

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 758 249**

51 Int. Cl.:

H03H 17/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **17.02.2010 E 17164542 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **23.10.2019 EP 3226414**

54 Título: **Banco de filtros modulado por exponencial compleja para reconstrucción a alta frecuencia**

30 Prioridad:

18.02.2009 SE 0900217
02.11.2009 US 257105 P

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
04.05.2020

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

EKSTRAND, PER

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 758 249 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

Banco de filtros modulado por exponencial compleja para reconstrucción a alta frecuencia

El presente documento se relaciona con bancos de filtros digitales submuestreados modulados, así como con métodos y sistemas para el diseño de dichos bancos de filtros. En particular, proporciona un método y aparato de nuevo diseño para un banco de filtros modulado por exponencial compleja o por coseno de bajo retardo de reconstrucción casi perfecta, optimizado para supresión de *aliasing* o solapamiento que surge de modificaciones de los coeficientes espectrales o señales de subbanda. Asimismo, se brinda un diseño específico para un banco de filtros de 64 canales que utiliza una longitud de filtro prototipo de 640 coeficientes y un retardo del sistema de 319 muestras.

Las indicaciones de este documento pueden ser aplicables a ecualizadores digitales, como se señala, p. ej. en «An Efficient 20 Band Digital Audio Equalizer» A. J. S. Ferreira, J. M. N. Viera, AES preimpresión, 98.^a Convención 1995 25-28 de febrero París, N.Y., USA; filtros adaptativos, como se señala, p. ej., en Adaptive Filtering in Subbands with Critical Sampling: Analysis, Experiments, and Application to Acoustic Echo Cancellation» A. Gilloire, M. Vetterli, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 40, n.º 8, agosto de 1992; compresores multibanda; y a sistemas de codificación de audio que utilizan métodos de reconstrucción de alta frecuencia (HFR, por sus siglas en inglés); o sistemas de codificación de audio que emplean las llamadas técnicas de estéreo paramétrico. En los dos últimos ejemplos, se usa un banco de filtros digital para el ajuste adaptativo de la envolvente espectral de la señal de audio. Un ejemplo de sistema de HFR es el sistema de replicación de banda espectral (SBR, por sus siglas en inglés) señalado, p. ej., en WO 98/57436, y un sistema estéreo paramétrico se describe, p. ej., en EP1410687. US 2007 / 179781 A1 describe un método para diseñar un banco de filtros modulado complejo. Dumitrescu et. al, «Simplified Design of Low-Delay Oversampled NPR GDFT Filterbanks», 2005 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. 4, 18.03.2005, describe un método para diseñar bancos de filtros de reconstrucción casi perfecta. EP 1 994 530 A1 describe un método para generar valores de subbanda de audio.

A lo largo de esta descripción incluidas las reivindicaciones, las expresiones «señales de subbanda» o «muestras de subbanda» denotan la señal de salida o señales de salida, o muestra de salida o muestras de salida de la parte de análisis de un banco de filtros digital o la salida de una transformada directa, es decir, la transformada que opera en los datos en el dominio temporal, de un sistema basado en transformada. Ejemplos para la salida de dichas transformadas directas son los coeficientes de dominio de la frecuencia de una transformada de Fourier digital (DFT, por sus siglas en inglés) con ventanas o las muestras de salida de la etapa de análisis de una transformada de coseno discreta modificada (MDCT, por sus siglas en inglés).

A lo largo de esta descripción incluidas las reivindicaciones, la expresión «solapamiento» denota una distorsión no lineal que resulta del diezmado e interpolación, posiblemente en combinación con modificación (p. ej., atenuación o cuantificación) de las muestras de subbanda en un banco de filtros digital submuestreado.

Un banco de filtros digital es un conjunto de dos o más filtros digitales paralelos. El banco de filtros de análisis divide la señal entrante en una cantidad de señales separadas que se denominan señales de subbanda o coeficientes espectrales. El banco de filtros está críticamente muestreado o diezmado al máximo cuando la cantidad total de muestras de subbanda por unidad de tiempo es la misma que para la señal de entrada. Un denominado banco de filtros de síntesis combina las señales de subbanda en una señal de salida. Un tipo popular de bancos de filtros críticamente muestreados es el banco de filtros modulado por coseno, donde los filtros se obtienen por modulación por coseno de un filtro de paso bajo, un denominado filtro prototipo. El banco de filtros modulado por coseno ofrece implementaciones eficaces y se usa a menudo en sistemas de codificación de audio natural. Para más detalles, se hace referencia a «Introduction to Perceptual Coding» K. Brandenburg, AES, Collected Papers on Digital Audio Bitrate Reduction, 1996.

Un problema común en el diseño de banco de filtros es que cualquier intento de alterar las muestras de subbanda o coeficientes espectrales, p. ej., al aplicar una curva de ganancia de ecualización o mediante cuantificación de las muestras, típicamente produce defectos de solapamiento en la señal de salida. Por lo tanto, son deseables diseños de banco de filtros que reduzcan dichos defectos incluso cuando las muestras de subbanda se sometan a modificaciones severas.

Un posible enfoque es el uso de bancos de filtro sobremuestreados, es decir, no críticamente muestreados. Un ejemplo de un banco de filtro sobremuestreado es la clase de bancos de filtros modulados por exponencial compleja, donde una parte modulada por seno imaginaria se añade a la parte real de un banco de filtros modulado por coseno. Tal banco de filtros modulado por exponencial compleja se describe en EP1374399.

Una de las propiedades de los bancos de filtro modulados por exponencial compleja es que están libres de los términos de alias principales presentes en los bancos de filtro modulados por coseno. Como resultado, dichos bancos de filtros son típicamente menos propensos a defectos inducidos por modificaciones a las muestras de subbanda. No obstante, otros términos de alias permanecen y deben aplicarse técnicas de diseño sofisticadas para el filtro prototipo de dicho banco de filtros modulado por exponencial compleja de manera de minimizar la degradación, tal como el solapamiento, que surgen de modificaciones de las señales de subbanda. Típicamente, los términos alias restantes son menos significativos que los términos alias principales.

Una propiedad adicional de los bancos de filtros es la cantidad de retardo en el que incurre una señal cuando pasa a través de dichos bancos de filtros. En particular, para aplicaciones en tiempo real, tales como transmisiones de audio y video, el retardo del filtro o sistema debería ser bajo. Un posible enfoque para obtener un banco de filtros que tenga un retardo de sistema total bajo, es decir, un bajo retardo o latencia de una señal que pasa a través de un banco de filtros de análisis seguido de un banco de filtros de síntesis, es el uso de filtros prototipo simétricos cortos. Típicamente el uso de filtros prototipo cortos conduce a características de separación de banda de frecuencia relativamente malas y grandes áreas de superposición de frecuencia entre subbandas adyacentes. En consecuencia, los filtros prototipo cortos habitualmente no permiten un diseño de banco de filtros que suprima el solapamiento de manera adecuada al modificar las muestras de subbanda y se requieren otros enfoques al diseño de bancos de filtro de retardo bajo.

5 Por lo tanto es deseable proporcionar un método de diseño para bancos de filtros que combine determinada cantidad de propiedades deseables. Dichas propiedades son un alto nivel de insensibilidad a la degradación de señal, tal como el solapamiento, sujeta a modificaciones de las señales de subbanda; un bajo retardo o latencia de una señal que pasa a través de los bancos de filtros de análisis y síntesis; y una buena aproximación de la propiedad de reconstrucción perfecta. En otras palabras, es deseable proporcionar un método de diseño para bancos de filtros que genere un bajo nivel de errores. Los bancos de filtros submuestreados típicamente generan dos tipos de errores, distorsión lineal del término de banda de paso que puede dividirse adicionalmente en errores de fase y amplitud, y distorsión no lineal que surge de los términos de solapamiento. Aunque una «buena aproximación» de la propiedad de PR (reconstrucción perfecta, por sus siglas en inglés) mantendría todos estos errores en un nivel bajo, podría ser beneficioso desde un punto de vista perceptivo poner un énfasis mayor en la reducción de distorsiones producidas por el solapamiento.

Asimismo, es deseable proporcionar un filtro prototipo que se pueda usar para diseñar un banco de filtros de análisis y/o síntesis que presente dichas propiedades. Otra propiedad deseable de un banco de filtros es que presente un retardo de grupo casi constante de modo de minimizar los defectos debidos a dispersión de fase de la señal de salida.

25 En vista de lo anterior, la presente invención proporciona un dispositivo de procesamiento de señales, un método llevado a cabo por un dispositivo de procesamiento de señales, y un medio legible por computadora no transitorio, que tiene las características de las respectivas reivindicaciones independientes. En las reivindicaciones dependientes se describen las realizaciones preferidas.

El presente documento muestra que la degradación que surge de modificaciones de las señales de subbanda se puede reducir significativamente al emplear un método de diseño de banco de filtros, al que se hace referencia como método de minimización de término alias mejorado (IATM, por sus siglas en inglés), para la optimización de filtros prototipo simétricos o asimétricos.

35 El presente documento indica que el concepto de diseños pseudo QMF (filtro espejo en cuadratura, por sus siglas en inglés), es decir, diseños de banco de filtros de reconstrucción casi perfecta, puede extenderse para cubrir sistemas de banco de filtros de retardo bajo que emplean filtros prototipo asimétricos. Como resultado se pueden diseñar bancos de filtros de reconstrucción casi perfecta con un retardo de sistema bajo, baja sensibilidad al solapamiento y/o bajo nivel de errores de banda de paso que incluyen dispersión de fase. Dependiendo de las necesidades particulares, se puede cambiar el énfasis puesto en cualquiera de las propiedades de banco de filtros. Por lo tanto, el método de diseño de banco de filtros según el presente documento reduce las limitaciones actuales de bancos de filtros PR usados en un sistema de ecualización u otro sistema que modifica los coeficientes espectrales.

40 El diseño de un banco de filtros modulado por exponencial compleja de retardo bajo según el presente documento puede comprender las etapas:

- un diseño de un filtro prototipo de paso bajo asimétrico con una frecuencia de corte de $\pi/2M$, optimizado para los rechazos de error de banda de paso y solapamiento deseados, optimizado además para un retardo de sistema D ; en el que M es la cantidad de canales del banco de filtros; y
- 45 • una construcción de un banco de filtros de M canales mediante modulación exponencial compleja del filtro prototipo optimizado.

Además, el funcionamiento de dicho banco de filtros modulado por exponencial compleja de retardo bajo según el presente documento puede comprender las etapas:

- un filtrado de una señal de dominio temporal con valor real a través de la parte de análisis del banco de filtros;
- 50 • una modificación de las señales de subbanda de valor complejo, p. ej., según un ajuste de ecualizador deseado, posiblemente variable en el tiempo;
- un filtrado de las muestras de subbanda de valor complejo modificadas a través de la parte de síntesis del banco de filtros; y

- un cálculo de la parte real de la señal de salida de dominio temporal de valor complejo obtenida de la parte de síntesis del banco de filtros.

Además de presentar un nuevo método de diseño de filtro, el presente documento describe un diseño específico de un banco de filtros de 64 canales que tiene una longitud de filtro prototipo de 640 coeficientes y un retardo de sistema de 319 muestras.

Las indicaciones del presente documento, en particular el banco de filtros propuesto y los bancos de filtros diseñados según el método de diseño propuesto pueden usarse en diversas aplicaciones. Dichas aplicaciones son la mejora de diversos tipos de ecualizadores digitales, filtros adaptativos, compresores multibanda y bancos de filtros de ajuste de envolvente adaptativos usados en HFR o sistemas de estéreo paramétrico.

Según un primer ejemplo, se describe un método para determinar N coeficientes de un filtro prototipo asimétrico p_0 para uso para construir un banco de filtros de análisis/síntesis submuestreado de bajo retardo de M canales. El banco de filtros de análisis/síntesis puede comprender M filtros de análisis h_k y M filtros de síntesis f_k , en donde k toma valores de 0 a $M-1$ y en donde típicamente M es mayor que 1. El banco de filtros de análisis/síntesis tiene una función de transferencia general, que típicamente se asocia con los coeficientes de los filtros de análisis y síntesis, así como con las operaciones de diezmado y/o interpolación.

El método comprende la etapa de elegir una función de transferencia objetivo del banco de filtros que comprende un retardo objetivo D . Típicamente se selecciona un retardo objetivo D que es menor o igual a N . El método comprende además la etapa de determinar una función objetivo compuesta e_{tot} que comprende un término de error de banda de paso e_t y un término de error de solapamiento e_a . El término de error de banda de paso se asocia con la desviación entre la función de transferencia del banco de filtros y la función de transferencia objetivo, y el término de error de solapamiento e_a se asocia con errores incurridos debido al submuestreo, es decir, el diezmado y/o interpolación del banco de filtros. En otra etapa del método, se determinan los coeficientes N del filtro prototipo asimétrico p_0 que reducen la función objetivo compuesta e_{tot} .

Típicamente, la etapa de determinar la función de error objetivo e_{tot} y la etapa de determinar los N coeficientes del filtro prototipo asimétrico p_0 se repiten de forma iterativa, hasta que se alcance un mínimo de la función de error objetivo e_{tot} . En otras palabras, la función objetivo e_{tot} se determina sobre la base de un conjunto de coeficientes dado del filtro prototipo, y se genera un conjunto de coeficientes actualizado del filtro prototipo al reducir la función de error objetivo. Este proceso se repite hasta que no se puedan alcanzar más reducciones de la función objetivo a través de la modificación de los coeficientes de filtro prototipo. Esto significa que la etapa de determinar la función error objetivo e_{tot} puede comprender determinar un valor para la función objetivo compuesta e_{tot} para coeficientes dados del filtro prototipo p_0 y la etapa de determinar los N coeficientes del filtro prototipo asimétrico p_0 puede comprender determinar coeficientes actualizados del filtro prototipo p_0 en función del gradiente de la función objetivo compuesta e_{tot} asociada con los coeficientes del filtro prototipo p_0 .

Según otro ejemplo, la función de error objetivo compuesta e_{tot} está dada por:

$$e_{tot}(\alpha) = \alpha e_t + (1 - \alpha) e_a,$$

en la que e_t es el término de error de banda de paso, e_a es el término de error de solapamiento y α es una constante de ponderación que toma valores entre 0 y 1. El término de error de banda de paso e_t puede determinarse mediante la acumulación de la desviación cuadrática entre la función de transferencia del banco de filtros y la función de transferencia objetivo para múltiples frecuencias. En particular, el término de error de banda de paso e_t puede calcularse como

$$e_t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{1}{2} \left(A_0(e^{j\omega}) + A_0^*(e^{-j\omega}) \right) - P(\omega)e^{-j\omega D} \right|^2 d\omega,$$

en la que $P(\omega)e^{-j\omega D}$ es la función de transferencia objetivo, y

$$A_0(z) = \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z)F_k(z),$$

en donde $H_k(z)$ y $F_k(z)$ son las transformadas z de los filtros de análisis y síntesis $h_k(n)$ y $f_k(n)$, respectivamente.

El término de error de solapamiento e_a se determina mediante la acumulación de la magnitud al cuadrado de los términos de ganancia de alias para múltiples frecuencias. En particular, el término de error de solapamiento e_a se calcula como

$$e_a = \frac{1}{2\pi} \sum_{l=1}^{M-1} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \tilde{A}_l(e^{j\omega}) \right|^2 d\omega,$$

con

$$\tilde{A}_l(z) = \frac{1}{2} (A_l(z) + A_{M-l}^*(z)),$$

$l = 1 \dots M-1$, para $z = e^{j\omega}$ y con

$$A_l(z) = \sum_{k=0}^{M-1} H_k(zW^l) F_k(z)$$

5 que es el l -ésimo término de ganancia de alias evaluado en el círculo de unidad con $W = e^{-j2\pi/M}$, en donde $H_k(z)$ y $F_k(z)$ son las transformadas z de los filtros de análisis y síntesis $h_k(n)$ y $f_k(n)$, respectivamente. La notación $A_l^*(z)$ es la transformada z de la secuencia conjugada compleja $a_l(n)$.

10 De acuerdo con otro ejemplo, la etapa de determinar un valor para la función objetivo compuesta e_{tot} puede comprender generar los filtros de análisis $h_k(n)$ y los filtros de síntesis $f_k(n)$ del banco de filtros de análisis/síntesis en función del filtro prototipo $p_0(n)$ mediante el uso de modulación por coseno, modulación por seno y/o modulación exponencial compleja. En particular, los filtros de análisis y síntesis pueden determinarse mediante el uso de modulación por coseno como

$$h_k(n) = \sqrt{2} p_0(n) \cos \left\{ \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} \mp \frac{M}{2} \right) \right\},$$

15 con $n = 0 \dots N-1$, para los M filtros de análisis del banco de filtro de análisis;

$$f_k(n) = \sqrt{2} p_0(n) \cos \left\{ \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} \pm \frac{M}{2} \right) \right\},$$

con $n = 0 \dots N-1$, para los M filtros de síntesis del banco de filtro de síntesis;

Los filtros de análisis y síntesis también pueden determinarse mediante el uso de modulación por exponencial compleja como

$$h_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} - A \right) \right\},$$

20 con $n = 0 \dots N-1$, y en la que A es una constante arbitraria, para los M filtros de análisis del banco de filtros de análisis y;

$$f_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} + A \right) \right\},$$

con $n = 0 \dots N-1$, para los M filtros de síntesis del banco de filtros de síntesis;

25 Según otro ejemplo, la etapa de determinar un valor para la función objetivo compuesta e_{tot} puede comprender establecer al menos uno de los canales de banco de filtros en cero. Esto puede lograrse al aplicar ganancia cero a al menos un filtro de análisis y/o síntesis, es decir, los coeficientes de filtro h_k y/o f_k pueden establecerse en cero para al menos un canal k . En un ejemplo, una cantidad predeterminada de los canales de baja frecuencia y/o una cantidad predeterminada de los canales de alta frecuencia pueden establecerse en cero. En otras palabras, los canales de

30 banco de filtros de baja frecuencia $k=0$ hasta C_{low} ; con C_{low} mayor que cero pueden establecerse en cero. De manera alternativa o adicional, los canales de banco de filtros de alta frecuencia $k= C_{high}$ hasta $M-1$, con C_{high} menor que $M-1$ pueden establecerse en cero.

35 En tal caso, la etapa de determinar un valor para la función objetivo compleja e_{tot} puede comprender generar los filtros de análisis y síntesis para los términos de solapamiento C_{low} y $M-C_{low}$ y/o C_{high} y $M-C_{high}$ mediante el uso de modulación por exponencial compleja. Puede comprender además generar los filtros de análisis y síntesis para el resto de los términos de solapamiento mediante el uso de modulación por coseno. En otras palabras, el procedimiento de optimización puede realizarse de una manera con valor parcialmente complejo, donde los términos de error de solapamiento que están libres del solapamiento principal se calculan mediante el uso de filtros de valor real, p. ej.,

filtros generados mediante el uso de modulación por coseno y donde los términos de error de solapamiento que llevan el solapamiento principal en un sistema de valor real se modifican para procesamiento de valor complejo, p. ej., mediante el uso de filtros modulados por exponencial compleja.

5 Según otro ejemplo, el banco de filtros de análisis puede generar M señales de subbanda a partir de una señal de entrada que usa los M filtros de análisis h_k . Estas M señales de subbanda pueden diezmarse por un factor M , lo cual produce señales de subbanda diezgadas. Típicamente, las señales de subbanda diezgadas se modifican, p. ej., con fines de ecualización o con fines de compresión. Las señales de subbanda diezgadas posiblemente modificadas pueden muestrearse de manera ascendente por un factor M y el banco de filtros de síntesis puede generar una señal de salida a partir de las señales de subbanda diezgadas muestreadas de manera ascendente mediante el uso de los M filtros de síntesis f_k .

10 Según otro ejemplo, se describe un filtro prototipo asimétrico $p_o(n)$ que comprende coeficientes derivables a partir de los coeficientes de la Tabla 1 mediante cualquiera de las operaciones de redondeo, truncamiento, escalado, submuestreo o sobremuestreo. Es posible cualquier combinación de las operaciones de redondeo, truncamiento, escalado, submuestreo o sobremuestreo.

15 La operación de redondeo de los coeficientes del filtro puede comprender cualquiera de las siguientes: redondeo a más de 20 cifras significativas, más de 19 cifras significativas, más de 18 cifras significativas, más de 17 cifras significativas, más de 16 cifras significativas, más de 15 cifras significativas, más de 14 cifras significativas, más de 13 cifras significativas, más de 12 cifras significativas, más de 11 cifras significativas, más de 10 cifras significativas, más de 9 cifras significativas, más de 8 cifras significativas, más de 7 cifras significativas, más de 6 cifras significativas, más de 5 cifras significativas, más de 4 cifras significativas, más de 3 cifras significativas, más de 2 cifras significativas, más de 1 cifra significativa, 1 cifra significativa.

20 La operación de truncamiento de los coeficientes del filtro puede comprender cualquiera de las siguientes: truncamiento a más de 20 cifras significativas, más de 19 cifras significativas, más de 18 cifras significativas, más de 17 cifras significativas, más de 16 cifras significativas, más de 15 cifras significativas, más de 14 cifras significativas, más de 13 cifras significativas, más de 12 cifras significativas, más de 11 cifras significativas, más de 10 cifras significativas, más de 9 cifras significativas, más de 8 cifras significativas, más de 7 cifras significativas, más de 6 cifras significativas, más de 5 cifras significativas, más de 4 cifras significativas, más de 3 cifras significativas, más de 2 cifras significativas, más de 1 cifra significativa, 1 cifra significativa.

25 La operación de escalado del coeficiente de filtro puede comprender el escalado ascendente o escalado descendente de los coeficientes de filtro. En particular, puede comprender el escalado ascendente y/o descendente por la cantidad M de canales de banco de filtros. Dicho escalado ascendente o descendente puede usarse para mantener la energía de entrada de una señal de entrada al banco de filtros a la salida del banco de filtros.

30 La operación de submuestreo puede comprender submuestrear por un factor menor o igual a 2, menor o igual a 3, menor o igual a 4, menor o igual a 8, menor o igual a 16, menor o igual a 32, menor o igual a 64, menor o igual a 128, menor o igual a 256. La operación de submuestreo puede incluir además la determinación de los coeficientes de filtro submuestreados como el valor medio de coeficiente de filtro adyacente. En particular, el valor medio de R coeficientes de filtro adyacente puede determinarse como el coeficiente de filtro submuestreado, en donde R es el factor de submuestreo.

35 La operación de sobremuestreo puede comprender sobremuestrear por un factor menor o igual a 2, menor o igual a 3, menor o igual a 4, menor o igual a 5, menor o igual a 6, menor o igual a 7, menor o igual a 8, menor o igual a 9, menor o igual a 10. La operación de sobremuestreo puede comprender además la determinación de los coeficientes de filtro sobremuestreados como la interpolación entre dos coeficientes de filtro adyacentes.

40 Según otro ejemplo, se describe un banco de filtros que comprende M filtros. Los filtros de este banco de filtros se basan en los filtros prototipo asimétricos descritos en el presente documento y/o los filtros prototipo asimétricos determinados mediante los métodos señalados en el presente documento. En particular, los M filtros pueden ser una versión modulada del filtro prototipo y la modulación puede ser una modulación por coseno, modulación por seno y/o modulación exponencial compleja.

45 Según otro ejemplo, se describe un método para generar señales de subbanda diezgadas con baja sensibilidad al solapamiento que surge de las modificaciones de dichas señales de subbanda. El método comprende las etapas de determinar filtros de análisis de un banco de filtros de análisis/síntesis según métodos señalados en el presente documento; filtrar una señal de dominio temporal de valor real a través de dichos filtros de análisis, para obtener señales de subbanda de valor complejo; y diezmar dichas señales de subbanda. Asimismo, se describe un método para generar una señal de salida de valor real a partir de múltiples señales de subbanda de valor complejo con baja sensibilidad al solapamiento que surge de modificaciones a dichas señales de subbanda. El método comprende las etapas de determinar filtros de síntesis de un banco de filtros de análisis/síntesis según los métodos señalados en el presente documento; interpolar dichas múltiples señales de subbanda de valor complejo; filtrar dichas múltiples señales de subbanda de valor complejo a través de dichos filtros de síntesis; generar una señal de salida de dominio

temporal de valor complejo como la suma de las señales obtenida se dicho filtrado; y tomar la parte real de la señal de salida de dominio temporal de valor complejo como la señal de salida de valor real.

5 Según otro ejemplo, se describe un sistema operativo de generación de señales de subbanda a partir de una señal de entrada de dominio temporal, en donde el sistema comprende un banco de filtros de análisis que se ha generado según métodos señalados en el presente documento y/o que se basa en los filtros prototipo señalados en el presente documento.

10 Cabe destacar que los aspectos de los métodos y sistemas, incluidas sus realizaciones preferidas, como se señalan en la presente solicitud de patente se pueden usar de forma independiente o en combinación con los demás aspectos de los métodos y sistemas descritos en este documento. Asimismo, todos los aspectos de los métodos y sistemas señalados en la presente solicitud de patente pueden combinarse de manera arbitraria. En particular, las características de las reivindicaciones pueden combinarse entre sí de manera arbitraria.

La presente invención se describirá ahora mediante ejemplos ilustrativos, que no limitan el alcance, con referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

La Figura 1 ilustra las secciones de análisis y síntesis de un banco de filtros digital;

15 La Figura 2 muestra respuestas de frecuencia estilizada para un conjunto de filtros para ilustrar el efecto adverso al modificar las muestras de subbanda en banco de filtros modulado por coseno, es decir, con valor real;

La Figura 3 muestra un diagrama de flujo de un ejemplo del procedimiento de optimización;

La Figura 4 muestra un gráfico de dominio temporal y la respuesta de frecuencia de un filtro prototipo optimizado para un banco de filtros modulado de bajo retardo que tiene 64 canales y un retardo de sistema total de 319 muestras; y

20 La Figura 5 ilustra un ejemplo de las partes de análisis y síntesis de un sistema de banco de filtros modulado por exponencial compleja de bajo retardo.

Debería entenderse que las presentes indicaciones son aplicables a un intervalo de implementaciones que incorporan bancos de filtros digitales distintos de los explícitamente mencionados en esta patente. En particular, las indicaciones de la presente pueden ser aplicables a otros métodos para diseñar un banco de filtros con base en un filtro prototipo.

25 A continuación se determina la función de transferencia general de un banco de filtros de análisis/síntesis. En otras palabras, se describe la representación matemática de una señal que pasa a través de dicho sistema de banco de filtros. Un banco de filtros digital es un conjunto de M , en el que M son dos o más, filtros digitales paralelos que comparten una entrada común o una salida común. Para detalles de dichos bancos de filtros, se hace referencia a «Multirate Systems and Filter Banks» P.P. Vaidyanathan Prentice Hall: Englewood Cliffs, NJ, 1993. Cuando comparte una entrada común el banco de filtros puede denominarse un banco de análisis. El banco de análisis divide la señal entrante en M señales separadas que se denominan señales de subbanda. Los filtros de análisis se denotan $H_k(z)$, donde $k = 0, \dots, M-1$. El banco de filtros está críticamente muestreado o diezmado al máximo cuando las señales de subbanda se diezman por un factor M . Por lo tanto, la cantidad total de muestras de subbanda por unidad de tiempo en todas las subbandas es la misma que la cantidad de muestras por unidad de tiempo para la señal de entrada. El banco de síntesis combina estas señales de subbanda en una señal de salida común. Los filtros de síntesis se denotan $F_k(z)$, para $k = 0, \dots, M-1$.

35 Un banco de filtros diezmado al máximo con M canales o subbandas se muestra en la Figura 1. La parte de análisis 101 produce a partir de la señal de entrada $X(z)$ las señales de subbanda $V_k(z)$, que constituyen las señales a ser transmitidas, almacenadas o modificadas. La parte de síntesis 102 recombina las señales $V_k(z)$ a la señal de salida $X(z)$.

40 La recombinación de $V_k(z)$ para obtener la aproximación $X(z)$ de la señal original $X(z)$ está sujeta a muchos posibles errores. Los errores pueden deberse a una aproximación de la propiedad de reconstrucción perfecta, e incluye degradación no lineal debida a solapamiento, que puede producirse por el diezmado e interpolación de las subbandas. Otros errores que resultan de aproximaciones de la propiedad de reconstrucción perfecta pueden deberse a degradación lineal tal como la distorsión de amplitud y fase.

45 Siguiendo las notaciones de la Figura 1, las salidas de los filtros de análisis $H_k(z)$ 103 son

$$X_k(z) = H_k(z)X(z), \quad (1)$$

donde $k = 0, \dots, M-1$. Los diezmadores 104, a los que también se hace referencia como unidades de muestreo descendente, dan las salidas

$$V_k(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X_k(z^{1/M} W^l) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} H_k(z^{1/M} W^l) X(z^{1/M} W^l), \quad (2)$$

50

donde $W = e^{-j2\pi/M}$. Las salidas de los interpoladores 105, también referidos como unidades de muestreo ascendente, están dadas por

$$U_k(z) = V_k(z^M) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} H_k(zW^l)X(zW^l), \quad (3)$$

y la suma de las señales obtenidas a partir de los filtros de síntesis 106 puede escribirse como

$$\begin{aligned} \hat{X}(z) &= \sum_{k=0}^{M-1} F_k(z)U_k(z) = \sum_{k=0}^{M-1} F_k(z) \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} H_k(zW^l)X(zW^l) = \\ &= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(zW^l) \sum_{k=0}^{M-1} H_k(zW^l)F_k(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(zW^l)A_l(z) \end{aligned} \quad (4)$$

5

donde

$$A_l(z) = \sum_{k=0}^{M-1} H_k(zW^l)F_k(z) \quad (5)$$

es la ganancia para el l -ésimo término alias $X(zW)$. La Ec.(4) muestra que $\hat{X}(z)$ es una suma de M componentes que consiste en el producto de la señal de entrada modulada $X(zW)$ y el término de ganancia de alias correspondiente $A_l(z)$. La Ec.(4) se puede reescribir como:

10

$$\hat{X}(z) = \frac{1}{M} \left\{ X(z)A_0(z) + \sum_{l=1}^{M-1} X(zW^l)A_l(z) \right\}. \quad (6)$$

La última suma del lado derecho (RHS, por sus siglas en inglés) constituye la suma de todos los términos alias no deseados. Cancelar todo solapamiento, es decir, forzar esta suma a cero mediante elecciones adecuadas de $H_k(z)$ y $F_k(z)$, da

$$\hat{X}(z) = \frac{1}{M} X(z)A_0(z) = \frac{1}{M} X(z) \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z)F_k(z) = X(z)T(z), \quad (7)$$

15

donde

$$T(z) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z)F_k(z) \quad (8)$$

es la función de transferencia general o función de distorsión. La Ec.(8) muestra que, dependiendo de $H_k(z)$ y $F_k(z)$, $T(z)$ podría estar libre tanto de distorsión de fase como distorsión de amplitud. En este caso la función de transferencia general sería simplemente un retardo de D muestras con un factor de escalado constante c , es decir,

20

$$T(z) = cz^{-D}, \quad (9)$$

que sustituido en la Ec.(7) da

$$\hat{X}(z) = cz^{-D} X(z). \quad (10)$$

Se dice que los tipos de filtros que satisfacen la Ec.(10) tienen la propiedad de reconstrucción perfecta (PR). Si la Ec.(10) no se satisface perfectamente, aunque se satisfaga aproximadamente, los filtros son de la clase de filtros de reconstrucción perfecta aproximada.

25

A continuación, se describe un método para diseñar bancos de filtros de análisis y síntesis a partir de un filtro prototipo. Se hace referencia a los bancos de filtros resultantes como bancos de filtros modulados por coseno. En la teoría tradicional de bancos de filtros modulados por coseno, los filtros de análisis $h_k(n)$ y filtros de síntesis $f_k(n)$ son versiones moduladas por coseno de un filtro prototipo de paso bajo simétrico $p_0(n)$, es decir,

30

$$h_k(n) = \sqrt{2} p_0(n) \cos \left\{ \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{N}{2} \mp \frac{M}{2} \right) \right\}, \quad 0 \leq n \leq N, 0 \leq k < M \quad (11)$$

$$f_k(n) = \sqrt{2} p_0(n) \cos \left\{ \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{N}{2} \pm \frac{M}{2} \right) \right\}, \quad 0 \leq n \leq N, 0 \leq k < M \quad (12)$$

respectivamente, donde M es la cantidad de canales del banco de filtros y N es el orden de filtro prototipo.

5 El banco de filtros de análisis modulado por coseno anterior produce muestras de subbanda de valor real para señales de entrada de valor real. Las muestras de subbanda se muestrean de manera descendente por un factor M , que hace que el sistema esté críticamente muestreado. Dependiendo de la elección del filtro prototipo, el banco de filtros puede constituir un sistema de reconstrucción perfecta aproximada, es decir, un denominado banco pseudo QMF descrito, p. ej., en US5436940, o un sistema de reconstrucción perfecta (PR). Un ejemplo de un sistema de PR es la transformada solapada modulada (MLT, por sus siglas en inglés) descrita en más detalle en «Lapped Transforms for Efficient Transform/Subband Coding» H.S. Malvar, IEEE Trans ASSP, vol. 38, n.º 6, 1990. El retardo general, o retardo de sistema, para un banco de filtros modulado por coseno tradicional es N .

15 De modo de obtener sistemas de bancos de filtros que tengan retardos de sistema más bajos, el presente documento indica reemplazar los filtros prototipo simétricos usados en bancos de filtros convencionales por filtros prototipo asimétricos. En la técnica anterior, el diseño de filtros prototipo asimétricos se ha restringido a sistemas que tienen la propiedad de reconstrucción perfecta (PR). Dicho sistema de reconstrucción perfecta que usa filtros prototipo asimétricos se describe en EP0874458. Sin embargo, la restricción de reconstitución perfecta impone limitaciones a un banco de filtros usado, p. ej., en un sistema de ecualización, debido a los grados restringidos de libertad al diseñar el filtro prototipo. Cabe destacar que los filtros prototipo simétricos tienen una fase lineal, es decir, que tienen un retardo grupal constante a lo largo de todas las frecuencias. Por otro lado, los filtros asimétricos típicamente tienen una fase no lineal, es decir, que tienen un retardo grupal que puede cambiar con la frecuencia.

20 En sistemas de banco de filtros que usan filtros prototipo asimétricos, los filtros de análisis y síntesis pueden escribirse como

$$h_k(n) = \sqrt{2} \hat{h}_0(n) \cos \left\{ \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} \mp \frac{M}{2} \right) \right\}, \quad 0 \leq n < N_h, 0 \leq k < M \quad (13)$$

$$f_k(n) = \sqrt{2} \hat{f}_0(n) \cos \left\{ \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} \pm \frac{M}{2} \right) \right\}, \quad 0 \leq n < N_f, 0 \leq k < M \quad (14)$$

25 respectivamente, donde $\hat{h}_0(n)$ y $\hat{f}_0(n)$ son los filtros prototipo de análisis y síntesis de longitudes N_h y N_f , respectivamente, y D es el retardo total del sistema de banco de filtros. Sin limitar el alcance, los bancos de filtros modulados estudiados a continuación son sistemas en los que los prototipos de análisis y síntesis son idénticos, es decir,

$$\hat{f}_0(n) = \hat{h}_0(n) = p_0(n), \quad 0 \leq n < N_h = N_f = N \quad (15)$$

30 donde N es la longitud del filtro prototipo $p_0(n)$.

Cabe destacar, sin embargo, al usar los esquemas de diseño de filtro señalados en el presente documento, que se pueden determinar bancos de filtros que usan filtros prototipo de análisis y síntesis diferentes.

35 Una propiedad inherente de la modulación por coseno es que cada filtro tiene dos bandas de paso; una en el intervalo de frecuencia positiva y una banda de paso correspondiente en el intervalo de frecuencia negativa. Puede verificarse que los denominados términos de alias principales, o significativos, surgen de la superposición en frecuencia entre las bandas de paso negativas de los filtros con versiones moduladas de frecuencia de las bandas de paso positivas o, recíprocamente, las bandas de paso positivas de los filtros con versiones moduladas de frecuencia de las bandas de paso negativas. Los últimos términos de la Ec.(13) y (14), es decir, los términos $\frac{\pi}{2} \left(k + \frac{1}{2} \right)$,

40 se seleccionan de manera de proporcionar cancelación de los términos de alias principales en bancos de filtros modulados por coseno. No obstante, al modificar las muestras de subbanda, la cancelación de los términos de alias principales se ve afectada, lo cual da como resultado un fuerte impacto de solapamiento de los términos de alias principales. Por lo tanto es deseable eliminar estos términos de alias principales de las muestras de subbanda por completo.

La eliminación de los términos de alias principales puede lograrse mediante el uso de los denominados bancos de filtros modulados por exponencial compleja que se basan en una extensión de la modulación por coseno a modulación por exponencial compleja. Dicha extensión produce los filtros de análisis $h_k(n)$ como

$$h_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} \mp \frac{M}{2} \right) \right\}, \quad 0 \leq n < N, 0 \leq k < M \quad (16)$$

5 Mediante el uso de la misma notación anterior. Esto puede verse como agregar una parte imaginaria al banco de filtros de valor real, donde la parte imaginaria consiste en versiones moduladas por seno del mismo filtro prototipo. Considerando una señal de entrada de valor real, la salida del banco de filtro puede interpretarse como un conjunto de señales de subbanda, donde las partes real e imaginaria son transformadas de Hilbert una de la otra. Las subbandas resultantes son, por lo tanto, las señales analíticas de la salida de valor real obtenida del banco de filtros
10 modulado por coseno. Por lo tanto, debido a la representación de valor complejo, las señales de subbanda están sobremuestreadas por un factor dos.

Los filtros de síntesis se extienden de la misma forma a

$$f_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} \pm \frac{M}{2} \right) \right\}, \quad 0 \leq n < N, 0 \leq k < M. \quad (17)$$

15 Las Ec.(16) y (17) implican que la salida del banco de síntesis tiene un valor complejo. Mediante el uso de notación de matriz, donde \mathbf{C}_a es una matriz con los filtros de análisis modulados por coseno de la Ec.(13), y \mathbf{S}_a es una matriz con la modulación por seno del mismo argumento, los filtros de la Ec.(16) se obtienen como $\mathbf{C}_a + j \mathbf{S}_a$. En estas matrices, k es el índice de fila y n es el índice de columna. De forma análoga, la matriz \mathbf{C}_s tiene filtros de síntesis de la Ec.(14), y \mathbf{S}_s es la versión modulada por seno correspondiente. La Ec.(17) por lo tanto puede escribirse como $\mathbf{C}_s + j \mathbf{S}_s$, donde k es el índice de columna y n es el índice de fila. Al denotar la señal de entrada \mathbf{x} , la señal de salida \mathbf{y} se halla a partir de
20

$$\mathbf{y} = (\mathbf{C}_s + j \mathbf{S}_s) (\mathbf{C}_a + j \mathbf{S}_a) \mathbf{x} = (\mathbf{C}_s \mathbf{C}_a - \mathbf{S}_s \mathbf{S}_a) \mathbf{x} + j (\mathbf{C}_s \mathbf{S}_a + \mathbf{S}_s \mathbf{C}_a) \mathbf{x} \quad (18)$$

Como se ve en la Ec.(18), la parte real comprende dos términos; la salida del banco de filtros modulado por coseno y una salida de un banco de filtros modulado por seno. Se verifica fácilmente que si un banco de filtros modulado por coseno tiene la propiedad PR, entonces su versión modulada por seno, con un cambio de signo, constituye también
25 un sistema de PR. Por lo tanto, al tomar la parte real de la salida, el sistema modulado por exponencial compleja ofrece la misma precisión de reconstrucción que la versión modulada por coseno correspondiente. En otras palabras, al usar una señal de entrada de valor real, la señal de salida del sistema modulado por exponencial compleja puede determinarse al tomar la parte real de la señal de salida.

30 El sistema modulado por exponencial compleja puede extenderse para manejar también señales de entrada de valor complejo. Al extender la cantidad de canales a $2M$, es decir, al agregar los filtros para frecuencias negativas, y al conservar la parte imaginaria de la señal de salida, se obtiene un pseudo QMF o un sistema de PR para señales de valor complejo.

Cabe destacar que el banco de filtros modulado por exponencial compleja tiene únicamente una banda de paso por cada filtro en el intervalo de frecuencia positiva. Por lo tanto, está libre de los términos de alias principales. La ausencia de términos de alias principales hace que la restricción de cancelación de solapamiento del banco de filtros modulado por coseno (o seno) sea obsoleta en la versión modulada por exponencial compleja. Los filtros de análisis y síntesis, por lo tanto, pueden darse como
35

$$h_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} - A \right) \right\}, \quad 0 \leq n < N, 0 \leq k < M \quad (19)$$

y

$$f_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} + A \right) \right\}, \quad 0 \leq n < N, 0 \leq k < M \quad (20)$$

40 donde A es una constante arbitraria (posiblemente cero) y, como antes, M es la cantidad de canales, N es la longitud de filtro prototipo y D es el retardo del sistema. Al usar diferentes valores de A , se pueden obtener implementaciones más eficientes de los bancos de filtros de análisis y síntesis, es decir, implementaciones con complejidad reducida.

45 Antes de presentar un método para optimización de filtros prototipo, se resumen los enfoques al diseño de bancos de filtros descritos. En función de filtros prototipo simétricos o asimétricos, los bancos de filtros pueden generarse, p. ej., al modular los filtros prototipo mediante el uso de una función coseno o una función exponencial compleja. Los filtros

prototipo para los bancos de filtros de análisis y síntesis pueden ser diferentes o idénticos. Cuando se usa modulación por exponencial compleja, los términos de alias principales de los bancos de filtros son obsoletos y pueden eliminarse, reduciendo de ese modo la sensibilidad del solapamiento a modificaciones de las señales de subbanda de los bancos de filtros resultantes. Además, cuando se usan filtros prototipo asimétricos el retardo general del sistema de los bancos de filtros puede reducirse. También se ha mostrado que cuando se usan bancos de filtros modulados por exponencial compleja, puede determinarse la señal de salida a partir de una señal de entrada de valor real al tomar la parte real de la señal de salida compleja del banco de filtros.

A continuación se describe en detalle un método para optimización de los filtros prototipo. Dependiendo de las necesidades, la optimización puede dirigirse a aumentar el grado de reconstrucción perfecta, es decir, a reducir la combinación de solapamiento y distorsión de amplitud, a reducir la sensibilidad al solapamiento, a reducir el retardo del sistema, a reducir la distorsión de fase y/o a reducir la distorsión de amplitud. De modo de optimizar el filtro prototipo $p_0(n)$ se determinan primeras expresiones para los términos de ganancia de alias. A continuación, se derivan los términos de ganancia de alias para un banco de filtros modulado por exponencial compleja. Sin embargo, cabe destacar que los términos de ganancia de alias señalados también son válidos para un banco de filtro modulado por coseno (de valor real).

Con referencia a la Ec.(4), la transformada z de la parte real de la señal de salida $\hat{x}(n)$ es

$$Z\{\text{Re}(\hat{x}(n))\} = \hat{X}_R(z) = \frac{\hat{X}(z) + \hat{X}^*(z)}{2}. \quad (21)$$

La notación $X^*(z)$ es la transformada z de la secuencia conjugada compleja $\hat{x}(n)$. A partir de la Ec.(4), se desprende que la transformada de la parte real de la señal de salida es

$$\hat{X}_R(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} \frac{1}{2} \left(X(zW^l)A_l(z) + X(zW^{-l})A_l^*(z) \right), \quad (22)$$

donde se usó que la señal de entrada $x(n)$ tiene un valor real, es decir $X^*(zW^l) = X(zW^l)$. Después de reordenarla la Ec.(22) puede escribirse como

$$\begin{aligned} \hat{X}_R(z) &= \frac{1}{M} \left(X(z) \frac{1}{2} (A_0(z) + A_0^*(z)) + \sum_{l=1}^{M-1} \frac{1}{2} \left(X(zW^l)A_l(z) + X(zW^{M-l})A_l^*(z) \right) \right) = \\ &= \frac{1}{M} \left(X(z) \frac{1}{2} (A_0(z) + A_0^*(z)) + \sum_{l=1}^{M-1} X(zW^l) \frac{1}{2} (A_l(z) + A_{M-l}^*(z)) \right) = \\ &= \frac{1}{M} \left(X(z)\tilde{A}_0(z) + \sum_{l=1}^{M-1} X(zW^l)\tilde{A}_l(z) \right) \end{aligned} \quad (23)$$

donde

$$\tilde{A}_l(z) = \frac{1}{2} (A_l(z) + A_{M-l}^*(z)), \quad 0 \leq l < M \quad (24)$$

son los términos de ganancia de alias usados en la optimización. Puede observarse de la Ec.(24) que

$$\tilde{A}_{M-l}(z) = \frac{1}{2} (A_{M-l}(z) + A_l^*(z)) = \tilde{A}_l^*(z). \quad (25)$$

Específicamente, para sistemas de valor real

$$A_{M-l}^*(z) = A_l(z) \quad (26)$$

que simplifica la Ec.(24) en

$$\tilde{A}_l(z) = A_l(z), \quad 0 \leq l < M. \quad (27)$$

Al inspeccionar la Ec.(23), y teniendo en cuenta la transformada de la Ec.(21), puede verse que la parte real de $a_0(n)$ debe ser un impulso de Dirac para un sistema de PR, es decir, $\tilde{A}_0(z)$ está en la forma $\tilde{A}_0(z) = cz^D$. Por otro lado, la parte real de $a_{M/2}(n)$ debe ser cero, es decir, $\tilde{A}_{M/2}(z)$ debe ser cero y las ganancias de alias, para $l \neq 0, M/2$ deben satisfacer

$$A_{M-l}(z) = -A_l^*(z), \quad (28)$$

que para un sistema de valor real, con la Ec.(26) en mente, significa que todos los $a_l(n)$, $l = 1 \dots M-1$ deben ser cero. En sistemas pseudo QMF, Ec.(28) es válida solo aproximadamente. Por otro lado, la parte real de $a_0(n)$ no es exactamente un pulso Dirac, ni la parte real de $a_{M/2}(n)$ es exactamente cero.

5 Antes de entrar en detalles adicionales sobre la optimización de los filtros prototipo, se investiga el impacto de modificaciones de las muestras de subbanda en el solapamiento. Como ya se mencionó anteriormente, cambiar las ganancias de los canales en un banco de filtros modulado por coseno, es decir, usar el sistema de análisis/síntesis como un ecualizador, produce severas distorsiones debidas a los términos de alias principales. En teoría, los términos de alias principales se cancelan entre sí de a pares. Sin embargo, esta teoría de cancelación de término alias principal
10 no se cumple cuando diferentes ganancias se aplican a diferentes canales de subbanda. Por lo tanto, el solapamiento en la señal de salida puede ser sustancial. Para mostrar esto, considerar un banco de filtros en el que el canal p y los canales más altos se fijan en ganancia cero, es decir,

$$v'_k(n) = g_k v_k(n), \quad \begin{cases} g_k = 1 & , 0 \leq k < p \\ g_k = 0 & , p \leq k < M-1 \end{cases} \quad (29)$$

15 Las respuestas de frecuencia estilizada de los filtros de análisis y síntesis de interés se muestran en la Figura 2. La Figura 2(a) muestra los filtros de canal de síntesis $F_{p-1}(z)$ y $F_p(z)$, resaltados con los signos de referencia 201 y 202, respectivamente. Como ya se indicó anteriormente, la modulación por coseno para cada canal resulta en un filtro de frecuencia positiva y un filtro de frecuencia negativa. En otras palabras, los filtros de frecuencia positiva 201 y 202 tienen filtros correspondientes de frecuencia negativa 203 y 204, respectivamente.

20 La p -ésima modulación del filtro de análisis $H_{p-1}(z)$, es decir, $H_{p-1}(zW^p)$ indicada por los signos de referencia 211 y 213, se representa en la Figura 2(b) junto con el filtro de síntesis $F_{p-1}(z)$, indicado por los signos de referencia 201 y 203. En esta Figura, el signo de referencia 211 indica la versión modulada del filtro de frecuencia originalmente positiva $H_{p-1}(z)$ y el signo de referencia 213 indica la versión modulada del filtro de frecuencia originalmente negativa $H_{p-1}(z)$. Debido a la modulación de orden p , el filtro de frecuencia negativa 213 se mueve al área de frecuencia positiva y, por lo tanto, se superpone con el filtro de síntesis positivo 201. La superposición sombreada 220 de los filtros ilustra la energía de un término de alias principal.

25 En la Figura 2(c) la p -ésima modulación de $H_p(z)$, es decir, $H_p(zW^p)$ indicada por los signos de referencia 212 y 214, se muestra junto con el filtro de síntesis correspondiente $F_p(z)$, signos de referencia 202 and 204. Nuevamente, el filtro de frecuencia negativa 214 se mueve al área de frecuencia positiva debido a la modulación de orden p . El área sombreada 221 de nuevo muestra gráficamente la energía de un término de alias principal y, si no se cancelara, típicamente resultaría en un solapamiento significativo. Para cancelar el solapamiento, el término debería ser la copia con polaridad inversa del solapamiento obtenido de la intersección de los filtros $H_{p-1}(zW^p)$, 213, y $F_{p-1}(z)$, 201, de la Figura 2(b), es decir, la copia con polaridad inversa del área sombreada 220. En un banco de filtros modulado por coseno, donde no se cambian las ganancias, estos términos de alias principales habitualmente se cancelarán unos a otros completamente. Sin embargo, en este ejemplo, la ganancia del filtro de análisis (o síntesis) p es cero, por lo que
30 el solapamiento inducido por los filtros $p-1$ permanecerá sin cancelar en la señal de salida. Un residuo de solapamiento igualmente fuerte surgirá también en el intervalo de frecuencia negativa.

35 Cuando se usan bancos de filtros modulados por exponencial compleja, la modulación de valor complejo solo da como resultado filtros de frecuencia positiva. En consecuencia, los términos de alias principales se van, es decir, no hay superposición significativa entre los filtros de análisis modulados $H_p(zW^p)$ y sus correspondientes filtros de síntesis $F_p(z)$ y el solapamiento puede reducirse significativamente cuando se usan dichos sistemas de bancos de filtros como ecualizadores. El solapamiento resultante depende únicamente del grado de supresión de los términos de alias restantes.

40 Por lo tanto, incluso cuando se usan bancos de filtros modulados por exponencial compleja, es fundamental diseñar un filtro prototipo para máxima supresión de los términos de ganancias de alias, aunque los términos de alias principales se hayan eliminado para dichos bancos de filtros. Aunque los términos de alias restantes sean menos significativos que los términos de alias principales, aún pueden generar solapamiento que cause defectos a la señal procesada. Por lo tanto, el diseño de dicho filtro prototipo puede lograrse preferiblemente mediante la minimización de una función objetivo compuesta. Para este fin, se puede utilizar diversos algoritmos de optimización. Algunos ejemplos son los métodos de programación lineal, método Downhill Simplex o un método basado en gradiente no restringido u
45 otros algoritmos de optimización no lineales. En un ejemplo de implementación se selecciona una solución inicial del filtro prototipo. Mediante el uso de la función objetivo compuesta se determina una dirección para modificar los coeficientes de filtro prototipo que proporciona el gradiente más alto de la función objetivo compuesta. Después los coeficientes de filtro se modifican mediante el uso de una longitud de etapa determinada y el procedimiento iterativo se repite hasta que se obtiene un mínimo de la función objetivo compuesta. Para detalles adicionales sobre dichos
50 algoritmos de optimización, se hace referencia a «Numerical Recipes in C, The Art of Scientific Computing, Second Edition» W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, B. P. Flannery, Cambridge University Press, NY, 1992.

Para minimización de término de alias mejorada (IATM, por sus siglas en inglés) del filtro prototipo, una función objetivo preferida puede denotarse

$$e_{tot}(\alpha) = \alpha e_t + (1 - \alpha) e_a, \quad (30)$$

- 5 donde el error total $e_{tot}(\alpha)$ es una suma ponderada del error de función de transferencia e_t y el error de solapamiento e_a . El primer término en el lado derecho (RHS) de la Ec.(23) evaluado en el círculo de unidad, es decir, para $z = e^{j\omega}$, puede usarse para proporcionar una medición de la energía de error e_t de la función de transferencia como

$$e_t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{1}{2} \left(A_0(e^{j\omega}) + A_0^*(e^{-j\omega}) \right) - P(\omega)e^{-j\omega D} \right|^2 d\omega, \quad (31)$$

- 10 donde $P(\omega)$ es una función de valor real simétrica que define los intervalos de banda de paso y banda no pasante, y D es el retardo total del sistema. En otras palabras, $P(\omega)$ describe la función de transferencia deseada. En el caso más general, dicha función de transferencia comprende una magnitud que es una función de la frecuencia ω . Para un sistema de valor real la Ec.(31) se simplifica a

$$e_t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| A_0(e^{j\omega}) - P(\omega)e^{-j\omega D} \right|^2 d\omega \quad (32)$$

La función objetivo $P(\omega)$ y el retardo objetivo D pueden seleccionarse como un parámetro de entrada al procedimiento de optimización. Puede hacerse referencia a la expresión $P(\omega)e^{j\omega D}$ como la función de transferencia objetivo.

- 15 Una medida de la energía del solapamiento total e_a puede calcularse al evaluar la suma de los términos de alias en el lado derecho (RHS) de la Ec.(23), es decir, el segundo término de la Ec.(23), en el círculo de unidad como

$$e_a = \frac{1}{2\pi} \sum_{l=1}^{M-1} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \tilde{A}_l(e^{j\omega}) \right|^2 d\omega, \quad (33)$$

Para sistemas de valor real esto se traduce en

$$e_a = \frac{1}{2\pi} \sum_{l=1}^{M-1} \int_{-\pi}^{\pi} \left| A_l(e^{j\omega}) \right|^2 d\omega. \quad (34)$$

- 20 En general, un procedimiento de optimización para determinar un filtro prototipo $p_0(n)$ puede basarse en la minimización del error de la Ec.(30). El parámetro α puede usarse para distribuir el énfasis entre la función de transferencia y la sensibilidad al solapamiento del filtro prototipo. Mientras que aumentar el parámetro α hacia 1 pondrá más énfasis en el error de función de transferencia e_t , reducir el parámetro α hacia 0 pondrá más énfasis en el error solapamiento e_a . Los parámetros $P(\omega)$ y D pueden usarse para establecer una función de transferencia objetivo del filtro prototipo $p_0(n)$, es decir, para definir el comportamiento de la banda de paso y banda no pasante y para definir el retardo general del sistema.

- 30 Según un ejemplo, una cantidad de los canales de banco de filtros k puede establecerse en cero, p. ej., a la mitad superior de los canales de banco de filtros se les da una ganancia cero. En consecuencia, se impulsa a que el banco de filtros genere una gran cantidad de solapamiento. Este solapamiento será posteriormente minimizado mediante el proceso de optimización. En otras palabras, al establecer determinada cantidad de canales de banco de filtros en cero, se inducirá el solapamiento, de manera de generar un error de solapamiento e_a que puede minimizarse durante el procedimiento de optimización. Asimismo, la complejidad de los cálculos del proceso de optimización puede reducirse al establecer canales de banco de filtros en cero.

- 35 Según un ejemplo, se optimiza un filtro prototipo para un banco de filtros de valor real, es decir, modulado por coseno, que puede ser más apropiado que optimizar directamente la versión de valor complejo. Esto se debe a que el procesamiento de valor real prioriza la atenuación de solapamiento distante en mayor medida que el procesamiento de valor complejo. Sin embargo, cuando se impulsa el solapamiento como se señala anteriormente, la mayor parte del solapamiento inducido en este caso se originará típicamente de los términos que llevan los términos de alias principales. Por lo tanto, el algoritmo de optimización puede gastar recursos en minimizar el solapamiento principal que inherentemente no está presente en el sistema modulado por exponencial compleja resultante. De modo de mitigar esto, la optimización puede realizarse en un sistema parcialmente complejo; para los términos de alias que están libres de solapamiento principal, la optimización puede realizarse mediante el uso de procesamiento de filtro de valor real. Por otro lado, los términos de alias que llevarían los términos de alias principales en un sistema de valor real se modificarían para procesamiento de filtro de valor complejo. Por medio de dicha optimización parcialmente compleja,

se pueden obtener los beneficios de realizar el procesamiento mediante el uso de un procesamiento de valor real, mientras que aún se optimiza el filtro prototipo para uso en un sistema de banco de filtros modulado complejo.

En un ejemplo de optimización en el que exactamente la mitad superior de los canales de banco de filtros se establecen en cero, el único término de alias calculado a partir de los filtros de valor complejo es el término $l = M/2$ de la Ec.(33).

5 En este ejemplo, la función $P(\omega)$ de la Ec.(31), puede elegirse como una constante de magnitud de unidad que varía de $-\pi/2+\varepsilon$ a $\pi/2-\varepsilon$, donde ε es una fracción de $\pi/2$, de modo de cubrir el intervalo de frecuencia que constituye la banda de paso. Fuera de la banda de paso la función $P(\omega)$ puede definirse para que sea cero o puede dejarse sin definir. En el último caso, la energía de error de la función de transferencia Ec.(31) solo se evalúa entre $-\pi/2+\varepsilon$ y $\pi/2-\varepsilon$. De manera alternativa y preferible, el error de banda de paso e_t podría calcularse sobre todos los canales $k = 0, \dots, M-1$, desde $-\pi$ hasta π con $P(\omega)$ constante, aunque el solapamiento aún se calcule con múltiples canales establecidos en cero como se describe anteriormente.

15 Típicamente el procedimiento de optimización es un procedimiento iterativo, donde dados los coeficientes de filtro prototipo $p_0(n)$ ($n = 0, \dots, N-1$) en determinada etapa de iteración, el retardo objetivo D , la cantidad de canales M , la cantidad de canales de banda bajos establecidos en cero $loCut$, la cantidad de canales de banda altos establecidos en cero $hiCut$ y el factor de ponderación α , se calcula un valor para la función objetivo para esta etapa de iteración. Mediante el uso de operaciones semicomplejas, esto comprende las etapas:

1. Para obtener el error de banda de paso e_t , evaluar la Ec.(32) en la que $P(\omega)$ es una constante, mediante el uso de

$$A_0(e^{j\omega}) = \sum_{k=0}^{M-1} H_k(e^{j\omega}) F_k(e^{j\omega}), \quad (35)$$

20 donde $H_k(e^{j\omega})$ y $F_k(e^{j\omega})$ son las transformadas DFT de los filtros de análisis y síntesis $h_k(n)$ y $f_k(n)$ generadas a partir de los coeficientes de filtros prototipo en esta etapa de iteración de la Ec.(13) a (15), respectivamente.

2. Para obtener el error de solapamiento e_a , para los términos de solapamiento no sujetos a solapamiento significativo, evaluar

$$e_{aReal} = \frac{1}{2\pi} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq loCut, hiCut, \\ M-loCut, \\ M-hiCut}}^{M-1} \int_{-\pi}^{\pi} |A_l(e^{j\omega})|^2 d\omega, \quad (36)$$

25 donde $A_l(e^{j\omega})$ se calcula como

$$A_l(e^{j\omega}) = \sum_{k=loCut}^{M-1-hiCut} H_k(e^{j(\omega - \frac{2\pi l}{M})}) F_k(e^{j\omega}) \quad (37)$$

y $H_k(e^{j\omega})$ y $F_k(e^{j\omega})$ son las transformadas DFT, es decir, las transformadas z evaluadas en el círculo de unidad, de los filtros de análisis y síntesis $h_k(n)$ y $f_k(n)$ de la Ec.(13) a (15).

3. Para los términos sujetos a solapamiento significativo, evaluar

$$e_{aCplx} = \frac{1}{2\pi} \sum_{\substack{l=loCut, \\ hiCut, \\ M-loCut, \\ M-hiCut}} \int_{-\pi}^{\pi} |\tilde{A}_l(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (38)$$

30 donde $\tilde{A}_l(e^{j\omega})$ está dado por la Ec.(24), con $A_l(e^{j\omega})$ como la Ec.(37), en la que $H_k(e^{j\omega})$ y $F_k(e^{j\omega})$ son las transformadas DFT de $h_k(n)$ y $f_k(n)$ de la Ec.(19) y (20).

4. El error se pondera posteriormente con α como

$$e_{tot}(\alpha) = \alpha e_t + (1-\alpha)(e_{aReal} + e_{aCplx}), \quad (39)$$

Mediante el uso de cualquiera de los algoritmos de optimización no lineales referidos anteriormente, este error total se reduce al modificar los coeficientes del filtro prototipo, hasta obtener un conjunto óptimo de coeficientes. A modo de ejemplo, la dirección del gradiente más grande de la función de error e_{tot} se determina para los coeficientes de filtro prototipo en una etapa de iteración dada. Mediante el uso de determinado tamaño de etapa los coeficientes de filtro prototipo se modifican en la dirección del gradiente más grande. Los coeficientes de filtro prototipo modificados se usan como un punto de partida para la etapa de iteración posterior. Este procedimiento se repite hasta que el procedimiento de optimización haya convergido a un valor mínimo de la función de error e_{tot} .

Un ejemplo de implementación del procedimiento de optimización se ilustra en la Figura 3 como un diagrama de flujo 300. En una etapa de determinación de parámetro 301 se definen los parámetros del procedimiento de optimización, es decir, en particular la función de transferencia objetivo que comprende el retardo objetivo D , la cantidad de canales M del banco de filtros objetivo, la cantidad N de coeficientes del filtro prototipo, el parámetro de ponderación α de la función de error objetivo, así como los parámetros para la generación de solapamiento, es decir $loCut$ y/o $hiCut$. En una etapa de inicialización 302, se selecciona un primer conjunto de coeficientes del filtro prototipo.

En la unidad de determinación de error de banda de paso 303, se determina el término de error de banda de paso e_t mediante el uso del conjunto de coeficientes dado del filtro prototipo. Esto puede realizarse al usar la Ec.(32) en combinación con las Ec.(35) y (13) a (15). En la unidad de determinación de error de solapamiento de valor real 304, una primera parte e_{aReal} del término de error de solapamiento e_a puede determinarse mediante el uso de las Ec.(36) y (37) en combinación con las Ec.(13) a (15). Asimismo, en la unidad de determinación de error de solapamiento de valor complejo 305, puede determinarse una segunda parte e_{aCplx} del término de error de solapamiento e_a mediante el uso de la Ec.(38) en combinación con las Ec.(19) y (20). Como consecuencia, puede determinarse la función objetivo e_{tot} a partir de los resultados de las unidades 303, 304 y 305 mediante el uso de la Ec.(39). La unidad de optimización no lineal 306 usa métodos de optimización, tales como programación lineal, de modo de reducir el valor de la función objetivo. A modo de ejemplo, esto puede hacerse mediante la determinación de un gradiente posiblemente máximo de la función objetivo con respecto a modificaciones de los coeficientes del filtro prototipo. En otras palabras, pueden determinarse las modificaciones de los coeficientes del filtro prototipo que den como resultado una posible reducción máxima de la función objetivo.

Si el gradiente determinado en la unidad 306 permanece dentro de los límites predeterminados, la unidad de decisión 307 decide que se ha alcanzado un mínimo de la función objetivo y termina el procedimiento de optimización en la etapa 308. Si por otro lado el gradiente supera el valor predeterminado, entonces los coeficientes del filtro prototipo se actualizan en la unidad de actualización 309. La actualización de los coeficientes puede realizarse mediante la modificación de los coeficientes con una etapa predeterminada en la dirección dada por el gradiente. Finalmente, los coeficientes actualizados del filtro prototipo se reinsertan como una entrada a la unidad de determinación de error de banda de paso 303 para otra iteración del procedimiento de optimización.

En general, puede afirmarse que mediante el uso de la función de error anterior y un algoritmo de optimización apropiado, se pueden determinar filtros prototipo que están optimizados con respecto a su grado de reconstrucción perfecta, es decir, con respecto a bajo solapamiento en combinación con baja distorsión de fase y/o amplitud, su resiliencia al solapamiento debido a modificaciones de subbanda, su retardo de sistema y/o su función de transferencia. El método de diseño proporciona parámetros, en particular un parámetro de ponderación α , un retardo objetivo D , una función de transferencia objetivo $P(\omega)$, una longitud de filtro N , una cantidad de canales de banco de filtros M , así como parámetros que impulsan solapamiento $hiCut$, $loCut$, que pueden seleccionarse para obtener una combinación óptima de las propiedades de filtro mencionadas anteriormente. Asimismo, el establecimiento en cero de determinada cantidad de canales de subbanda, así como el procesamiento complejo parcial, pueden usarse para reducir la complejidad general del procedimiento de optimización. Como resultado, se pueden determinar filtros prototipo asimétricos con una propiedad de reconstrucción casi perfecta, baja sensibilidad al solapamiento y retardo de sistema bajo para el uso en un banco de filtros modulado por exponencial compleja. Cabe destacar que el esquema de determinación anterior de un filtro prototipo se ha señalado en el contexto de un banco de filtros modulado por exponencial compleja. Si se usan otros métodos de diseño de bancos de filtros, p. ej. métodos de diseño de banco de filtros modulado por coseno o seno, entonces el procedimiento de optimización puede adaptarse al generar los filtros de análisis y síntesis $h_k(n)$ y $f_k(n)$ mediante el uso de ecuaciones de diseño del método de diseño de banco de filtros respectivo. A modo de ejemplo, las Ec.(13) a (15) pueden usarse en el contexto de un banco de filtros modulado por coseno.

A continuación, se describe un ejemplo detallado de un banco de filtros de bajo retardo de 64 canales. Mediante el uso del método de optimización propuesto mencionado anteriormente, se señalará un ejemplo detallado de un banco de filtros de término de ganancia de alias optimizado, de bajo retardo, de 64 canales ($M = 64$). En este ejemplo se ha usado el método de optimización parcialmente complejo y los 40 canales superiores se han establecido en cero durante la optimización de filtro prototipo, es decir, $hiCut = 40$, mientras que el parámetro $loCut$ permaneció sin usarse. Por lo tanto, todos los términos de ganancia de alias, excepto \tilde{A}_l , donde $l = 24, 40$, se calculan mediante el uso de filtros de valor real. El retardo de sistema total se elige como $D = 319$, y la longitud de filtro prototipo es $N = 640$. Un gráfico de dominio temporal del filtro prototipo resultante se da en la Figura 4(a), y la respuesta de frecuencia del filtro prototipo se representa en la Figura 4(b). El banco de filtros ofrece un error de reconstrucción (amplitud y fase) de banda de paso de -72 dB. La desviación de fase desde una fase lineal es menor que $\pm 0.02^\circ$, y la supresión de

solapamiento es 76 dB cuando no se hacen modificaciones a las muestras de subbanda. Los coeficientes de filtro reales se tabulan en la Tabla 1. Cabe destacar que los coeficientes se escalan por un factor $M = 64$ con respecto a otras ecuaciones de este documento que dependen de un escalado absoluto del filtro prototipo.

5 Aunque la descripción anterior del diseño del banco de filtros se basa en una notación de banco de filtros estándar, un ejemplo para operar el banco de filtros diseñado puede operar en otras descripciones o notaciones de filtros de banco, p. ej., implementaciones de banco de filtros que permitan una operación más eficiente en un procesador de señal digital.

En un ejemplo, las etapas para filtrar una señal de dominio temporal mediante el uso de un filtro prototipo optimizado pueden describirse de la siguiente manera:

- 10
- De modo de operar el banco de filtros de una manera eficiente, el filtro prototipo, es decir, $p_0(n)$ de la Tabla 1, se dispone primero en la representación polifásica, en donde todos los demás coeficientes de filtro polifásico se niegan y todos los coeficientes se cambian en el tiempo como

$$p'_0(639 - 128m - n) = (-1)^m p_0(128m + n), \quad 0 \leq n < 128, 0 \leq m < 5 \quad (40)$$

- 15
- La etapa de análisis comienza con la representación polifásica del filtro que se está aplicando a la señal de dominio temporal $x(n)$ para producir un vector $x_l(n)$ de longitud 128 como

$$x_{127-l}(n) = \sum_{m=0}^4 p'_0(128m + l)x(128m + l + 64n), \quad 0 \leq l < 128, n = 0, 1, \dots \quad (41)$$

- $x_l(n)$ se modifica posteriormente con una matriz de modulación como

$$v_k(n) = \sum_{l=0}^{127} x_l(n) \exp\left(j \frac{\pi}{128} \left(k + \frac{1}{2}\right)(2l + 129)\right), \quad 0 \leq k < 64, \quad (42)$$

20 donde $v_k(n)$, $k = 0 \dots 63$, constituyen las señales de subbanda. El índice de tiempo n se da en consecuencia en muestras de subbandas.

- Las señales de subbanda de valor complejo después pueden modificarse, p. ej., según alguna curva de ecualización $g_k(n)$ deseada, posiblemente variable en el tiempo y de valor complejo, como

$$v_k^{(m)}(n) = g_k(n)v_k(n), \quad 0 \leq k < 64. \quad (43)$$

- 25
- La etapa de síntesis comienza con una etapa de demodulación de las señales de subbanda modificadas como

$$u_l(n) = \frac{1}{64} \sum_{k=0}^{63} \operatorname{Re} \left\{ v_k^{(m)}(n) \exp\left(j \frac{\pi}{128} \left(k + \frac{1}{2}\right)(2l - 255)\right) \right\}, \quad 0 \leq l < 128. \quad (44)$$

Cabe destacar que las etapas de modulación de las Ec.(42) y (44) pueden lograrse de una manera computacional muy eficiente con algoritmos rápidos que usan kernels de la transformada rápida de Fourier (FFT).

- 30
- Las muestras demoduladas se filtran con la representación polifásica del filtro prototipo y se acumulan a la señal de dominio temporal de salida $\hat{x}(n)$ según

$$\hat{x}(128m + l + 64n) = \hat{x}(128m + l + 64n) + p'_0(639 - 128m - l)u_l(l), \quad (45)$$

$$0 \leq l < 128, 0 \leq m < 5, n = 0, 1, \dots$$

donde $\hat{x}(n)$ se establece en 0 para todos los n en el tiempo de inicio.

35 Cabe destacar que tanto las implementaciones de punto flotante como de punto fijo pueden cambiar la precisión numérica de los coeficientes dados en la Tabla 1 a algo más adecuado para el procesamiento. Sin limitar el alcance, los valores pueden cuantificarse a una precisión numérica más baja mediante redondeo, truncamiento y/o escalado de los coeficientes a enteros u otras representaciones, en particular, representaciones que se adapten a los recursos disponibles de una plataforma de hardware y/o software en la que el banco de filtros deba operar.

40 Asimismo, el ejemplo anterior señala la operación en la cual la señal de salida de dominio temporal es de la misma frecuencia de muestreo que la señal de entrada. Otras implementaciones pueden remuestrear la señal de dominio temporal mediante el uso de diferentes tamaños, es decir, cantidad de canales diferente, de los bancos de filtro de

análisis y síntesis, respectivamente. Sin embargo, los bancos de filtros deberían basarse en el mismo filtro prototipo y se obtienen por remuestreo del filtro prototipo original a través de diezmado o interpolación. Como un ejemplo, un filtro prototipo para un banco de filtros de 32 canales se logra mediante remuestreo de los coeficientes $p_0(n)$ como

$$p_0^{(32)}(i) = \frac{1}{2} [p_0(2i+1) + p_0(2i)], \quad 0 \leq i < 320.$$

- 5 La longitud del nuevo filtro prototipo es por lo tanto 320 y el retardo es $D = \lfloor 319/2 \rfloor = 159$ donde el operador $\lfloor \cdot \rfloor$ devuelve la parte entera de su argumento.

ES 2 758 249 T3

Tabla 1 Coeficientes de un filtro prototipo de bajo retardo de 64 canales

n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$
0	-7.949261005955764e-4	160	8.968337036455653e-1	320	-1.210755701624524e-1	480	4.764720830452409e-3
1	-1.232074328145439e-3	161	9.023985431182168e-1	321	-1.185237142283346e-1	481	4.666469548192818e-3
2	-1.601053942982895e-3	162	9.075955881221292e-1	322	-1.159184450952715e-1	482	4.565946029127366e-3
3	-1.980720409470913e-3	163	9.124187296760565e-1	323	-1.132654367461266e-1	483	4.463150894014690e-3
4	-2.397504953865715e-3	164	9.168621399784253e-1	324	-1.105698782276963e-1	484	4.358150755039186e-3
5	-2.838709203607079e-3	165	9.209204531389191e-1	325	-1.078369135648348e-1	485	4.250967471708103e-3
6	-3.314755401090670e-3	166	9.245886139655739e-1	326	-1.050716118804287e-1	486	4.141634861746089e-3
7	-3.825180949035082e-3	167	9.278619263447355e-1	327	-1.022789198651472e-1	487	4.030165355928349e-3
8	-4.365307413613105e-3	168	9.307362242659798e-1	328	-9.946367410320074e-2	488	3.916597675997815e-3
9	-4.937260935539922e-3	169	9.332075222986479e-1	329	-9.663069107327295e-2	489	3.800994685405442e-3
10	-5.537381514710146e-3	170	9.352724511271509e-1	330	-9.378454802679648e-2	490	3.683451012833619e-3
11	-6.164241937824271e-3	171	9.369278287932853e-1	331	-9.092970207094843e-2	491	3.563914929838276e-3
12	-6.816579194002503e-3	172	9.381709878904797e-1	332	-8.807051083640835e-2	492	3.442490007998456e-3
13	-7.490102145765528e-3	173	9.389996917291260e-1	333	-8.521107266503664e-2	493	3.319256438897666e-3
14	-8.183711450708110e-3	174	9.394121230559878e-1	334	-8.235562752947133e-2	494	3.194250476422174e-3
15	-8.894930051379498e-3	175	9.394068064126931e-1	335	-7.950789957683559e-2	495	3.067525877056119e-3
16	-9.620004581607449e-3	176	9.389829174860432e-1	336	-7.667177989755110e-2	496	2.939139106182801e-3
17	-1.035696814015217e-2	177	9.381397976778112e-1	337	-7.385092587441364e-2	497	2.809151898728351e-3
18	-1.110238617202191e-2	178	9.368773370086998e-1	338	-7.104866702770536e-2	498	2.677703006241942e-3
19	-1.185358556146692e-2	179	9.351961242404785e-1	339	-6.826847016140082e-2	499	2.544830774162231e-3
20	-1.260769256679562e-2	180	9.330966718935136e-1	340	-6.551341011471171e-2	500	2.410617950987095e-3
21	-1.336080675156018e-2	181	9.305803205049067e-1	341	-6.278658929544248e-2	501	2.275190768887402e-3
22	-1.411033176541011e-2	182	9.276488080866625e-1	342	-6.009091369370080e-2	502	2.138586519570023e-3
23	-1.485316243134798e-2	183	9.243040558859498e-1	343	-5.742919825387360e-2	503	2.000881763033976e-3
24	-1.558550942227883e-2	184	9.205488097488350e-1	344	-5.480383115198150e-2	504	1.862161137529843e-3
25	-1.630436835497356e-2	185	9.163856478189402e-1	345	-5.221738078737957e-2	505	1.722850651410707e-3
26	-1.700613959422392e-2	186	9.118180055332041e-1	346	-4.967213638808988e-2	506	1.583005323492318e-3

ES 2 758 249 T3

n	$P_o(n)$	n	$P_o(n)$	n	$P_o(n)$	n	$P_o(n)$
27	-1.768770555992799e-2	187	9.068503557855540e-1	347	-4.717023345307148e-2	507	1.442635273572746e-3
28	-1.834568069395711e-2	188	9.014858673099563e-1	348	-4.471364025371278e-2	508	1.301735673138880e-3
29	-1.897612496482356e-2	189	8.957295448806664e-1	349	-4.230438144160113e-2	509	1.160531184883257e-3
30	-1.957605813345359e-2	190	8.895882558527375e-1	350	-3.994384828552555e-2	510	1.018710154718430e-3
31	-2.014213322475170e-2	191	8.830582442418677e-1	351	-3.763371362431132e-2	511	8.753658738743612e-4
32	-2.067061748933033e-2	192	8.761259906419252e-1	352	-3.537544041600725e-2	512	7.250868879948704e-4
33	-2.115814831921453e-2	193	8.688044201931157e-1	353	-3.317035188016126e-2	513	5.901514303345345e-4
34	-2.160130854695980e-2	194	8.611140376567749e-1	354	-3.101971215825843e-2	514	4.571251178344833e-4
35	-2.199696217022438e-2	195	8.530684188588082e-1	355	-2.892453070357571e-2	515	3.254504484897777e-4
36	-2.234169110698344e-2	196	8.446723286380624e-1	356	-2.688575425197388e-2	516	1.951832637892118e-4
37	-2.263170795250229e-2	197	8.359322523144003e-1	357	-2.490421725219031e-2	517	6.661818101906931 e-5
38	-2.286416556008894e-2	198	8.268555005748937e-1	358	-2.298058501129975e-2	518	-6.002729636107936e-5
39	-2.303589449043864e-2	199	8.174491260941859e-1	359	-2.111545692324888e-2	519	-1.845163192347697e-4
40	-2.314344724218223e-2	200	8.077214932837783e-1	360	-1.930927680100128e-2	520	-3.065712811761140e-4
41	-2.318352524475873e-2	201	7.976809997929416e-1	361	-1.756239270089077e-2	521	-4.259661821125124e-4
42	-2.315297727620401e-2	202	7.873360271773119e-1	362	-1.587511449869362e-2	522	-5.424773586381941e-4
43	-2.304918234544422e-2	203	7.766956604639097e-1	363	-1.424750749465213e-2	523	-6.558084462274315e-4
44	-2.286864521420490e-2	204	7.657692341138960e-1	364	-1.267955527855867e-2	524	-7.659101269870789e-4
45	-2.260790764376614e-2	205	7.545663748526984e-1	365	-1.117125833414906e-2	525	-8.724859431432570e-4
46	-2.226444264459477e-2	206	7.430967641354331e-1	366	-9.722405440999532e-3	526	-9.753531169034512e-4
47	-2.183518667784246e-2	207	7.313705248813991e-1	367	-8.332704660914712e-3	527	-1.074300123306481e-3
48	-2.131692017682024e-2	208	7.193979757178656e-1	368	-7.001789872901951e-3	528	-1.169143931350576e-3
49	-2.070614962636994e-2	209	7.071895814695481e-1	369	-5.729226040772489e-3	529	-1.259725653234229e-3
50	-1.999981321635736e-2	210	6.947561322714310e-1	370	-4.514503359783591e-3	530	-1.345834916989234e-3
51	-1.919566223498554e-2	211	6.821083135331770e-1	371	-3.356946762357950e-3	531	-1.427339710937440e-3
52	-1.828936158524688e-2	212	6.692573319585476e-1	372	-2.255849987026407e-3	532	-1.504079803740054e-3
53	-1.727711874492186e-2	213	6.562143182387809e-1	373	-1.210459261524451 e-3	533	-1.575880973843057e-3
54	-1.615648494779686e-2	214	6.429904538706975e-1	374	-2.199474640570699e-4	534	-1.642633580824677e-3

ES 2 758 249 T3

n	$P_o(n)$	n	$P_o(n)$	n	$P_o(n)$	n	$P_o(n)$
55	-1.492335807272955e-2	215	6.295973685335782e-1	375	7.167268627887994e-4	535	-1.704200291375062e-3
56	-1.357419760297910e-2	216	6.160464554756299e-1	376	1.600440185590357e-3	536	-1.760514312756149e-3
57	-1.210370330110896e-2	217	6.023493418727370e-1	377	2.432366605744087e-3	537	-1.811458673156579e-3
58	-1.050755164953818e-2	218	5.885176369189331e-1	378	3.213605482343768e-3	538	-1.856981580032126e-3
59	-8.785746151726750e-3	219	5.745630487304467e-1	379	3.945301462616821e-3	539	-1.897029046447624e-3
60	-6.927329556345040e-3	220	5.604973280717471e-1	380	4.628665378925932e-3	540	-1.931585942699363e-3
61	-4.929378450735877e-3	221	5.463322649085826e-1	381	5.264976586624488e-3	541	-1.960627084932276e-3
62	-2.800333941149626e-3	222	5.320795532569365e-1	382	5.855653555178131e-3	542	-1.984178530495641e-3
63	-4.685580749545335e-4	223	5.177509557831821e-1	383	6.401634331453516e-3	543	-2.002288840866127e-3
64	2.210315255690887e-3	224	5.033582842235876e-1	384	6.903046246257517e-3	544	-2.014916352347506e-3
65	5.183294908090526e-3	225	4.889131973708936e-1	385	7.364537203059431e-3	545	-2.022189226793424e-3
66	8.350964449424035e-3	226	4.744274511088447e-1	386	7.785917436812734e-3	546	-2.024254777335021e-3
67	1.166118535611788e-2	227	4.599125196114154e-1	387	8.168780818165564e-3	547	-2.021156706871573e-3
68	1.513166797475777e-2	228	4.453800290341801e-1	388	8.514510536234886e-3	548	-2.013111787438794e-3
69	1.877264877027943e-2	229	4.308413090599260e-1	389	8.824526581578384e-3	549	-2.000212633130633e-3
70	2.258899222368603e-2	230	4.163077444128621e-1	390	9.100444687042341e-3	550	-1.982687042477966e-3
71	2.659061474958830e-2	231	4.017905891818764e-1	391	9.343819821939981e-3	551	-1.960693892404943e-3
72	3.078087745385930e-2	232	3.873008819361793e-1	392	9.556089247587111e-3	552	-1.934407806173517e-3
73	3.516391224752870e-2	233	3.728496914938361e-1	393	9.738929904236388e-3	553	-1.904123563599214e-3
74	3.974674893613862e-2	234	3.584479879275654e-1	394	9.893728065983530e-3	554	-1.870072199436830e-3
75	4.453308211110493e-2	235	3.441060828393923e-1	395	1.002221842309897e-2	555	-1.832519954023970e-3
76	4.952626097917320e-2	236	3.298346836739700e-1	396	1.012567516563336e-2	556	-1.791756667369466e-3
77	5.473026727738295e-2	237	3.156442070098094e-1	397	1.020575952382967e-2	557	-1.747978720577777e-3
78	6.014835645056577e-2	238	3.015447421741344e-1	398	1.026389875785943e-2	558	-1.701541033746949e-3
79	6.578414516120631e-2	239	2.875462383794429e-1	399	1.030162959448537e-2	559	-1.652689459435072e-3
80	7.163950999489413e-2	240	2.736584401802921e-1	400	1.032037849566083e-2	560	-1.601690868666912e-3
81	7.771656494569829e-2	241	2.598909819775319e-1	401	1.032154667898522e-2	561	-1.548954090992685e-3
82	8.401794441130064e-2	242	2.462531686198759e-1	402	1.030658039367325e-2	562	-1.49470979777335e-3

ES 2 758 249 T3

n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$
83	9.054515924487507e-2	243	2.327540108460799e-1	403	1.027682791880806e-2	563	-1.439190571857024e-3
84	9.729889691289549e-2	244	2.194025590645563e-1	404	1.023360327572998e-2	564	-1.382763830841281e-3
85	1.042804039148369e-1	245	2.062071988727463e-1	405	1.017821017226088e-2	565	-1.325642967049430e-3
86	1.114900795290448e-1	246	1.931765200055820e-1	406	1.011195224927225e-2	566	-1.268184236874211e-3
87	1.189284254931251e-1	247	1.803186073942884e-1	407	1.003602653649432e-2	567	-1.210596701555163e-3
88	1.265947532678997e-1	248	1.676410590306998e-1	408	9.951564927254814e-3	568	-1.153025111297160e-3
89	1.344885599112251e-1	249	1.551517472268748e-1	409	9.859735321541087e-3	569	-1.095962010293130e-3
90	1.426090972422485e-1	250	1.428578337203540e-1	410	9.761689935477358e-3	570	-1.039553843860894e-3
91	1.509550307914161e-1	251	1.307662172525294e-1	411	9.658335268268776e-3	571	-9.838346246983619e-4
92	1.595243494708706e-1	252	1.188837988250476e-1	412	9.550506541750015e-3	572	-9.290281181623759e-4
93	1.683151598707939e-1	253	1.072167300568495e-1	413	9.439239790180602e-3	573	-8.749810533387956e-4
94	1.773250461581686e-1	254	9.577112136322552e-2	414	9.325311662898867e-3	574	-8.215803921619577e-4
95	1.865511418631904e-1	255	8.455282024161610e-2	415	9.209571052890813e-3	575	-7.706114369075383e-4
96	1.959902227114119e-1	256	7.355793885744523e-2	416	9.092729858436259e-3	576	-7.240453976226097e-4
97	2.056386275763479e-1	257	6.280513608528435e-2	417	8.975504153186832e-3	577	-6.849432723864428e-4
98	2.154925974105375e-1	258	5.229589453075828e-2	418	8.858564024669505e-3	578	-6.499492788836954e-4
99	2.255475564993390e-1	259	4.203381031272017e-2	419	8.742547510216072e-3	579	-6.169265465797999e-4
100	2.357989864681126e-1	260	3.202301123728688e-2	420	8.627917215653412e-3	580	-5.864023580206857e-4
101	2.462418809459464e-1	261	2.226720136600903e-2	421	8.515236113018675e-3	581	-5.585564628691223e-4
102	2.568709554604541e-1	262	1.277000586069404e-2	422	8.404834686887089e-3	582	-5.332623456777386e-4
103	2.676805358910440e-1	263	3.534672952747162e-3	423	8.297046056582970e-3	583	-5.106711356117643e-4
104	2.786645734207760e-1	264	-5.435672410526313e-3	424	8.192181771808344e-3	584	-4.907668696713635e-4
105	2.898168394038287e-1	265	-1.413857081863553e-2	425	8.090558375952284e-3	585	-4.734587422398502e-4
106	3.011307516871287e-1	266	-2.257147752062613e-2	426	7.992340268718087e-3	586	-4.585871522474066e-4
107	3.125994749246541e-1	267	-3.073254829666290e-2	427	7.897787592331651e-3	587	-4.460035977692689e-4
108	3.242157192666507e-1	268	-3.861994968092324e-2	428	7.806979111626161e-3	588	-4.356377129231574e-4
109	3.359722796803192e-1	269	-4.623245158508806e-2	429	7.720005213599928e-3	589	-4.273247732616044e-4
110	3.478614117031655e-1	270	-5.356875686113461e-2	430	7.636899169053526e-3	590	-4.208333621911742e-4

ES 2 758 249 T3

n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$
111	3.598752336287570e-1	271	-6.062844791918062e-2	431	7.557692588413262e-3	591	-4.159437129295563e-4
112	3.720056632072922e-1	272	-6.741087925238425e-2	432	7.482361735247336e-3	592	-4.123958508631197e-4
113	3.842444358173011e-1	273	-7.391592258255635e-2	433	7.410882580163479e-3	593	-4.100224176114866e-4
114	3.965831241942321e-1	274	-8.014393008412193e-2	434	7.343084196594709e-3	594	-4.085466400930828e-4
115	4.090129566893579e-1	275	-8.609517876186421e-2	435	7.278918614409016e-3	595	-4.077080867389932e-4
116	4.215250930838456e-1	276	-9.177059647159572e-2	436	7.218206312830178e-3	596	-4.073254606881664e-4
117	4.341108982328533e-1	277	-9.717118785672957e-2	437	7.160843298305507e-3	597	-4.070933269997811e-4
118	4.467608231633283e-1	278	-1.022983899423088e-1	438	7.106600272887440e-3	598	-4.067607615013048e-4
119	4.594659376709624e-1	279	-1.071535873159799e-1	439	7.055249359796239e-3	599	-4.061488056951641e-4
120	4.722166595058233e-1	280	-1.117390940373963e-1	440	7.006591539682229e-3	600	-4.050555465493161e-4
121	4.850038204075748e-1	281	-1.160565563647874e-1	441	6.960450953203489e-3	601	-4.033838274959328e-4
122	4.978178235802594e-1	282	-1.201089957775325e-1	442	6.916554770130135e-3	602	-4.008810861049167e-4
123	5.106483456192374e-1	283	-1.238986104503973e-1	443	6.874623603448978e-3	603	-3.973769462134710e-4
124	5.234865375971977e-1	284	-1.274286534385776e-1	444	6.834443173086539e-3	604	-3.928186163645286e-4
125	5.363218470709771e-1	285	-1.307022037585206e-1	445	6.795786363014294e-3	605	-3.870561868619109e-4
126	5.491440356706657e-1	286	-1.337226598624689e-1	446	6.758476537306303e-3	606	-3.799993669990150e-4
127	5.619439923555571e-1	287	-1.364936502000925e-1	447	6.722125942626111e-3	607	-3.715971708042990e-4
128	5.746001351404267e-1	288	-1.390190836588895e-1	448	6.686140904391229e-3	608	-3.617549303005874e-4
129	5.872559277139351e-1	289	-1.413030335001078e-1	449	6.650228698006217e-3	609	-3.505340232816606e-4
130	5.998618924353250e-1	290	-1.433497698594264e-1	450	6.614354298921371e-3	610	-3.378810708512397e-4
131	6.123980151490041e-1	291	-1.451636222445455e-1	451	6.578320578669048e-3	611	-3.237820254163679e-4
132	6.248504862282382e-1	292	-1.467494079461177e-1	452	6.541865503698597e-3	612	-3.083797394566325e-4
133	6.372102969387355e-1	293	-1.481116975400198e-1	453	6.504729306516950e-3	613	-2.916580376245428e-4
134	6.494654463921502e-1	294	-1.492556249421260e-1	454	6.466690242148724e-3	614	-2.737128656378774e-4
135	6.616044277534099e-1	295	-1.501862836334994e-1	455	6.427556828582072e-3	615	-2.546266898474145e-4
136	6.736174463977084e-1	296	-1.509089024309573e-1	456	6.387124476277924e-3	616	-2.344785058384558e-4
137	6.854929931488056e-1	297	-1.514289033634045e-1	457	6.345262303711465e-3	617	-2.134575242388197e-4
138	6.972201618598393e-1	298	-1.517517580141857e-1	458	6.301766582696827e-3	618	-1.916264055195752e-4

ES 2 758 249 T3

n	$P_o(n)$	n	$P_o(n)$	n	$P_o(n)$	n	$P_o(n)$
139	7.087881675504216e-1	299	-1.518832057448775e-1	459	6.256542736138121e-3	619	-1.692851860592005e-4
140	7.201859881692665e-1	300	-1.518289202172233e-1	460	6.209372064970386e-3	620	-1.466953561242506e-4
141	7.314035334082558e-1	301	-1.515947694390820e-1	461	6.160215935384255e-3	621	-1.236855725370398e-4
142	7.424295078874311e-1	302	-1.511866738705995e-1	462	6.108902434484468e-3	622	-1.005737421222391e-4
143	7.532534422335129e-1	303	-1.506105955209982e-1	463	6.055355267266873e-3	623	-7.750656629326379e-5
144	7.638649113306198e-1	304	-1.498725980913964e-1	464	5.999473903317320e-3	624	-5.466984383016220e-5
145	7.742538112450130e-1	305	-1.489787144055076e-1	465	5.941211676077848e-3	625	-3.255925659037227e-5
146	7.844095212375462e-1	306	-1.479352185844335e-1	466	5.880495927392625e-3	626	-1.096860208856302e-5
147	7.943222347831999e-1	307	-1.467481851768966e-1	467	5.817286139372493e-3	627	9.881411051921578e-6
148	8.039818519286321e-1	308	-1.454239120021382e-1	468	5.751536864441650e-3	628	2.951496818998434e-5
149	8.133789939828571e-1	309	-1.439685961257477e-1	469	5.683230954033062e-3	629	4.810106298036608e-5
150	8.225037151897938e-1	310	-1.423884130127772e-1	470	5.612375999953358e-3	630	6.513783951460106e-5
151	8.313468549324594e-1	311	-1.406896926563808e-1	471	5.538957988293047e-3	631	8.051456871678129e-5
152	8.398991600556686e-1	312	-1.388785953623746e-1	472	5.462963107291498e-3	632	9.429776656872437e-5
153	8.481519810689574e-1	313	-1.369612022106282e-1	473	5.384396217909888e-3	633	1.058298511976110e-4
154	8.560963550316389e-1	314	-1.349437727408798e-1	474	5.303337109336215e-3	634	1.155823148740170e-4
155	8.637239863984174e-1	315	-1.328323917411932e-1	475	5.219739772898678e-3	635	1.229659417867084e-4
156	8.710266607496513e-1	316	-1.306331212230066e-1	476	5.133623037830525e-3	636	1.266886375085138e-4
157	8.779965198108476e-1	317	-1.283520431992394e-1	477	5.045046346880483e-3	637	1.279376783418106e-4
158	8.846258145496611e-1	318	-1.259952253813674e-1	478	4.954008597884707e-3	638	1.216914974923773e-4
159	8.909071890560218e-1	319	-1.235680807908494e-1	479	4.860588885693231e-3	639	9.386301157644215e-5

A continuación, se señalan diferentes aspectos de implementaciones prácticas. Mediante el uso de PC o DSP estándar, es posible la operación en tiempo real de un banco de filtros modulado por exponencial compleja de bajo retardo. El banco de filtros también puede estar codificado en un chip personalizado. La Figura 5(a) muestra la estructura para una implementación efectiva de la parte de análisis de un sistema de banco de filtros modulado por exponencial compleja. La señal de entrada analógica se alimenta primero a un conversor A/D 501. La señal de dominio temporal digital se alimenta a un registro de desplazamiento que contiene $2M$ muestras que desplazan M muestras a la vez 502. Después las señales del registro de desplazamiento se filtran a través de los coeficientes polifásicos del filtro prototipo 503. Las señales filtradas se combinan posteriormente 504 y en paralelo se transforman con una transformada DCT-IV 505 y DST-IV 506. Las salidas de las transformadas de coseno y seno constituyen las partes real e imaginaria de las muestras de subbanda respectivamente. Las ganancias de las muestras de subbanda se modifican según la configuración actual del ajustador de envolvente espectral 507.

Una implementación eficaz de la parte de síntesis de un sistema modulado por exponencial compleja de bajo retardo se muestra en la Figura 5(b). Las muestras de subbanda primero se multiplican con factores de giro de valor complejo, es decir, constantes dependientes del canal de valor complejo, 511, y la parte real se modula con una transformada DCT-IV 512 y la parte imaginaria con una transformada DST-IV 513. Las salidas de las transformadas se combinan 514 y se alimentan a través de los componentes polifásicos del filtro prototipo 515. La señal de salida de dominio temporal se obtiene a partir del registro de desplazamiento 516. Por último, la señal de salida digital se convierte nuevamente a una forma de onda analógica 517.

Mientras que las implementaciones señaladas anteriormente usan transformadas DCT y DST tipo IV, son igualmente posibles implementaciones que usan kernels DCT tipo II y III (y también implementaciones basadas en DST tipo II y III). Sin embargo, las implementaciones más eficientes en términos computacionales para bancos modulados por exponencial compleja usan kernels FFT puros. Las implementaciones que usan una multiplicación de matriz por vector directa también son posibles pero son inferiores en eficiencia.

En resumen, el presente documento describe un método de diseño para filtros prototipo usados en bancos de filtros de análisis/síntesis. Las propiedades deseadas de los filtros prototipo y de los bancos de filtros de análisis/síntesis resultantes tienen reconstrucción casi perfecta, bajo retardo, baja sensibilidad al solapamiento y mínima distorsión de amplitud/fase. Se propone una función de error que puede usarse en un algoritmo de optimización para determinar coeficientes apropiados de los filtros prototipo. La función de error comprende un conjunto de parámetros que pueden ajustarse para modificar el énfasis entre las propiedades de filtro deseadas. Preferiblemente se usan filtros prototipo asimétricos. Asimismo, se describe un filtro prototipo que proporciona una buena conciliación de propiedades de filtro deseadas, es decir, reconstrucción casi perfecta, bajo retardo, alta resiliencia al solapamiento y mínima distorsión de fase/amplitud.

El alcance de la invención viene determinado por las reivindicaciones adjuntas. Aunque se han descrito aplicaciones y realizaciones específicas en la presente memoria, será evidente para los expertos en la técnica que son posibles diversas variaciones de las aplicaciones y realizaciones descritas en la presente memoria sin apartarse del alcance de la invención reivindicada en la presente memoria. Debería entenderse que aunque se han mostrado y descrito determinadas formas de la invención, esta no debe limitarse a las realizaciones específicas descritas y mostradas o los métodos específicos descritos.

El método y sistema de diseño de filtro así como el banco de filtros descrito en el presente documento pueden implementarse como software, firmware y/o hardware. Determinados componentes pueden implementarse, p. ej., como software ejecutado en un procesador o microprocesador de señal digital. Otros componentes pueden implementarse, p. ej., como hardware o como circuitos integrados específicos de la aplicación. Las señales que se encuentran en los métodos y sistemas descritos pueden almacenarse en medios tales como memoria de acceso aleatorio o medios de almacenamiento óptico. Pueden transferirse mediante redes, tales como redes de radio, redes satelitales, redes inalámbricas o redes alámbricas, p. ej., Internet. Los dispositivos típicos que hacen uso de los bancos de filtros descritos en el presente documento son decodificadores u otros equipos de instalaciones del cliente que decodifican señales de audio. Del lado de la codificación, los bancos de filtros puede usarse en emisoras, p. ej., sistemas de video de cabecera.

REIVINDICACIONES

1. Un dispositivo de procesamiento de señales para filtrar y realizar reconstrucción de alta frecuencia de una señal de audio, comprendiendo el dispositivo de procesamiento de señales:

un banco de filtros de análisis que recibe muestras de audio de entrada de dominio temporal de valor real y genera muestras de subbanda de valor complejo;

una unidad que genera muestras de subbanda de valor complejo modificadas mediante la modificación de ganancias de las muestras de subbanda de valor complejo según la configuración actual del ajustador de envolvente espectral; y

un banco de filtros de síntesis que recibe las muestras de subbanda de valor complejo modificadas y genera muestras de audio de salida de dominio temporal,

en donde el banco de filtros de análisis comprende filtros de análisis ($h_k(n)$) que son versiones moduladas por exponencial compleja de un filtro prototipo ($p_0(n)$) según:

$$h_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} - A \right) \right\}, \quad 0 \leq n < N, 0 \leq k < M$$

en donde A es una constante de desplazamiento de fase arbitraria, el banco de filtros de análisis tiene M canales, el filtro prototipo ($p_0(n)$) tiene una longitud N, y el banco de filtros de análisis y el banco de filtros de síntesis tienen un retardo de sistema de D muestras, siendo D más pequeño que N.

2. El dispositivo de procesamiento de señales de la reivindicación 1, en donde el banco de filtros de análisis es un banco pseudo QMF.

3. El dispositivo de procesamiento de señales de la reivindicación 1, en donde un valor de la constante de desplazamiento de fase arbitraria se elige para reducir una complejidad de una implementación del aparato.

4. Un método realizado por un dispositivo de procesamiento de señales para filtrar y realizar reconstrucción de alta frecuencia de una señal de audio, comprendiendo el método:

recibir muestras de audio de entrada de dominio temporal de valor real;

filtrar las muestras de audio de entrada de dominio temporal de valor real con un banco de filtros de análisis para generar muestras de subbanda de valor complejo;

generar muestras de subbanda de valor complejo modificadas mediante la modificación de ganancias de las muestras de subbanda de valor complejo según la configuración actual del ajustador de envolvente espectral;

recibir las muestras de subbanda de valor complejo modificadas,

filtrar las muestras de subbanda de valor complejo modificadas con un banco de filtros de síntesis para generar muestras de audio de salida de dominio temporal,

en donde el banco de filtros de análisis comprende filtros de análisis ($h_k(n)$) que son versiones moduladas por exponencial compleja de un filtro prototipo ($p_0(n)$) según:

$$h_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} - A \right) \right\}, \quad 0 \leq n < N, 0 \leq k < M$$

en donde A es una constante de desplazamiento de fase arbitraria, el banco de filtros de análisis tiene M canales, el filtro prototipo ($p_0(n)$) tiene una longitud N, y el banco de filtros de análisis y el banco de filtros de síntesis tienen un retardo de sistema de D muestras, siendo D más pequeño que N.

5. Un medio legible por computadora no transitorio que contiene instrucciones que al ejecutarse por un procesador realizan el método de la reivindicación 4.

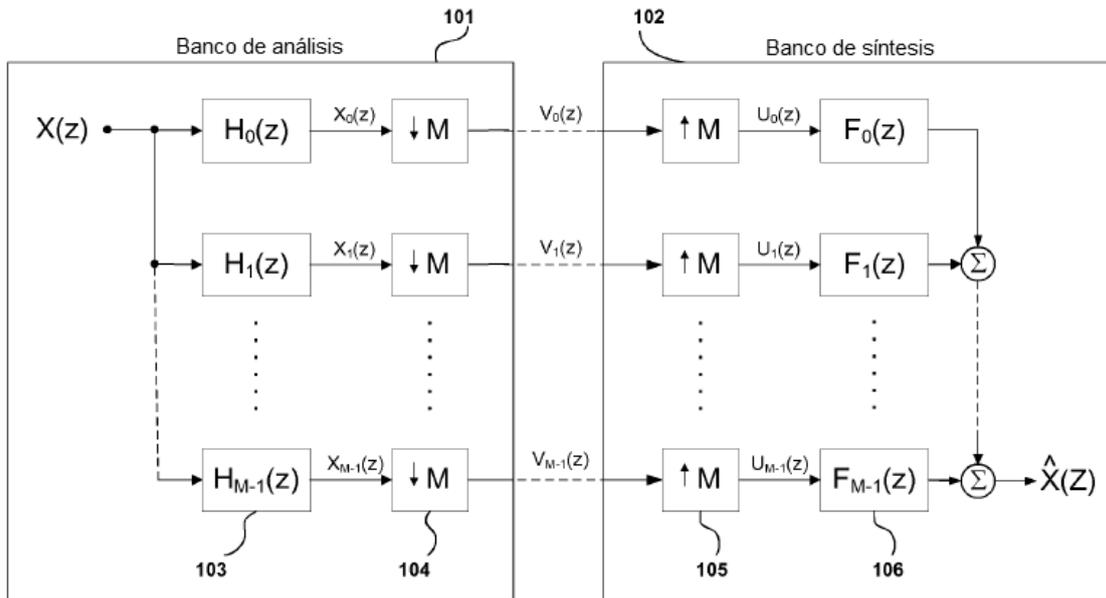


Figura 1

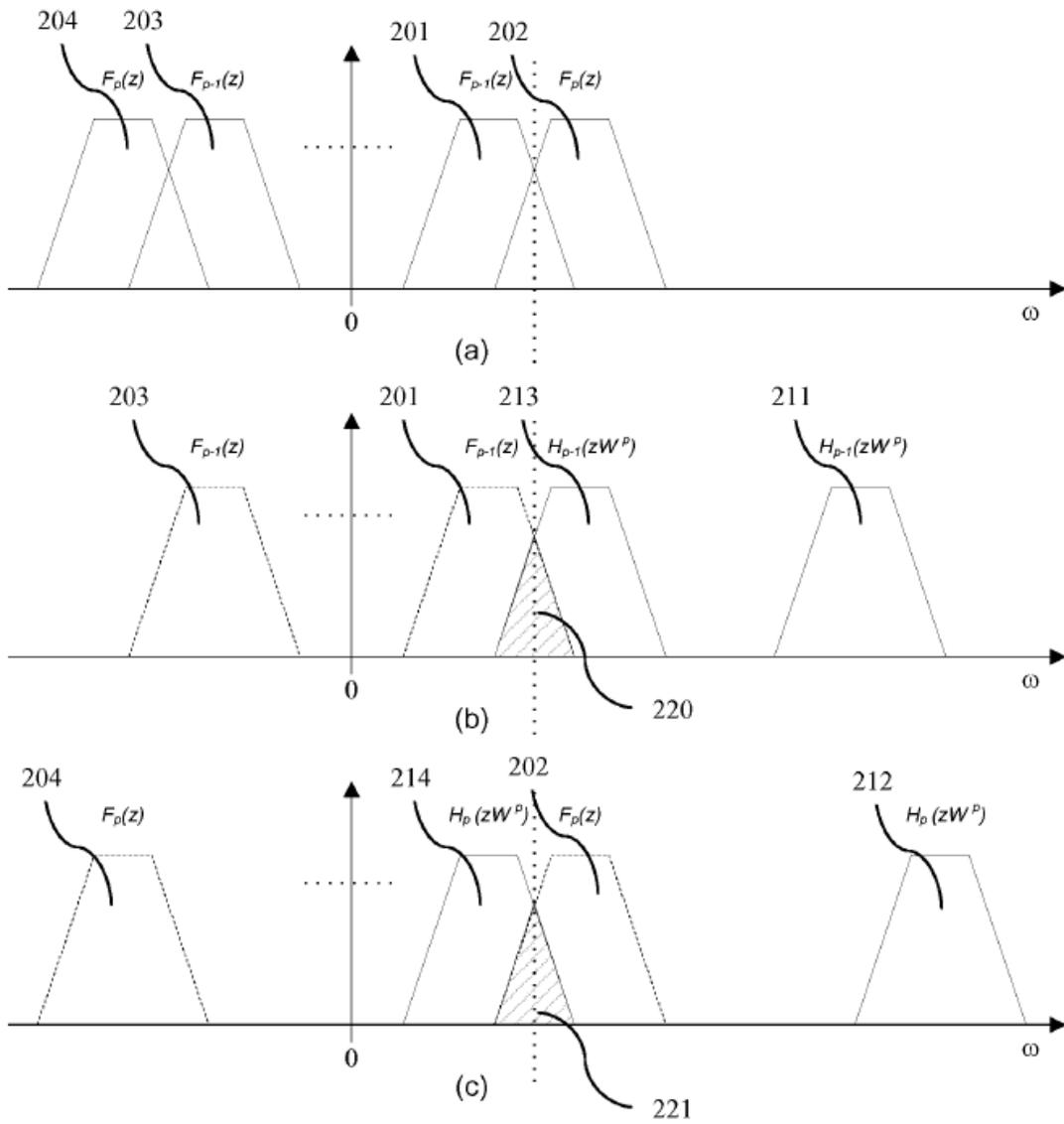


Figura 2

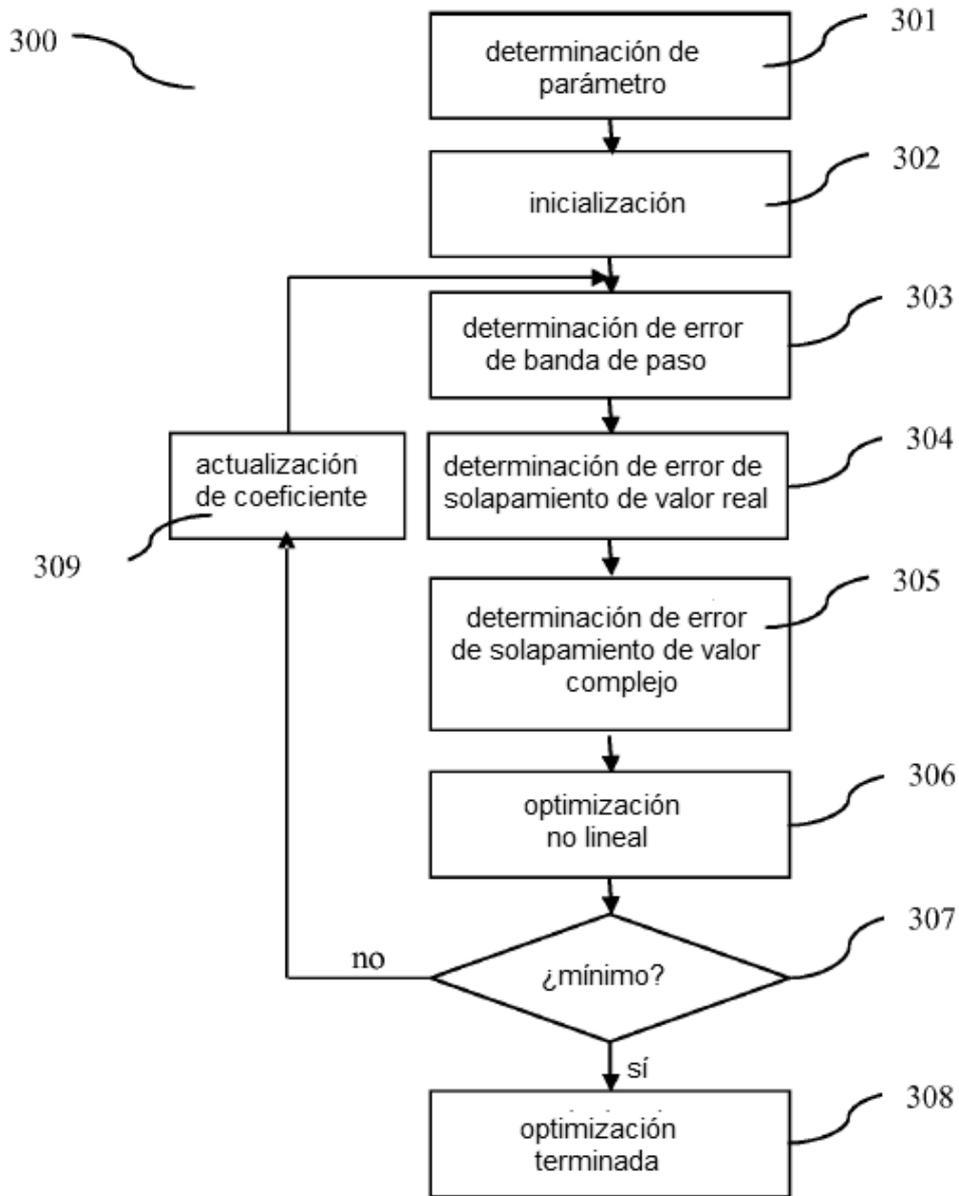
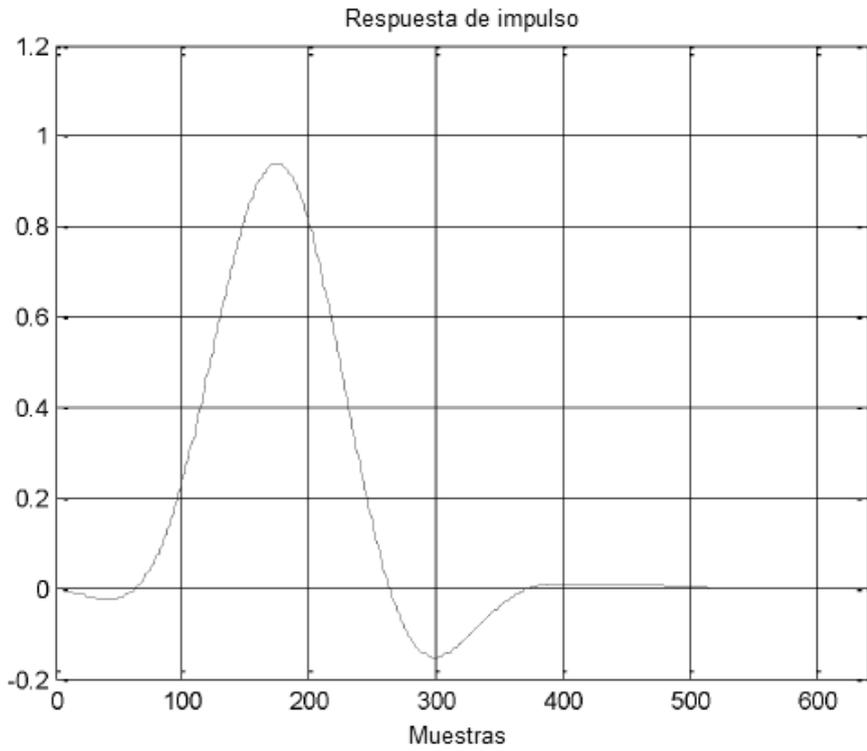
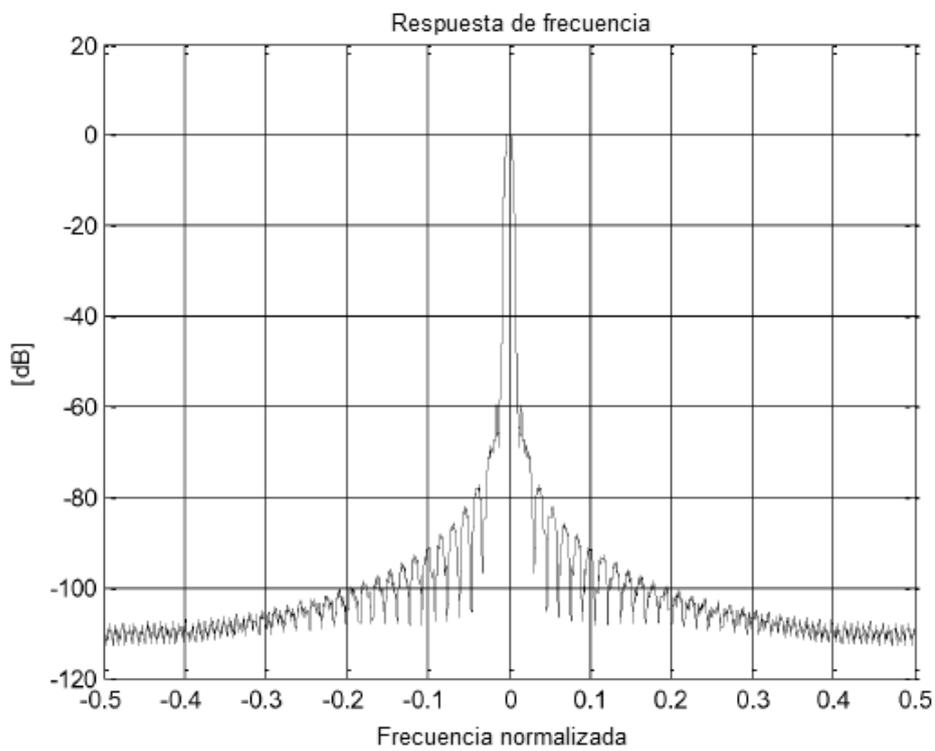


Figura 3

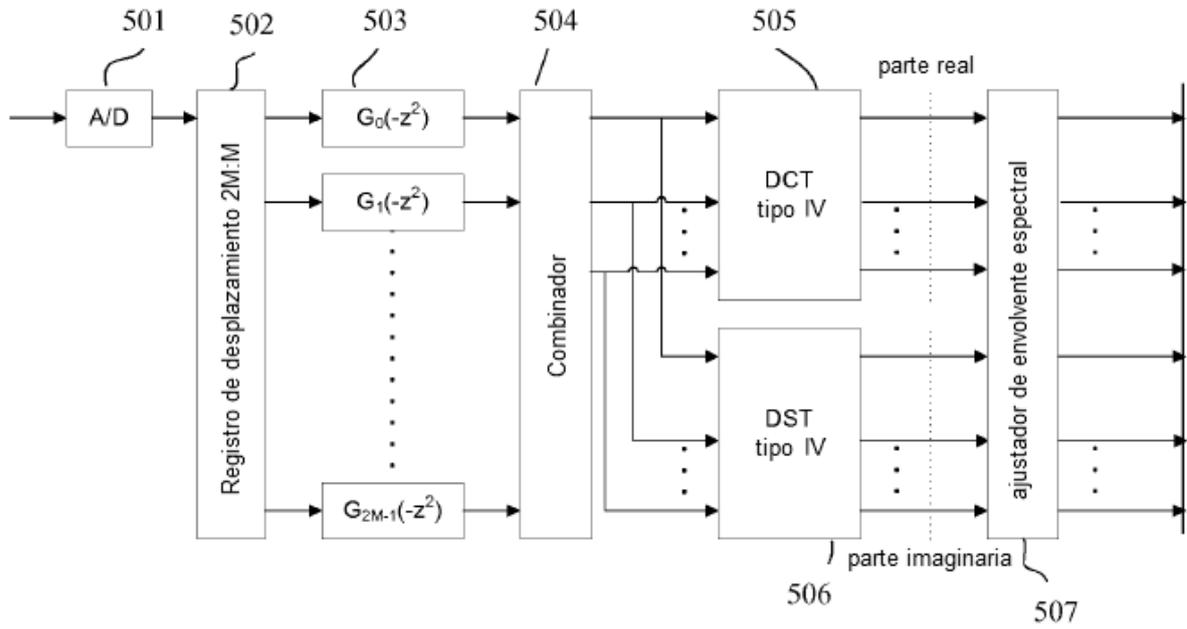


(a)

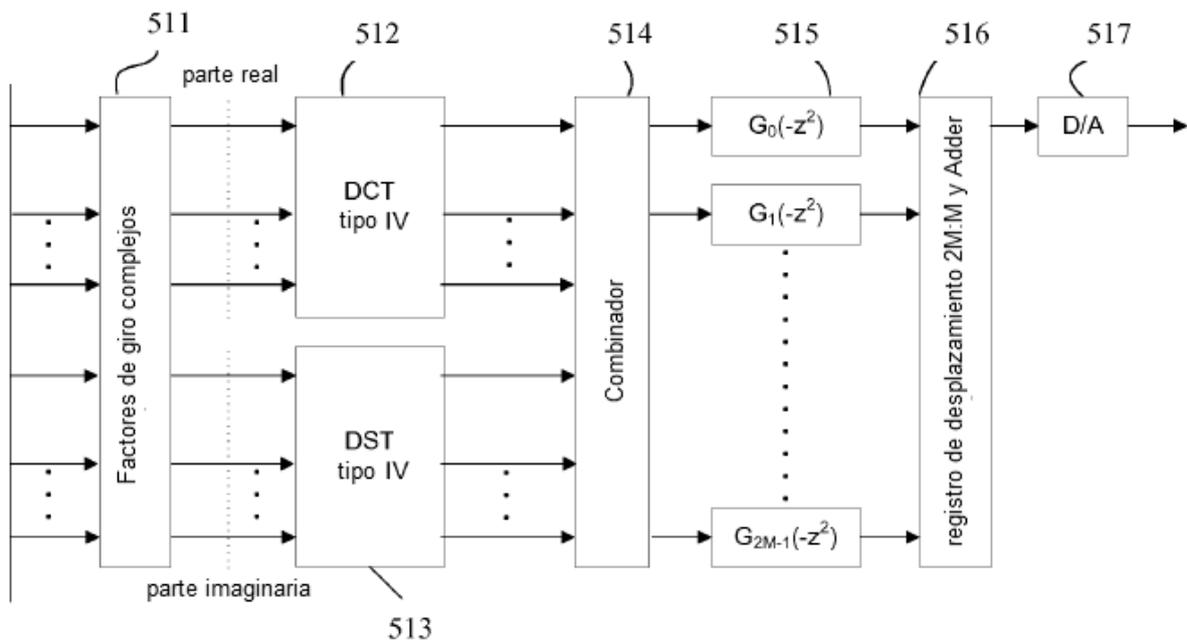


(b)

Figura 4



(a)



(b)

Figura 5