas al impulso de filtro de subbanda correspondiente a subbandas, el cual comprende valores de respuesta al impulso de filtro en las derivaciones de filtro, comprende un procesador para examinar los valores de respuesta al impulso de filtro desde al menos dos respuestas al impulso de filtro de subbanda para hallar valores de respuesta al impulso de filtro que tengan valores superiores, y al menos un valor de respuesta al impulso de filtro que tenga un valor que es inferior a los valores más altos, y un creador de respuesta al impulso de filtro para construir las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas utilizando los valores de respuestas al impulso de filtro que tienen los valores superiores, en donde las respuestas al impulso de filtro de subbanda no incluye valores de respuesta al impulso de filtro correspondiente a las derivaciones de filtro del al menos un valor de respuesta al impulso de filtro que tiene el valor más bajo o valores valuados en cero correspondientes a derivaciones de filtro del al menos un valor de respuesta al impulso de filtro que tiene el valor más bajo.

[0011] Otra realización de la presente invención se refiere a un método para producir respuestas al impulso de subbanda comprimida a partir de respuestas de filtro de subbanda de entrada correspondientes a subbandas, las cuales comprenden valores de respuesta al impuso de filtro en las derivaciones de filtro que comprende examinar los valores de respuesta al impulso de filtro de al menos dos respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada para hallar valores de respuesta al impulso de filtro que tenga valores más altos, y al menos un valor de respuesta al impulso de filtro que tengan un valor que es inferior al de los valores superiores, y que construyan respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimida que utiliza los valores de respuesta al impulso de filtro que tiene los valores más altos, donde las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimida no incluye valores de respuesta al impulso de filtro correspondiente a las derivaciones de filtro del al menos un valor de respuesta al impulso de filtro que tiene el valor más bajo o los valores de valor cero correspondientes a las derivaciones de filtro del al menos una respuesta al impulso de filtro que tiene el valor más bajos.

[0012] Una realización de un medio de almacenamiento leíble por ordenador comprende una pluralidad de conjuntos de respuestas al impulso de filtro de subbanda almacenados en el mismo, cada conjunto de respuestas al impulso de filtro de subbanda aproximan juntas un filtro relacionado con una función de transferencia relativa a la cabeza del dominio temporal, en donde una respuesta al impulso de filtro del filtro relacionado con la función de transferencia relativa a la cabeza del dominio temporal es más grande que la suma de las longitudes de las respuestas al impulso de filtro de subbanda del conjunto respectivo de respuestas al impulso de filtro de subbanda, o en donde una respuesta al impulso de filtro del filtro relacionado con la función de transferencia relativa a la cabeza del dominio temporal es más grande que la suma de las longitudes de los valores de respuesta al impulso de filtro complejo-valuado de las respuestas al impulso de filtro de subbanda del respectivo conjunto de respuestas al impulso de filtro de subbanda, cuando los valores de respuesta al impulso de filtro son valores complejos.

[0013] Algunas realizaciones de la presente invención pueden llegar a ser favorables cuando llegan a equilibrar la eficiencia computacional por una parte y la calidad por otra parte. Las realizaciones ofrecen ambos, una reducción significativa de la complejidad computacional y una excelente aproximación de un filtro representada por las respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada. El examen (con el tiempo que comprende seleccionar o determinar) y la construcción de las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas usando los valores de respuesta al impulso de filtro seleccionados (o determinados) pueden lograr ambos, la reducción de la complejidad computacional y la excelente aproximación en algunas realizaciones y/o aplicaciones, que pueden conducir a una experiencia de audición (casi) audiblemente indistinguible. En algunas realizaciones esto se logra encontrando, seleccionando o determinando valores de respuesta al impulso de filtro de respuestas al impulso de filtro de entrada que tienen valores más altos, mientras que al menos un valor de respuesta al impulso de filtro no se selecciona o determina, que tiene un valor que es más bajo que los valores más altos. Usando los valores de respuesta al impulso de filtro seleccionados o determinados o los valores de respuesta al impulso de filtro que tienen más altos los valores más altos, se construye o fabrica una respuesta al impulso de filtro comprimida que tiene valores de respuesta al impulso de filtro comprimida. Dependiendo de la implementación, el valor de respuesta al impulso de filtro no seleccionado o no determinado o el valor de respuesta al impulso de filtro que tiene un valor más bajo que los valores más altos se establece a cero o se ignora. En otras palabras, los valores de respuesta al impulso de filtro pueden comprender un patrón de valores de respuesta al impulso de filtro ignorados, establecidos a cero o modificados de otro modo.

[0014] Además, algunas realizaciones pueden ofrecer un amplio intervalo de reducciones alcanzables de la complejidad computacional influyendo en la selección de valores de respuesta al impulso de filtro basándose en qué respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas se construyen. Como consecuencia, algunas realizaciones de la presente invención ofrecen una enorme flexibilidad en equilibrar la adaptación alcanzable de complejidad computacional por una parte y calidad de la aproximación por otra parte.

[0015] Algunas realizaciones de la presente invención pueden, por tanto, aplicarse especialmente en el campo del audio u otras aplicaciones que implican filtros que tienen una respuesta al impulso comparablemente larga (finita) en el dominio temporal. Como se explicará después, convirtiendo el filtro o elemento de filtro del dominio temporal en el dominio de subbanda (complejo), los cálculos pueden llevarse a cabo en paralelo a medida que las respuestas al impulso de los filtros de subbanda individuales son significativamente más cortas en comparación con la respuesta al impulso de filtro en el dominio temporal.

[0016] Sin embargo, la complejidad temporal global no solo puede ser reducida por una transición pura del dominio temporal en el dominio de subbanda (complejo) solo. Por ejemplo, para filtros que tienen una respuesta al impulso comparablemente larga, tales como filtros HRTF, incluso los filtros de subbanda individuales normalmente tienen una respuesta finita al impulso larga, que es muy en líneas generales del orden de la respuesta finita al impulso del filtro correspondiente en el dominio temporal dividida entre el número de subbandas individuales. Por lo tanto, dependiendo de la potencia computacional disponible en ciertas aplicaciones, la complejidad temporal global o incluso la complejidad temporal referente a un filtro de subbanda individual puede ser sustancial.

[0017] Adicionalmente, o alternativamente, también puede implementarse una determinación basada en nivel de la respuesta al impulso de filtro en una realización de un compresor de filtro. En un caso tal, el compresor de filtro puede adaptarse de forma que al menos un valor de respuesta al impulso de filtro pueda establecerse a cero o ignorarse, cuando el valor (por ejemplo el valor absoluto) de la respuesta al impulso de filtro esté por debajo de un umbral. En algunos campos de aplicaciones, uno o más valores de respuesta al impulso de filtro pueden estar próximos a un nivel de solape de un banco de filtros correspondiente a la respuesta al impulso de filtro de subbanda de entrada. Cuando el valor del valor de respuesta al impulso de filtro es próximo al nivel de solape de un banco de filtros correspondiente tal, dejan de establecerse a cero ciertas derivaciones de manera que los coeficientes de filtro correspondientes o los valores de respuesta al impulso de filtro puedan establecerse con seguridad a cero. Como consecuencia, no se requiere una implementación de un filtro basado en una respuesta al impulso de filtro comprimida tal para realizar una multiplicación-suma para coeficientes o valores de respuesta al impulso de valor cero.

[0018] En este contexto, un nivel de solape de un banco de filtros es una característica inherente de muchos bancos de filtros. Un nivel de solape tal de un banco de filtros puede resultar de un puro procesamiento de la señal, por ejemplo en el marco de una aplicación de SBR. Como cada derivación de filtro o valor de respuesta al impulso de filtro contribuye a la señal saliente, cuanto más pequeñas sean las (por ejemplo un valor absoluto de) pestañas, más pequeño será el resultado o la contribución de las derivaciones respectivas en términos de la salida del banco de filtros. Por lo tanto, puede ocurrir que pequeñas derivaciones tengan una contribución tan pequeña a la salida del banco de filtros que su contribución esté en el intervalo o sea del orden del nivel de solape del banco de filtros respectivo. En este caso, en muchos casos puede tolerarse una distorsión adicional introducida estableciendo las derivaciones correspondientes a cero, ya que no se introducirán distorsiones audibles adicionales. En muchos casos, intervalos típicos del nivel de solape están en el intervalo de y por debajo de -30 dB, -40 dB, -50 dB, -60 dB y -70 dB en comparación con una señal pico.

[0019] Por ejemplo, en el caso de filtros HRTF, después de convertir los filtros HRTF de dominio temporal en una representación QMF compleja, algunos de los mosaicos de tiempo-frecuencia en la representación QMF compleja pueden tener valores absolutos bajos (al nivel de solape del banco de filtros envolvente MPEG). Estas entradas en la representación QMF compleja de los filtros HRTF puede entonces establecerse a cero. Esto permite una reducción de la complejidad para implementar filtros HRTF largos con respuesta espacial incluida en la representación QMF compleja. Por tanto, con el fin de lograr una binauralización a una complejidad reducida, mientras que se mantienen efectos espaciales realistas, un convertidor de filtro puede ir seguido de un proceso de reducción de filtros en forma de una realización de un compresor de filtro. La etapa de reducción de filtros tiene como objetivo simplificar los filtros HRTF de forma que los filtros HRTF de subbandas comprendan al menos algunos o incluso un número de ceros sustancial. Como están activos menos coeficientes, así puede lograrse una reducción significativa en la complejidad temporal.

[0020] Por lo tanto, una realización de un compresor de filtro, un conjunto de respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas fabricadas proporcionadas por una realización del procedimiento para la fabricación de las mismas y una realización de un medio de almacenamiento legible por ordenador que comprende una pluralidad de respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas pueden ser capaces de reducir significativamente la complejidad temporal individual para cada filtro de subbanda, además de la complejidad temporal global referente a todos los filtros de subbanda.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

[0021] 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 que:

La Fig. 1 ilustra una interacción de un convertidor de filtro y una realización de un compresor según la presente invención;

la Fig. 2 ilustra un escenario de caso de uso para la presente invención;

la Fig. 3 ilustra una realización del compresor de filtro según la presente invención;

la Fig. 4 ilustra otra realización del compresor de filtro según la presente invención;

la Fig. 5 ilustra otra realización del compresor de filtro según la presente invención que opera múltiples filtros simultáneamente;

la Fig. 6 ilustra una realización de la presente invención usada en el contexto de filtro HRTF;

la Fig. 7 ilustra una posible solución para un filtro adaptable;

la Fig. 8 ilustra una posible solución para un componente clave de un convertidor de filtro;

la Fig. 9 ilustra una posible solución de un banco de filtros de análisis (complejo);

la Fig. 10 ilustra una posible solución de un banco de filtros de subbanda adaptable;

la Fig. 11 ilustra una primera posible solución de un banco de filtros de síntesis (complejo);

la Fig. 12 ilustra una segunda posible solución para un banco de filtros de síntesis (complejo);

la Fig. 13 ilustra otra realización de un compresor de filtro según la presente invención;

las Figs. 14a a 14c ilustran un blanqueamiento espectral como se emplea en una realización de un compresor de filtro según la presente invención; y

la Fig. 15 ilustra una realización de un compresor de filtro según la presente invención que opera en un filtro múltiple simultáneamente.

DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LAS REALIZACIONES

[0022] Las realizaciones descritas a continuación son simplemente ilustrativas de los principios de la presente invención para una eficiente representación de filtros. Se entiende que modificaciones y variaciones de las disposiciones y los detalles descritos en el presente documento serán evidentes para otros expertos en la materia. Tiene la intención, por tanto, de estar limitada solo por el alcance de las reivindicaciones de patente inminentes y no por los detalles específicos presentados a modo de descripción y explicación de las realizaciones en el presente documento.

[0023] Antes de describir la realización de la presente invención en más detalle, componentes adicionales y aplicaciones de realizaciones, debe observarse que objetos, estructuras y componentes con las mismas propiedades funcionales o similares se indican con los mismos signos de referencia. A menos que se indique explícitamente de otro modo, puede intercambiarse la descripción con respecto a objetos, estructuras y componentes con propiedades funcionales y características similares o iguales con respecto los unos a los otros. Además, a continuación se usarán signos de referencia resumen para objetos, estructuras y componentes, que son idénticos o similares en una realización, o aparecen en diferentes estructuras mostradas en una de las figuras, a menos que se traten propiedades o características del objeto específico, estructura o componente. Usando signos de referencia resumen se permite así una descripción más compacta y más clara de las realizaciones de la presente invención y se subraya la posibilidad de un intercambio de características y descripciones entre diferentes realizaciones.

[0024] Además, debe observarse que en las siguientes realizaciones mostradas en las figuras se describen igualmente las realizaciones correspondientes de los procedimientos. Las realizaciones mostradas en las figuras, por tanto, no solo ilustran las realizaciones correspondientes de, por ejemplo, un compresor de filtro, sino que también representan un diagrama de flujo de las realizaciones correspondientes de los procedimientos correspondientes. Como se explica resumidamente a continuación, una realización tal de un procedimiento puede implementarse en hardware o en software.

[0025] En la Fig. 1 se explica resumidamente una realización de la presente invención junto con una posible aplicación. Para ser más precisos, la Fig. 1 muestra un convertidor de filtro **101** que está conectado a una realización de un compresor de filtro **102**. El convertidor de filtro **101** se describirá en más detalle después. Las realizaciones de un convertidor de filtro **101** están provistas de una señal de entrada que comprende información referente a una respuesta finita al impulso *h(n)* de un filtro o un elemento de filtro en el dominio temporal. El índice *n* es en este contexto un número entero que indica diferentes valores o muestras de la respuesta finita al impulso (FIR), en la que *h(n)* es un número de valor real.

[0026] La respuesta finita al impulso de un filtro de dominio temporal *h(n)* es una respuesta de un filtro o elemento de filtro en el dominio temporal tras una excitación en forma de un impulso único que tiene una amplitud definida. En principio, el comportamiento completo del elemento de filtro en el dominio temporal está comprendido en la respuesta finita al impulso del filtro. En el caso de un sistema digital, la respuesta al impulso del filtro puede determinarse o medirse aplicando una señal de entrada que tiene en un único caso en el tiempo un valor que es diferente de cero. Este valor puede ser, por ejemplo, igual a 1.

[0027] El convertidor de filtro 101 es capaz de proporcionar un conjunto de respuestas finitas al impulso *H(n,k)* que pueden usarse en el marco de un filtro adaptable, como se explicará resumidamente en el contexto de la Fig. 10. Debe observarse que en el caso de un convertidor de filtro complejo basado en un banco de filtros de análisis complejo, las respuestas finitas al impulso *H(n,k)* comprenden números de valor complejo, en la que *n* una vez más indica las diferentes muestras y $k = 0,...,(L-1)$ indica la subbanda correspondiente a la que se corresponde la respuesta finita al impulso del filtro de subbanda. Ambos, *l* y *k*, son números enteros. Además, el número de subbandas *L* también es un número entero positivo. En el caso de sistemas digitales, el número *L* de subbandas proporcionado por el convertidor de filtro **101** y después de usarse para filtrar señales de entrada de audio digital es frecuentemente una potencia de 2, por ejemplo 16, 32, 64, 128, 256, 512. En los siguientes ejemplos, el número de subbandas se elige para ser $L = 64$. Sin embargo, como se ha expuesto brevemente antes, en principio puede emplearse cada número entero positivo *L* como varias subbandas en aplicaciones, componentes y realizaciones de un compresor de filtro.

[0028] Como se ha explicado, el filtro de dominio temporal *h(n)* es la entrada en el convertidor de filtro **101** que produce una representación QMF o de subbandas compleja del filtro *H(n,k)*. En este ejemplo particular donde se usa un QMF de subbanda $L = 64$, la representación QMF compleja del filtro, para un filtro de dominio temporal de longitud K que tiene una longitud de la respuesta finita al impulso de una multiplicidad de $L = 64$, se representará por L=64 filtros complejos de longitud K/64+2.

[0029] El filtro *H(n,k)* se entra posteriormente al compresor de filtro **102**, según la presente invención, que da como salida $\hat{H}(n,k)$ como una respuesta al impulso de filtro de subbanda comprimida. La realización del compresor de filtro **102** da como salida un filtro $\hat{H}(n,k)$ que tiene un número más alto de coeficientes de valor cero que el que tiene el filtro original *H(n,k)*, y por tanto permite complejidad temporal más baja.

[0030] *Dependiendo de la realización y la aplicación, el convertidor de filtro 101 y el compresor de filtro 102 se acoplan el uno al otro mediante L conexiones, mediante cada una de los cuales se transmite una respuesta al impulso de filtro correspondiente a las diferentes subbandas (índice k = 0, ..., L-1 o k = 1, ..., L). Esta opción se indica en la Fig. 1 por la barra inclinada (/) que cruza la conexión del convertidor de filtro 101 y el compresor de filtro 102. Sin embargo, los dos componentes también pueden acoplarse el uno al otro por un menor número de conexiones o incluso por solo una única conexión, mediante las cuales se transmiten señales correspondientes o información. En aras de simplicidad, en las figuras y las realizaciones mostradas se muestra una posible conexión paralela de elementos que comprenden una conexión individual para cada subbanda, cuando corresponda. Sin embargo, siempre que se transmiten señales o información referente a subbandas, por ejemplo como se ilustra por las variables que indican la misma (por ejemplo H(n,k)), puede implementarse cualquier conexión.*

[0031] *Como se explicará en más detalle después, la realización del compresor de filtro 102 también da como salida un conjunto de o una pluralidad de respuestas al impulso de filtro para un número respectivo de filtros de subbanda comprendidos, por ejemplo, en un banco de filtros de subbanda. Ambas, las respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada H(n,k) y las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas $\hat{H}(n,k)$, son ambos números de valor complejo dispuestos en una matriz bidimensional que está marcada por n relacionado con el tiempo y k relacionado con la subbanda, como se ha explicado previamente.*

[0032] *Sin embargo, más detalles referentes a diferentes realizaciones de un compresor de filtro 102 se expondrán brevemente después. Además, la relación entre las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas $\hat{H}(n,k)$ y las respuestas de filtro de subbanda de entrada H(n,k) también se explicará para diferentes realizaciones de un compresor de filtro 102 después. Es importante tener en cuenta que, en principio, los dos conjuntos respectivos de pluralidades de respuestas al impulso de filtro H(n,k) y $\hat{H}(n,k)$ pueden diferenciarse en más formas que en solo con respecto al número de coeficientes de valor cero, como se explicará resumidamente pronto.*

[0033] *En la Fig. 2, se explica resumidamente un escenario de caso de uso general para la presente invención. Aquí, el filtro de dominio temporal h(n) es otra vez la entrada al convertidor de filtro 101 que produce una representación QMF compleja del filtro H(n,k), el filtro QMF complejo H(n,k) es la entrada a una realización de un compresor de filtro*

102, que da como salida el filtro QMF complejo reducido o comprimido $\hat{H}(n,k)$, como se ha explicado previamente.

[0034] *Aparte de un convertidor de filtro 101, que está provisto de la respuesta al impulso de valor real de un filtro en el dominio temporal h(n) y la realización de un compresor de filtro 102, que ambos se explicaron en el contexto de la Fig. 1, el escenario de caso de uso mostrado en la Fig. 2 comprende además un banco de filtros de análisis QMF 203, que también se denomina un banco de filtros de análisis complejo. El banco de filtros de análisis QMF 203 está provisto de una señal de entrada x(n) que puede, por ejemplo, ser una señal de audio digital. El dominio de filtro de análisis QMF 203 proporciona en una salida una representación QMF compleja X(n,k) de la señal de entrada x(n). Como se ha explicado en el contexto de la Fig. 1, los números enteros n y k se refieren al índice de muestra o de tiempo y el índice de subbanda, respectivamente. Una posible solución para un banco de filtros de análisis QMF 203 se explicará en más detalle en el contexto de la Fig. 9.*

[0035] *La representación QMF compleja X(n,k) de la señal de entrada x(n) se proporciona posteriormente a una etapa de filtro 201 que opera en el dominio de subbanda. La etapa de filtro o el filtro de subbanda 201 es un banco de filtros de subbanda ajustable, que comprende una pluralidad de L filtros intermedios que se acoplan a la salida de la realización de un compresor de filtro 102. Mediante la realización del compresor de filtro 102, los filtros intermedios del banco de filtros de subbanda 201 se proveen de las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas $\hat{H}(n,k)$ que se usan para filtrar la representación QMF (de valor complejo) X(n,k).*

[0036] *En principio, como también se explicará después, la representación QMF compleja X(n,k) puede filtrarse calculando la convolución de la representación QMF compleja X(n,k) y la respuesta al impulso de filtro $\hat{H}(n,k)$ respectiva proporcionada por la realización del compresor de filtro 102 para cada subbanda identificada por el índice de subbanda k.*

[0037] *La señal de filtro proporcionada por el banco de filtros de subbanda 201 en el dominio QMF complejo se proporciona entonces a un banco de filtros de síntesis QMF o banco de filtros de síntesis complejo, que finalmente sintetiza la señal de salida (de valor real) y(n). Una posible solución para un banco de filtros de síntesis QMF 202 o un banco de filtros de síntesis complejo se tratará en el marco de las Figs. 11 y 12.*

[0038] *En otras palabras, en paralelo al convertidor de filtro 101 y la realización del compresor de filtro 102, como se muestra en la Fig. 1, la señal x(n) es la entrada a un módulo de análisis QMF 203 que da como salida X(n,k), es decir, una representación QMF compleja de la señal de entrada. La señal se filtra posteriormente 201 en el dominio QMF usando la salida de filtro QMF complejo por el compresor de filtro 102, y la señal filtrada se sintetiza finalmente al dominio temporal por el banco de filtros de síntesis QMF 202 que produce la señal filtrada de salida y(n).*

[0039] *En la Fig. 3 se da una vista más detallada de la realización del compresor de filtro 102. Otra vez, el filtro de dominio temporal h(n) como la respuesta al impulso de entrada en el dominio temporal es la entrada al convertidor de filtro 101. La respuesta al impulso de dominio temporal del filtro se presenta por 301. Como se ha explicado antes, después del convertidor de filtro, el filtro de dominio temporal se transfiere al dominio de subbanda y se representa por H(n,k). Una representación de tiempo/frecuencia de valor absoluto de la respuesta de filtro se da por 302.*

[0040] *La realización del compresor de filtro 102 mostrada en la Fig. 3 comprende un módulo de representación en valor absoluto 303, que está conectado a la entrada de la realización del compresor de filtro 102. La realización del compresor de filtro 102 comprende además un generador de máscara 304, que se acopla a una salida del módulo de representación en valor absoluto 303. Una calculadora de filtro 305 también está comprendida en la realización del compresor de filtro 102, que está conectada a ambas, la entrada de la realización del compresor de filtro 102 y una salida del generador de máscara 304. La calculadora de filtro 305 comprende una salida, que también representa una salida de la realización del compresor de filtro 102.*

[0041] *El filtro QMF complejo o filtro de entrada de subbanda H(n,k) es la entrada a la realización del compresor de filtro 102, que comprende el módulo de representación en valor absoluto 303, el generador de máscara de filtro 304 y la calculadora de filtro 305. El módulo de representación en valor absoluto 303 crea una representación de tiempo/frecuencia en valor absoluto de los filtros, como se ejemplifica por la figura parcial 302. Esto puede, por ejemplo, ser una representación logarítmica de los valores absolutos de los coeficientes de filtro en el dominio QMF, como se explicará resumidamente después. El generador de máscara de filtro 304 selecciona o determina en una realización los coeficientes (n,k) que tienen los mayores valores en la representación en valor absoluto del filtro en el dominio QMF basándose en la información proporcionada por el módulo de representación en valor absoluto 302. El generador de máscara de filtro 304 determina o selecciona un número ajustable, programable, fijo o predeterminado de coeficientes que depende de la cantidad de compresión de filtro que se desea. Un número más bajo de coeficientes de filtro seleccionados da una reducción más alta de la complejidad. Ejemplos y más detalles se explicarán en el transcurso adicional de la solicitud. En muchos casos en el marco de la presente descripción, las palabras determinar, seleccionar, decidir, establecer y encontrar pueden, por lo tanto, usarse sinónimamente. En muchos casos, los valores de respuesta al impulso de filtro que se determinan o seleccionan son valores de respuesta al impulso de filtro tales que tienen (o comprenden) valores más altos en comparación con valores de respuesta al impulso de filtro que tienen valores más bajos que los valores más altos. También se denomina que estos valores de respuesta al impulso de filtro de valor más bajo no están seleccionados o determinados.*

[0042] *Como se ha expuesto brevemente anteriormente, alternativamente o adicionalmente, la reducción de la complejidad también puede lograrse basándose en examinar las derivaciones de filtro o valores de respuesta al impulso de filtro en comparación con el denominado nivel de solape del banco de filtros correspondiente a la respuesta al impulso de filtro como se proporciona a una realización de un compresor de filtro. Si ciertas derivaciones de los valores de respuesta al impulso de filtro en el dominio QMF están próximas al nivel de solape del banco de filtros, estas derivaciones de filtro pueden establecerse con seguridad a cero o tratarse de otro modo para reducir la complejidad temporal. Estas derivaciones de filtro pueden entonces ignorarse con seguridad en el caso de que una implementación de un filtro ya que no se requiere que se incluyan coeficientes de valor cero en el marco de una multiplicación-suma en una implementación de un filtro tal. Por ejemplo, después de convertir los filtros HRTF de dominio temporal en una representación QMF compleja, algunos de los mosaicos de tiempo-frecuencia en la representación QMF compleja pueden tener bajos valores absolutos al nivel de solape del banco de filtros envolvente MPEG correspondiente. Estas entradas en la representación QMF compleja de los filtros HRTF pueden entonces establecerse a cero, que permite una reducción de la complejidad para implementar filtros HRTF largos con respuesta espacial incluida.*

[0043] *El generador de máscara de filtro crea, basándose en la información proporcionada por el módulo de representación en valor absoluto 302, una máscara de filtro M(n,k) y da como salida la máscara de filtro seleccionada M(n,k), que indica los coeficientes de filtro seleccionados de H(n,k) a la calculadora de filtro 305. La calculadora de filtro 305 produce un nuevo filtro comprimido $\hat{H}(n,k)$ a partir del filtro original H(n,k) en el dominio QMF que comprende los coeficientes de filtro seleccionados. Más detalles sobre diferentes posibilidades referentes a las implementaciones se darán más adelante.*

[0044] *La Fig. 4 muestra otra realización de un compresor de filtro 102, que tiene la misma estructura básica que la realización del compresor de filtro 102 mostrado en la Fig. 3. Para ser más precisos, la realización del compresor de filtro 102 mostrado en la Fig. 4 también comprende un módulo de representación en valor absoluto 303 que está, por una parte, conectado a una entrada de la realización del compresor de filtro 102 y, por otra parte, mediante una salida del módulo de representación en valor absoluto 303, a un generador de máscara 304. La realización del compresor de filtro 102 en la Fig. 4 también comprende una calculadora de filtro 305, que también está conectada a la entrada del compresor de filtro y a una salida del generador de máscara 304. Una salida de la calculadora de filtro 305 representa una vez más una salida de la realización del compresor de filtro 102 mostrada en la Fig. 4.*

[0045] *Sin embargo, en comparación con la realización de un compresor de filtro 102 mostrado en la Fig. 3, el módulo de representación en valor absoluto 303, además de la calculadora de filtro 305, se muestran en más detalle en el caso de la realización mostrada en la Fig. 4 y se explicarán en más detalle junto con implementaciones alternativas o adicionales en las siguientes secciones de la presente solicitud de patente.*

[0046] *El módulo de representación en valor absoluto 303 comprende un módulo de función algorítmica en valor absoluto 401, que está conectado en serie con un módulo de blanqueamiento 402 entre la entrada y la salida del módulo de representación en valor absoluto 303. El módulo de calculadora de filtro 305 comprende un módulo de decimador de filtro 403, que está conectado en serie con una calculadora de ganancia 404. Ambos, el módulo de decimador de filtro 403 y la calculadora de ganancia 404, están conectados en serie entre la entrada y la salida del módulo de calculadora de filtro 305. Dependiendo de la implementación concreta, la información referente a la máscara como se proporciona por el generador de máscara 304 se proporcionará al módulo de decimador de filtro 403 y opcionalmente también al módulo de calculadora de ganancia 404, como se indica en la Fig. 4. Sin embargo, también dependiendo de la implementación concreta del módulo de calculadora de filtro 305, el módulo de calculadora de ganancia 404 puede opcionalmente proveerse de las respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada H(n,k), como se proporcionan a la realización del compresor de filtro 102 mediante la conexión opcional entre el módulo de calculadora de ganancia 404 y la entrada del módulo de calculadora de filtro 305, como se indica por la línea discontinua en la Fig. 4*

[0047] *Antes de tratar los módulos individuales de las realizaciones del compresor de filtro 102 mostrado en la Fig. 4 en más detalle, se dará una visión general de la funcionalidad de la realización del compresor de filtro 102 como se muestra en la Fig. 4.*

[0048] *En la Fig. 4, se explica resumidamente la diferente realización del compresor de filtro 102 según la presente invención. Aquí, el módulo de representación en valor absoluto 303 comprende la función en valores absolutos y logarítmica 401, y un módulo de blanqueamiento 402 que realiza un blanqueamiento espectral de la representación en valor absoluto suministrada por el módulo de función en valores absolutos y logarítmica 401. El generador de máscara de filtro 304 es el mismo que antes, y da como salida el filtro máscara M(n,k) al módulo de calculadora de filtro 305. Éste comprende el módulo de decimador de filtro 403 que mantiene los coeficientes seleccionados del filtro H(n,k) y establece los otros coeficientes a cero en esta realización, y el módulo de calculadora de ganancia 404, que ajusta la ganancia del filtro de manera que la ganancia del filtro comprimido $\hat{H}(n,k)$ sea la misma que la del filtro original H(n,k).*

[0049] *A partir del módulo de representación en valor absoluto 303, el módulo de función en valor absoluto y*

algorítmica 401 se provee de la respuesta al impulso de filtro de subbanda de entrada H(n,k) y calcula una representación de evaluación A(n,k) de las respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada H(n,k), en la que una vez más n indica la muestra o índice dentro de una respuesta al impulso de filtro de subbanda individual, mientras que k= 0,..., (L-1) representa el índice de las subbandas. La representación de evaluación A(n,k) como se calcula en la realización del compresor de filtro 102 por la función en valor absoluto y logarítmica 401 se lleva a cabo basándose en la siguiente ecuación

$$A(n,k) = 20\log_{10}\left|H(n,k)\right| \quad . \qquad (1)$$

[0050] *La representación de evaluación A(n,k) como se indica por la ecuación (1) refleja una distribución de volumen con respecto al oído humano sin tener en cuenta las características acústicas específicas del oído humano.*

[0051] *Sin embargo, también pueden implementarse diferentes representaciones de evaluación A(n,k) en el marco del módulo de representación en valor absoluto 303. Como un ejemplo, en la realización mostrada en la Fig. 3, la representación de evaluación A(n,k) como se proporciona por el módulo de representación en valor absoluto 303 con respecto al generador de máscara* **304** puede, por ejemplo, basarse en la ecuación

$$A(n,k) = \left|H(n,k)\right|^{s} \quad , \qquad (2)$$

en la que *s* es un número real de valor no cero y |...| indica el valor absoluto de una expresión. En algunas realizaciones, *s* es un número entero de valor no cero. Mientras que la representación de evaluación *A(n,k)* según la ecuación (1) se basa en una escala de decibelios basada en la energía, la representación de evaluación según la ecuación (2) se corresponde con una energía en el caso del número entero *s = 2*. Sin embargo, también pueden emplearse otros números enteros *s,* por ejemplo *s = 1*, en el cálculo de la representación de evaluación *A(n,k).* Además, pueden emplearse formas adicionales de calcular la representación de evaluación, por ejemplo, implementando modelos psico-acústicos. Es importante tener en cuenta que en la realización mostrada en la Fig. 4, además de en la realización mostrada en la Fig. 3, el convertidor de filtro 101 crea, basándose en la respuesta al impulso de dominio temporal de valor real h*(n)*, una respuesta al impulso de filtro de subbanda de entrada de valor complejo *H(n,k)* de manera que, por motivos matemáticos, para ser capaz de comparar diferentes valores de respuesta al impulso de la respuesta al impulso de filtro de subbanda de entrada *H(n,k)* correspondiente, es aconsejable aplicar una medida matemática a las respuestas de filtro de subbanda de entrada. En el caso de las realizaciones mostradas en las Fig. 3 y 4 a propósito de las ecuaciones (1), (2), esta medida matemática es el valor absoluto como se indica por |...|. Sin embargo, en principio, también pueden aplicarse otras medidas matemáticas, tales como tomar la parte real, tomar la parte imaginaria, tomar el ángulo del número complejo correspondiente con respecto a la dirección positiva de los números de valor real en el plano de los números complejos. En otras palabras, aunque en el marco de las ecuaciones (1), (2) los valores complejos de las respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada *H(n,k)* se transfieren al conjunto de valor real de números calculando el valor absoluto, también pueden utilizarse otras medidas matemáticas como se ha explicado anteriormente, dependiendo de los requisitos de implementación concretos.

[0052] La *figura* parcial **302** en la Fig. 3 que representa esquemáticamente la representación de evaluación *A(n,k)* puede entenderse como una representación tridimensional de la representación de evaluación *A(n,k)* en función de los dos índices *k, n* en el plano mostrado en la Fig. 3, mientras que los valores de la representación de evaluación *A(n,k)* se representan perpendiculares al plano n-k de la figura parcial **302**. En otras palabras, la figura parcial **302** muestra una representación esquemática de la representación de evaluación de la representación de tiempo/frecuencia en valor absoluto del filtro *A(n,k)* en función del índice de muestra o índice de tiempo *n* y el índice de subbanda *k.* El índice de tiempo o índice de muestra *n* puede diferenciarse del índice *n* de la respuesta al impulso de dominio temporal *h(n)*, por ejemplo, por un factor de *L* (número de subbandas). Como se explicará en el contexto de las Fig. 9, 11 y 12, el convertidor de filtro **101** puede comprender un banco de filtros de análisis de módulo complejo, que a su vez puede comprender uno o más muestreadores descendentes, que reducen el número de muestras por un factor que puede, por ejemplo, ser el número de subbandas *L*. Sin embargo, como estos muestreadores descendentes son componentes opcionales, el índice *n* puede tanto referirse a un índice de tiempo o al índice de muestra comparable al índice *n* de la respuesta al impulso de dominio temporal *H(n),* como pueden corresponderse con un índice de tiempo muestreado de forma descendente o índice de muestra que se diferencia del índice de tiempo o de muestra *n* de la respuesta al impulso de dominio temporal *H(n)*, por ejemplo, por un factor de *L.*

[0053] A continuación se expondrán brevemente más detalles sobre el módulo de blanqueamiento **402**. El fin del módulo de blanqueamiento enseñado por la presente invención es permitir una *ponderación* perceptual de filtros antes de la generación de máscara con el fin de evitar la situación donde derivaciones de filtro perceptualmente importantes se desechan, debido a que tienen un valor absoluto pequeño, en favor de otras derivaciones de filtro perceptualmente menos importantes.

[0054] En una realización de la presente invención, la representación en valor absoluto suministrada por **401** en el dominio *logarítmico* se da por

$$\mathbf{A}(n,k) = 20\log_{10}\left|\mathbf{H}(n,k)\right| \quad ,$$

como se muestra en la ecuación (1) en el caso de la realización mostrada en la Fig. 4. En la realización de la Fig. 4, el módulo de blanqueamiento **402** empieza entonces dividiendo la frecuencia en *P* intervalos perceptualmente relevantes de subbandas con puntos finales $k_0, k_1, \ldots, k_p$,

$$I(p) = \left\{k_p, \ldots, k_{p+1} - 1\right\} \quad , \qquad (3)$$

en la que $P, K_0, \ldots K_p$ son números enteros no negativos, mientras que *P* es un número entero positivo.

[0055] Para cada $p = 0, 1, \ldots, (P-1)$, la representación de valor absoluto blanqueada o representación de evaluación $A_w(n,k)$ puede entonces *definirse* restando el coeficiente de filtro máximo en el intervalo correspondiente, según

$$\mathbf{A}_W(n,k) = \mathbf{A}(n,k) - \text{máx}_{l \in I(p)} \text{máx}_n \mathbf{A}(n,l), \quad k \in I(p) \quad , \qquad (4)$$

en la que $A_w(n,k)$ es la salida de la representación de evaluación blanqueada por módulo de blanqueamiento **402**. En este contexto, debe observarse que blanqueamiento y ponderación pueden usarse sinónimamente en el marco de la presente solicitud.

[0056] Aunque el blanqueamiento espectral se explicará en más detalle en el contexto de la Fig. 14, y especialmente en vista del blanqueamiento como se describe por la ecuación (4), debe observarse que el blanqueamiento (espectral) se basa en el hallazgo de que puede ser recomendable transferir energía de partes espectrales a diferentes partes espectrales para prevenir o para minimizar la distorsión creada en el transcurso de la compresión de filtro.

[0057] Los filtros de vida real y sistemas de audio tienen muy frecuentemente una distribución de tiempo/frecuencia no uniformemente distribuida, que pueden producir las respuestas al impulso de filtro en el dominio de subbanda que tiene significativamente longitudes más grandes que comparan subbandas localizadas a frecuencias más bajas que las subbandas que están localizadas a frecuencias más altas. Además, las distribuciones de amplitud/frecuencia no uniformemente distribuidas de filtros de vida real y sistemas de audio también pueden conducir a diferentes relevancias de los filtros de subbanda individuales los unos con respecto a los otros. En otras palabras, por ejemplo, debido a un amortiguamiento más alto de los filtros de vida real y sistemas de audio a frecuencias más altas, los filtros de subbanda correspondientes a frecuencias más altas pueden ser menos importantes en comparación con los filtros de subbanda correspondientes a frecuencias más bajas. Sin embargo, para prevenir o al menos para minimizar los efectos, una compresión de filtro puede tener a la frecuencia más alta filtros de subbanda, el blanqueamiento (espectral) puede ser favorablemente implementado para prevenir en el escenario resumidamente explicado anteriormente que los filtros de subbanda sean completamente suprimidos a frecuencias más altas en el transcurso de la compresión, conduciendo a graves distorsiones de la experiencia de escucha. Por lo tanto, el blanqueamiento (espectral), también denominado ponderación, puede ser un punto crucial para los filtros de vida real y sistemas de audio.

[0058] El módulo de blanqueamiento **402**, como está comprendido en el módulo de representación en valor absoluto **303** en la realización mostrada en la Fig. 4, aplica, por tanto, un blanqueamiento espectral en el que se emplea un efecto de normalización dividiendo el intervalo de frecuencia global en bandas de frecuencia. Como se explicará en más detalle en el contexto de un banco de filtros de análisis de módulo complejo, cada subbanda se corresponde con un intervalo de frecuencia específico con una frecuencia central específica. Como consecuencia, las subbandas pueden disponerse según las frecuencias centrales. En una elección natural, el índice de subbanda k se corresponde en orden creciente con las frecuencias centrales en orden creciente.

[0059] Para implementar el blanqueamiento espectral en forma del efecto de normalización con respecto a las bandas de frecuencia mencionadas, se forman intervalos perceptualmente relevantes de subbandas o subgrupos de subbandas, que comprenden al menos una subbanda cada uno. Además, en muchas implementaciones concretas, una subbanda individual pertenece exactamente a un subgrupo en conjunto. Sin embargo, cada subgrupo de subbandas puede comprender más de una subbanda. En este caso, un subgrupo normalmente solo comprende subbandas con frecuencias centrales vecinas.

[0060] En otras palabras, si las subbandas están dispuestas según sus frecuencias centrales en un orden creciente y al mismo tiempo según un índice de subbanda creciente *k*, un subgrupo solo que comprende subbandas con frecuencias vecinas se refiere a subbandas con índices de subbanda k, que pueden disponerse de forma que una diferencia máxima entre dos índices de subbanda dispuestos sea igual a +/-l como se ha explicado en el contexto de la ecuación (3). En otras palabras, cada banda de frecuencia puede representarse por un subgrupo o un intervalo de subbandas, que es un superconjunto de las subbandas. Sin embargo, debe observarse que un subgrupo de

subbandas también pueden comprender exactamente una subbanda.

[0061] Como se ha mencionado antes, en el marco del blanqueamiento espectral, se distingue un número específico P de bandas de frecuencia, subgrupos o intervalos de subbandas. Mientras, en principio el número de subgrupos de subbandas p es un número entero, que es más pequeño que el número de subbandas L debido a la restricción de que cada subgrupo comprende al menos una subbanda y que cada subbanda pertenece exactamente a un subgrupo de subbandas. En el caso de un sistema de filtro que opera a L = 64 subbandas, un número típico P de subgrupos de subbandas puede elegirse para ser 28. Sin embargo, este número no es limitante, como se ha explicado anteriormente. El número correspondiente de subgrupos de subbandas P (por ejemplo, P = 32) puede elegirse basándose en un modelo psico-acústico que representa intervalos perceptualmente relevantes en el dominio de frecuencia.

[0062] El blanqueamiento, por tanto, conduce en muchos filtros de vida real y sistemas de audio a una transferencia de la energía desde las partes espectrales más bajas hasta partes espectrales más altas, opcionalmente basándose en las características de percepción del oído humano con respecto a modelos psico-acústicos.

[0063] Sin embargo, también pueden implementarse fácilmente diferentes implementaciones del módulo de blanqueamiento 402 en el marco de la representación en valor absoluto 303. Para ser más precisos, implementaciones alternativas comprenden las posibilidades de blanquear individualmente las representaciones de evaluación A(n,k) para cada subbanda con índice k en lugar de la realización del blanqueamiento basado en todas las subbandas comprendidas en el subgrupo de subbandas respectivo según la ecuación (4).

[0064] Además, en lugar de restar el valor máximo como se muestra en la ecuación (4), puede realizarse un blanqueamiento dividiendo todos los valores de la representación de evaluación A(n,k) y así normalizando todos los valores de la representación de evaluación con respecto al máximo de cada subbanda o con respecto al máximo valor de cada subgrupo de subbandas. Además, la normalización descrita dividiendo la representación de evaluación también puede llevarse a cabo de forma que pueda llevarse a cabo la suma de todos los valores de la representación de evaluación A(n,k) respectiva (tanto con respecto a cada subbanda individual como con respecto a cada subgrupo de subbandas). En este caso, en la primera etapa se determinará la suma de todos los valores de la representación de evaluación con respecto a la subbanda respectiva o el subgrupo de subbandas respectivo, que entonces va seguido de la resta según la ecuación (4) o la división de los valores de la representación de evaluación con el valor de suma respectivo.

[0065] En resumen, en la realización resumidamente explicada anteriormente, el examen, además de la selección, se basa en el valor absoluto de los valores de respuesta al impulso de filtro en las derivaciones de filtro. Por lo tanto, en esta realización, los valores de respuesta al impulso de filtro se seleccionan o no se seleccionan basándose en una comparación referente a los valores absolutos de las derivaciones de filtro cuando se seleccionan al menos uno que comprende un valor más alto. En diferentes realizaciones, la comparación o examen de las derivaciones de filtro puede basarse en aplicar otras medidas matemáticas, si fuera necesario. Si las derivaciones de filtro son de valor real, en principio no se requiere una aplicación de una medida matemática, sin embargo, puede implementarse el cálculo o la determinación del valor absoluto.

[0066] En el caso de derivaciones de filtro de valor complejo, puede ser recomendable aplicar alguna medida matemática. Ejemplos pueden ser derivar los valores absolutos o derivar los ángulos o fases de las derivaciones de filtro con respecto a una dirección predeterminada o bien definida en el plano de los números complejos (por ejemplo, la dirección de los números reales positivos). Además, en principio puede aplicarse determinar la parte real, el valor absoluto de la parte real, la parte imaginaria, el valor absoluto de la parte imaginaria o cualquier otra función que mapee los números complejos respectivos con los números reales (opcionalmente positivos).

[0067] En la realización mostrada en la Fig. 4, la representación de evaluación blanqueada AW(n,k) como salida por el módulo de blanqueamiento 402 se proporciona al generador de máscara 304, que crea una máscara de filtro o máscara M(k) basada en la representación de evaluación blanqueada. Debido al hecho del módulo de blanqueamiento 402 en la representación de evaluación, el generador de máscara 304 es ahora capaz de seleccionar los coeficientes de filtro más (perceptualmente) relevantes. La máscara de filtro es en la realización mostrada en la Fig. 4 un conjunto de 0 y 1, en la que M(n,k) = 1 indica la derivación de filtro correspondiente o se selecciona el valor de respuesta al impulso de filtro que va a usarse o mantenerse. Por consiguiente, el valor M(n,k) = 0 indica que la derivación de filtro correspondiente o el valor de respuesta al impulso de filtro identificado por el índice de muestra o índice de tiempo n y el índice de subbanda k no está seleccionado y, por tanto, no se usará. En otras palabras, el valor de respuesta al impulso de filtro específico se ignorará o se establecerá a cero.

[0068] La implementación concreta de un generador de máscara 304 puede diferenciarse sustancialmente de una realización a la realización siguiente de un compresor de filtro 102. En la realización mostrada en la Fig. 4, el generador de máscara puede, por ejemplo, elegir un número específico de valores de respuesta al impulso, basándose en la representación de evaluación blanqueada AW(n,k) estableciendo valores correspondientes de la máscara de filtro M(n,k) = 1, mientras que los restantes valores en la máscara de filtro se establecen a 0. Aparte de elegir un número absoluto específico de valores de respuesta al impulso, también es posible un número relativo con respecto al número total de valores de respuesta al impulso dado por el conjunto de respuestas de filtro de subbanda H(n,k).

En un ejemplo concreto, en el caso de una implementación de subbanda QMF de L = 64 en la que cada respuesta al impulso de filtro de subbanda de entrada comprende 16 derivaciones de filtro no cero, no evanescentes o no triviales, la matriz global de las respuestas de filtro de subbanda de entrada se da por una matriz 64 • 16 que contiene 1024 valores de respuesta al impulso. En este ejemplo, el generador de máscara 304 puede, por ejemplo, elegir un número predeterminado específico de los valores de respuesta al impulso (por ejemplo, 256 elementos según los mayores valores absolutos como se proporciona por la representación de evaluación blanqueada) o el generador de máscara 304 puede seleccionar una relación predeterminada o específica (número relativo) de las respuestas al impulso de filtro con respecto al número total de respuestas al impulso de filtro (por ejemplo, 25 % del número total de valores de respuesta de filtro). En ambos casos, el resto de los valores de respuesta al impulso se ignorará o no se seleccionará estableciendo los valores correspondientes de la máscara de filtro M(n,k) iguales a cero (M(n,k)=0).

[0069] En otra realización de un compresor de filtro 102, el generador de máscara 304 puede adaptarse para recibir una señal indicativa del número absoluto de valores de respuesta al impulso que va a seleccionarse o indicativo de la relación de valores de respuesta al impulso con respecto al número total de valores de respuesta al impulso. En una realización tal de un compresor de filtro 102, la relación de compresión puede ajustarse ajustando las cifras previamente mencionadas.

[0070] Además, el generador de máscara 304 puede alternativamente o adicionalmente adaptarse para seleccionar los valores de respuesta al impulso de filtro respectivos basándose en diferentes criterios. Como un ejemplo, el generador de máscara 304 puede adaptarse para seleccionar un número predeterminado, fijo, programable o adaptable de valores de respuesta al impulso por subbanda (por ejemplo, los 3 valores de respuesta al impulso que tienen los valores máximos con respecto a la representación de evaluación para cada subbanda). Además, el generador de máscara 304 puede adaptarse de forma que se mantenga un criterio umbral, de manera que, por ejemplo, se seleccionen todos los valores de respuesta al impulso, cuyos valores de la representación de evaluación correspondientes son más grandes que un valor umbral predeterminado, fijo, ajustable o programable. En otra realización, puede ser recomendable adaptar el generador de máscara 304 de forma que sea capaz de seleccionar los valores de respuesta al impulso, basándose en una comparación del valor respectivo, con sus valores de respuesta al impulso vecinos. Como un ejemplo, el generador de máscara 304 puede adaptarse de forma que un valor de respuesta al impulso de filtro no se seleccione si el valor respectivo es, en vista de la representación de evaluación (opcionalmente blanqueada), más pequeño que una relación fija, predeterminada, programable o ajustable en comparación con los valores vecinos (por ejemplo, más pequeños del 25 %). Sin embargo, también pueden implementarse otros esquemas de selección.

[0071] Sin embargo, debido al blanqueamiento, como se describe en el contexto de la ecuación (4), basándose en cada subgrupo de subbandas, o cada subbanda individual, al menos un valor de respuesta al impulso se selecciona en cada subgrupo de subbandas o en cada subbanda, dependiendo de la implementación concreta, aunque el número de valores de respuesta al impulso seleccionados puede diferenciarse sustancialmente de una subbanda a la siguiente subbanda, o de un subgrupo al siguiente subgrupo. En el caso del blanqueamiento llevado a cabo dividiendo la representación de evaluación A(n,k) entre, por ejemplo, el valor máximo del subconjunto correspondiente de los valores de la representación de evaluación, en la implementación anteriormente descrita del generador de máscara 304, al menos un valor de respuesta al impulso de filtro se selecciona en cada subbanda o en cada subgrupo de subbandas, como se explicará en el contexto de la Fig. 14.

[0072] Como consecuencia, la interacción del módulo de representación en valor absoluto 303 y el generador de máscara 304 conducirá a una concentración a las áreas importantes de los valores de respuesta al impulso de filtro en el plano n-k (véase la figura parcial 302 en la Fig. 3), y a una "compresión" de "vacío" o "aire" entre las áreas perceptualmente relevantes del plano n-k. Por consiguiente, los valores de respuesta al impulso relevantes se ignorarán estableciendo la máscara M(n,k).

[0073] El módulo de calculadora de filtro o constructor de respuestas al impulso de filtro, también denominado el módulo de calculadora de filtro 305, comprende en la realización mostrada en la Fig. 4 como un elemento un decimador de filtro 403, que establece todas las derivaciones de filtro no seleccionadas o valores de respuesta al impulso de filtro a cero, como se indica por la máscara de filtro M(n,k). El decimador 403 da como salida en este caso una matriz enmascarada de respuestas al impulso de filtro de subbanda HM(n,k), que es igual al elemento de matriz correspondiente de las respuestas al impulso de filtro de subbanda H(n,k), si el valor de máscara de filtro M(n,k) correspondiente es igual a 1. Si la máscara de filtro de un valor de respuesta al impulso de filtro M(n,k) correspondiente se establece a 0, la matriz enmascarada de respuestas al impulso de filtro de subbanda HM(n,k) se establece a 0. En otras palabras, la máscara M(n,k) del generador de máscara 304 se aplica al decimador de filtro 403 para formar un filtro decimado

$$\mathbf{H}_{\mathbf{M}}(n,k) = \mathbf{M}(n,k)\mathbf{H}(n,k) \quad . \qquad (5)$$

[0074] En esta realización, la máscara comprende entradas que son tanto ceros como unos. Las entradas con ceros describen que los coeficientes de filtro van a ser despreciados y las entradas con unos describen que los coeficientes de filtro van a mantenerse (seleccionarse).

[0075] En lo siguiente se explican resumidamente más detalles sobre el módulo de calculadora de ganancia **404** comprendido en el módulo de calculadora de filtro o más bien el constructor de respuestas al impulso de filtro **305**. El fin del módulo de calculadora de ganancia **404** enseñado por la presente invención es reajustar la ganancia de potencia de los filtros decimados de forma que el filtro comprimido ajustado de ganancia final tenga la misma característica espectral principal que el filtro original. Como la ganancia de potencia del filtro decimado es inferior al filtro original, se calcula una ganancia de compensación en el módulo de calculadora de ganancia **304** para cada subbanda. En una realización de la presente invención esta ganancia se define por

$$G(k) = \text{mín}\left\{ G_{\text{máx}}, \left(\frac{\sum_n |\mathbf{H}(n,k)|^2}{\varepsilon + \sum_n |\mathbf{H}_{\mathbf{M}}(n,k)|^2} \right)^{1/2} \right\} \quad , \qquad (6)$$

en la que mín{...} se refiere al mínimo, $G_{\text{máx}}$ es una ganancia máxima y ε es un número pequeño (positivo), normalmente significativamente más pequeño que el segundo sumando del denominador de la ecuación (6).

[0076] Esta ganancia se aplica al filtro decimado con el fin de obtener el filtro comprimido final

$$\hat{H}(n,k) = G(k)\, H_M(n,k) \quad . \qquad (7)$$

[0077] En una realización diferente adicional de la presente invención, se calcula una ganancia solo para cada intervalo perceptualmente relevante de subbandas (subgrupo de subbandas),

$$G(p) = \text{mín}\left\{ G_{\text{máx}}, \left(\frac{\sum_n \sum_{k \in I(p)} |\mathbf{H}(n,k)|^2}{\varepsilon + \sum_n \sum_{k \in I(p)} |\mathbf{H}_{\mathbf{M}}(n,k)|^2} \right)^{1/2} \right\} \quad , \qquad (8)$$

y la misma ganancia se aplica en cada intervalo o subgrupo

$$\hat{H}(n,k) = G(p) H_M(n,k), \qquad k \in I(p), \qquad p = 0,1,\ldots,P-1 \quad . \qquad (9)$$

[0078] En ambos casos, $G_{\text{máx}}$ es un límite superior en la compensación de ganancia y ε es un número positivo pequeño incluido para evitar la división entre cero. Ambos, $G_{\text{máx}}$ y ε son, por tanto números, que son útiles en una implementación numérica de la calculadora de ganancia **404** para prevenir una división entre cero (es decir, ε > 0) y para limitar la ganancia aplicada por el módulo de calculadora de ganancia **404** a una subbanda al valor como se define por la ganancia máxima $G_{\text{máx}}$, ya que debido al mínimo de los dos términos en las llaves en las ecuaciones (6), (8), las ganancias respectivas *G(k)* y *G(p)* están limitadas al valor de $G_{\text{máx}}$.

[0079] En otras palabras, el ajuste de la ganancia en cada una de las P bandas de frecuencia, o más bien subgrupos de subbandas, mantiene la energía de la señal filtrada por el filtro de subbanda respectivo en una constante de aproximación muy buena, cuando se comparan las respuestas al impulso de filtro de subbanda enmascaradas y no enmascaradas $H_M(n,k)$ y $H(n,k)$. Las energías de las señales filtradas con los filtros respectivos basados en las respuestas al impulso de filtro son en ambos casos proporcionales a la suma de los cuadrados de los valores absolutos de los valores de respuesta al impulso de filtro de subbanda respectiva, como se indica por las expresiones

$$E \propto \sum |H(n,k)|^2 \qquad (10a)$$

y

$$E \propto \sum |H_M(n,k)|^2 \qquad (10b)$$

para los valores de respuesta al impulso de filtro de subbanda enmascarados y de entrada originales. Como puede verificarse fácilmente, la ganancia *G(k)* y *G(p)* en las ecuaciones (6), (8) se basa en una comparación de las dos energías como se ha expuesto brevemente en las ecuaciones (10a) y (10b), en las que el sumando adicional ε solo ha sido introducido a las ecuaciones (6), (8), para evitar en una implementación concreta una división entre cero.

[0080] Por tanto, un módulo de calculadora de ganancia **404** normaliza las derivaciones de filtro enmascaradas $H_M(n,k)$ con respecto a la energía para compensar la pérdida de energía en el transcurso del enmascaramiento de al menos algunas de las respuestas de entrada de subbanda de entrada. En otras palabras, debido al enmascaramiento en el marco del filtro decimador **403**, una señal filtrada con una respuesta de entrada de filtro de subbanda

correspondiente a las respuestas al impulso de filtro de subbanda enmascaradas $H_M(n,k)$ tendrá una menor energía en comparación con un filtro de subbanda que emplea las respuestas al impulso de filtro de subbanda $H(n,k)$.

[0081] Sin embargo, también puede adaptarse en el módulo de calculadora de ganancia **404** para aplicar un esquema de ganancia diferente. Como un ejemplo, puede emplearse no demasiada energía, sino una comparación directa de los valores absolutos de las respuestas al impulso de filtro de subbanda, para determinar un factor de ganancia. Adicionalmente, o alternativamente, el factor de ganancia G también puede determinarse, basándose en el número total de valores de respuesta al impulso de filtro de subbanda, en vez de los valores de respuesta al impulso de una subbanda individual o un subgrupo de subbandas individual, como se ha explicado en el contexto de las ecuaciones (6) y (8). Además, debe observarse que un módulo de cálculo de ganancia **404** no es un componente requerido, sino un componente opcional.

[0082] El constructor de respuestas al impulso de filtro o módulo de calculadora de filtro **305** puede, en realizaciones adicionales de la presente invención, ser capaz de construir las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas, no solo estableciendo los valores de respuesta al impulso de filtro de subbanda no seleccionados a cero como se ha explicado anteriormente. Dependiendo de la implementación concreta, el constructor de respuestas al impulso de filtro **305** puede lograr esto, por ejemplo, ponderando, copiando o tomando los valores de respuesta al impulso de filtro de subbanda seleccionados o determinados apropiados para construir las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas.

[0083] En este contexto, debe observarse que incluso descartar o no incluir valores de respuesta al impulso de filtro no determinados o no seleccionados no conduce a una compresión del filtro en el tiempo. En el marco de la presente descripción, el abandonar, ignorar o no usar valores de respuesta al impulso de filtro no seleccionados o no determinados no conduce a un cambio significativo del orden de sumandos individuales de la expresión polinómica de la expresión polinómica correspondiente (banco de filtros QMF), aparte de las puras modificaciones a los coeficientes de los operadores de retardo z-1. En otras palabras, rechazando, abandonando, estableciendo a cero o no considerando además de otro modo una derivación de filtro o un valor de respuesta al impulso de filtro no conduce a una nueva distribución de derivaciones de filtro con respecto a la potencia de los operadores de retardo z-1. Una derivación de filtro o valor de respuesta al impulso de filtro que sigue un valor de respuesta al impulso de filtro no seleccionado o no determinado, que está seleccionado o determinado, no se alterará en términos de la potencia de los operadores de retardo.

[0084] En otras palabras, las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas, como se construyeron por el constructor de respuestas al impulso de filtro **305**, pueden comprender valores de valor cero correspondientes a las derivaciones filtradas de valores de respuesta al impulso de filtro no seleccionados o las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas pueden no incluir en absoluto los valores de respuesta al impulso de filtro no seleccionados respectivos. En todavía otras palabras, el constructor de respuestas al impulso de filtro **305** puede, por ejemplo, ser capaz de construir una respuesta al impulso de filtro de subbanda comprimida que tiene en principio el mismo número de valores de respuesta al impulso de filtro de subbanda que las respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada, pero con un número aumentado de valores de valor cero o las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas pueden tener una longitud global más corta, ya que el constructor de respuestas al impulso de filtro **305** solo copia los valores seleccionados y rechaza los valores no seleccionados.

[0085] Como los valores de respuesta al impulso de filtro de valor real conducen a una reducción significativa de la complejidad en comparación con los valores de respuesta al impulso de filtro de valor complejo, el constructor de respuestas al impulso de filtro **305** también puede dar como salida ventajosamente los valores absolutos de algunos de los valores de respuesta al impulso de filtro seleccionados. Este modo de operación es particularmente atractivo en subbandas correspondientes a frecuencias más altas donde la audición humana es menos sensible a relaciones de fase.

[0086] Como consecuencia, los valores de respuesta al impulso de subbanda de subbandas correspondientes a frecuencias centrales por encima de una frecuencia límite pueden opcionalmente sustituirse por un valor absoluto, una parte imaginaria, una parte real, una fase, una combinación lineal, una combinación polinómica o una expresión de valor real de al menos uno de los elementos anteriormente mencionados. La parte imaginaria de un valor complejo también se considera que es un número de valor real en el marco de la presente descripción. Dependiendo de la implementación concreta, la frecuencia límite puede estar en el intervalo de 1 kHz a 10 kHz, mientras que en muchas aplicaciones puede utilizarse una implementación de una frecuencia límite en el intervalo entre 1 kHz y 5 kHz o 1 y 3 kHz considerando una característica de audición típica de un ser humano. Además, dependiendo de la implementación concreta de un compresor de filtro, la sustitución descrita de un valor de respuesta al impulso de filtro de valor complejo por un valor de valor real basado en el valor de respuesta al impulso de filtro de valor complejo puede implementarse dependiendo del valor de respuesta al impulso de filtro que se seleccione o determine o que no se seleccione o que no se determine. Alternativamente o adicionalmente, valores de respuesta al impulso de filtro que pertenecen a subbandas correspondientes a frecuencias centrales por encima de la frecuencia límite pueden generalmente sustituirse por valores de valor real correspondientes basados en los valores de respuesta al impulso de filtro de valor complejo. En este contexto debe observarse que el usar valores de respuesta al impulso de filtro determinados o seleccionados también comprende usar valores (por ejemplo de valor real) basados en tales valores de respuesta al

impulso de filtro para sustituir los valores de respuesta al impulso de filtro correspondientes.

[0087] La Fig. 5 muestra además realizaciones de un compresor de filtro **501**, según la presente invención, que opera en múltiples filtros simultáneamente. En la Fig. 5 se explica resumidamente una realización diferente. Aquí, múltiples filtros (*N* filtros, indicado por *v = 0, ..., (N-1)*, siendo *N* un número entero positivo, se entran a la realización del compresor de filtro **501**, en el que cada filtro es la entrada a un módulo de representación en valor absoluto individual **303** y las N representaciones son la entrada a un generador de máscara de filtro **502**.

[0088] Para ser más precisos, la realización de un compresor de filtro **501** mostrado en la Fig. 5 está conectado o acoplado a un conjunto de *N* convertidores de filtro **101** a los que se suministra un conjunto de respuestas al impulso de dominio temporal de valor real $H^v(n,k)$, en el que como previamente se ha explicado, *v = 0, ..., (N-1)* es el índice del filtro correspondiente en el dominio temporal. Como un ejemplo, en el caso de una señal de entrada de cinco canales en el marco de un sistema similar a HRTF, para cada uno de los cinco canales de entrada y para cada uno de los dos canales de auriculares (derecho e izquierdo), se emplea un filtro de dominio temporal individual que conduce a un número total de *N = 10* filtros de dominio temporal.

[0089] En otras palabras, el compresor de filtro **501** mostrado en la Fig. 5 está provisto de una pluralidad de conjuntos de respuestas al impulso, en el que cada conjunto de respuestas al impulso de filtro de la pluralidad de conjuntos se proporciona por un convertidor de filtro **101** diferente en el caso ilustrado en la Fig. 5. Sin embargo, con respecto a un conjunto de respuestas al impulso de filtro como se proporciona por un convertidor de filtro **101** individual, el conjunto de respuestas al impulso de filtro comprende *L* respuestas al impulso de filtro individuales, teniendo cada una un número específico de derivaciones de filtro o valores de respuesta al impulso de filtro. Como se ha explicado previamente en el contexto de las frecuencias centrales, cada respuesta al impulso de filtro correspondiente a una subbanda individual está asociada a una frecuencia central, así las frecuencias centrales forman una pluralidad de frecuencias centrales.

[0090] Las respuestas al impulso de filtro correspondientes al mismo índice de subbanda *k*, pero que pertenecen a diferentes conjuntos de respuestas al impulso de filtro como se indica por el índice *v*, también se corresponden con la misma frecuencia central. En otras palabras, a cada frecuencia central de la pluralidad de frecuencias centrales (como se define por un conjunto de respuestas al impulso de filtro) se corresponde (exactamente) una respuesta al impulso de filtro en cada uno de los conjuntos de respuestas al impulso de filtro, al menos antes de la compresión.

[0091] Cada uno de los convertidores de filtro **101** proporciona a cada uno de los filtros de dominio temporal un conjunto de respuestas al impulso de filtro de subbanda de valor complejo $H^v(n,k)$, que se proporcionan a la realización del compresor de filtro **501** mostrado en la Fig. 5. Cada una de las respuestas al impulso de filtro de subbanda para los *N* filtros de dominio temporal diferentes se proporciona a un módulo de representación en valor absoluto **303** individual, que proporciona una representación de valor absoluto o una representación de evaluación para cada uno de los N filtros de dominio temporal al generador de máscara de filtro **502**. Los módulos de representación en valor absoluto **303** pueden tomarse de una de las otras realizaciones de un compresor de filtro inventivo resumidamente explicado en la presente solicitud como se indica por el mismo signo de referencia.

[0092] A continuación, se explican resumidamente más detalles sobre el generador de máscara de filtro 502 para múltiples filtros. Dada la representación en valor absoluto de *N* filtros

$$A^v(n,k), \qquad v = 0,1,\ldots,N-1$$

[0093] Como se proporciona por *N* módulos de representación en valor absoluto **303**, una realización del generador de máscara de filtro **502** para múltiples filtros forma una representación en valor absoluto conjunta definida por el valor medio

$$A(n,k) = \frac{1}{N}\sum_{v=0}^{N-1} A^v(n,k) \qquad . \qquad (11)$$

[0094] Esta representación en valor absoluto (conjunta) forma la base para una generación de máscara única *M(n,k)* exactamente como en el generador de máscara de filtro único **304** en las realizaciones previas. En caso de realizar una etapa de blanqueamiento, esto puede tanto hacerse para cada módulo de representación en valor absoluto **303** individual como realizarse solo una vez para la representación en valor absoluto conjunta.

[0095] En el contexto de la Fig. 15 se tratará una realización de un compresor de filtro **501** en el que el blanqueamiento (espectral) se realiza para cada filtro *v = 0, ..., (N - 1)* individualmente. El generador de máscara de filtro **502** en esta realización crea una máscara de filtro único *M(n,k)* para todos los filtros basándose en la N representación en valor absoluto de todos los filtros. Esto es una gran ventaja de la realización de la presente invención, ya que el generador de máscara de filtro **502** pueden tener en cuenta cómo los filtros comprimidos se combinarán en un estado posterior. Cada uno de los filtros originales es la entrada a una calculadora de filtro **305** como se ha explicado resumidamente antes, y el compresor de filtro produce N filtros nuevos $A_W^v(n,k)$, ya que cada

una de las calculadoras de filtro está provista de la misma máscara *M(n,k).*

[0096] Sin embargo, en otra realización de un compresor de filtro **502**, la representación en valor absoluto (conjunta) puede alternativamente definirse por

$$A(n,k) = \sum_{\nu=0}^{N-1} \omega(\nu) \cdot A^{\nu}(n,k) \quad , \qquad (11')$$

en la que ω(v) es un factor de ponderación que depende del índice de filtro *v = 0, ..., (N-1)*. Los factores de ponderación ω(v) ofrecen la posibilidad de ponderación de los diferentes filtros *v*, dependiendo de su relevancia espectral, psico-acústica u otra para la imprecisión acústica global. Podría ser recomendable, aunque no necesario, definir los factores de ponderación ω(v) de forma que la suma de los factores de ponderación fuera igual a uno, de manera que se cumpla la siguiente expresión:

$$\sum_{\nu=}^{N-1} \omega(\nu) = 1 \quad . \qquad (11'')$$

[0097] En comparación con la ecuación (11), la representación en valor absoluto (conjunta) *A(n,k)* de la ecuación (11') puede transformarse en el resultado de la ecuación (11) definiendo un factor de ponderación igualmente distribuido ω(v) = *1/N*. En otras palabras, el cálculo de la representación en valor absoluto según la ecuación (11) representa una forma especializada de la representación en valor absoluto según la ecuación (11') que ofrece una mayor flexibilidad, ya que permite la ponderación de la importancia perceptual de los filtros respectivos indicada por el índice *v*.

[0098] Usando la misma máscara de filtro *M(n,k)* para cada uno de los *N* filtros individuales en el dominio temporal, la realización del compresor de filtro **501** es capaz de crear un conjunto de respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas para cada uno de los *N* filtros de forma que incluso un post-procesamiento de los *N* filtros de subbanda individuales después del compresor de filtro **501** no conducirá a una respuesta al impulso de filtro de subbanda comprimida resultante que tenga una entrada con un valor de respuesta al impulso relevante que no tenga valor de respuesta al impulso seleccionado correspondiente en uno de los otros filtros. Comparando el generador de máscara **502** de la realización mostrada en la Fig. 5 con los generadores de máscara **304** de la realización mostrada en las Fig. 3 y 4 es importante tener en cuenta que el generador de máscara **502**, aunque provisto de *N* respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada para *N* filtros individuales en el dominio temporal solo, produce una única máscara *M(n,k)* indicativa de todas las *N* respuestas al impulso de filtro de subbanda.

[0099] En realizaciones adicionales de un compresor de filtro 501, pueden emplearse diferentes generadores de máscara 502, que pueden en principio usar diferentes esquemas para proporcionar una representación de evaluación común para todos los N filtros en el dominio temporal. En otras palabras, aparte de aplicar el promedio, como se indica en la ecuación (11), las representaciones de evaluación individuales como se proporcionan por los módulos de representación en valor absoluto 303 pueden combinarse con una única representación de evaluación sumando los valores respectivos, por combinación lineal de los valores respectivos, en los que, por ejemplo, puede implementarse una ponderación con respecto a las subbandas implicadas, o emplear una combinación más compleja (por ejemplo, una combinación cuadrática o de orden más alto) de los valores respectivos de las representaciones de evaluación.

[00100] En la Fig. 6 se explica resumidamente una realización de la presente invención en el contexto de decodificación binaural usando HRTF. Como se ha explicado previamente, diez filtros HRTF son la entrada a un convertidor de filtro 601, que comprende diez (N = 10) convertidores de filtro según 101 (véase un convertidor de filtro 101 mostrado en la Fig. 1). El convertidor de filtro 601 recibe un total de N·L respuestas al impulso de filtro, en el que L es otra vez el número de subbandas. Los diez filtros HRTF en la representación de dominio QMF son la entrada a una realización de un compresor de filtro 501, como se explica resumidamente anteriormente, y proporcionan diez filtros comprimidos y opcionalmente de ganancia ajustada Hυ(n,k). Los diez filtros comprimidos $\hat{H}$υ(n,k) (v=0,..., 9; N=10) son la entrada a un decodificador binaural 602 que dada la señal de entrada estéreo 603, los parámetros espaciales 604 producen una señal estéreo binaural 605 que da una impresión de sonido envolvente mediante un canal estéreo (por ejemplo un auricular). El decodificador binaural 602 realiza esto combinando linealmente los diez filtros HRTF en cuatro filtros HRTF que se aplican a la señal de entrada estéreo. La realización del compresor de filtro 501 se diseña para crear la misma máscara de filtro para todos los filtros, de manera que cuando se combinan linealmente, una entrada en un filtro que se ha establecido a cero no tiene una entrada distinta de cero correspondiente en cualquier otro filtro. Como consecuencia, cada conexión que se acopla al convertidor de filtro 601, el convertidor de filtro 501 y el decodificador binaural 604 transfiere información referente a L subbandas como se indica por la barra inclinada en la Fig. 6.

[0100] Como ya se ha explicado previamente, el decodificador binaural 602 combina los 10 (cinco canales de entrada de audio para dos canales de salida de audio (estéreo)) en cuatro filtros HRTF, que pueden inmediatamente

aplicarse a la señal de entrada estéreo 603. Sin embargo, los filtros HRTF dependen de los parámetros especiales 604 proporcionados al decodificador binaural 602 para convertir la señal estéreo binaural 605. Como se ha mencionado anteriormente, especialmente filtros HRTF pueden comprender un número sustancial de valores de respuesta al impulso de filtro de subbanda no triviales, no cero o no evanescentes como derivaciones de filtro, ya que frecuentemente tienen que modelarse interacciones muy complejas entre las señales de salida estéreo binaurales para el oído humano y las fuentes de sonido. Los filtros HRTF respectivos pueden, por ejemplo, llegar a ser sustancialmente largos con el fin de modelar eficazmente las características espaciales del entorno y otras influencias para ser modeladas.

[0101] Especialmente en este contexto, las realizaciones de un compresor de filtro **501** pueden aplicarse eficientemente para reducir la complejidad temporal en términos del decodificador binaural **602** significativamente. Reduciendo el número de valores de respuesta al impulso de filtro de subbanda relevantes a considerar en el marco del decodificador binaural **602**, el decodificador binaural **602** puede implementarse con menor potencia computacional, que por último lugar conduce a un consumo de energía más bajo, ya que, por ejemplo, la frecuencia de reloj del decodificador binaural correspondiente puede reducirse debido a un número más bajo de cálculos en un periodo de tiempo dado. Alternativamente, el decodificador binaural **602** puede construirse más pequeño por los mismos motivos de manera que en principio puede ser evitable un segundo núcleo de procesamiento.

[0102] Como se explicará resumidamente en el contexto de las Fig. 7 a 13 en más detalle, empleando un convertidor de filtro con *192(=3·64)* derivaciones de filtro usadas para convertir 10 filtros HRTF de dominio temporal en el dominio QMF complejo o dominio de subbanda complejo, un filtro HRTF en el dominio temporal con *896 (= 14·64)* derivaciones de filtro se transferirá por el convertidor de filtro **601** o más bien los 10 convertidores de filtro **101**, como se muestra, por ejemplo, en la Fig. 1, en *64* respuestas al impulso de filtro de subbanda individuales, que comprenden *16(=14+3-1)* derivaciones de filtro cada una. Las *1024* derivaciones de filtro resultantes para cada uno de los 10 filtros HRTF de dominio temporal producirán una tensión computacional sustancial para el decodificador binaural **602**, a menos que se emplee una realización del compresor de filtro **501** para reducir el número total de derivaciones de filtro, por ejemplo por un factor de 4 a *256 (= 1024/4)*. Aunque este ejemplo se basa en un sistema que comprende *L = 64* subbandas para cada uno de los 10 filtros HRTF en el complejo QMF o dominio de subbanda, en principio puede emplearse cualquier número de *L* subbandas.

[0103] Antes de tratar realizaciones adicionales de un compresor de filtro y el procedimiento para la fabricación de filtros de respuesta al impulso de filtro de subbanda comprimida, se explicará en más detalle una posible solución para un convertidor de filtro y un filtro que opera en un dominio de subbanda complejo (dominio QMF). Sin embargo, antes de tratar los antecedentes técnicos en más detalle, especialmente de un convertidor de filtro, debe tratarse el concepto general de aplicar un filtro digital a una salida de audio digital (en el dominio temporal o en el dominio de subbanda).

[0104] La Fig. 7 muestra una posible solución para un elemento de filtro o de filtro **700**, al que se proporciona una entrada de audio digital. Debe observarse que la entrada de audio digital podría en principio ser ambas, una señal de dominio temporal y una señal en el dominio de subbanda (complejo). El elemento de filtro proporciona en una salida, una salida de audio digital, que representa la entrada digital filtrada, dependiendo de una señal de definición de filtro o una señal de respuesta al impulso de filtro respectiva.

[0105] Con el índice de muestra o de tiempo *n*, una entrada de audio digital *x(n)* que es tanto una señal de entrada de valor real como de valor complejo, que depende del dominio implicado, y la señal de salida de audio digital *y(n),* además de la señal de respuesta al impulso *f(n)* del filtro **700**, la señal de salida de audio digital se da por

$$y(n) = \sum_{l} f(l) \cdot x(n-l) \qquad , \qquad (12)$$

en la que *l* es un índice de sumatorio usado para calcular la señal de salida de audio digital resultante, basada en la convolución como se da por la ecuación (12).

[0106] Un convertidor de filtro **101** comprende, como se muestra en la Fig. 8, un banco de filtros de análisis complejo **710** como componente central al que se proporciona la señal de respuesta al impulso de filtro correspondiente. El banco de filtros de análisis complejo **710** analiza señales de respuesta al impulso del filtro en el dominio temporal, que va a transferirse al dominio QMF, por medio de filtro con un conjunto de *L* filtros de análisis, seguido de un muestreo descendente opcional de un factor *L,* en el que L es una vez más el número entero positivo, preferentemente mayor de 1 y que indica el número de subbandas del banco de filtros de análisis complejo **710**. Los filtros de análisis se obtienen normalmente por una modulación compleja de un filtro prototipo *q(n),* en el que *n* es una vez más un número entero positivo que indica el índice en una matriz de datos o un índice de un valor en una señal. La salida de un banco de filtros **710** comprende *L* señales de subbanda, que en conjunto, representan el filtro caracterizado por su respuesta al impulso de filtro en el dominio temporal en el dominio QMF complejo. Para ser más precisos, la salida de un banco de filtros de análisis complejo **710** es un conjunto de respuestas al impulso de filtro de subbanda, que puede proporcionarse a un elemento de filtro **700** para realizar un filtrado de una señal de entrada de

audio en el dominio QMF complejo, que conduce a una diferencia perceptualmente indistinguible de la señal de salida de audio, en comparación con un filtrado directo en el dominio temporal.

[0107] Se explicarán resumidamente más detalles referente a ambos, el filtro prototipo *q(n)*, además del diseño básico de un banco de filtros de análisis modulado complejo, y se explicarán más estrechamente después. Además, a continuación, el número de subbandas se supone que se fija a $L = 64$. Sin embargo, como se ha explicado previamente, esto no es una restricción de las realizaciones de la presente invención, sino que simplemente sirve de un ejemplo adecuado.

[0108] La Fig. 9 muestra una posible solución de un banco de análisis complejo **710** en más detalle. El banco de análisis complejo **710** comprende una pluralidad de *L* filtros de análisis intermedios **720** para cada subbanda para ser la salida por el banco de análisis complejo **710**. Para ser más precisos, cada uno de los *L* filtros de análisis intermedios **720** está conectado en paralelo a un nodo **730** al que se proporciona la señal de respuesta al impulso de dominio temporal como señal de entrada que va a procesarse. Cada uno de los filtros de análisis intermedios **720** está adaptado para filtrar la señal de entrada del banco de análisis complejo **710** con respecto a una frecuencia central de cada subbanda. Según las frecuencias centrales de las diferentes subbandas, cada subbanda está marcada por un índice de subbanda o índice *k,* en el que *k* es otra vez un número entero no negativo, normalmente en el intervalo de 0 a (*L*-1). Los filtros de análisis intermedios **720** del banco de análisis complejo **710** pueden derivarse de un filtro prototipo *p(n)* por una modulación compleja según el índice de subbanda *k* de la subbanda a la que se aplica el filtro de análisis intermedio**720**. Más detalles referentes a la modulación compleja de un filtro prototipo se explican a continuación.

[0109] Tanto directamente por los filtros de análisis intermedios **720** como por un muestreador descendente opcional **740** (indicado por las líneas de puntos en la Fig. 8, la frecuencia de muestreo de la salida de señal por los filtros de análisis intermedios **720** se reducen por un factor *L*. Como se ha mencionado antes, el muestreador descendente **740** suministrado a cada salida de señal de subbanda por los filtros de análisis intermedios **720** correspondientes son opcionales ya que, dependiendo de la implementación concreta, el muestreo descendente también puede llevarse a cabo en el marco de los filtros de análisis intermedios **720**. En principio, no se requiere el muestreo descendente de la salida de señal por los filtros de análisis intermedios **720**. Sin embargo, la presencia de los muestreadores descendentes explícitos o implícitos **740** puede ser una opción favorable en algunas aplicaciones ya que la cantidad de datos proporcionada por el banco de análisis complejo **710** se aumentaría alternativamente un factor de *L*, conduciendo a una redundancia significativa de datos.

[0110] La Fig. 10 muestra una posible solución al filtrado de subbanda **750** y su interacción con el convertidor de filtro **101** en más detalle. El filtrado de subbanda **750** comprende una pluralidad de filtros intermedios **760**, en los que un filtro intermedio **760** se proporciona para cada señal de subbanda de valor complejo proporcionado al filtrado de subbanda **750**. Por lo tanto, el filtrado de subbanda **750** comprende *L* filtros intermedios **760**.

[0111] El convertidor de filtro **101** está conectado a cada uno de los filtros intermedios **760**. Como consecuencia, el convertidor de filtro **101** es capaz de proporcionar las derivaciones de filtro para cada uno de los filtros intermedios **760** del filtrado de subbanda **720**. Más detalles referentes al filtrado hecho por los filtros intermedios **760** se explicarán en el transcurso adicional de la solicitud. Por lo tanto, las derivaciones de filtro proporcionadas a los diferentes filtros intermedios **760** y la salida por el convertidor de filtro **101** forman la señal de definición de filtro intermedio.

[0112] Además, debe observarse que las realizaciones, soluciones e implementaciones podrían comprender retardos adicionales y/u opcionales para retrasar cualquiera de las señales o un subconjunto de señales, que han sido omitidas en las figuras. Sin embargo, pueden estar comprendidos retardos o retardadores en los elementos mostrados (por ejemplo, filtros) o añadidos como elementos opcionales en todas las realizaciones, soluciones e implementaciones, dependiendo de su implementación concreta.

[0113] La Fig. 11 ilustra una posible solución para un banco de síntesis complejo **770**. El banco de síntesis complejo **770** comprende *L* filtros de síntesis intermedios **780** a los que se proporcionan *L* señales de subbanda. Dependiendo de la implementación concreta del banco de síntesis complejo **770** antes del filtrado en el marco de los filtros de síntesis intermedios **780**, las señales de subbanda se muestrean de forma ascendente por *L* muestreadores ascendentes **790**, que reconstruyen la frecuencia muestreada de las señales de subbanda aumentando la frecuencia de muestreo un factor de *L*. En otras palabras, el muestreador ascendente opcional **790** reconstruye o reforma las señales de subbanda proporcionadas al muestreador ascendente **790** de tal forma que la información contenida en cada una de las señales de subbanda sea retenida, mientras que la frecuencia de muestreo aumenta un factor de *L*.

[0114] Sin embargo, como ya se ha explicado en el contexto de la Fig. 9, los muestreadores ascendentes **790** son componentes opcionales, ya que el muestreo ascendente también puede llevarse a cabo en el marco de filtros de síntesis intermedios **780**. Por lo tanto, la etapa de muestreo ascendente de las señales de subbanda llevada a cabo por el muestreador ascendente **790** puede procesarse simultáneamente en el marco de los filtros de síntesis intermedios **780**. Si, sin embargo, los muestreadores descendentes **740** ni se implementan explícita ni implícitamente, los muestreadores ascendentes **790** no tienen que ser implementados tanto explícita como implícitamente.

[0115] Los filtros de síntesis intermedios **780** están conectados mediante una salida a un sumador **800** que suma las señales de subbanda filtradas dadas como salida por los *L* filtros de síntesis intermedios **780**. El sumador **800** está además conectado a un extractor de parte real **810**, que extrae o forma una señal de valor real o más bien una señal de salida de dominio temporal (de valor real) basada en la señal de valor complejo proporcionada por el sumador **800**. El extractor de parte real **810** puede realizar esta tarea, por ejemplo, extrayendo la parte real de una señal de valor complejo proporcionada por el sumador **810**, calculando el valor absoluto de la señal de valor complejo proporcionada por el sumador **810** o por otro procedimiento que forma una señal de salida de valor real basada en una señal de entrada de valor complejo.

[0116] La segunda posible solución para un banco de síntesis complejo **770** mostrado en la Fig. 12 se diferencia de la primera posible solución mostrada en la Fig. 11 solo referente a los extractores de parte real **810** y el sumador **800**. Para ser más precisos, las salidas de los filtros de síntesis intermedios **780** están conectadas por separado de cada subbanda con un extractor de parte real **810** que extrae o que forma una señal de valor real basada en la salida de señal de valor complejo por los filtros de síntesis intermedios **780**. Los extractores de parte real **810** están conectados entonces al sumador **800**, que suma las *L* señales de valor real derivadas de las *L* señales de subbanda filtradas para formar la señal de salida de valor real proporcionada por el sumador **800**.

[0117] Como se ha explicado anteriormente, la Fig. 3 ilustra una posible selección de un convertidor de filtro **101**. Se supone que el filtro viene dado por su respuesta al impulso. Considerando esta respuesta al impulso como una señal de tiempo discreta, se analiza por el banco (de filtros) de análisis complejo de banda *L* **710**. Las salidas de señal de subbanda resultantes son entonces exactamente las respuestas al impulso de filtros que van a aplicarse por separado en cada subbanda en el filtrado de subbanda **705** mostrado en la Fig. 10. En el caso mostrado en la Fig. 8, la señal de definición de filtro proporcionada al convertidor de filtro **101** y su banco de análisis complejo o banco de filtros de análisis complejo **710** es la señal de respuesta al impulso indicativa de la característica de amplitud/frecuencia de un filtro, que va a transferirse en el dominio de subbanda. Por lo tanto, la salida del banco (de filtros) de análisis complejo **710** de cada una de las *L* subbandas representa la respuesta al impulso de los filtros intermedios comprendidos en el filtrado de subbanda **750**.

[0118] El banco de análisis complejo **710** se deriva en principio de un banco de análisis para una señal de salida de audio, pero tiene un filtro prototipo diferente y una estructura de modulación ligeramente diferente, cuyos detalles se explicarán resumidamente en la siguiente descripción. La longitud del filtro prototipo *q(v)* puede diseñarse para ser comparablemente pequeña. Debido al muestreo descendente por un factor *L*, la longitud de los filtros de subbanda también son un factor de *L* más pequeños que la suma de las longitudes del filtro de dominio temporal dado y el filtro prototipo *q(v)*.

[0119] En la presente solicitud, una derivación o valor no evanescente es una derivación o un valor, que es idealmente no igual a cero. Sin embargo, debido a limitaciones de implementación en el marco de la presente solicitud, un valor o derivación no evanescente es una derivación o valor de valor real o de valor complejo con un valor absoluto que es mayor que un umbral predeterminado, por ejemplo 10^{-b} o 2^{-b}, en el que *b* es un número entero positivo que depende de los requisitos de una implementación concreta. En sistemas digitales este umbral está preferentemente definido en el sistema binario (base 2), en el que el número entero *b* tiene un valor predeterminado que depende de los detalles de la implementación. Normalmente, el valor *b* es 4, 5, 6, 7, 8, 10, 12, 14, 16 o 32.

<u>Bancos de filtros modulados complejos</u>

[0120] A continuación, dejemos que $Z(\omega) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} z(n)\exp(-il\omega)$ sea la transformada de Fourier de tiempo discreto de una señal de tiempo discreto *z(n)*. Como antes, *n* es un número entero que indica un índice o un índice de tiempo de una señal de tiempo, mientras que $\omega = 2\pi \cdot f$ es la frecuencia circular asociada a la frecuencia f, n es el número circular (π = 3,1415926...) y $i = j = \sqrt{-1}$ es la unidad imaginaria.

[0121] El banco de filtros de *L* bandas modulado exponencial complejo se define a partir de un filtro prototipo de valor real *p(v)* de longitud finita. Para los siguientes cálculos se supondrá por extensión con ceros que el filtro prototipo se define para todos los números enteros *n*. Dada una señal de tiempo discreta de valor real *x(n)*, el banco de filtros de análisis **710** aplica, como ya se ha explicado, los filtros prototipo modulados complejos, seguido de muestreo descendente por un factor *L* con el fin de dar como salida las señales de subbanda,

$$c_k(m) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(n+mL)\,p(n)\exp\left(-i\frac{\pi}{L}(k+\tfrac{1}{2})(v+\theta)\right) \quad , \qquad (13)$$

para cada índice de subbanda *k=0,1,...,(L-1)*, e índice de tiempo de número entero *m*. En la siguiente discusión, el índice de tiempo m se diferencia del índice de tiempo *n* con respecto al hecho de que *m* se refiere a las señales de muestreo descendente, mientras que el número entero *n* se refiere a las señales con la frecuencia de muestreo

completa.

[0122] Dadas señales de subbanda de valor complejo $d_k(n)$, el banco de filtros de síntesis **770** aplica filtrado seguido de muestreo ascendente por un factor de L y una extracción de valor real con el fin de dar como salida las señales de valor real, como ya se ha explicado, para obtener la señal de salida

$$y(n) = \mathrm{Re}\left\{ \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{L-1} d_k(m) p(n-mL) \exp\left(i \frac{\pi}{L} (k+\tfrac{1}{2})(n-mL+\psi) \right) \right\} . \qquad (14)$$

[0123] En las ecuaciones (13) y (14) θ y ψ representan factores de fase (constantes) para filtrar la señal de tiempo de valor real x(n) en la señal de subbanda de valor complejo y para reconstruir muestras de salida de valor real y(n) de señales de subbanda de valor complejo dk(m). Es muy conocido que un filtro prototipo y los factores de fase fijos θ y ψ pueden elegirse para dar reconstrucción perfecta, y(n)=x(n), en el caso en el que dk(m)=ck(m), que es cuando las señales de subbanda no se alteran. En la práctica, la propiedad de reconstrucción perfecta se mantendrá cierta hasta un retardo (y/o un cambio de signo), pero en los cálculos que siguen, este detalle se ignorará permitiendo el uso de un filtro prototipo acausal, como también se explica en el caso del tipo pseudo QMF de diseño como en el documento PCT/SE02/00626 "Aliasing reduction using complex exponential modulated filter banks". Aquí, el filtro prototipo es simétrico p(-n)=p(n), y su transformada de Fourier de tiempo discreto P(ω) se evanesce esencialmente fuera del intervalo |ω| ≤ π / L. La reconstrucción perfecta también está sustituida por una propiedad de reconstrucción casi perfecta. Para la derivación que sigue se supondrá por simplicidad que se mantienen tanto la reconstrucción perfecta como que P(ω) = 0 para n / L < |ω| ≤ n. Además, se supone que los factores de fase cumplen la condición que ψ -θ es igual a un número entero múltiplo de 4L.

[0124] En un banco de filtros críticamente muestreado, la alteración de señales de subbanda antes de la síntesis normalmente conduce a la introducción de artefactos de solape. Esto se vence aquí debido al hecho de que se introduce un muestreo en exceso por un factor dos usando señales de valor complejo. Aunque la tasa de muestreo total de las muestras de subbanda es idéntica a la tasa de muestreo de la señal de entrada de tiempo discreto, la señal de entrada es de valor real y las muestras de subbanda son de valor complejo. Como se explicará resumidamente más adelante, la ausencia de pseudónimos abre la puerta al procesamiento de señales invariantes de tiempo eficiente.

Filtrado de subbanda en un banco de filtros modulado complejo

[0125] Considerar la modificación de filtrado de subbanda **750** de cada señal de subbanda obtenida filtrando las muestras de análisis $c_k(m)$ del banco de análisis complejo **710** con un filtro con respuesta al impulso $g_n(m)$ antes de la síntesis (12) realizada por el banco (de filtros) de síntesis complejo **770**

$$d_k(m) = \sum_l g_k(l) c_k(m-l) \quad . \qquad (15)$$

[0126] Cálculos elementales muestran que dadas las suposiciones sobre la respuesta de frecuencia del filtro prototipo, el efecto resultante sobre la señal de tiempo reconstruida es la de un filtrado de tiempo discreto

$$Y(\omega) = G(\omega) X(\omega) , \qquad (16)$$

donde

$$G(\omega) = \sum_{k=-L}^{L-1} G_k(L\omega) \left| \left(\omega - \tfrac{\pi}{L}(k+\tfrac{1}{2})\right) \right|^2 \quad . \qquad (17)$$

[0127] Aquí, $G_k(\omega)=\sum_m(m)\exp(-im\omega)$ es la transformada de Fourier de tiempo discreto del filtro aplicada en la subbanda k para $k\geq 0$ y

$$G_k(\omega) = G_{-1-k}(-\omega)^* \quad \text{para} \quad k<0 \qquad (18)$$

donde * indica conjugación compleja. Observar aquí que el caso especial $G_k(\omega)=1$ conduce a $G(\omega)=1$ en (17) debido al diseño especial supuesto del prototipo $p(v)$, que implica

$$\sum_{k=-L}^{L-1} \left| P\left(\omega - \frac{\pi}{L}(k+\tfrac{1}{2}) \right) \right|^2 = 1 \qquad (19)$$

[0128] Otro caso de síntesis es $G_k(\omega)=\exp(-i\omega)$ que conduce a $G(\omega)=\exp(iL\omega)$, de manera que $y(n)=x(n - L)$.

Aproximación de una respuesta de filtro dada por filtrado de subbanda

[0129] Dejemos que $H(\omega)$ sea un filtro dado (por ejemplo, función de transferencia) con respuesta al impulso de valor real $h(n)$. Estos datos se consideran como la entrada al convertidor de filtro **101**. En vista de (17) y (19), una elección trivial para los filtros de subbanda que producen la respuesta deseada $G(\omega) = H(\omega)$ viene dada por

$$G_k(\omega) = H(\omega / L)\,, \quad \text{para} \quad \left|\omega - \pi(k+1/2)\right| \le \pi \qquad , \tag{20}$$

[0130] El inconveniente de esta fórmula es que aunque $H(\omega)$ sea una función suave de ω, el segmento periodizado de ella definido por (20) presentará saltos y la respuesta al impulso de los filtros de subbanda será innecesariamente larga. El uso desventajoso del pseudo-banco QMF complejo para la ecualización o ajuste de envolvente consiste en aplicar una única ganancia g_k en cada subbanda, que produce la función de transferencia

$$G(\omega) = \sum_{k=-1}^{L-1} g_k \left| P\left(\omega - \frac{\pi}{L}(k+\tfrac{1}{2})\right)\right|^2 \tag{21}$$

con la extensión $g_k = g^*_{-l-k}$ para $k < 0$ definida según (18). En vista de (19), se logra

$$G\left(\frac{\pi}{L}(k+\tfrac{1}{2})\right) = g_k\,, \quad \text{para} \quad k = 0,1,\ldots,(L-1) \qquad , \tag{22}$$

y la función de transferencia se interpola entre aquellas frecuencias. Para respuestas de filtro $H(\omega)$ objetivo que varían lentamente en función de la frecuencia ω, un primer procedimiento de aproximación del filtro se obtiene, por tanto, eligiendo

$$G_k(\omega) = H\left(\frac{\pi}{L}(k+\tfrac{1}{2})\right). \tag{23}$$

[0131] Se usa un convertidor de filtro **101** para convertir el filtro (definido por su respuesta al impulso) ***h(n)*** en filtros intermedios de subbanda **760** por medio del banco de filtros de análisis **710** que emplea filtro prototipo de valor real ***q(n),***

$$g_k(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n+mL)q(n)\exp\left(-i\frac{\pi}{L}(k+\tfrac{1}{2})n\right) \qquad . \tag{24}$$

[0132] En términos de transformada Fourier esto se interpreta

$$G_k(\omega) = \frac{1}{L}\sum_{l=0}^{L-1} H\left(\frac{\omega+2\pi l}{L}\right) Q\left(\frac{\omega+2\pi l}{L} - \frac{\pi}{L}(k+\tfrac{1}{2})\right)^* . \tag{25}$$

[0133] La ventaja de este procedimiento es que cualquier filtro ***h(n)*** dado puede ser eficientemente transformado en respuestas de filtro de subbanda intermedio. Si ***q(n)*** tiene $K_Q \cdot L$ derivaciones, un filtro de dominio temporal ***h(n)*** de $K_H \cdot L$ derivaciones se convierte en dominio de filtros de subbanda (24) con $(K_H + K_Q - 1)$ derivaciones, en la que K_H y K_Q son números enteros positivos. En el caso de que K_Q sea igual a 3 ($L \cdot K_Q = 192$) y con una respuesta al impulso de un filtro de dominio temporal correspondiente a una longitud de $K_H \cdot 64$ ($L = 64$), cada filtro de subbanda intermedio **760** tiene una longitud de respuesta al impulso de solo $K_H + 3 - 1 = K_H + 2$ derivaciones.

<u>Diseño del filtro prototipo para el convertidor de filtro</u>

[0134] La inserción de (25) en (17) da

$$G(\omega) = \sum_{l=0}^{L-1} H\left(\omega\frac{2\pi}{L}l\right) \sum_{k=-L}^{L-1} \frac{1}{L} Q\left(\omega + \frac{2\pi}{L}l - \frac{\pi}{L}(k+\tfrac{1}{2})\right)^* \left| P\left(\omega - \frac{\pi}{L}(k+\tfrac{1}{2})\right)\right|^2 . \tag{26}$$

[0135] Por lo tanto, la condición para $G(\omega) = H(\omega)$ a mantener es que

$$\sum_{k=-L}^{L-1} \frac{1}{L} Q\left(\omega + \frac{2\pi}{L}l - \frac{\pi}{L}(k+\tfrac{1}{2})\right)^* \left| P\left(\omega - \frac{\pi}{L}(k+\tfrac{1}{2})\right)\right|^2 = \delta[l]\,, \tag{27}$$

donde $\delta[l] = 1$ para $l = 0$ y $\delta[l] = 0$ para $l \neq 0$. Una solución simple para (27) se da por el filtro de pared de ladrillo

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

[0136] Este filtro prototipo se corresponde con la elección (20) y tiene la desventaja de que tiene una respuesta infinita al impulso y lentamente en decaimiento *q(n).* En su lugar, la ecuación (17) se resuelve aproximadamente (por ejemplo en el sentido de mínimos cuadrados) con un filtro de respuesta finita al impulso *q(n).* El dominio temporal equivalente de (27) es el sistema de ecuaciones lineales para *k = 0, 1, ..., L - 1* y para todos los números enteros *m*,

$$\sum_{v=-\infty}^{\infty} p_2(k+nL-2mL)q(k+nL)=\frac{1}{2L}\delta[k] \quad , \qquad (28)$$

donde

$$p_2(n)=\sum_{l=-\infty}^{\infty} p(l)p(l+n) \qquad (29)$$

es la autocorrelación de *p(n).* Para cualquier longitud de soporte dada, el sistema de ecuaciones lineales (28) puede resolverse en el sentido de mínimos cuadrados para filtro prototipo *q(n).* Se desea usar un soporte significativamente más corto que aquél del filtro prototipo del banco de filtros original *p(n),* y en ese caso el sistema lineal (28) está sobredeterminado. Una calidad dada de aproximación también puede ser intercambiada por otras propiedades deseables mediante optimización conjunta. Un ejemplo de una propiedad tal es un tipo de paso bajo de respuesta de frecuencia ***Q(ω).***

[0137] A continuación se describe la determinación de una representación QMF multi-ranura (dominio de subbanda) de los filtros HRTF. La conversión de filtro del dominio temporal en el dominio de subbanda QMF complejo se realiza por un filtro FIR en el convertidor de filtro **101**. Para ser más precisos, la siguiente descripción explica resumidamente un procedimiento para implementar un filtro FIR dado ***h(n)*** de longitud $\boldsymbol{N_H}$ en el dominio de subbanda QMF complejo.

[0138] El propio filtrado de subbanda se lleva a cabo por los filtros intermedios **760** dentro del filtrado de subbanda **750**. Para ser más precisos, el filtrado de subbanda consiste en la aplicación separada de un filtro intermedio FIR de valor complejo $g_k(l)$ para cada subbanda QMF con un índice ***k*** = 0, 1, ..., 63. En otras palabras, en la siguiente descripción se harán referencias especiales al caso de *L* = 64 señales de subbanda diferentes. Sin embargo, este número específico de señales de subbanda no es esencial y las ecuaciones apropiadas también se darán en una forma más general.

[0139] El convertidor de filtro **101,** que convierte el filtro FIR de dominio temporal ***h(n)*** dado en el dominio de filtros de subbanda complejo $\boldsymbol{g_k(l)}$, comprende el banco de análisis complejo **710**. El filtro prototipo del banco de filtros de análisis complejo **710** del convertidor de filtro **101** ***q(n)*** de longitud 192 (= 3 · 64) para el caso específico de ***L*** = **64** señales de subbanda se crea resolviendo en el sentido de mínimos cuadrados el sistema sobredeterminado de la ecuación (28). Los coeficientes de filtro ***q(n)*** se describirán en más detalle para el caso de *L* = 64 señales de subbanda después.

[0140] Para ser más preciso en términos de descripción matemática, una extensión con ceros en el filtro FIR de dominio temporal se define por

$$\tilde{h}(n)=\begin{cases} h(n), & n=0,1...,N_H-1, \\ 0, & resto \end{cases} \qquad (30)$$

[0141] Los filtros de dominio de subbanda intermedios resultantes se basan en la ecuación (24) y pueden expresarse en el caso general como

$$g_k(l)=\sum_{n=0}^{N_q-1}\tilde{h}(n+L\cdot(l-l_0))\cdot q(n)\cdot \exp\left(-i\frac{\pi}{L}\left(k+\frac{1}{2}\right)(n-n_0)\right) \quad . \qquad (31)$$

en la que l_0 y n_0 son retardos, *l* es un número entero que indica un índice de las derivaciones de filtro y $N_q(=N_Q)$ es la longitud de la respuesta al impulso del filtro prototipo **q(n)**.

[0142] Debe observarse que en el marco de la presente solicitud por una ecuación que se basa en una ecuación se entiende una introducción de factores de retardo adicionales (véase l_0 y n_0), coeficientes adicionales y una

introducción de una función de ventana u otra función simple. Además, pueden abandonarse constantes simples, sumandos constantes etc. Además, también están incluidas transformaciones algebraicas, transformaciones de equivalencia y aproximaciones (por ejemplo, una aproximación de Taylor) que no cambian el resultado de la ecuación en absoluto o en una manera significativa. En otras palabras, tanto ligeras modificaciones, además de transformaciones que conducen a esencialmente idénticas en términos del resultado, están incluidas en el caso que una ecuación o expresión se base en una ecuación o expresión.

[0143] En el caso *L = 64,* la expresión para el dominio de filtros de subbanda o filtros intermedios **760** llega a ser

$$g_k(l) = \sum_{n=0}^{191} \tilde{h}(n + 64 \cdot (l-2)) \cdot q(n) \cdot \exp\left(-i\frac{\pi}{64}\left(k+\frac{1}{2}\right)(n-95)\right) \quad . \qquad (32)$$

[0144] Estos filtros de subdominio tienen una longitud $L_Q = K_H + 2$, donde

$$K_H = \lceil N_H / 64 \rceil \qquad (33)$$

y N_H es la longitud de la respuesta al impulso ***h(n)*** de las características del filtro que van a transferirse en el dominio de subbanda.

[0145] En este caso, el número entero *k* = 0, 1, ..., 63 es una vez más el índice de una subbanda y *l = 0, 1*, **...,** ***(K_H + 1)*** es un número entero que indica derivaciones de los filtros intermedios **760** resultantes.

[0146] El sumando adicional de (-2) en la ecuación (32) en comparación con la ecuación (24) es aquí debido a que la ecuación (24) se desarrolló sin ninguna consideración a la pérdida de filtros. Implementaciones reales producirán que siempre se introduzcan retardos. Por lo tanto, dependiendo de la implementación concreta, pueden implementarse retardadores o retardos adicionales, que han sido omitidos en aras de simplicidad en las figuras.

[0147] En muchos casos el sistema de ecuaciones lineales (28) está sobredeterminado. Sin embargo, puede resolverse o aproximarse en el sentido de mínimos cuadrados con respecto a los coeficientes de filtro prototipo ***q(n).*** Resolver el sistema de ecuaciones lineales (28) en el sentido de mínimos cuadrados conduce a las siguientes derivaciones de filtro del filtro prototipo ***q(n)*** para cumplir las siguientes relaciones para los números enteros ***n*** de 0 a 191:

q[0] = -0,2029343380
q[1] = -0,1980331588
q[2] = -0,1929411519
q[3] = -0,1876744222
q[4] = -0,1822474011
q[5] = -0,1766730202
q[6] = -0,1709628636
q[7] = -0,1651273005
q[8] = -0,1591756024
q[9] = -0,1531160455
q[10] = -0,1469560005
q[11] = -0,1407020132
q[12] = -0,1343598738
q[13] = -0,1279346790
q[14] = -0,1214308876
q[15] = -0,1148523686
q[16] = -0,1082024454
q[17] = -0,1014839341
q[18] = -0,0946991783
q[19] = -0,0878500799
q[20] = -0,0809381268
q[21] = -0,0739644174
q[22] = -0,0669296831
q[23] = -0,0598343081
q[24] = -0,0526783466
q[25] = -0,0454615388
q[26] = -0,0381833249
q[27] = -0,0308428572
q[28] = -0,0234390115
q[29] = -0,0159703957
q[30] = -0,0084353584
q[31] = -0.0008319956
q[32] = 0,0068418435
q[33] = 0,0145885527
q[34] = 0,0224107648
q[35] = 0,0303113495
q[36] = 0,0382934126
q[37] = 0,0463602959
q[38] = 0,0545155789
q[39] = 0,0627630810
q[40] = 0,0711068657
q[41] = 0,0795512453
q[42] = 0,0881007879
q[43] = 0,0967603259
q[44] = 0,1055349658
q[45] = 0,1144301000
q[60] = 0,2671158700
q[61] = 0,2790029236
q[62] = 0,2911752349
q[63] = 0,3036503350
q[64] = 0,9025275713
q[65] = 0,9103585196
q[66] = 0,9176977825
q[67] = 0,9245760683
q[68] = 0,9310214581
q[69] = 0,9370596739
q[70] = 0,9427143143
q[71] = 0,9480070606
q[72] = 0,9529578566
q[73] = 0,9575850672

q[46] = 0,1234514222
q[47] = 0,1326049434
q[48] = 0,1418970123
q[49] = 0,1513343370
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
q[59] = 0,2554979664
q[88] = 0,9970525352
q[89] = 0,9980952118
q[90] = 0,9989716504
q[91] = 0,9996847806
q[92] = 1.0002369837
q[93] = 1.0006301028
q[94] = 1.0008654482
q[95] = 1.0009438063
q[96] = 1.0008654482
q[97] = 1.0006301028
q[98] = 1.0002369837
q[99] = 0,9996847806
q[100] = 0,9989716504
q[101] = 0,9980952118
q[102] = 0,9970525352
q[103] = 0,9958401318
q[104] = 0,9944539395
q[105] = 0,9928893067
q[106] = 0,9911409728
q[107] = 0,9892030462
q[108] = 0,9870689790
q[109] = 0,9847315377
q[110] = 0,9821827692
q[111] = 0,9794139640
q[112] = 0,9764156119
q[113] = 0,9731773547
q[114] = 0,9696879297
q[115] = 0,9659351065
q[144] = 0,1234514222
q[145] = 0,1144301000
q[146] = 0,1055349658
q[147] = 0,0967603259
q[148] = 0,0881007879
q[149] = 0,0795512453
q[150] = 0,0711068657
q[151] = 0,0627630810
q[152] = 0,0545155789
q[153] = 0,0463602959
q[154] = 0,0382934126
q[155] = 0,0303113495
q[156] = 0,0224107648
q[157] = 0,0145885527
q[158] = 0,0068418435
q[159] = -0.0008319956
q[160] = -0,0084353584
q[161] = -0,0159703957
q[162] = -0,0234390115
q[163] = -0,0308428572
q[164] = -0,0381833249
q[165] = -0,0454615388
q[166] = -0,0526783466
q[167] = -0,0598343081

q[74] = 0,9619056158
q[75] = 0,9659351065
q[76] = 0,9696879297
q[77] = 0,9731773547
q[78] = 0,9764156119
q[79] = 0,9794139640
q[80] = 0,9821827692
q[81] = 0,9847315377
q[82] = 0,9870689790
q[83] = 0,9892030462
q[84] = 0,9911409728
q[85] = 0,9928893067
q[86] = 0,9944539395
q[87] = 0,9958401318
q[116] = 0,9619056158
q[117] = 0,9575850672
q[118] = 0,9529578566
q[119] = 0,9480070606
q[120] = 0,9427143143
q[121] = 0,9370596739
q[122] = 0,9310214581
q[123] = 0,9245760683
q[124] = 0,9176977825
q[125] = 0,9103585196
q[126] = 0,9025275713
q[127] = 0,8941712974
q[128] = 0,2911752349
q[129] = 0,2790029236
q[130] = 0,2671158700
q[131] = 0,2554979664
q[132] = 0,2441343742
q[133] = 0,2330113868
q[134] = 0,2221163080
q[135] = 0,2114373458
q[136] = 0,2009635191
q[137] = 0,1906845753
q[138] = 0,1805909194
q[139] = 0,1706735517
q[140] = 0,1609240126
q[141] = 0,1513343370
q[142] = 0,1418970123
q[143] = 0,1326049434
q[168] = -0,0669296831
q[169] = -0,0739644174
q[170] = -0,0809381268
q[171] = -0,0878500799
q[172] = -0,0946991783
q[173] = -0,1014839341
q[174] = -0,1082024454
q[175] = -0,1148523686
q[176] = -0,1214308876
q[177] = -0,1279346790
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

[0148] La Fig. 13 muestra un diagrama de bloques simplificado de una realización de un compresor de filtro **102** que comprende un procesador **820** y un constructor de respuestas al impulso de filtro **305** que están conectados en serie entre una entrada y una salida de la realización del compresor de filtro **102**. La realización de un compresor de filtro **102** recibe en la entrada un conjunto de respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada, que tiene valores de respuesta al impulso de filtro en derivaciones de filtro, que se proporcionan al procesador **820**. El procesador **820** examina los valores de respuesta al impulso de filtro de al menos dos de las respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada y es capaz de seleccionar valores de respuesta al impulso de filtro que tienen un valor absoluto más alto, como se ha explicado en el contexto de la Fig. 4 y especialmente en el contexto del módulo de representación en valor absoluto **303** y el módulo de blanqueamiento **402**, en particular, junto con un generador de máscara **304**. Además, el procesador **820** es capaz de no seleccionar al menos un valor de respuesta al impulso de filtro, que tiene un valor absoluto más bajo en comparación con al menos una respuesta al impulso de filtro seleccionada.

[0149] En otras palabras, el procesador **820** de la realización mostrada en la Fig. 13 comprende la funcionalidad del módulo de representación en valor absoluto **303** y el generador de máscara **304**. El constructor de respuestas al impulso de filtro, o más bien el módulo de calculadora de filtro **305**, es capaz de construir respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas usando los valores de respuesta al impulso de filtro seleccionados, en el que las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas no incluyen valores de respuesta al impulso de filtro o valores de valor cero correspondientes a derivaciones de filtro de valores de respuesta al impulso de filtro no seleccionados. Como se ha explicado anteriormente, debe observarse que el filtro de respuesta al impulso de filtro **305** puede adaptarse para establecer valores de respuesta al impulso no seleccionados a cero o construir las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas copiando solo los valores de respuesta al impulso seleccionados o por algún otro medio para descartar los valores de respuesta al impulso de filtro no seleccionados.

[0150] Como consecuencia, la realización del compresor de filtro **102**, como se muestra en la Fig. 13, es capaz de llevar a cabo una realización de un procedimiento inventivo de fabricación de respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas a partir de entradas en respuestas al impulso de filtro de subbanda que tienen valores de respuesta al impulso de filtro en derivaciones de filtro. En el contexto de las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas, el fabricar las mismas puede entenderse igualmente que generar o proporcionar las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas a un sistema o un medio de almacenamiento legible por ordenador.

[0151] Como se indica en el contexto de la discusión del módulo de blanqueamiento **402** en la Fig. 4, los procedimientos descritos de blanqueamiento o ponderación de la representación de evaluación $A(n,k)$ o más bien la representación en valor absoluto $\boldsymbol{A^v(n,k)}$, que puede llevarse a cabo según la ecuación (4), se explicarán en más detalle en el contexto de la Fig. 14. Por consiguiente, la Fig. 14a muestra una representación esquemática de una característica de filtro **850** a modo de ejemplo, en función de la frecuencia del filtro en el dominio temporal. Además, la Fig. 14a muestra esquemáticamente la disposición de las bandas de frecuencia **860-0,** ..., **860-4,** correspondientes que se corresponde con las subbandas con índices $k = 0, ..., 4$. Cada una de estas bandas de frecuencia **860** (usando signos de referencia resumen como se indica anteriormente) correspondientes a una de las subbandas con el índice de subbanda $\boldsymbol{k}$ respectivo puede además caracterizarse en términos de una frecuencia central, que se indica en la Fig. 14a como una línea discontinua **870-0,** ..., **870-4.** La frecuencia central, además de las bandas de frecuencia de las subbandas respectivas, se determinan por la estructura interna de los bancos de filtros modulados complejos empleados en el convertidor de filtro **101**. Para ser más precisos, el filtro prototipo $\boldsymbol{q(n)}$ junto con la frecuencia central dependiendo del índice de subbanda $\boldsymbol{k}$**,** como puede observarse, por ejemplo, en el caso de la ecuación (14), determina las bandas de frecuencia correspondientes de la subbanda respectiva. Si, por ejemplo, el filtro prototipo del banco de filtros modulados complejos $\boldsymbol{p(n)}$ o $\boldsymbol{q(n)}$ correspondiente es un filtro paso bajo para la subbanda con el índice $\boldsymbol{k = 0}$, debido a la modulación compleja como se expresa por la función exponencial en la ecuación (14), se transferirá a filtro paso bajo para índices de subbanda $\boldsymbol{k \geq 1}$ más altos.

[0152] La Fig. 14b muestra una representación esquemática de las respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada como se proporciona, por ejemplo, por el convertidor de filtro **101**. Para ser más precisos, la Fig. 14b muestra esquemáticamente, que indica la representación de evaluación $\boldsymbol{A(k,n)}$ para las diferentes subbandas, indicadas como un conjunto de flechas **880**. Por motivos de simplicidad solo, para cada subbanda se muestra un conjunto de tres flechas **880** en la Fig. 14b para cada una de las subbandas **890-0,** ..., **890-4**. Como se indica por las llaves **900-0,** ..., **900-2,** las cinco subbandas **890-0,** ..., **890-4** están dispuestas en tres subgrupos de subbandas **900-0, 900-1, 900-2,** en los que el primer subgrupo **900-0** comprende solo la primera subbanda **890-0** (k = 0), mientras que el segundo y tercer subgrupos **900-1, 900-2,** comprende cada uno dos, en términos de las frecuencias centrales de las subbandas vecinas **890-1** y **890-2,** además de **890-3** y **890-4.**

[0153] Según el blanqueamiento o blanqueamiento espectral llevado a cabo en el marco del módulo de blanqueamiento **402** mostrado en la Fig. 4, según la ecuación (4) con respecto a cada uno de los subgrupos de subbandas **900,** se determina el valor máximo de la representación de evaluación, y se restará después de cada uno de los valores de la representación de evaluación para obtener la representación de evaluación blanqueada $\boldsymbol{A_w(k,n)}$, como se muestra en la Fig. 14c. Como consecuencia de restar el valor máximo de la representación de evaluación, para cada uno de los subgrupos **900**, la máxima contribución de la representación de evaluación se establecerá a cero, como se indica en la Fig. 14c por los puntos **910.**

[0154] Debido a la determinación del valor máximo para cada uno de los subgrupos **900** según la ecuación (4), cada uno de los subgrupos de subbandas **900** comprende al menos un valor de la representación de evaluación blanqueada que tiene el valor de cero, en el que el resto de los valores de la representación de evaluación blanqueada $A_w(k,n)$ es más pequeño que o igual a cero. Como consecuencia, en cada uno de los subgrupos **900** al menos un valor se establece a cero y así representa un valor máximo de manera que cada uno de los subgrupos de subbandas, que se determinaron según un modelo psico-acústico en algunas de las realizaciones, retiene en el transcurso de la compresión al menos un valor de respuesta al impulso de filtro de cada uno de los subgrupos **900**.

[0155] Así, en el transcurso del blanqueamiento espectral como se describe por ecuación (4), el peso espectral o la energía espectral se transfiere de las subbandas que tienen una frecuencia central más baja a subbandas que tienen frecuencias más altas aplicando el esquema de blanqueamiento. Una comparación directa de las Fig. 14b y 14c también subraya esto. Mientras que en la Fig. 14b los valores de la representación de evaluación en el subgrupo **900-2** son significativamente más pequeños que aquellos del subgrupo **900-1,** después de aplicar el procedimiento de blanqueamiento, los valores de la representación de evaluación blanqueada resultantes en los subgrupos **900-2** son significativamente más grandes en comparación con al menos algunos de los valores de la representación de evaluación del subgrupo **900-1.** Debe observarse en este contexto que el subgrupo **900-1** comprende dos valores de la representación de evaluación de valor cero como se indica por los puntos **910**, que se producen por el hecho de que las representaciones de evaluación $A(k,n)$ como se muestran en la Fig. 14b del subgrupo comprenden dos valores máximos idénticos. Esto, sin embargo, no es una violación de una aplicación de la ecuación (4). La ecuación (4) solo garantiza que al menos un valor de la representación de evaluación de cada subgrupo se establece a cero y así representa el máximo valor en el contexto de la representación de evaluación blanqueada $A_w(k,n)$.

[0156] La Fig. 15 muestra otra realización de un compresor de filtro **501** que es capaz de procesar más de una respuesta al impulso de filtro de subbanda de entrada $H^v(n,k)$**.** La estructura del compresor de filtro mostrada en la Fig. 15 es muy similar a la mostrada en la Fig. 5 y se diferencia de esa realización solo con respecto al hecho de que los módulos de representación en valor absoluto **303** comprenden cada uno un módulo de función en valor absoluto y logarítmica **401** y un módulo de blanqueamiento **402**, que también se muestran y explican en el contexto de la Fig. 4. Además, el módulo de cálculo de filtro o constructor de respuestas al impulso de filtro **305** comprende cada uno un módulo de decimador de filtro **403,** además de una calculadora de ganancia **404**, que pueden implementarse como un componente opcional en el contexto de la Fig. 4.

[0157] La realización mostrada en la Fig. 15 se diferencia de la realización mostrada en la Fig. 5 además con respecto al generador de máscara **502** para múltiples filtros. Para ser más precisos, el generador de máscara **502** de la Fig. 15 comprende un módulo de cálculo promedio **920** que puede, por ejemplo, implementar calcular la representación en valor absoluto $A(n,k)$ conjunta basándose en la representación en valor absoluto $A^v(n,k)$ individual (opcionalmente blanqueada) según la ecuación (9). Para ser incluso más precisos, en el marco de la ecuación (9), las representaciones en valor absoluto individuales o representaciones de evaluación para cada uno de los filtros $A^v(n,k)$ para los filtros $v = 0, ..., (N-1)$ deben sustituirse por las representaciones de evaluación blanqueadas $A_w^v(n,k)$ apropiadas, ya que estos valores de la representación de evaluación blanqueada son proporcionados por los módulos de blanqueamiento **402** al módulo de cálculo promedio **920**. En una realización del compresor de filtro **501**, como se muestra por ejemplo en la Fig. 15, el constructor de respuestas al impulso de filtro individual **305** para los diferentes filtros v = 0, ..., (N-1), en la que N es el número de filtros proporcionados para la realización **501**, puede implementarse como un único constructor de respuestas al impulso de filtro (global) **305'** como se indica en la Fig. 15 por la línea discontinua. Para ser más precisos, dependiendo de la implementación concreta y las circunstancias técnicas, puede ser recomendable implementar un único constructor de respuestas al impulso de filtro **305'** en vez de N constructores de respuestas al impulso de filtros individuales **305**. Esto puede ser el caso, por ejemplo, cuando la potencia computacional, al menos en el marco del constructor de respuestas al impulso de filtros, no sea un objetivo o requisito de diseño esencial. En otras palabras, también la realización **501** mostrada en la Fig. 15 puede ser considerada como la realización en la que el procesador 820 y el constructor de respuestas al impulso de filtro **305'** están conectados en serie entre una entrada y una salida del compresor de filtro **501** respectivo.

[0158] Además, debe observarse que con respecto a realizaciones de los procedimientos y los procedimientos llevados a cabo por las realizaciones de los compresores de filtro **102**, **501**, las Fig. 1 a 6, 13 y 15 también pueden considerarse como diagramas de flujo de los procedimientos respectivos, en los que la "dirección del flujo" está comprendida en la dirección de las señales. En otras palabras, las figuras mencionadas anteriormente no solo reflejan diferentes realizaciones de los compresores de filtro **102**, **501**, sino que también ilustran ambos, los procedimientos llevados a cabo por estas realizaciones, además de realizaciones de los procedimientos para generar las propias respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas.

[0159] Por lo tanto, las realizaciones de la presente invención se refieren a un compresor de filtro en el dominio de subbanda que algunas veces también se denomina QMF (QMF = Banco de filtros espejo en cuadratura), que puede emplearse, por ejemplo, en el campo de las aplicaciones de audio tales como el filtrado de funciones de transferencia relacionadas con la cabeza (HRTF) para una experiencia de sonido multi-canal mediante auriculares.

[0160] La presente invención se refiere al problema de complejidad temporal de uso de filtros largos en el

dominio QMF. La invención enseña nuevas formas para reducir el cálculo requerido cuando se aplica el filtrado en el dominio QMF seleccionando los coeficientes de filtro más relevantes en una representación de tiempo-frecuencia de uno o más filtros, creando una máscara de filtro que indica los coeficientes de filtro más relevantes, e ignorando los coeficientes no cubiertos por la máscara de filtro.

[0161] Sin embargo, en realizaciones de un compresor de filtro **501**, el procesador **820** no se requiere al considerar todos los filtros proporcionados al compresor de filtro **501** cuando se examinan y seleccionan valores de respuesta al impulso de filtro para las respuestas al impulso de filtro comprimidas dadas como salida por el compresor de filtro. Sin embargo, las realizaciones de un compresor de filtro pueden en este caso adaptarse para construir también una respuesta al impulso de filtro comprimida o más de una respuesta al impulso de filtro comprimida para una o más respuestas al impulso de filtro de entrada, que no han sido tenidas en consideración en el marco de examinar y seleccionar valores de respuesta al impulso de filtro. Esto puede, por ejemplo, ser recomendable en el caso de uno o más filtros, siendo perceptualmente eso no importante de manera que para reducir la complejidad temporal se requiere además que estos filtros sean tenidos en consideración cuando se examinan y seleccionan los valores de respuesta al impulso de filtro. Esto puede implementarse, por ejemplo, si uno o más filtros no tienen una cantidad significativa de energía o volumen. En estos casos, las distorsiones introducidas por no examinar y no seleccionar los valores de respuesta al impulso de filtro basados en estos filtros pueden ser aceptables dependiendo de las circunstancias especiales de estos filtros.

[0162] Algunas realizaciones de la presente invención comprenden las siguientes características:

- Convertir el filtro de dominio temporal o varios filtros en una representación de filtros QMF compleja;
- Crear una representación de tiempo/frecuencia en valor absoluto del filtro en el dominio QMF;
- Aplicar un blanqueamiento espectral de la representación en valor absoluto;
- Crear una máscara de filtro que indica los coeficientes de filtro deseados dada la representación de tiempo/frecuencia en valor absoluto de uno o más filtros;
- Crear nuevos filtros QMF complejos que contienen los coeficientes indicados por la máscara de filtro;

[0163] Ajustar la ganancia del nuevo filtro o filtros para obtener la misma ganancia de los nuevos filtros que los filtros originales.

[0164] Una realización de un aparato para recalcular la representación de dominio QMF complejo de filtros es capaz de llevar a cabo:

- la transformación del filtro de dominio temporal en una representación de dominio QMF;
- la creación de una representación de filtro de la representación QMF del filtro;
- la creación de una máscara de filtro basada en la representación de la representación del dominio QMF del filtro; y
- la creación de un nuevo filtro QMF basado en el primer filtro QMF y la máscara de filtro.

[0165] Algunas realizaciones de la presente invención pueden resolver el problema de la alta complejidad temporal del filtrado de filtros largos. Introduce un compresor de filtro que opera en el dominio QMF complejo. Algunas realizaciones de la presente invención, por tanto, pueden ofrecer una reducción de la complejidad temporal del filtrado. Las realizaciones de la presente invención pueden, por ejemplo, implementarse como un compresor de filtro, un procedimiento para la fabricación de respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas, un medio de almacenamiento legible por ordenador o como un programa de ordenador.

[0166] Una realización de un compresor de filtro **102**, **501** ofrece la oportunidad de mejorar la calidad de sonido global significativamente, aunque las características de muchas respuestas al impulso relacionadas con el audio es tener un distintivo de tiempo/frecuencia más bien disperso. Una contribución frecuentemente más larga está solo presente para frecuencias bajas y la duración de tiempo eficaz es mucho más corta que la longitud de filtro nominal para frecuencias más altas. Las realizaciones de la presente invención, por ejemplo en forma de compresores de filtro, son capaces de explotar estas características.

[0167] Además, debe observarse que las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas, como se proporcionan por una realización de un compresor de filtro, pueden almacenarse en un medio de almacenamiento legible por ordenador que tiene almacenado en él un conjunto de o una pluralidad de respuestas al impulso de filtro de subbanda, que juntos se aproximan o representan un filtro HRTF de dominio temporal. En comparación con un conjunto respectivo de respuestas al impulso de filtro relacionadas con HRTF en el dominio QMF complejo, la pluralidad de respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas guardadas en el medio de almacenamiento legible por ordenador normalmente tienen una respuesta al impulso más corta, que puede realizarse tanto teniendo un número más bajo de valores de respuesta al impulso respectivos, por un número reducido de derivaciones de filtro no triviales o no cero, como una combinación de ambos.

[0168] Si, por ejemplo, las funciones de filtro HRTF correspondientes comprenden K_H derivaciones de filtro en el dominio temporal, y las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas guardadas en el medio de almacenamiento legible por ordenador pretenden usarse en un subsistema con L subbandas, las respuestas al impulso

más cortas normalmente comprenden menos de *(K_H / L)* al menos en términos de una respuesta al impulso de filtro de subbanda. Preferentemente, al menos una respuesta al impulso de filtro de subbanda comprende incluso menos de *(KH / L-3)* derivaciones de filtro no triviales o no cero.

[0169] Además, si en el medio de almacenamiento legible por ordenador se almacena más de una pluralidad de conjuntos de respuestas al impulso de filtro de subbanda correspondientes a filtros HRTF de dominio temporal comprimidos, los conjuntos correspondientes de respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas comprenden un patrón de datos común, en el que el patrón de datos común indica valores de respuesta al impulso, que indican en al menos algunos del conjunto de respuestas al impulso de filtro de subbanda guardados en el medio de almacenamiento legible por ordenador, teniendo los valores de respuesta al impulso un valor trivial o estando ausentes. En otras palabras, el patrón de datos común se refiere a valores de respuesta al impulso de filtro no seleccionados en más de un conjunto de respuestas al impulso de filtro, que no han sido usados por un constructor de respuestas al impulso de filtro como parte de una realización de un compresor de filtro. Un patrón de datos (similar) tal puede, por ejemplo, producirse por una máscara de filtro ***M(n,k)*** común como se proporciona por un generador de máscara **502** para múltiples filtros de entrada $\boldsymbol{H^v(n,k)}$.

[0170] En todavía otras palabras, un medio de almacenamiento legible por ordenador puede comprender no solo un único conjunto de respuestas al impulso de filtro de subbanda (comprimidas) para diferentes subbandas, sino una pluralidad de respuestas al impulso de filtro. Cada uno de estos conjuntos de respuestas al impulso de filtro puede comprender un patrón de datos común, que cuando se observa en conjunto, que se da tanto por un valor de respuesta al impulso correspondientes que es de valor cero como está ausente por completo. Cada uno de estos conjuntos de respuestas al impulso de filtro comprende el mismo patrón de datos común que se almacena en el medio de almacenamiento legible por ordenador. Por ejemplo, si en un conjunto de valores de respuesta al impulso de filtro un valor específico indicado por el índice de tiempo o de muestra n y el índice de subbanda k está o bien ausente o es de valor cero, los valores de respuesta al impulso identificados por el mismo índice de muestra o de tiempo n y el mismo índice de subbanda *k* de otros conjuntos de respuestas al impulso de subbanda también están ausentes, son de valor cero o tienen otro valor predefinido. En este contexto, los diferentes conjuntos de respuestas al impulso de filtro se identifican o están marcados por los índices ***v*** respectivos, en los que el índice ***v*** puede, por ejemplo, adquirir cualquiera de los valores de número entero en el intervalo de 0 a ***(N-1),*** en el que ***N*** es una vez más el número de filtros.

[0171] En otras palabras, el patrón de datos descrito anteriormente se refiere a valores de respuesta al impulso de filtro, que puede, por ejemplo, no seleccionarse en el sentido descrito en el contexto de las realizaciones de un compresor de filtro **501**. Por lo tanto, el patrón de datos es reconocible o puede definirse en términos de índices ***(n,k)*** con referencia a los índices de muestra o de tiempo ***n*** y los índices de subbanda ***k*** de diferentes conjuntos de respuestas al impulso de filtro identificados por el índice de filtro *v* respectivo estando todos establecidos a cero o estando todos ausentes.

[0172] El medio de almacenamiento legible por ordenador puede, por ejemplo, comprender filtros relacionados con HRTF. Además, una pluralidad de conjuntos de respuestas al impulso de filtro de subbanda guardados en el medio de almacenamiento legible por ordenador puede ser un conjunto de respuestas al impulso de filtro para un sistema de audio espacial.

[0173] Es importante tener en cuenta que un medio de almacenamiento legible por ordenador puede en principio ser cualquier medio de almacenamiento legible por ordenador. Ejemplos de un medio de almacenamiento legible por ordenador tal son medios de almacenamiento transportables tales como un disquete, un CD, un CD-ROM, un DVD o cualquier otro medio de almacenamiento, que es capaz de guardar información en un modo legible por ordenador. Además, también pueden usarse memorias integradas tales como una RAM (memoria de acceso aleatorio), ROM (memoria de solo lectura), memorias de disco duro, NVM (memoria no volátil) o memorias rápidas. En otras palabras, un medio de almacenamiento legible por ordenador en el sentido de la presente solicitud es no solo un medio de almacenamiento transportable, sino también un medio de almacenamiento integrado. Además, el término medio de almacenamiento legible por ordenador también se refiere a tales medios en los que los datos o la información puede alterarse o cambiarse, además de aquellas memorias en las que la información de datos respectiva no puede cambiarse.

[0174] Por lo tanto, según una realización de la presente invención, un medio de almacenamiento legible por ordenador puede tener almacenado en él una pluralidad de respuestas al impulso de filtro de subbanda, aproximándose juntos a la función de transferencia relacionada con la cabeza de dominio temporal, en el que la pluralidad de respuestas de filtro de impulsos de filtro de subbanda tienen respuesta al impulso más corta en comparación con la función de transferencia relacionada con la cabeza de dominio temporal.

[0175] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 para examinar los valores de respuesta al impulso de filtro está adaptado para procesar valores de respuesta al impulso de filtro de valor complejo y el constructor de respuesta al impulso de filtro 305 está adaptado para procesar valores de respuesta al impulso de valor complejo .

[0176] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para examinar los valores de respuesta al impulso de filtro basados en un valor absoluto, de manera que los valores más altos son valores absolutos más altos y el valor inferior es un valor absoluto inferior.

[0177] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para examinar los valores de respuesta al impulso de filtro basados en un valor absoluto, una parte real, un valor absoluto de la parte real, una parte imaginaria, un valor absoluto de la parte imaginaria o una fase de los valores complejos de los valores de respuesta al impulso de filtro.

[0178] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para calcular la representación de evaluación basada en un modelo psicoacústico o un modelo basado en una característica de un oído humano.

[0179] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para calcular valores absolutos basados en los valores de respuesta al impulso de filtro para obtener la representación de evaluación.

[0180] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para calcular valores logarítmicos basándose en los valores de respuesta al impulso de filtro para obtener la representación de evaluación.

[0181] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para calcular la representación de evaluación *A (n, k)* en base a la ecuación

$$A(n,k) = 20\log_{10}\left|H(n,k)\right| \quad ,$$

en donde *H (n, k)* son los valores de respuesta al impulso de filtro, en donde *n* es un número entero que indica un índice de muestra o de tiempo, y donde *k* es un número entero que indica un índice de la subbanda de las al menos dos respuestas al impulso de filtro de subbanda de impulso.

[0182] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para calcular la representación de evaluación *A (n, k)* en base a la ecuación

$$A(n,k) = \left|H(n,k)\right|^{s} \quad ,$$

en donde *n* es un número entero que indica un índice de muestra o de tiempo, donde k es un número entero que indica un índice de las subbandas de las al menos dos respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada, y donde *s* es un número real cuyo valor no es cero.

[0183] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para ponderar la representación de evaluación sobre la base de un modelo psicoacústico basado en las frecuencias centrales de las subbandas correspondientes a las respuestas de impulso de filtro de subbanda de entrada para obtener una representación de evaluación blanqueada.

[0184] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para ponderar la representación de evaluación sobre la base de al menos un subgrupo de subbandas, en el que cada subbanda pertenece como máximo a un subgrupo de subbandas.

[0185] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para ponderar la representación de evaluación sobre la base de al menos un subgrupo de subbandas, en el que cada subgrupo de subbandas comprende al menos una subbanda y cada subbanda pertenece exactamente a una subgrupo de sub-bandas.

[0186] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para ponderar la representación de evaluación sobre la base de al menos un subgrupo de subbandas, en el que cada subgrupo que comprende al menos dos subbandas comprende sólo subbandas con frecuencias centrales vecinas con respecto a un conjunto de frecuencias centrales de todas las subbandas ordenadas de acuerdo con las respectivas frecuencias centrales de las subbandas.

[0187] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para ponderar la representación de evaluación para obtener una representación de evaluación blanqueada tal que cada subbanda o cada subgrupo de subbandas comprende al menos un valor de la representación de evaluación blanqueada que corresponde a un valor de respuesta de impulso y que comprende un valor predeterminado, adaptable, programable o fijo.

[0188] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para ponderar la representación de evaluación para cada subbanda individualmente.

[0189] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para ponderar la representación de evaluación de tal manera que la ponderación comprende determinar un valor máximo para cada subgrupo de subbandas o para cada subbanda y sustraer el valor máximo determinado de cada valor de la representación de evaluación para el respectivo subgrupo de subbandas o para las respectivas subbandas.

[0190] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para ponderar la representación de evaluación *A (n, k)* para obtener la representación de evaluación blanqueada A_W *(n, k)* basada en la ecuación:

$$\mathbf{A}_W(n,k) = \mathbf{A}(n,k) - \max_{l \in I(p)} \max_n \mathbf{A}(n,l), \quad k \in I(p) \quad ,$$

en el que *n* es un número entero que indica un índice de muestra o de tiempo, en el que *k* y *l* son números enteros que indican índices de las sub-bandas de las al menos dos respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada, en donde *p* es un número entero que indica un subgrupo de subbandas, y donde *l(p)* es un conjutno de índices de subbanda comprendidos en el subgrupo de subbandas indicado por el número entero *p*.

[0191] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para ponderar la representación de evaluación de tal manera que la ponderación comprende determinar un valor máximo para cada subgrupo de subbandas o para cada subbanda y dividir cada valor de la representación de evaluación del respectivo subgrupo de subbandas o de la respectiva subbanda por el valor máximo determinado o un valor derivado del mismo para el respectivo subgrupo de subbandas o por el valor máximo determinado para la respectiva subbanda.

[0192] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para encontrar los valores de respuesta al impulso de filtro basados en la representación de evaluación.

[0193] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para examinar los valores de respuesta de impulso de filtro de tal manera que con respecto a al menos una subbanda o con respecto a al menos un subgrupo de subbandas menos del 50% del número total de los respectivos valores de respuesta al impulso de filtro tiene valores inferiores a los valores superiores.

[0194] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para examinar los valores de respuesta al impulso de filtro de tal manera que con respecto a al menos una subbanda el número de valores de respuesta al impulso de filtro es igual o menor que (K_Q - *3*).

[0195] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para examinar el valor de respuesta de impulso de filtro de modo que basándose en la representación de evaluación o la representación de evaluación blanqueada, un número predeterminado, ajustable, fijo o programable de valores de respuesta al impulso tienen los valores más altos.

[0196] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado de manera que el número predeterminado, ajustable, fijo o programable sea mayor o igual al número de subbandas o igual o mayor que el número de subgrupos de subbandas.

[0197] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para encontrar al menos un valor de respuesta al impulso de filtro que es inferior a los valores más altos, cuando el valor del valor de respuesta al impulso de filtro está próximo a un nivel de aliasing de un banco de filtros correspondiente a la respuesta al impulso del filtro de subbanda de entrada.

[0198] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para proporcionar la máscara *M (n, k)* que tiene un valor binario que indica si el valor de respuesta al impulso indicado por los números enteros *n*, k tiene un valor más alto o tiene un valor inferior a los valores superiores.

[0199] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado de manera que examinar los valores de respuesta al impulso de filtro comprende seleccionar las respuestas al impulso de filtro que tienen los valores más altos.

[00200] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el constructor de respuesta al impulso de filtro 305 está adaptado para construir las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas usando los valores de respuesta al impulso de filtro que tienen un valor más alto mediante al menos una de las siguientes acciones: tomar y copiar los respectivos valores de respuesta al impulso.

[00201] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el constructor de respuesta al impulso de filtro 305 está adaptado para construir las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas $H_M(n,k)$ basándose en la ecuación:

$$H_M(n,k) = M(n,k) \cdot H(n,k) \qquad ,$$

en la que *H(n, k)* son valores de respuesta al impulso de filtro, *M(n, k)* es una máscara proporcionada por el procesador 820 indicando los valores de respuesta al impulso de filtro que tienen un valor superior o un valor inferior a los valores superiores, donde la máscara comprende el valor 0 para un valor de respuesta al impulso de filtro que tiene un valor inferior al de los valores superiores, en el que *n* es un número entero que indica un índice de muestra o de tiempo y *k* es un número entero que indica un índice de las subbandas de las al menos dos respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada.

[00202] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el constructor de respuesta de impulso de filtro 305 está adaptado para ajustar al menos un valor de respuesta al impulso de filtro de una respuesta de impulso de filtro de subbanda comprimida de tal manera que el al menos un valor de respuesta al impulso de filtro ajustado comprende un valor absoluto mayor comparado con el valor absoluto del correspondiente valor de respuesta al impulso de filtro.

[00203] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el constructor de respuesta al impulso de filtro 305 está adaptado para ajustar los valores de respuesta al impulso que tienen un valor más alto multiplicando los respectivos valores de respuesta al impulso con un factor de ganancia específico de subbanda dependiendo de la respectiva subbanda.

[00204] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el constructor de impulso de filtro 305 está adaptado para ajustar los valores de respuesta al impulso que tienen un valor más alto multiplicando los respectivos valores de respuesta al impulso con un factor de ganancia específico de subgrupo dependiendo del respectivo subgrupo de subbandas.

[00205] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el constructor de impulso de filtro 305 está adaptado para construir los valores de respuesta al impulso de filtro de subbanda comprimidos proporcionando un valor de valor real basado en un valor de respuesta al impulso de filtro de valor complejo como el correspondiente valor de respuesta al impulso de filtro de subbanda comprimida, cuando el valor de respuesta del filtro de entrada de valor complejo corresponde a una frecuencia central por encima de una frecuencia de frontera.

[00206] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el constructor de impulso de filtro 305 está adaptado de manera que el valor de valor real basado en el valor de respuesta al impulso de filtro de valor complejo es al menos uno de una parte real, una parte imaginaria, un valor absoluto, una fase, una combinación lineal basada en la misma, una expresión polinómica basada en la misma y una expresión de valor real basada en ella.

[00207] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el constructor de impulso de filtro 305 está adaptado para proporcionar el valor de valor real reemplazando el valor de respuesta de filtro de entrada de valor complejo con el valor de valor real.

[00208] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el constructor de impulsos de filtro 305 está adaptado de manera que la frecuencia de frontera esté en el intervalo de 1 kHz y 10 kHz.

[00209] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el constructor de impulso de filtro 305 está adaptado para proporcionar el valor de valor real basado en el valor de respuesta de filtro de entrada de valor complejo como el valor de respuesta al impulso comprimido correspondiente de la respuesta al impulso de filtro comprimido, cuando el valor de respuesta al impulso de filtro tiene un valor más alto.

[00210] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para examinar los valores de respuesta al impulso de filtro de al menos dos respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada de al menos un conjunto de la pluralidad de conjuntos de respuestas al impulso de filtro de entrada, y en el que el procesador 820 está además adaptado para encontrar valores de respuesta al impulso de filtro que tengan los valores más altos de al menos dos conjuntos de respuestas al impulso de filtro de entrada correspondientes a la misma frecuencia central.

[00211] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para encontrar valores de respuesta al impulso de filtro que tienen los valores más altos de todos los conjuntos de respuestas al impulso de filtro de entrada correspondientes a la misma frecuencia central.

[00212] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para encontrar valores de respuesta al impulso de filtro que tienen los valores más altos de al menos dos conjuntos de respuestas al impulso de filtro de entrada de la pluralidad de conjuntos de respuestas al impulso de filtro de entrada correspondientes a un mismo índice n de muestra o de tiempo, en el que n es un número entero.

[00213] En una realización del compresor de filtro 102, 501, el procesador 820 está adaptado para calcular la representación de evaluación *A(n, k)* en base a una de las ecuaciones

$$A(n,k) = \sum_{v=0}^{N-1} A^{v}(n,k) \quad \text{y} \quad A(n,k) = \sum_{v=0}^{N-1} A_{W}^{v}(n,k) \quad ,$$

donde *N* es un número entero que indica el número de conjuntos de respuestas al impulso de filtro de entrada.

[00214] En una realización del medio de almacenamiento legible por ordenador, la pluralidad de conjuntos de respuestas al impulso de filtro de sub-banda comprende un patrón de datos común.

[00215] En una realización del medio de almacenamiento legible por ordenador, el patrón de datos común se refiere a valores de respuesta de impulso de filtro de valor 0 o ausentes de respuestas al impulso de filtro de subbanda de al menos dos conjuntos de respuestas al impulso de filtro de subbanda o valores de valor real, cuando los valores de respuesta al impulso de filtro son valores complejos.

[00216] En una realización del medio de almacenamiento legible por ordenador, al menos un conjunto de respuestas al impulso de filtro de sub-banda juntos se aproxima a un filtro de audio espacial.

[00217] Dependiendo de ciertos requisitos de implementación de realizaciones del procedimiento inventivo, las realizaciones del procedimiento inventivo pueden implementarse en hardware o en software. La implementación puede realizarse usando un medio de almacenamiento digital, un medio de almacenamiento legible por ordenador, por ejemplo, un disco, CD o un DVD que tiene una señal de control electrónicamente legible guardada en él, que coopera con un procesador, tal que se realiza una realización del procedimiento inventivo. Generalmente, una realización de la presente invención es, por tanto, un producto de programa de ordenador con un código de programa guardado en el soporte legible por máquina, cuyo código de programa es operativo para realizar una realización de un procedimiento inventivo, cuando el programa de ordenador se ejecuta en un procesador. En otras palabras, las realizaciones de los procedimientos inventivos son, por tanto, un programa de ordenador que tiene un programa que codifica la realización de al menos una realización de los procedimientos inventivos, cuando el programa de ordenador se ejecuta en un ordenador. Un procesador puede, en este contexto, estar formado por un sistema informático programable, un ordenador programable, una unidad de procesamiento central (CPU), un circuito integrado para aplicaciones específicas (ASIC), un procesador u otro circuito integrado (IC).

[00218] Mientras que lo anterior ha sido particularmente mostrado y descripto con referencia a sus realizaciones particulares, los expertos en la técnica deben entender que se pueden realizar varios cambios en la forma y detalle sin apartarse del alcance de las mismas. Debe entenderse que se pueden realizar varios cambios para adaptarse a las diferentes realizaciones, sin apartarse del concepto más amplio revelado en la presente y comprendido por las reivindicaciones que siguen a continuación.

REIVINDICACIONES

1. Unidad de filtro (102; 501) para generar respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas a partir de respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada correspondientes a subbandas, que comprenden valores de respuesta al impulso de filtro en derivaciones de filtro, que comprende:

un procesador (820) para examinar los valores de respuesta al impulso de filtro de al menos dos respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada para encontrar valores de respuesta al impulso de filtro que tienen valores dentro de un primer conjunto de valores, y al menos un valor de respuesta al impulso de filtro que tiene un segundo valor que es más bajo que los valores del primer conjunto de valores; y

un calculador de respuestas al impulso de filtro (305) para calcular las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas utilizando los valores de respuesta al impulso de filtro que tienen valores dentro del primer conjunto de valores, donde el calculador de respuestas al impulso de filtro (305) está adaptado para calcular las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas de manera que las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas:

no incluyen valores de respuestas al impulso de filtro correspondientes a derivaciones de filtro del al menos un valor de respuesta al impulso de filtro que tiene el segundo valor; o

comprenden valores de respuesta al impulso de filtro de valor cero correspondientes a derivaciones de filtro del al menos un valor de respuesta al impulso de filtro que tiene el segundo valor.

2. Unidad de filtro (102; 501) según la reivindicación 1, en la que el procesador (820) está adaptado para calcular una representación de evaluación basada en los valores de respuesta al impulso de filtro de las respuestas de filtro de entrada.

3. Unidad de filtro (102; 501) según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en la que el procesador (820) está adaptado para encontrar al menos un valor de respuesta al impulso de filtro de cada subbanda o al menos un valor de respuesta al impulso de filtro de cada subgrupo de subbandas a ser incluido en el primer conjunto de valores irrespectivamente del valor absoluto de los valores de respuesta al impulso de las subbandas o del subgrupo de subbandas.

4. Unidad de filtro (102; 501) según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en la que el procesador (820) está adaptado para encontrar valores de respuesta al impulso de filtro de forma que, con respecto a al menos una subbanda, varios valores de respuesta al impulso tengan un valor más bajo que los valores del primer conjunto de valores, que es más pequeño que K_Q, en la que el número de valores de respuesta al impulso de filtro de un filtro en el dominio temporal correspondiente a las respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada es al menos $K_Q \cdot L$, en la que L es el número de subbandas y en la que K_Q y L son números enteros positivos.

5. Unidad de filtro (102; 501) según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en la que el procesador (820) está adaptado para encontrar un valor de respuesta al impulso de filtro que es más pequeño que el conjunto de primeros valores, cuando los valores de respuesta al impulso de filtro, el valor correspondiente de la representación de evaluación o el valor correspondiente de la representación de evaluación blanqueada está por debajo de un umbral.

6. Unidad de filtro (102; 501) según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en la que el procesador (820) está adaptado para proporcionar una máscara $M(n,k)$ que indica los valores de respuesta al impulso que tienen los valores del primer conjunto de valores, en el que n es un número entero que indica un índice de muestra o de tiempo, y en el que k es un número entero que indica un índice de las subbandas de las al menos dos respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada.

7. Unidad de filtro (102; 501) según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en la que el calculador de respuestas al impulso de filtro (305) está adaptado para calcular las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas usando los valores de respuesta al impulso de filtro que tienen valores dentro del primer conjunto de valores proporcionando los valores de respuesta al impulso de filtro de subbanda respectivos o valores basados en ellos como los valores de respuesta al impulso de filtro de subbanda comprimidos; y

al menos uno de:

establecer los valores de respuesta al impulso que tienen el segundo valor a cero;

descartar los valores de respuesta al impulso que tienen el segundo valor; y

proporcionar un valor de valor real basado en un valor de valor complejo de respuesta al impulso de filtro que tiene el segundo valor, cuando el valor de respuesta al impulso de filtro es de valor complejo.

8. Unidad de filtro (102; 501) según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en la que el calculador de respuestas al impulso de filtro (305) está adaptado para ajustar los valores de respuesta al impulso que tienen los valores dentro del primer conjunto de valores multiplicando los valores de respuesta al impulso respectivos $H_M(n,k)$ con un factor de ganancia específico de la subbanda $G(k)$ basado en la ecuación

$$G(k) = \text{mín}\left\{ G_{\text{máx}}, \left(\frac{\sum_n |\mathbf{H}(n,k)|^2}{\varepsilon + \sum_n |\mathbf{H}_{\mathbf{M}}(n,k)|^2} \right)^{1/2} \right\}$$

para obtener las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas $\hat{H}(n,k)$ basadas en la ecuación

$$\hat{H}(n,k) = G(k) H_M(n,k) \quad ,$$

en la que $H(n,k)$ son los valores de respuesta al impulso de filtro, en la que n es un número entero que indica un índice de muestra o de tiempo, en la que k es un número entero que indica un índice de las subbandas de las al menos dos respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada, en la que $G_{máx}$ es un número de valor real positivo que indica un factor de ganancia máximo, en la que ε es un número real de valor real positivo.

9. Unidad de filtro (102; 501) según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, en la que el calculador de respuestas al impulso de filtro (305) está adaptado para ajustar los valores de respuesta al impulso de filtro que tienen valores dentro del primer conjunto de valores multiplicando los valores de respuesta al impulso respectivos $H_M(n,k)$ con un factor de ganancia específico de la subbanda $G(p)$ basado en la ecuación

$$G(p) = \text{mín}\left\{ G_{\text{máx}}, \left(\frac{\sum_n \sum_{k \in I(p)} |\mathbf{H}(n,k)|^2}{\varepsilon + \sum_n \sum_{k \in I(p)} |\mathbf{H}_{\mathbf{M}}(n,k)|^2} \right)^{1/2} \right\} \quad ,$$

en la que $H(n,k)$ son los valores de respuesta al impulso de filtro, en la que n es un número entero que indica un índice de muestra o de tiempo, en la que k es un número entero que indica un índice de las subbandas de las al menos dos respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada, en la que $G_{máx}$ es un número de valor real positivo que indica un factor de ganancia máximo, en la que ε es un número de valor real positivo, para obtener las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas $\hat{H}(n,k)$ basadas en la ecuación

$$\hat{H}(n,k) = G(p) H_M(n,k) \quad , \qquad k \in I(p) \quad ,$$

en la que p es un número entero que indica un índice de un subgrupo de subbandas, en la que $I(p)$ es un conjunto de índices de subbandas comprendido en el subgrupo de subbandas indicado por el índice p.

10. Unidad de filtro (502) según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en la que la unidad de filtro (501) está adaptada para generar una pluralidad de conjuntos de respuestas al impulso de filtro comprimidas basadas en una pluralidad de conjuntos de respuestas al impulso de filtro de entrada, donde cada respuesta al impulso de filtro comprimida de un conjunto de respuestas al impulso de filtro comprimidas se corresponde exactamente con una frecuencia central de una pluralidad de frecuencias centrales, cada frecuencia central de la pluralidad de frecuencias centrales se corresponde exactamente con una respuesta al impulso de filtro comprimida de cada conjunto de la pluralidad de los conjuntos de respuestas al impulso de filtro comprimidas, cada respuesta al impulso de filtro de entrada de un conjunto de respuestas al impulso de filtro de entrada se corresponde exactamente con una frecuencia central de la pluralidad de frecuencias centrales, y cada frecuencia central de la pluralidad de frecuencias centrales se corresponde exactamente con una respuesta al impulso de filtro de entrada de cada conjunto de la pluralidad de conjuntos de respuestas al impulso de filtro de entrada.

11 Unidad de filtro (501) según la reivindicación 10, en la que el procesador (820) está adaptado para calcular una representación de evaluación $A^v(n,k)$ o una representación de evaluación blanqueada $A_w^v(n,k)$ para cada conjunto de respuestas al impulso de filtro de entrada, en la que v es un número entero que indica los conjuntos de respuestas al impulso de filtro de entrada, en la que n es un número entero que indica un índice de muestra o de tiempo, en la que k es un número entero que indica un índice de las subbandas, y en la que el procesador (820) está además adaptado para calcular la representación de evaluación $A(n,k)$ basada en al menos dos representaciones de evaluación $A^v(n,k)$ o basada en al menos dos representaciones de evaluación blanqueadas $A_w^v(n,k)$.

12 Unidad de filtro (501) según una cualquiera de las reivindicaciones 10 a 11, en el que el calculador de respuestas al impulso de filtro (305) está adaptado para calcular las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas de la pluralidad de conjuntos de respuestas al impulso de filtro comprimidas de forma que los valores de respuesta al impulso de filtro de las respuestas al impulso de filtro comprimidas correspondientes a las mismas frecuencias centrales y el mismo índice de muestra o de tiempo se establecen a cero, no se incluyen en las respuestas al impulso de filtro comprimidas de la pluralidad de conjuntos de respuestas al impulso de filtro comprimidas o se sustituyen con un valor de valor real respectivo, cuando los valores de respuesta al impulso de filtro correspondientes son de valor complejo.

13. Procedimiento para generar respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas a partir de respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada correspondientes a las subbandas, que comprende valores de respuesta al impulso de filtro en derivaciones de filtro, que comprende:

examinar los valores de respuesta al impulso de filtro de al menos dos respuestas al impulso de filtro de subbanda de entrada para encontrar valores de respuesta al impulso de filtro que tienen valores dentro de un primer conjunto de valores, y al menos un valor de respuesta al impulso de filtro que tiene un segundo valor que es más bajo que los valores del primer conjunto de valores; y

calcular las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas utilizando los valores de respuesta al impulso de filtro que tienen valores dentro del primer conjunto de valores,

donde las respuestas al impulso de filtro de subbanda comprimidas:

no incluyen valores de respuestas al impulso de filtro correspondientes a derivaciones de filtro del al menos un valor de respuesta al impulso de filtro que tiene el segundo valor; o

comprenden valores de respuesta al impulso de filtro de valor cero correspondientes a derivaciones de filtro del al menos un valor de respuesta al impulso de filtro que tiene el segundo valor.

14. Programa informático para realizar, cuando se ejecuta en un procesador, un procedimiento según la reivindicación 13.

FIG 1

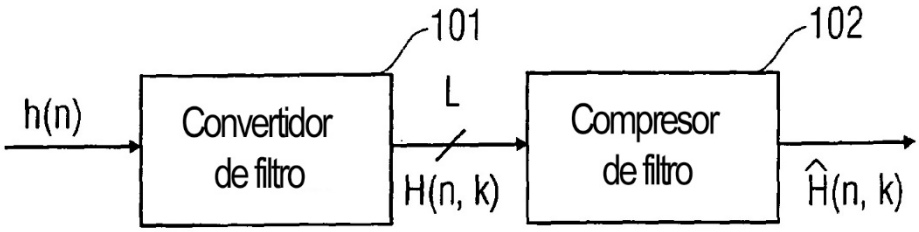

101
102
h(n)
Convertidor de filtro
L
H(n, k)
Compresor de filtro
Ĥ(n, k)

FIG 2

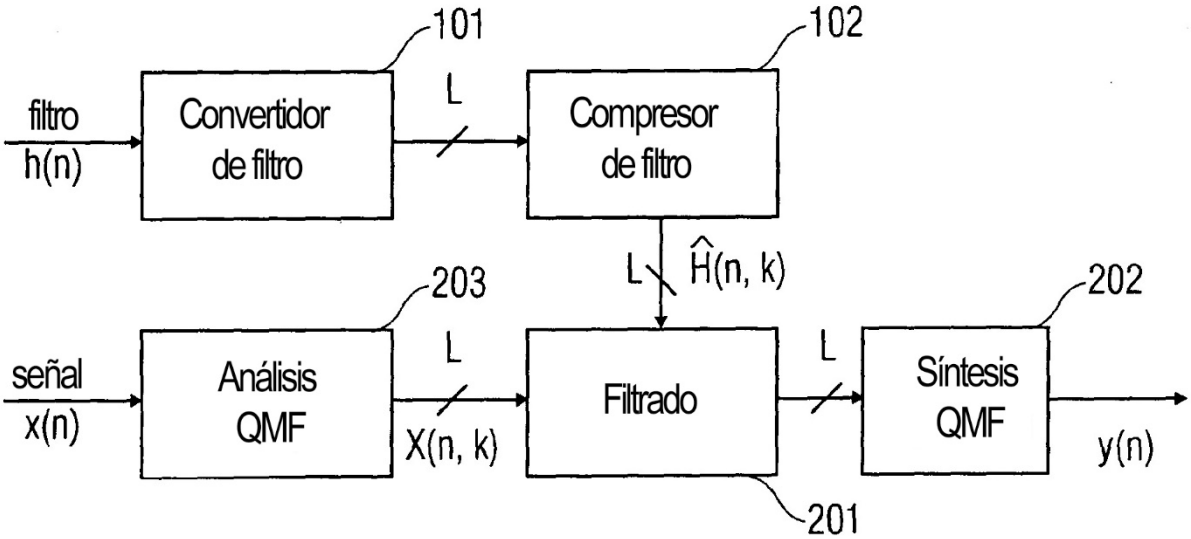

101
102
filtro h(n)
Convertidor de filtro
L
Compresor de filtro
L
Ĥ(n, k)
203
202
señal x(n)
Análisis QMF
L
X(n, k)
Filtrado
L
Síntesis QMF
y(n)
201

FIG 3

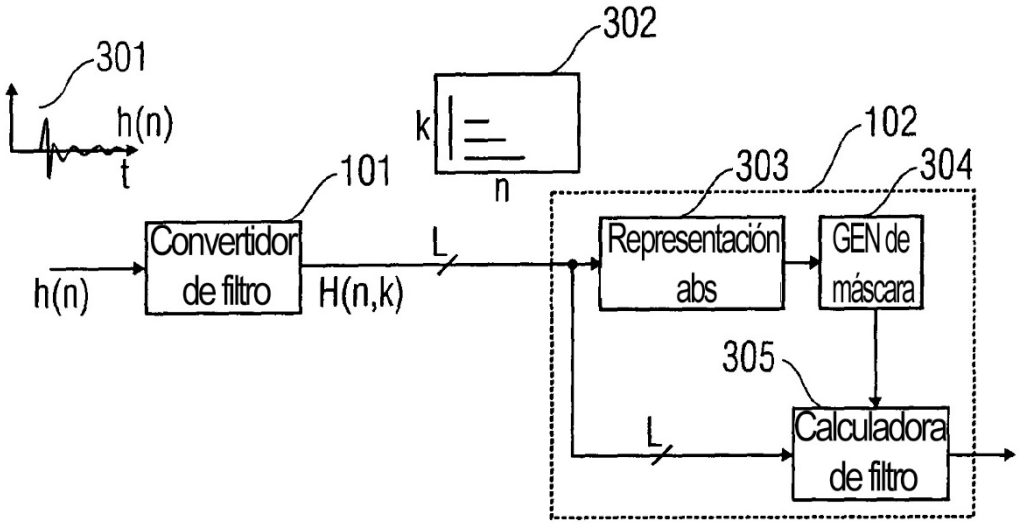

301
h(n)
t
302
k
n
101
Convertidor de filtro
h(n)
H(n,k)
L
102
303
Representación abs
304
GEN de máscara
305
Calculadora de filtro
L

FIG 4

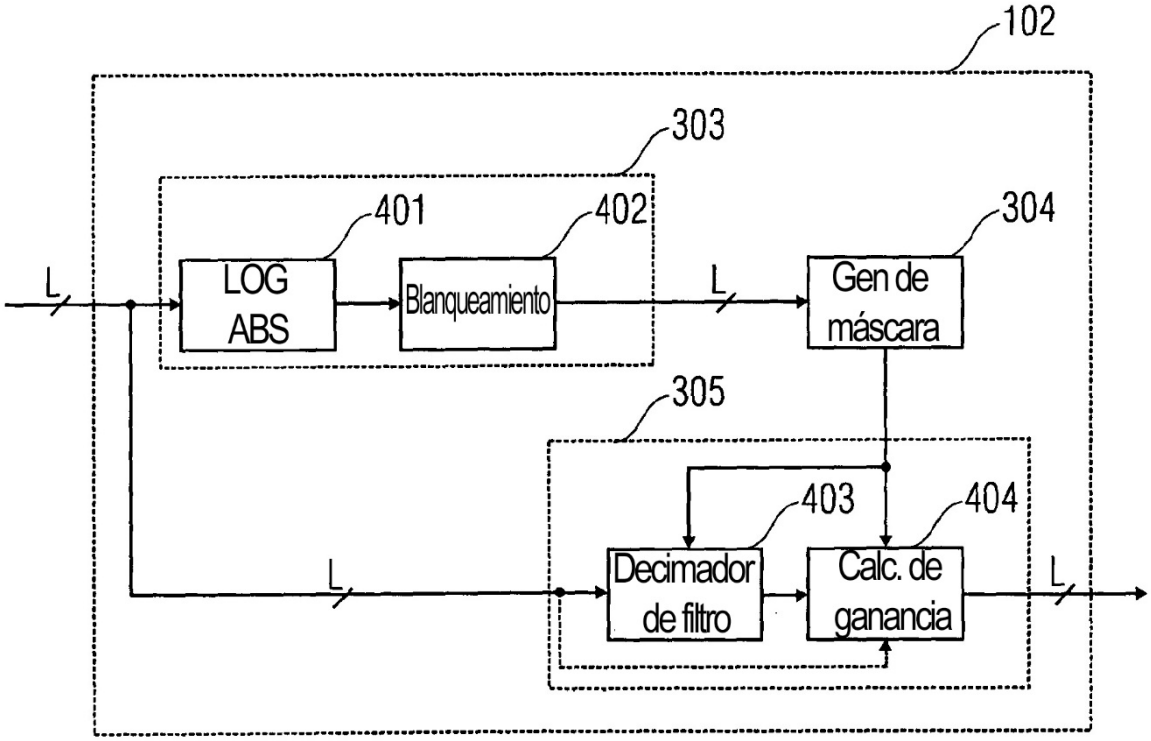

102
303
401
LOG ABS
402
Blanqueamiento
L
L
304
Gen de máscara
305
403
Decimador de filtro
404
Calc. de ganancia
L
L

FIG 5

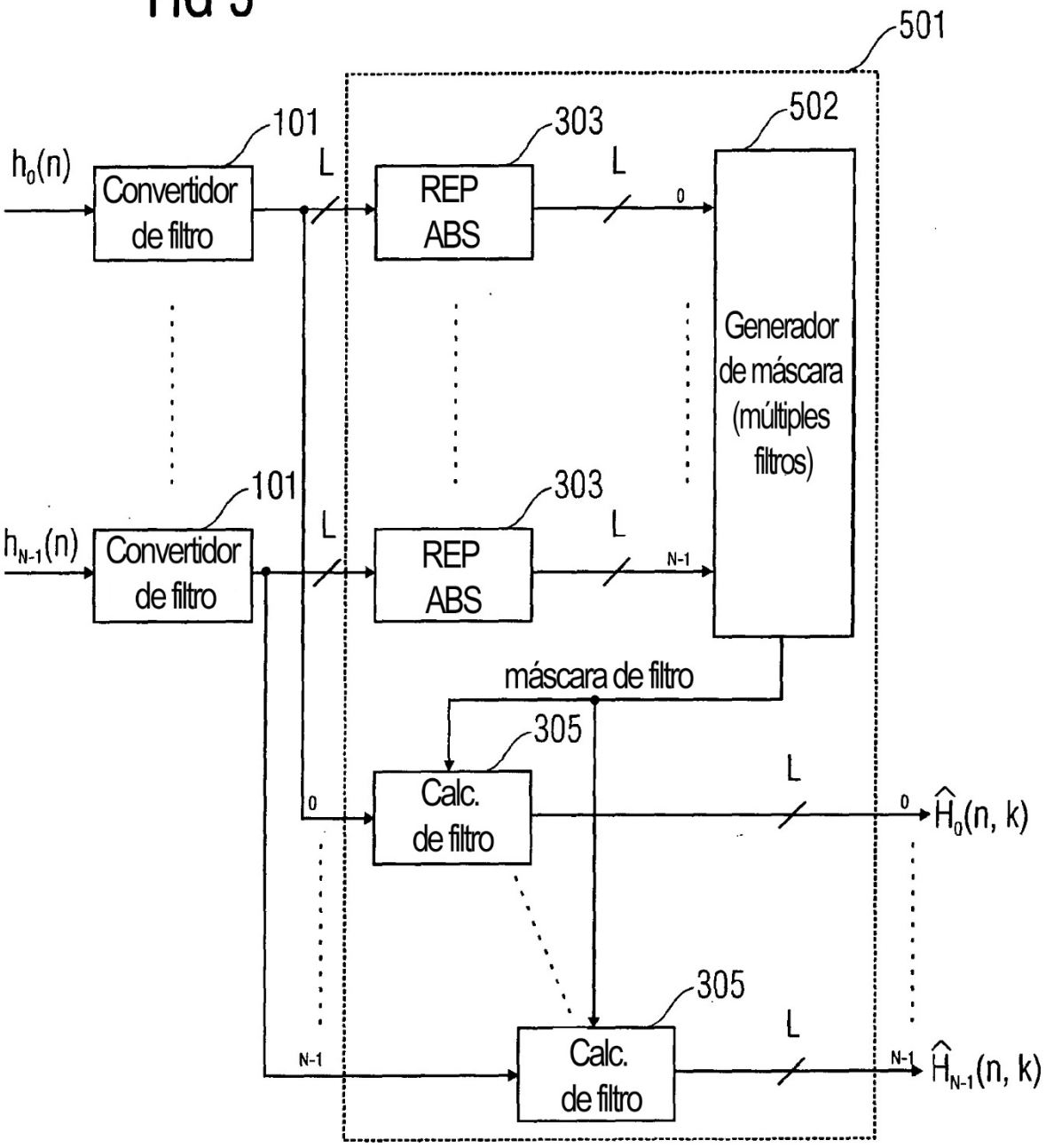

501
502
101
303
$h_0(n)$
Convertidor de filtro
L
REP ABS
L
0
Generador de máscara (múltiples filtros)
101
303
$h_{N-1}(n)$
Convertidor de filtro
L
REP ABS
L
N-1
máscara de filtro
305
L
0
Calc. de filtro
0
$\hat{H}_0(n, k)$
305
L
N-1
Calc. de filtro
N-1
$\hat{H}_{N-1}(n, k)$

FIG 6

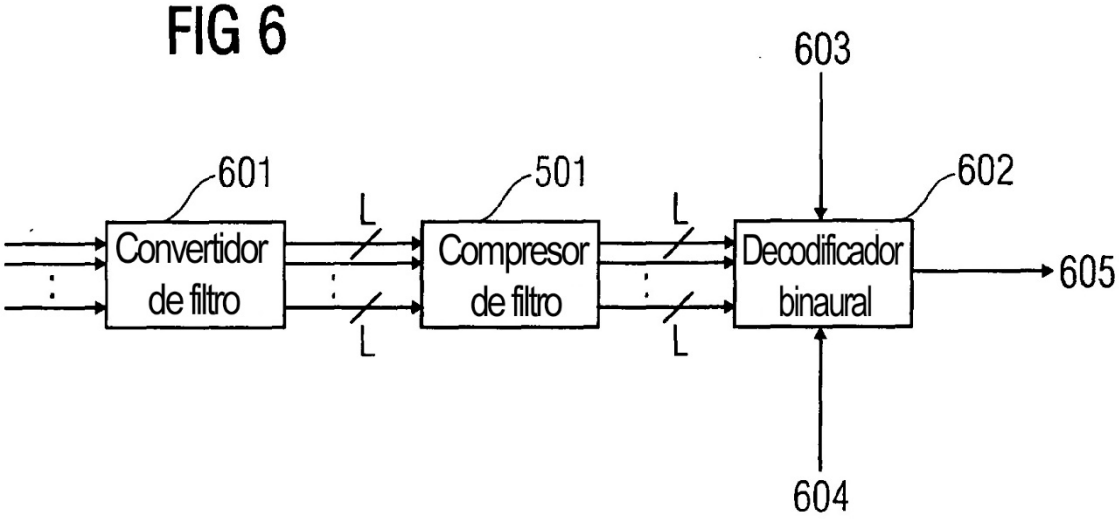


FIG 7

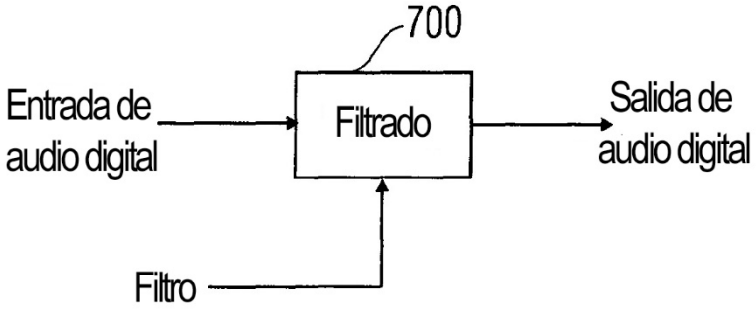


FIG 8

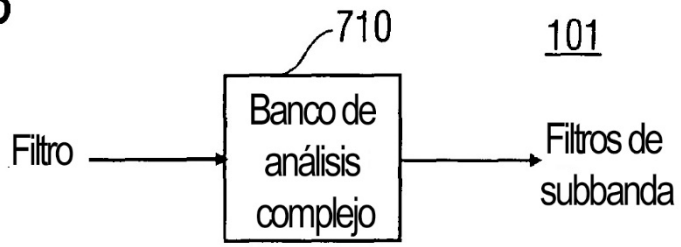


FIG 9

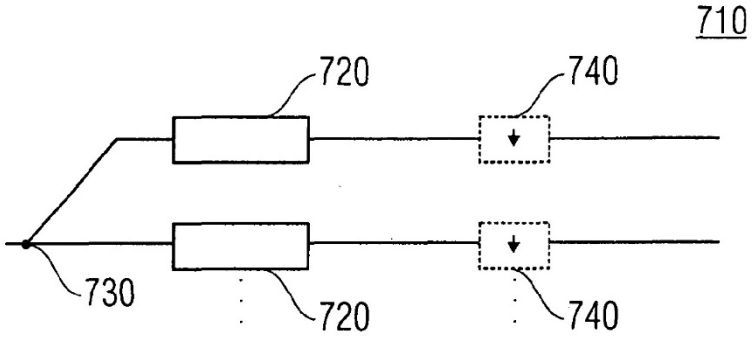


FIG 10

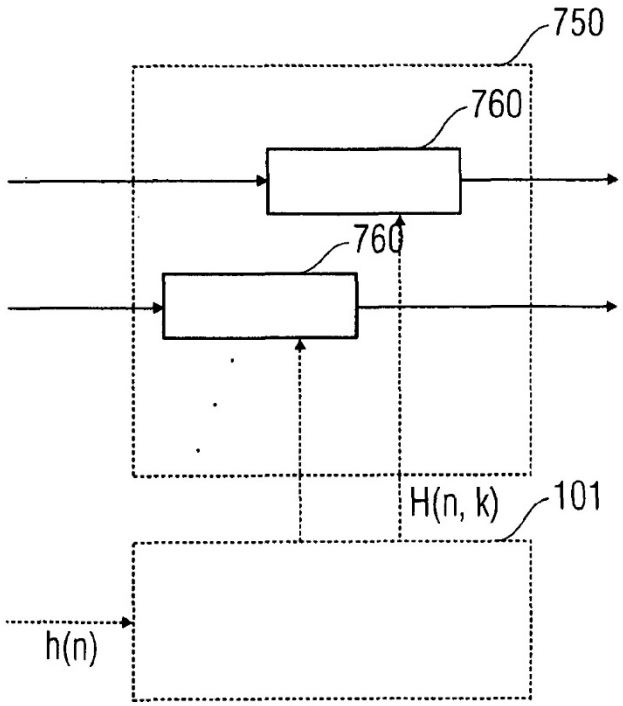


FIG 11

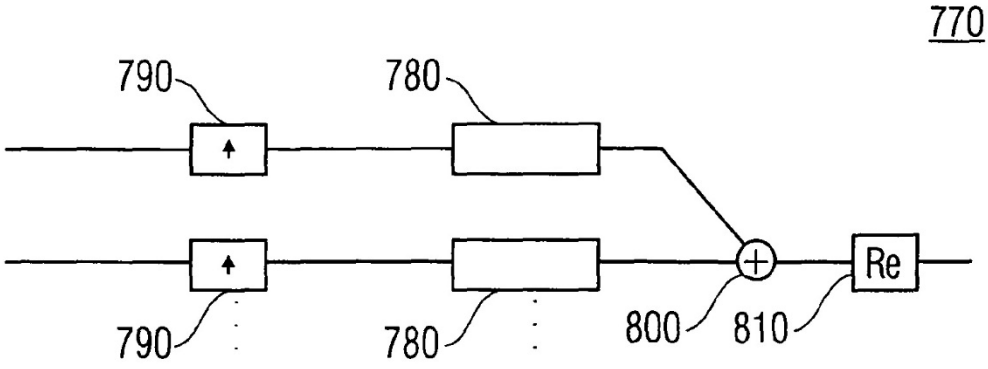

770
790
780
Re
790
780
800
810

FIG 12

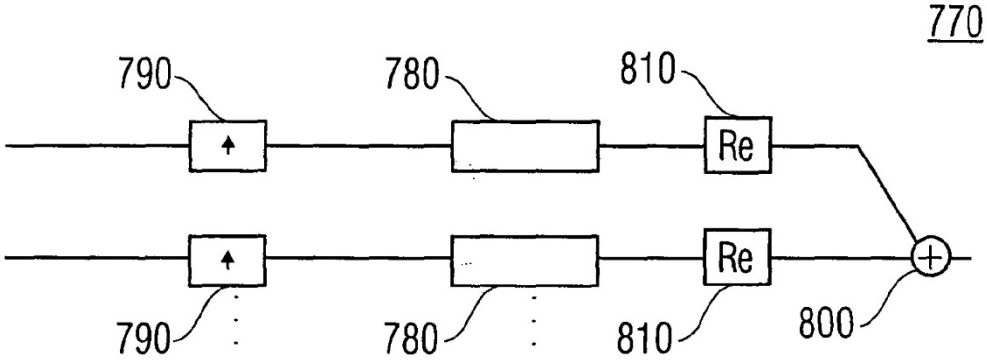

770
790
780
810
Re
Re
790
780
810
800

FIG 13

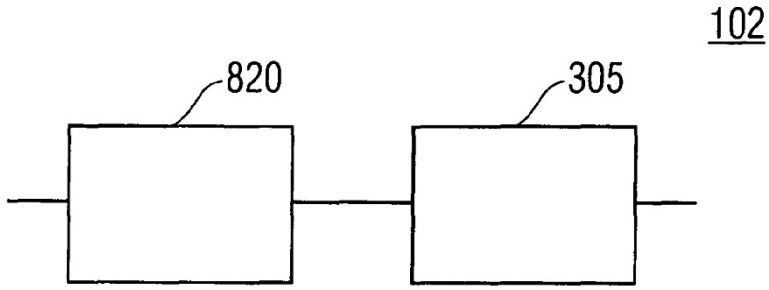


FIG 14a

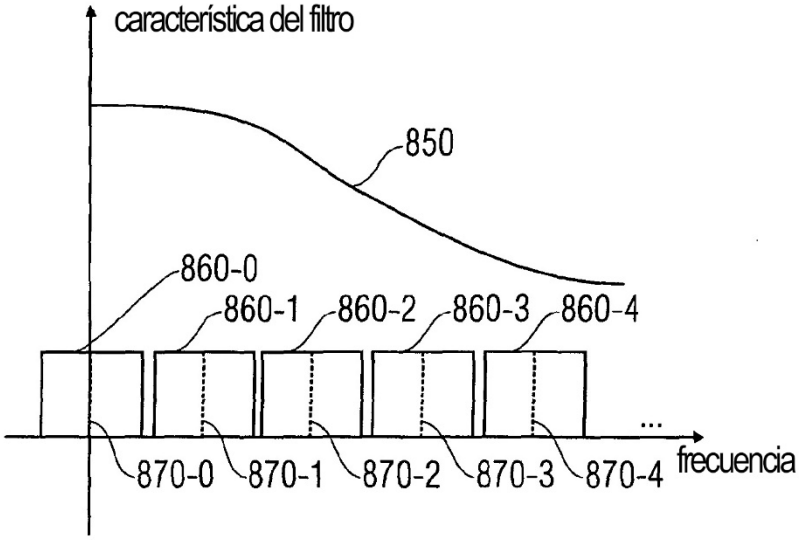


FIG 14b

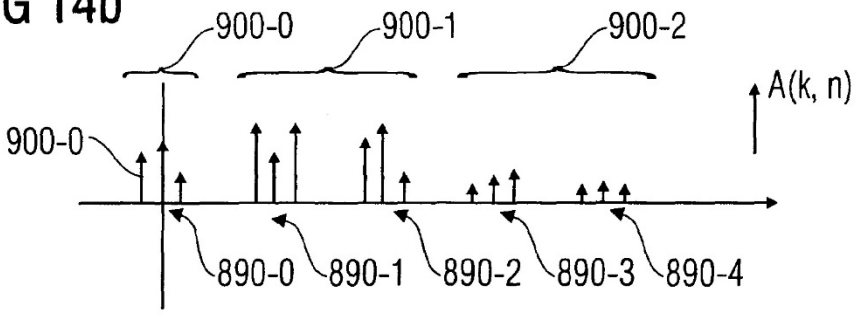


FIG 14c

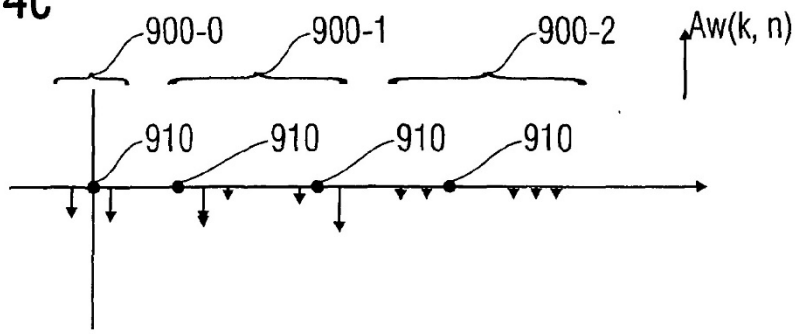
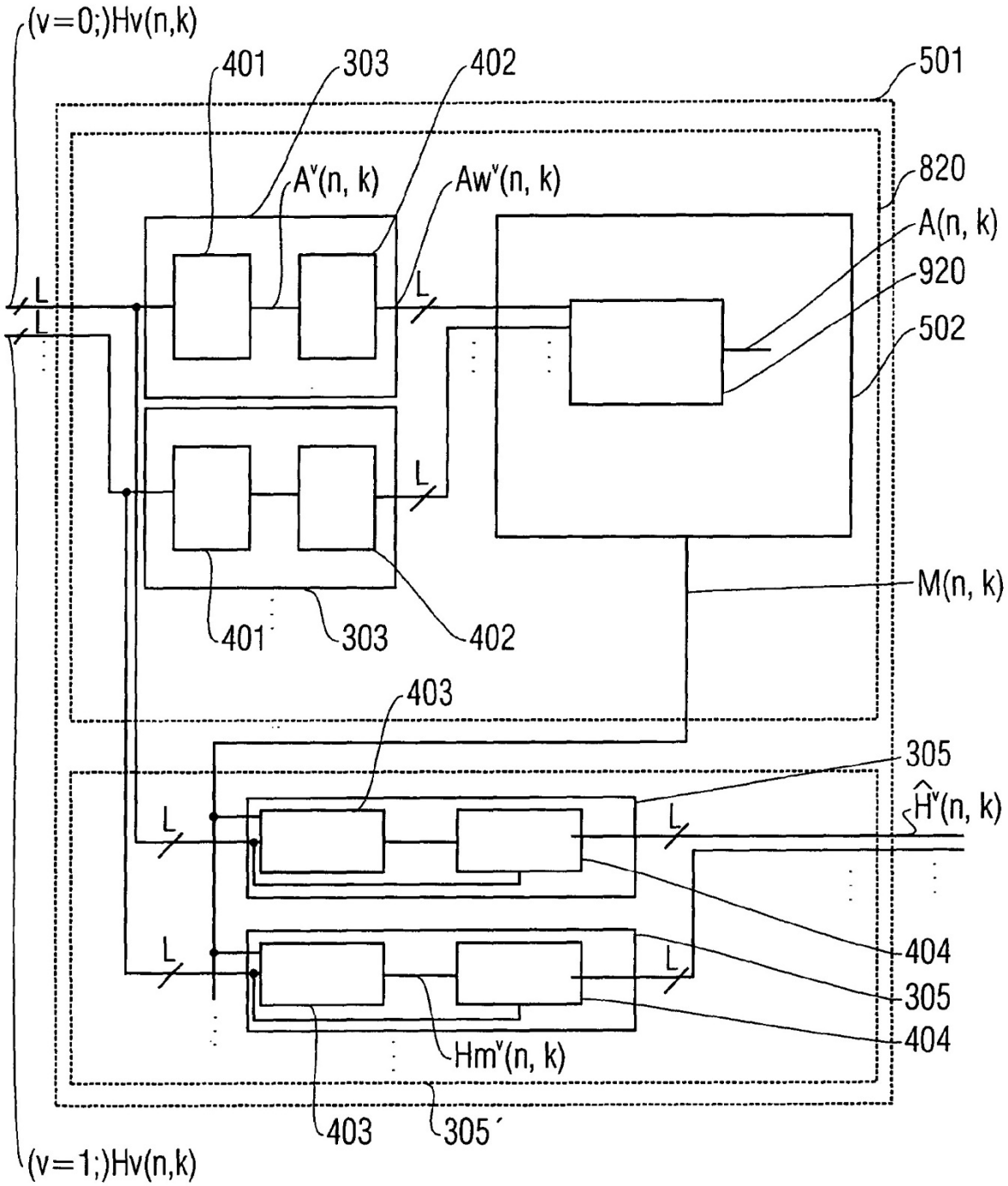


FIG 15


(v=0;)Hv(n,k)
401
303
402
501
820
A(n, k)
920
502
A^v(n, k)
Aw^v(n, k)
L
M(n, k)
403
305
Ĥ^v(n, k)
404
Hm^v(n, k)
305´
(v=1;)Hv(n,k)