(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 625 398**

(51) Int. CI.:

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 15179544 (0)**

(97) Fecha y número de publicación de la concesión europea: **05.04.2017 EP 2975765**

(54) Título: **Banco de filtros modulado de bajo retardo**

(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:
19.07.2017

(73) Titular/es:

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

(72) Inventor/es:

EKSTRAND, PER

(74) Agente/Representante:

LEHMANN NOVO, María Isabel

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 de bajo retardo.

El presente documento se refiere a bancos de filtros digitales submuestreados modulados, así como a métodos y sistemas para el diseño de tales bancos de filtros. En particular, proporciona un método y un aparato de nuevo diseño para un banco de filtros modulado en coseno o de tipo complejo-exponencial de bajo retardo de reconstrucción casi perfecta, optimizado para la supresión del solapamiento espectral ("aliasing") que surge de modificaciones de los coeficientes espectrales o las señales de subbanda. Además, se proporciona un diseño específico para un banco de filtros de 64 canales usando una longitud de filtro prototipo de 640 coeficientes y un retardo del sistema de 319 muestras.

Las enseñanzas de este documento pueden ser aplicables a ecualizadores digitales, como se describen, p. ej., en "An Efficient 20 Band Digital Audio Equalizer", A. J. S. Ferreira, J. M. N. Viera, preimpresión AES, 98ª Convención, 25-28 de febrero de 1995, Paris, N.Y., USA; filtros adaptativos, como se describen, 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, 1992; compansores multibanda; y a sistemas de codificación de audio que utilizan métodos de Reconstrucción de alta frecuencia (HFR); o sistemas de codificación de audio que emplean las denominadas técnicas estereofónicas paramétricas. 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 sistema HFR a modo de ejemplo es el sistema de Replicación de banda espectral (SBR) descrito, p. ej., en el documento WO 98/57436, y un sistema estereofónico paramétrico se describe, p. ej., en el documento EP1410687. Alhava et al., "Prototype filter design for arbitrary delay exponentially-modulated filter bank", Communications, Control and Signal Processing, ISCCSP 2008, Piscataway, NJ, describe un método para diseñar filtros prototipo. El documento US2007/0179781A1 describe un método para el filtrado usando un banco de filtros modulado complejo.

Por toda esta descripción, incluyendo las reivindicaciones, las expresiones "señales de subbanda" o "muestras de subbanda" indican la señal de salida o las señales de salida, o la muestra de salida o las muestras de salida desde la parte de análisis de un banco de filtros digital o la salida desde una transformada directa, es decir, la transformada que opera sobre los datos en el dominio del tiempo, de un sistema basado en transformadas. Los ejemplos de la salida de tales transformadas directas son los coeficientes en el dominio de frecuencia desde una Transformada de Fourier digital (DFT) con ventana o las muestras de salida desde la etapa de análisis de una Transformada de coseno discreta modificada (MDCT).

Por toda esta descripción, incluyendo las reivindicaciones, la expresión "solapamiento espectral" indica una distorsión no lineal que resulta del diezmado y la interpolación, posiblemente en combinación con la modificación (p. ej., la atenuación o la cuantificación) de las muestras de subbanda en un banco de filtros digital submuestreado.

Un banco de filtros digital es una colección de dos o más filtros digitales paralelos. El banco de filtros de análisis divide la señal entrante en varias señales independientes denominadas señales de subbanda o coeficientes espectrales. El banco de filtros está críticamente muestreado o máximamente diezmado cuando el número total de muestras de subbanda por unidad de tiempo es el mismo que para la señal de entrada. El llamado banco de filtros de síntesis combina las señales de subbanda en una señal de salida. Un tipo popular de banco de filtros críticamente muestreado es el banco de filtros modulado en coseno, donde los filtros se obtienen por modulación en coseno de un filtro de paso bajo, el llamado filtro prototipo. El banco de filtros modulado en coseno ofrece implementaciones eficaces y se usa a menudo en sistemas de codificación de audio natural. Para detalles adicionales, 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 bancos de filtros es que cualquier intento de modificar las muestras de subbanda o los coeficientes espectrales, p. ej., aplicando una curva de ganancia de ecualización o cuantificando las muestras, deja típicamente artefactos de solapamiento espectral en la señal de salida. Por lo tanto, son deseables los diseños de bancos de filtros que reducen tales artefactos, incluso cuando las muestras de subbanda están sometidas a modificaciones severas.

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

Una de las propiedades de los bancos de filtros modulados de tipo exponencial complejo es que están libres de los términos alias principales presentes en los bancos de filtros modulados en coseno. Como consecuencia, tales bancos de filtros son típicamente menos propensos a artefactos inducidos por modificaciones de las muestras de subbanda. No obstante, permanecen otros términos alias y se deberían aplicar técnicas de diseño sofisticadas para el filtro prototipo de tal banco de filtros modulado de tipo exponencial complejo a fin de minimizar los defectos, tales como el solapamiento espectral, que surge 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 que sufre una señal cuando pasa a través de tales bancos de filtros. En particular, para aplicaciones en tiempo real, tales como flujos de audio y vídeo, el retardo de los filtros o del sistema debería ser bajo. Un posible enfoque para obtener un banco de filtros que tiene un bajo retardo total del sistema, es decir, un bajo retardo o latencia de una señal que pasa a través de un banco de filtros de análisis seguido por un banco de filtros de síntesis, es el uso de filtros prototipo simétricos cortos. Típicamente, el uso de filtros prototipo cortos conduce a unas características de separación de bandas de frecuencia relativamente deficientes y a unas áreas de superposición de frecuencias grandes entre subbandas adyacentes. En consecuencia, los filtros prototipo cortos no permiten usualmente un diseño de bancos de filtros que suprima adecuadamente el solapamiento espectral cuando se modifican las muestras de subbanda y se requieren otros enfoques al diseño de bancos de filtros de bajo retardo.

Por lo tanto, es deseable proporcionar un método de diseño para bancos de filtros que combinan un cierto número de propiedades deseables. Tales propiedades son un alto nivel de falta de susceptibilidad a defectos de la señal, tales como el solapamiento espectral, sometidos 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 a la propiedad de reconstrucción perfecta. En otras palabras, es deseable proporcionar un método de diseño para bancos de filtros que generan un bajo nivel de errores. Los bancos de filtros submuestreados generan típicamente dos tipos de errores; distorsión lineal a partir del término de la banda de paso que se puede dividir además en errores de amplitud y de fase y distorsión no lineal que surge de los términos del solapamiento espectral. Incluso aunque una “buena aproximación” a la propiedad de PR (reconstrucción perfecta) mantendría todos estos errores en un bajo nivel, puede ser beneficioso desde un punto perceptual de vista poner un énfasis mayor en la reducción de distorsiones causadas por solapamiento espectral.

Además, es deseable proporcionar un filtro prototipo que se puede usar para diseñar un banco de filtros de análisis y/o síntesis que presenta tales propiedades. Una propiedad deseable adicional de un banco de filtros es presentar un retardo de grupos casi constante a fin de minimizar los artefactos debidos a la dispersión de fase de la señal de salida.

El presente documento muestra que los defectos que surgen de modificaciones de las señales de subbanda se pueden reducir significativamente empleando un método de diseño de bancos de filtros, denominado método de Minimización de términos alias mejorado (IATM), para la optimización de filtros prototipo simétricos o asimétricos.

El presente documento enseña que el concepto de diseños seudo QMF (Filtro de espejo en cuadratura), es decir, diseños de bancos de filtros de reconstrucción casi perfecta, se puede extender para cubrir sistemas de banco de filtros de bajo retardo que emplean filtros prototipo asimétricos. Como consecuencia, se pueden diseñar bancos de filtros de reconstrucción casi perfecta con un bajo retardo del sistema, una baja susceptibilidad al solapamiento espectral y/o un bajo nivel de errores de las bandas de paso, incluyendo la dispersión de fase. Dependiendo de las necesidades particulares, se puede cambiar el énfasis puesto en una cualquiera de las propiedades de los bancos de filtros. Por consiguiente, el método de diseño de bancos de filtros según el presente documento reduce las limitaciones actuales de los bancos de filtros PR utilizados en un sistema de ecualización o en otro sistema que modifica los coeficientes espectrales.

El diseño de un banco de filtros modulado de tipo complejo-exponencial de bajo retardo 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 rechazos deseados de solapamiento espectral y de error de las bandas de paso, optimizado además para un retardo D del sistema; siendo M el número de canales del banco de filtros; y

- una construcción de un banco de filtros de M canales por modulación de tipo complejo-exponencial del filtro prototipo optimizado.

Además, el funcionamiento de tal banco de filtros modulado de tipo complejo-exponencial de bajo retardo según el presente documento puede comprender las etapas:

- un filtrado de una señal en el dominio del tiempo de valor real a través de la parte de análisis del banco de filtros;

- una modificación de las señales de subbanda de valor complejo, p. ej., según una configuración del ecualizador deseada, posiblemente variable en el tiempo;

- un filtrado de las muestras de subbanda modificadas de valor complejo a través de la parte de síntesis del banco de filtros; y

- una computación de la parte real de la señal de salida en el dominio del tiempo de valor complejo obtenida de la parte de síntesis del banco de filtros.

Además de presentar un nuevo método de diseño de filtros, 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 del sistema de 319 muestras.

Las enseñanzas del presente documento, en particular, el banco de filtros propuesto y los bancos de filtros diseñados según el método de diseño propuesto se pueden usar en diversas aplicaciones. Tales aplicaciones son la mejora de diversos tipos de ecualizadores digitales, filtros adaptativos, compansores multibanda y bancos de filtros de ajuste de envolventes adaptativas utilizados en sistemas estereofónicos HFR o paramétricos.

Según un primer aspecto, se describe un método para determinar N coeficientes de un filtro prototipo p_0 asimétrico para su uso en la construcción de 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 el que k adquiere valores de 0 a $M-1$ y en el que, típicamente, M es mayor que 1. El banco de filtros de análisis/síntesis tiene una función de transferencia global, que está asociada típicamente con los coeficientes de los filtros de análisis y síntesis, así como con las operaciones de interpolación y/o diezmado.

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 e_{tot} compuesta que comprende un término de error e_t de las bandas de paso y un término de error e_a del solapamiento espectral. El término de error de las bandas de paso está asociado con la desviación entre la función de transferencia del banco de filtros y la función de transferencia objetivo, y el término de error e_a del solapamiento espectral está asociado con errores producidos debido al submuestreo, es decir, la interpolación y/o el diezmado del banco de filtros. En una etapa adicional del método, se determinan los N coeficientes del filtro prototipo p_0 asimétrico que reducen la función objetivo e_{tot} compuesta.

Típicamente, la etapa de determinar la función de error objetivo e_{tot} y la etapa de determinar los N coeficientes del filtro prototipo p_0 asimétrico se repiten iterativamente, hasta que se alcanza un mínimo de la función de error objetivo e_{tot}. En otras palabras, la función objetivo e_{tot} se determina en base a un conjunto dado de coeficientes del filtro prototipo, y un conjunto actualizado de coeficientes del filtro prototipo se genera reduciendo la función de error objetivo. Este proceso se repite hasta que no se puede conseguir, a través de la modificación de los coeficientes del filtro prototipo, ninguna reducción adicional de la función objetivo. Esto significa que la etapa de determinar la función de error objetivo e_{tot} puede comprender determinar un valor para la función objetivo e_{tot} compuesta para unos coeficientes dados del filtro prototipo p_0 y la etapa de determinar los N coeficientes del filtro prototipo p_0 asimétrico puede comprender determinar los coeficientes actualizados del filtro prototipo p_0 basándose en el gradiente de la función objetivo e_{tot} compuesta asociada con los coeficientes del filtro prototipo p_0.

Según un aspecto adicional, la función de error objetivo e_{tot} compuesta está dada por:

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

siendo e_t el término de error de las bandas de paso, siendo e_a el término de error del solapamiento espectral y siendo α una constante de ponderación que adquiere valores entre 0 y 1. El término de error e_t de las bandas de paso se puede determinar acumulando la desviación cuadrática entre la función de transferencia del banco de filtros y la función de transferencia objetivo para una pluralidad de frecuencias. En particular, el término de error e_t de las bandas de paso se puede calcular como

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

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

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

en la que $H_k(z)$ 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 e_a del solapamiento espectral se determina acumulando la magnitud cuadrática de los términos de ganancia alias para una pluralidad de frecuencias. En particular, el término de error e_a del solapamiento espectral 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 $\tilde{A}_l(z) = \frac{1}{2}(A_l(z)+A_{M-l}^*(z))$, $l = 1 \ldots M-1$, para $z = e^{j\omega}$ y con

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

evaluándose el término de orden l de ganancia alias sobre el círculo unitario con $W = e^{-i2\pi/M}$, en la que $H_k(z)$ 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 $a_l(n)$ de tipo complejo-conjugado.

Según un aspecto adicional, la etapa de determinar un valor para la función objetivo e_{tot} compuesta 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 basándose en el filtro prototipo $p_0(n)$ usando modulación en coseno, modulación en seno y/o modulación de tipo complejo-exponencial. En particular, los filtros de análisis y síntesis se pueden determinar usando modulación en coseno como

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

con $n = 0 \ldots N-1$, para los M filtros de análisis del banco de filtros de análisis y;

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

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

Los filtros de análisis y síntesis se pueden determinar también usando modulación de tipo exponencial complejo como

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

con $n = 0 \ldots N-1$, y siendo A una constante arbitraria, para los M filtros de análisis del banco de filtros de análisis y;

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

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

Según otro aspecto, la etapa de determinar un valor para la función objetivo e_{tot} compuesta puede comprender poner a cero, al menos, uno de los canales del banco de filtros. Esto se puede conseguir aplicando ganancia nula a, al menos, un filtro de análisis y/o síntesis, es decir, los coeficientes de filtro h_k y/o f_k se pueden poner a cero para, al menos, un canal k. En un ejemplo, un número predeterminado de los canales de baja frecuencia y/o un número predeterminado de los canales de alta frecuencia se pueden poner a cero. En otras palabras, los canales $k=0$ hasta C_{baja} de baja frecuencia del banco de filtros; con C_{baja} mayor que cero, se pueden poner a cero. De manera alternativa o adicional, los canales $k=C_{alta}$ hasta $M-1$ de alta frecuencia del banco de filtros, con C_{alta} menor que $M-1$, se pueden poner a cero.

En tal caso, la etapa de determinar un valor para la función objetivo e_{tot} compuesta puede comprender generar los filtros de análisis y síntesis para los términos de solapamiento espectral C_{baja} y $M-C_{baja}$ y/o C_{alta} y $M-C_{alta}$ usando modulación de tipo exponencial complejo. Puede comprender además generar los filtros de análisis y síntesis para los términos de solapamiento espectral restantes usando modulación en coseno. En otras palabras, el procedimiento de optimización se puede realizar de una manera de valor parcialmente complejo, donde los términos de error del solapamiento espectral que están libres del solapamiento espectral principal se calculan usando filtros de valor real, p. ej., filtros generados usando modulación en coseno, y donde los términos de error del solapamiento espectral que llevan el solapamiento espectral principal en un sistema de valor real se modifican para un procesamiento de valor complejo, p. ej., usando filtros modulados de tipo exponencial complejo.

Según un aspecto adicional, el banco de filtros de análisis puede generar M señales de subbanda a partir de una señal de entrada usando los M filtros de análisis h_k. Estas M señales de subbanda se pueden diezmar por un factor M, produciendo señales de subbanda diezmadas. Típicamente, se modifican las señales de subbanda diezmadas, p. ej., con fines de ecualización o con fines de compresión. Las señales de subbanda diezmadas posiblemente modificadas se pueden muestrear hacia arriba por un factor M y el banco de filtros de síntesis puede generar una

señal de salida desde las señales de subbanda diezmadas muestreadas hacia arriba usando los *M* filtros de síntesis f_k.

Según otro aspecto, se describe un filtro prototipo $p_0(n)$ asimétrico que comprende coeficientes que se pueden obtener de los coeficientes de la Tabla 1 por cualquiera de las operaciones de redondeo, truncamiento, normalización, submuestreo o sobremuestreo. Es posible cualquier combinación de las operaciones de redondeo, truncamiento, normalización, submuestreo o sobremuestreo.

La operación de redondeo de los coeficientes de filtro puede comprender una cualquiera de las siguientes: redondear hasta más de 20 dígitos significativos, más de 19 dígitos significativos, más de 18 dígitos significativos, más de 17 dígitos significativos, más de 16 dígitos significativos, más de 15 dígitos significativos, más de 14 dígitos significativos, más de 13 dígitos significativos, más de 12 dígitos significativos, más de 11 dígitos significativos, más de 10 dígitos significativos, más de 9 dígitos significativos, más de 8 dígitos significativos, más de 7 dígitos significativos, más de 6 dígitos significativos, más de 5 dígitos significativos, más de 4 dígitos significativos, más de 3 dígitos significativos, más de 2 dígitos significativos, más de 1 dígito significativo, 1 dígito significativo.

La operación de truncamiento de los coeficientes de filtro puede comprender una cualquiera de las siguientes: truncar hasta más de 20 dígitos significativos, más de 19 dígitos significativos, más de 18 dígitos significativos, más de 17 dígitos significativos, más de 16 dígitos significativos, más de 15 dígitos significativos, más de 14 dígitos significativos, más de 13 dígitos significativos, más de 12 dígitos significativos, más de 11 dígitos significativos, más de 10 dígitos significativos, más de 9 dígitos significativos, más de 8 dígitos significativos, más de 7 dígitos significativos, más de 6 dígitos significativos, más de 5 dígitos significativos, más de 4 dígitos significativos, más de 3 dígitos significativos, más de 2 dígitos significativos, más de 1 dígito significativo, 1 dígito significativo.

La operación de normalización del coeficiente de filtro puede comprender la normalización hacia arriba o la normalización hacia abajo de los coeficientes de filtro. En particular, puede comprender la normalización hacia arriba y/o hacia abajo normalizando por el número *M* de canales del banco de filtros. Tal normalización hacia arriba y/o hacia abajo se puede usar para mantener la energía de entrada de una señal de entrada al banco de filtros en la salida del banco de filtros.

La operación de submuestreo puede comprender submuestrear por un factor menor o igual que 2, menor o igual que 3, menor o igual que 4, menor o igual que 8, menor o igual que 16, menor o igual que 32, menor o igual que 64, menor o igual que 128, menor o igual que 256. La operación de submuestreo puede comprender además la determinación de los coeficientes de filtro submuestreados como el valor medio del coeficiente de filtro adyacente. En particular, el valor medio de los *R* coeficientes de filtro adyacentes se puede determinar como el coeficiente de filtro submuestreado, en el que *R* es el factor de submuestreo.

La operación de sobremuestreo puede comprender sobremuestrear por un factor menor o igual que 2, menor o igual que 3, menor o igual que 4, menor o igual que 5, menor o igual que 6, menor o igual que 7, menor o igual que 8, menor o igual que 9, menor o igual que 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.

Según un aspecto adicional, se describe un banco de filtros que comprende *M* filtros. Los filtros de este banco de filtros están basados en los filtros prototipo asimétricos descritos en el presente documento y/o los filtros prototipo asimétricos determinados mediante los métodos descritos en el presente documento. En particular, los *M* filtros pueden ser una versión modulada del filtro prototipo y la modulación puede ser una modulación en coseno, una modulación en seno y/o una modulación de tipo complejo-exponencial.

Según otro aspecto, se describe un método para generar señales de subbanda diezmadas con baja sensibilidad al solapamiento espectral que surge de 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 los métodos descritos en el presente documento; filtrar una señal en el dominio del tiempo de valor real a través de dichos filtros de análisis, para obtener señales de subbanda de valor complejo; y diezmar dichas señales de subbanda. Además, se describe un método para generar una señal de salida de valor real a partir de una pluralidad de señales de subbanda de valor complejo con baja sensibilidad al solapamiento espectral que surge de modificaciones de 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 descritos en el presente documento; interpolar dicha pluralidad de señales de subbanda de valor complejo; filtrar dicha pluralidad de señales de subbanda interpoladas a través de dichos filtros de síntesis; generar una señal de salida en el dominio del tiempo de valor complejo como la suma de las señales obtenidas de dicho filtrado; y tomar la parte real de la señal de salida en el dominio del tiempo de valor complejo como la señal de salida de valor real.

Según otro aspecto, se describe un sistema operativo para generar señales de subbanda a partir de una señal de entrada en el dominio del tiempo, en el que el sistema comprende un banco de filtros de análisis que se ha generado según los métodos descritos en el presente documento y/o que está basado en los filtros prototipo descritos en el presente documento.

Se debe señalar que los aspectos de los métodos y los sistemas que incluyen sus realizaciones preferidas, como se describen en la presente solicitud de patente, se pueden usar de manera autónoma o en combinación con los otros aspectos de los métodos y los sistemas descritos en este documento.

Además, todos los aspectos de los métodos y los sistemas descritos en la presente solicitud de patente se pueden combinar arbitrariamente. En particular, las características de las reivindicaciones se pueden combinar entre sí de manera arbitraria.

La presente invención se describirá a continuación por medio de ejemplos ilustrativos, que no limitan el alcance, con referencia a los dibujos que se acompañan, en los que:

la figura 1 ilustra las secciones de análisis y síntesis de un banco de filtros digital;

la figura 2 muestra las respuestas en frecuencia estilizada para un conjunto de filtros a fin de ilustrar el efecto perjudicial cuando se modifican las muestras de subbanda en un banco de filtros modulado en coseno, es decir, de valor real;

la figura 3 muestra un diagrama de flujo de un ejemplo del procedimiento de optimización;

la figura 4 muestra un trazado gráfico del dominio del tiempo y la respuesta en frecuencia de un filtro prototipo optimizado para un banco de filtros modulado de bajo retardo que tiene 64 canales y un retardo total del sistema de 319 muestras; y

la figura 5 ilustra un ejemplo de las partes de análisis y síntesis de un sistema de banco de filtros modulado de tipo complejo-exponencial de bajo retardo.

Se debería entender que las presentes enseñanzas son aplicables a un intervalo de implementaciones que incorporan bancos de filtros digitales distintos de los mencionados explícitamente en esta patente. En particular, las presentes enseñanzas pueden ser aplicables a otros métodos para diseñar un banco de filtros en base a un filtro prototipo.

En lo que sigue, se determina la función global de transferencia de un banco de filtros de análisis/síntesis. En otras palabras, se describe la representación matemática de una señal que pasa a través de tal sistema de banco de filtros. Un banco de filtros digital es una colección de M, siendo M dos o más filtros digitales paralelos que comparten una entrada común o una salida común. Para detalles sobre tales bancos de filtros, se hace referencia a "Multirate Systems and Filter Banks", P.P. Vaidyanathan Prentice Hall: Englewood Cliffs, NJ, 1993. Cuando está compartiendo una entrada común, el banco de filtros se puede denominar un banco de análisis. El banco de análisis divide la señal entrante en M señales independientes denominadas señales de subbanda. Los filtros de análisis se indican con $H_k(z)$, donde $k = 0, ..., M-1$. El banco de filtros está críticamente muestreado o máximamente diezmado cuando las señales de subbanda se diezman por un factor M. Así, el número total de muestras de subbanda por unidad de tiempo a través de todas las subbandas es el mismo que el número de muestras por unidad de tiempo para la señal de entrada. El banco de síntesis combina estas señales de subbanda en una señal común de salida. Los filtros de síntesis se indican con $F_k(z)$, para $k = 0, ..., M-1$.

Un banco de filtros máximamente diezmado 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 transmitir, almacenar o modificar. La parte de síntesis 102 recombina las señales $V_k(z)$ a la señal de salida $\hat{X}(z)$.

La recombinación de $V_k(z)$ para obtener la $\hat{X}(z)$ de aproximación de la señal $X(z)$ original está sometida a varios errores potenciales. Los errores se pueden deber a una aproximación de la propiedad de reconstrucción perfecta, e incluye defectos no lineales debido al solapamiento espectral, que puede estar causado por el diezmado y la interpolación de las subbandas. Otros errores que resultan de aproximaciones de la propiedad de reconstrucción perfecta se pueden deber a defectos lineales, tales como distorsión en fase y amplitud.

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

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

donde $k = 0, ..., M-1$. Los diezmadores 104, denominados también unidades de muestreo hacia abajo, proporcionan las salidas

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

donde $W = e^{-j2\pi/M}$. Las salidas de los interpoladores 105, denominados también unidades de muestreo hacia arriba, se proporcionan por

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

y la suma de las señales obtenidas de los filtros de síntesis 106 se puede escribir como

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

donde

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

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

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

La última suma en el Lado de la derecha (RHS) constituye la suma de todos los términos alias no deseados. La cancelación de todo solapamiento espectral, que se consigue forzando esta suma a cero mediante las elecciones apropiadas de $H_k(z)$ y $F_k(z)$, da

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

donde

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

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

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

que sustituido en la ecuación (7) da

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

El tipo de filtros que satisfacen la ecuación (10) se dice que tienen la propiedad de Reconstrucción perfecta (PR). Si la ecuación (10) no se satisface perfectamente, aunque se satisfaga aproximadamente, los filtros son de la clase de filtros de reconstrucción aproximadamente perfecta.

En lo que sigue, se describe un método para diseñar bancos de filtros de análisis y síntesis a partir de un filtro prototipo. Los bancos de filtros resultantes se denominan bancos de filtros modulados en coseno. En la teoría

tradicional para bancos de filtros modulados en coseno, los filtros de análisis $h_k(n)$ y los filtros de síntesis $f_k(n)$ son versiones moduladas en coseno de un filtro prototipo $p_0(n)$ de paso bajo simétrico, es decir,

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

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

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

El anterior banco de filtros de análisis modulado en coseno produce muestras de subbanda de valor real para señales de entrada de valor real. Las muestras de subbanda se submuestrean hacia abajo por un factor M, haciendo que el sistema esté críticamente muestreado. Dependiendo de la elección del filtro prototipo, el banco de filtros puede constituir un sistema de reconstrucción aproximadamente perfecta, es decir, el llamado banco seudo QMF descrito, p. ej., en el documento US5436940, o un sistema de Reconstrucción perfecta (PR). Un ejemplo de un sistema PR es la Transformada solapada modulada (MLT) descrita con mayor detalle en "Lapped Transforms for Efficient Transform/Subband Coding", H.S. Malvar, IEEE Trans ASSP, vol. 38, n.º 6, 1990. El retardo global, o retardo del sistema, para un banco tradicional de filtros modulado en coseno es N.

A fin de obtener sistemas de banco de filtros que tienen retardos del sistema más bajos, el presente documento enseña cómo reemplazar los filtros prototipo simétricos utilizados en bancos de filtros usuales 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). Tal sistema de reconstrucción perfecta que usa filtros prototipo asimétricos se describe en el documento EP0874458. Sin embargo, la restricción de reconstrucción perfecta impone limitaciones a un banco de filtros utilizado en, p. ej., un sistema de ecualización, debido a los grados de libertad restringidos cuando se diseña el filtro prototipo. Se debe señalar que los filtros prototipo simétricos tienen una fase lineal, es decir, tienen un retardo de grupos constante a través de todas las frecuencias. Por otro lado, los filtros asimétricos tienen típicamente una fase no lineal, es decir, tienen un retardo de grupos que puede cambiar con la frecuencia.

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

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

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

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 que se estudian en lo que sigue son sistemas donde los prototipos de análisis y síntesis son idénticos, es decir,

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

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

Se debe señalar, sin embargo, cuando se usan los esquemas de diseño de filtros descritos en el presente documento, que se pueden determinar los bancos de filtros que usan diferentes filtros prototipo de análisis y síntesis.

Una propiedad intrínseca de la modulación en coseno es que cada filtro tiene dos bandas de paso; una en el intervalo de frecuencias positivas y una banda de paso correspondiente en el intervalo de frecuencias negativas. Se puede verificar que los denominados términos alias principales, o significativos, surgen del solapamiento en frecuencia entre cualquiera de las bandas de paso negativas de los filtros con versiones moduladas en frecuencia de las bandas de paso positivas, o alternativamente, las bandas de paso positivas de los filtros con versiones moduladas en frecuencia de las bandas de paso negativas. Los últimos términos en las ecuaciones (13) y (14), es decir, los términos $\frac{\pi}{2}\left(k+\frac{1}{2}\right)$ se seleccionan a fin de proporcionar la cancelación de los términos alias principales en bancos de filtros modulados en coseno. No obstante, cuando se modifican las muestras de subbanda, se perjudica la cancelación de los términos alias principales, dando por ello como resultado un fuerte impacto del solapamiento

espectral a partir de los términos alias principales. Por lo tanto, es deseable eliminar por completo estos términos alias principales de las muestras de subbanda.

La eliminación de los términos alias principales se puede conseguir por el uso de los denominados Bancos de filtros modulados de tipo complejo-exponencial que están basados en una extensión de la modulación en coseno a la modulación de tipo complejo-exponencial. Tal extensión produce los filtros de análisis $h_k(n)$ como

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

usando la misma notación que antes. Esto se puede ver como añadir una parte imaginaria al banco de filtros de valor real, donde la parte imaginaria consiste en versiones moduladas en seno del mismo filtro prototipo. Considerando una señal de entrada de valor real, la salida del banco de filtros se puede interpretar como un conjunto de señales de subbanda, donde las partes real y la imaginaria son transformadas de Hilbert entre sí. Las subbandas resultantes son, así, las señales analíticas de la salida de valor real obtenida del banco de filtros modulado en coseno. Por consiguiente, debido a la representación de valor complejo, las señales de subbanda se sobremuestrean por un factor dos.

Los filtros de síntesis se extienden del mismo modo a

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

Las ecuaciones (16) y (17) implican que la salida del banco de síntesis es de valor complejo. Usando notación matricial, donde C_a es una matriz con los filtros de análisis modulados en coseno a partir de la ecuación (13), y S_a es una matriz con la modulación en seno del mismo argumento, los filtros de la ecuación (16) se obtienen como $C_a + jS_a$. En estas matrices, *k* es el índice de fila y *n* es el índice de columna. Análogamente, la matriz C_s tiene filtros de síntesis a partir de la ecuación (14), y S_s es la versión modulada en seno correspondiente. La ecuación (17) se puede escribir por lo tanto $C_s + jS_s$, donde *k* es el índice de columna y *n* es el índice de fila. Denotando la señal de entrada x, la señal de salida y se encuentra a partir de

$$\mathbf{y} = (\mathbf{C_S} + \mathrm{j}\,\mathbf{S_S})\,(\mathbf{C_a} + \mathrm{j}\,\mathbf{S_a})\,\mathbf{x} = (\mathbf{C_S C_a} - \mathbf{S_S S_a})\,\mathbf{x} + \mathrm{j}\,(\mathbf{C_S S_a} + \mathbf{S_S C_a})\,\mathbf{x} \qquad (18)$$

Como se ve en la ecuación (18), la parte real comprende dos términos; la salida del banco de filtros modulado en coseno y una salida de un banco de filtros modulado en seno. Se verifica fácilmente que si un banco de filtros modulado en coseno tiene la propiedad PR, entonces, su versión modulada en seno, con un cambio de signo, constituye también un sistema PR. Así, tomando la parte real de la salida, el sistema modulado de tipo complejo-exponencial ofrece la misma precisión de reconstrucción que la versión modulada en coseno correspondiente. En otras palabras, cuando se usa una señal de entrada de valor real, la señal de salida del sistema modulado de tipo complejo-exponencial se puede determinar tomando la parte real de la señal de salida.

El sistema modulado de tipo complejo-exponencial se puede extender para gestionar también señales de entrada de valor complejo. Extendiendo el número de canales a 2*M*, es decir, añadiendo los filtros para las frecuencias negativas, y manteniendo la parte imaginaria de la señal de salida, se obtiene un sistema seudo QMF o uno PR para señales de valor complejo.

Se debe señalar que el banco de filtros modulado de tipo complejo-exponencial tiene una banda de paso solamente para cada filtro en el intervalo de frecuencias positivas. Por consiguiente, está libre de los términos alias principales. La ausencia de términos alias principales hace obsoleta la restricción de cancelación del solapamiento espectral desde el banco de filtros modulado en coseno (o en seno) en la versión modulada de tipo complejo-exponencial. Los filtros de análisis y síntesis se pueden proporcionar por lo tanto como

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

y

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

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

Antes de presentar un método para la optimización de filtros prototipo, se resumen los enfoques descritos para el diseño de bancos de filtros. Basándose en filtros prototipo simétricos o asimétricos, los bancos de filtros se pueden generar, p. ej., modulando los filtros prototipo que usan una función coseno o una función de tipo complejo-exponencial. Los filtros prototipo para los bancos de filtros de análisis y síntesis pueden ser diferentes o idénticos. Cuando se usa modulación de tipo complejo-exponencial, los términos alias principales de los bancos de filtros están obsoletos y se pueden eliminar, reduciendo por ello la sensibilidad del solapamiento espectral a las modificaciones de las señales de subbanda de los bancos de filtros resultantes. Además, cuando se usan filtros prototipo asimétricos, se puede reducir el retardo global del sistema de los bancos de filtros. Se ha mostrado también que cuando se usan bancos de filtros modulados de tipo complejo-exponencial, la señal de salida desde una señal de entrada de valor real se puede determinar tomando la parte real de la señal de salida compleja del banco de filtros.

En lo que sigue, se describe con detalle un método para la optimización de los filtros prototipo. Dependiendo de las necesidades, la optimización puede estar dirigida a aumentar el grado de reconstrucción perfecta, es decir, a reducir la combinación de distorsión de solapamiento espectral y en amplitud, a reducir la sensibilidad al solapamiento espectral, a reducir el retardo del sistema, a reducir la distorsión en fase y/o a reducir la distorsión en amplitud. A fin de optimizar el filtro prototipo $p_0(n)$, se determinan las primeras expresiones para los términos de ganancia alias. En lo que sigue, se obtienen los términos de ganancia alias para un banco de filtros modulado de tipo exponencial complejo. Sin embargo, se debe señalar que los términos de ganancia alias descritos son también válidos para un banco de filtros modulado en coseno (de valor real).

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

$$Z\left\{\mathrm{Re}\left(\hat{x}(n)\right)\right\} = \hat{X}_R(z) = \frac{\hat{X}(z) + \hat{X}*(z)}{2}. \qquad (21)$$

La notación $\hat{X}*(z)$ es la transformada z de la secuencia $\hat{x}(n)$ de tipo complejo-conjugado. De la ecuación (4), se deduce que la transformada de la parte real de la señal de salida es

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

donde se usa que la señal de entrada *x(n)* es de valor real, es decir, $\hat{X}*(zW^l) = X(zW^{-l})$. La ecuación 22 se puede escribir, después de la redisposición,

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

donde

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

son los términos de ganancia alias utilizados en la optimización. Se puede observar a partir de la ecuación (24) que

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

Específicamente, para sistemas de valor real

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

que simplifica la ecuación (24) a

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

Inspeccionando la ecuación (23), y recordando la transformada de la ecuación (21), se puede ver que la parte real de $a_0(n)$ debe ser un pulso de Dirac para un sistema PR, es decir, $\tilde{A}_0(z)$ tiene la forma $\tilde{A}_0(z)=c\ z^{-D}$. Además, la parte real de $a_{M/2}(n)$ debe ser cero, es decir, $\tilde{A}_{M/2}(z)$ debe ser cero, y las ganancias alias, para $l \neq 0$, $M/2$ debe satisfacer

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

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

Antes de pasar a los detalles adicionales sobre la optimización de los filtros prototipo, se investiga el impacto de las modificaciones de las muestras de subbanda sobre el solapamiento espectral. Como ya se ha mencionado anteriormente, cambiando las ganancias de los canales en un banco de filtros modulado en coseno, es decir, usando el sistema de análisis/síntesis como un ecualizador, se deja una distorsión severa debido a los términos alias principales. En teoría, los términos alias principales se cancelan entre sí en una forma por parejas. Sin embargo, esta teoría de cancelación de los términos alias principales falla cuando se aplican ganancias diferentes a canales de subbanda diferentes. Por consiguiente, puede ser sustancial el solapamiento espectral en la señal de salida. Para mostrar esto, se considera un banco de filtros donde el canal p y los canales superiores se ponen a ganancia nula, es decir,

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

Las respuestas en 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 por los signos de referencia 201 y 202, respectivamente. Como ya se ha indicado anteriormente, la modulación en coseno para cada canal da como resultado un filtro de frecuencia positiva y un filtro de frecuencia negativa. En otras palabras, los filtros de frecuencia positiva 201 y 202 tienen filtros de frecuencia negativa 203 y 204 correspondientes, respectivamente.

La modulación de orden p 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 $H_{p-1}(z)$ de frecuencia originalmente positiva y el signo de referencia 213 indica la versión modulada del filtro $H_{p-1}(z)$ de frecuencia originalmente negativa. Debido a la modulación de orden p, el filtro de frecuencia negativa 213 es desplazado hasta la zona de frecuencia positiva y se solapa por lo tanto con el filtro de síntesis positiva 201. El solapamiento sombreado 220 de los filtros ilustra la energía de un término alias principal.

En la figura 2(c), la modulación de orden p 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 $F_p(z)$ correspondiente, los signos de referencia 202 y 204. De nuevo, el filtro de frecuencia negativa 214 es desplazado hacia dentro de la zona de frecuencia positiva debido a la modulación de orden p. La zona sombreada 221 muestra gráficamente de nuevo la energía de un término alias principal y la dejaría de cancelar, dando típicamente como resultado un solapamiento espectral significativo. Para cancelar el solapamiento espectral, el término debería ser la copia invertida de polaridad del solapamiento espectral 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 invertida de polaridad de la zona sombreada 220. En un banco de filtros modulado en coseno, donde las ganancias están sin cambiar, estos términos alias principales se cancelarán usualmente entre sí por completo. Sin embargo, en este ejemplo, la ganancia del filtro de análisis (o síntesis) p es cero, de manera que el solapamiento espectral inducido por los filtros p-l se mantendrá sin cancelar en la señal de salida. Un residuo de solapamiento espectral igualmente intenso surgirá también en el intervalo de frecuencias positivas.

Cuando se usan bancos de filtros modulados de tipo complejo-exponencial, la modulación de valor complejo da como resultado solamente filtros de frecuencia positiva. Por consiguiente, los términos alias principales se van, es decir, no hay solapamiento significativo entre los filtros de análisis $H_p(zW^p)$ modulados y sus filtros de síntesis $F_p(z)$ correspondientes y se puede reducir significativamente el solapamiento espectral cuando se usan tales sistemas de banco de filtros como ecualizadores. El solapamiento espectral resultante es dependiente solamente del grado de supresión de los términos alias restantes.

Por consiguiente, incluso cuando se usan bancos de filtros modulados de tipo complejo-exponencial, es crucial diseñar un filtro prototipo para una supresión máxima de los términos de ganancia alias, aunque los términos alias principales se hayan eliminado para tales bancos de filtros. Incluso aunque los términos alias restantes son menos significativos que los términos alias principales, pueden seguir generando solapamiento espectral, lo que causa artefactos para la señal procesada. Por lo tanto, el diseño de tal filtro prototipo se puede conseguir preferiblemente

minimizando una función objetivo compuesta. Para este fin, se pueden usar diversos algoritmos de optimización. Los ejemplos son, p. ej., métodos de programación lineal, método Downhill Simplex o un método basado en gradientes no restringidos u otros algoritmos de optimización no lineal. En una realización a modo de ejemplo, se selecciona una solución inicial del filtro prototipo. Usando la función objetivo compuesta, se determina una dirección para modificar los coeficientes del filtro prototipo que proporciona el gradiente más alto de la función objetivo compuesta. Entonces, los coeficientes de filtro se modifican usando una cierta longitud del paso y se repite el procedimiento iterativo hasta que se obtiene un mínimo de la función objetivo compuesta. Para detalles adicionales sobre tales 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 una Minimización de términos alias mejorada (IATM) del filtro prototipo, una función objetiva preferida se puede indicar

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

donde el error total e_{tot} (α) es una suma ponderada del error e_t de la función de transferencia y el error e_a del solapamiento espectral. El primer término en el Lado de la derecha (RHS) de la ecuación (23) evaluada sobre el círculo unitario, es decir, para $z = e^{j\omega}$, se puede usar para proporcionar una medida de la energía de error e_t de la función de transferencia como

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

donde $P(\omega)$ es una función de valor real simétrica que define los intervalos de las bandas de paso y las bandas de detención, y D es el retardo total del sistema. En otras palabras, $P(\omega)$ describe la función de transferencia deseada. En el caso más general, tal función de transferencia comprende una magnitud que es una función de la frecuencia ω. Para un sistema de valor real, la ecuación (31) se simplifica a

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

La función objetivo $P(\omega)$ y el retardo objetivo D se pueden seleccionar como un parámetro de entrada al procedimiento de optimización. La expresión $P(\omega)e^{-jwD}$ se puede denominar la función de transferencia objetivo.

Se puede calcular una medida de la energía del solapamiento espectral e_a total evaluando la suma de los términos alias en el Lado de la derecha (RHS) de la ecuación (23), es decir, el segundo término de la ecuación (23), sobre el círculo unitario como

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

Para sistemas de valor real esto se traslada a

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

Globalmente, un procedimiento de optimización para determinar un filtro prototipo $p_0(n)$ se puede basar en la minimización del error de la ecuación (30). El parámetro α se puede usar para distribuir el énfasis entre la función de transferencia y la sensibilidad al solapamiento espectral del filtro prototipo. Aunque aumentando el parámetro α hacia 1 se pondrá más énfasis en el error e_t de la función de transferencia, reduciendo el parámetro α hacia 0 se pondrá más énfasis en el error e_a del solapamiento espectral. Los parámetros $P(\omega)$ y D se pueden usar para configurar una función de transferencia objetivo del filtro prototipo $p_0(n)$, es decir, para definir el comportamiento de las bandas de paso y las bandas de detención y para definir el retardo global del sistema.

Según un ejemplo, varios de los canales k del banco de filtros se pueden poner a cero, p. ej., a la mitad superior de los canales del banco de filtros se proporciona ganancia nula. Por consiguiente, el banco de filtros es activado para generar una gran cantidad de solapamiento espectral. Este solapamiento espectral se minimizará posteriormente por el proceso de optimización. En otras palabras, poniendo a cero un cierto número de canales del banco de filtros, se inducirá el solapamiento espectral, a fin de generar un error e_a del solapamiento espectral que se puede minimizar durante el procedimiento de optimización. Además, la complejidad computacional del proceso de optimización se puede reducir poniendo a cero los canales del banco de filtros.

Según un ejemplo, un filtro prototipo se optimiza para un banco de filtros de valor real, es decir, modulado en 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 remota del solapamiento espectral en mayor grado que el procesamiento de valor complejo. Sin embargo, cuando es activado el solapamiento espectral como se ha descrito anteriormente, la parte principal del solapamiento espectral inducido en este caso se originará típicamente a partir de los términos que llevan los términos alias principales. Por consiguiente, el algoritmo de optimización puede consumir recursos al minimizar el solapamiento espectral principal que no está intrínsecamente presente en el sistema modulado resultante de tipo complejo-exponencial. A fin de reducir esto, la optimización se puede hacer sobre un sistema parcialmente complejo; para los términos alias que están libres del solapamiento espectral principal, la optimización se puede hacer usando un procesamiento de filtros de valor real. Por otro lado, los términos alias que llevarían los términos alias principales en un sistema de valor real se modificarían para un procesamiento de filtros de valor complejo. Mediante tal optimización parcialmente compleja, se pueden obtener los beneficios de llevar a cabo el procesamiento usando un procesamiento de valor real, mientras se sigue optimizando el filtro prototipo para su uso en un sistema de banco de filtros modulado complejo.

En una optimización a modo de ejemplo donde exactamente la mitad superior de los canales del banco de filtros se ponen a cero, el único término alias calculado a partir de los filtros de valor complejo es el término $l = M/2$ de la ecuación (33). En este ejemplo, la función $P(\omega)$ de la ecuación (31), se puede elegir como una constante de magnitud unitaria que varía desde $-\pi/2+\varepsilon$ hasta $\pi/2-\varepsilon$, donde ε es una fracción de $\pi/2$, a fin de cubrir el intervalo de frecuencias que constituye la banda de paso. En el exterior de la banda de paso, la función $P(\omega)$ puede estar definida para ser cero o dejarse sin definir. En este último caso, la energía del error de la función de transferencia de la ecuación (31) solamente se evalúa entre $-\pi/2+\varepsilon$ y $\pi/2-\varepsilon$. De manera alternativa y preferible, el error e_t de las bandas de paso se podría calcular sobre todos los canales $k = 0, ..., M-1$, desde $-\pi$ hasta π, siendo $P(\omega)$ constante, mientras que el solapamiento espectral se sigue calculando con una pluralidad de los canales puestos a cero, como se ha descrito anteriormente.

Típicamente, el procedimiento de optimización es un procedimiento iterativo, donde dados los coeficientes del filtro prototipo $p_0(n)$ ($n = 0, ..., N-1$) en una cierta etapa de iteración, el retardo objetivo D, el número de canales M, el número de canales de banda baja puestos a cero *loCut*, el número de canales de banda alta puestos a cero *hiCut* y el factor de ponderación α, se calcula un valor para la función objetivo de esta etapa de iteración. Usando operaciones semicomplejas, esto comprende las etapas:

1. Para obtener el error e_t de las bandas de paso, evaluar la ecuación (32) siendo $P(\omega)$ una constante, usando

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

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 $f_k(n)$ como se generan de los coeficientes de los filtros prototipo en esta etapa de iteración a partir de las ecuaciones (13) a (15), respectivamente.

2. Para obtener el error e_a del solapamiento espectral, de los términos de solapamiento espectral no sometidos a solapamiento espectral significativo, evaluar

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

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

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

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

3. Para los términos sometidos a solapamiento espectral significativo, evaluar

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

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

4. El error se pondera posteriormente con α como

$$e_{tot}(\alpha) = \alpha e_t + (1-\alpha)(e_{a\,\mathrm{Re}\,al} + e_{aCplx}). \qquad (39)$$

Usando cualquiera de los algoritmos de optimización no lineal a los que se ha hecho referencia anteriormente, este error total se reduce modificando los coeficientes del filtro prototipo, hasta que se obtiene un conjunto óptimo de coeficientes. A modo de ejemplo, la dirección del mayor gradiente de la función de error e_{tot} se determina para los coeficientes del filtro prototipo en una etapa dada de iteración. Usando un cierto tamaño de etapa, los coeficientes del filtro prototipo se modifican en la dirección del mayor gradiente. Los coeficientes del filtro prototipo modificados se usan como un punto de partida para la etapa posterior de iteración. Este procedimiento se repite hasta que el procedimiento de optimización converge a un valor mínimo de la función de error e_{tot}.

Un procedimiento de optimización a modo de ejemplo se ilustra en la figura 3 como un diagrama de flujo 300. En una etapa de determinación de parámetros 301, se definen los parámetros del procedimiento de optimización, es decir, en particular, la función de transferencia objetivo que comprende el retardo objetivo *D*, el número de canales *M* del banco de filtros objetivo, el número *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 espectral, 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 errores 303 de las bandas de paso, el término de error e_t de las bandas de paso se determina usando el conjunto dado de coeficientes del filtro prototipo. Esto se puede hacer usando la ecuación (32) en combinación con las ecuaciones (35) y (13) a (15). En la unidad de determinación de errores 304 del solapamiento espectral de valor real, una primera parte e_{aReal} del término de error e_a del solapamiento espectral se puede determinar usando las ecuaciones (36) y (37) en combinación con las ecuaciones (13) a (15). Además, en la unidad de determinación de errores 305 del solapamiento espectral de valor complejo, una segunda parte e_{aCplx} del término de error e_a del solapamiento espectral se puede determinar usando la ecuación (38) en combinación con las ecuaciones (19) y (20). Como consecuencia, la función objetivo e_{tot} se puede determinar de los resultados de las unidades 303, 304 y 305 usando la ecuación (39).

La unidad de optimización no lineal 306 usa métodos de optimización, tales como programación lineal, a fin de reducir el valor de la función objetivo. A modo de ejemplo, esto se puede hacer determinando un gradiente posiblemente máximo de la función objetivo respecto a modificaciones de los coeficientes del filtro prototipo. En otras palabras, se pueden determinar esas modificaciones de los coeficientes del filtro prototipo, lo que da como resultado una reducción posiblemente máxima de la función objetivo.

Si el gradiente determinado en la unidad 306 permanece dentro de ciertos 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 excede el valor predeterminado, entonces, los coeficientes del filtro prototipo se actualizan en la unidad de actualización 309. La actualización de los coeficientes se puede realizar modificando dichos coeficientes con una etapa predeterminada en la dirección dada por el gradiente. Finalmente, los coeficientes actualizados del filtro prototipo se vuelven a insertar como una entrada a la unidad de determinación de errores 303 de las bandas de paso para otra iteración del procedimiento de optimización.

Globalmente, se puede indicar que usando la anterior función de error y un algoritmo de optimización apropiado, se pueden determinar los filtros prototipo que están optimizados con respecto a su grado de reconstrucción perfecta, es decir, con respecto al solapamiento espectral bajo en combinación con distorsión de fase baja y/o en amplitud, su resiliencia al solapamiento espectral debido a las modificaciones de subbanda, su retardo del 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 *P(ω)* objetivo, una longitud de filtro *N*, varios canales *M* del banco de filtros, así como los parámetros *hiCut*, *loCut* de activación del solapamiento espectral, que se pueden seleccionar para obtener una combinación óptima de las propiedades del filtro anteriormente mencionadas. Además, la puesta a cero de un cierto número de canales de subbanda, así como el procesamiento complejo parcial, se puede usar para reducir la complejidad global del procedimiento de optimización. Como consecuencia, se pueden determinar, para su uso en un banco de filtros modulado de tipo exponencial complejo, filtros prototipo asimétricos con una propiedad de

reconstrucción casi perfecta, baja sensibilidad al solapamiento espectral y un bajo retardo del sistema. Se debe señalar que el esquema de determinación anterior de un filtro prototipo se ha descrito en el contexto de un banco de filtros modulado de tipo exponencial complejo. Si se usan otros métodos de diseño de bancos de filtros, p. ej., métodos de diseño de bancos de filtros modulados en coseno o modulados en seno, entonces, el procedimiento de optimización se puede adaptar generando los filtros de análisis y síntesis $h_k(n)$ y $f_k(n)$ que usan las ecuaciones de diseño del método respectivo de diseño de bancos de filtros. A modo de ejemplo, las ecuaciones (13) a (15) se pueden usar en el contexto de un banco de filtros modulado en coseno.

En lo que sigue, se describe un ejemplo detallado de un banco de filtros de bajo retardo de 64 canales. Usando el método de optimización propuesto antes mencionado, se describirá un ejemplo detallado de un banco de filtros de 64 canales (M = 64), de bajo retardo, optimizado de términos de ganancia alias. En este ejemplo, se ha usado el método de optimización parcialmente complejo y los 40 canales más altos se han puesto a cero durante la optimización de los filtros prototipo, es decir, *hiCut* = 40, mientras que el parámetro *loCut* se mantiene sin usar. Por consiguiente, todos los términos de ganancia alias, excepto $\tilde{A}_l$, donde l = *24, 40*, se calculan usando filtros de valor real. El retardo total del sistema se elige como D = 319, y la longitud del filtro prototipo es N = 640. Un trazado gráfico del dominio del tiempo del filtro prototipo resultante se da en la figura 4(a), y la respuesta en frecuencia del filtro prototipo se representa en la figura 4(b). El banco de filtros ofrece un error de reconstrucción (amplitud y fase) de las bandas de paso de -72 dB. La desviación de fase con respecto a una fase lineal es menor que ±0,02°, y la supresión del solapamiento espectral es 76 dB cuando no se hacen modificaciones a las muestras de subbanda. Los coeficientes de filtro reales están tabulados en la Tabla 1. Nótese que los coeficientes están normalizados por un factor M = 64 respecto a otras ecuaciones en este documento que dependen de una normalización absoluta del filtro prototipo.

Aunque la descripción anterior del diseño del banco de filtros está basada en una notación estándar del banco de filtros, un ejemplo para accionar el banco de filtros diseñado puede servir en otras descripciones o notaciones del banco de filtros, p. ej., implementaciones del banco de filtros que permiten un funcionamiento más eficiente en un procesador de señales digitales.

En un ejemplo, las etapas para filtrar una señal en el dominio del tiempo usando el filtro prototipo optimizado se pueden describir como sigue:

- A fin de accionar el banco de filtros de manera eficiente, el filtro prototipo, es decir, $p_0(n)$ de la Tabla 1, se dispone primero en la representación polifásica, donde uno sí y otro no de los coeficientes de filtro polifásicos se anulan y todos los coeficientes se invierten en el tiempo como

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

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

$$x_{127-l}(n) = \sum_{m\ 0}^{4} p_0'(128m+l)x(128m+l+64n), \quad 0 \le l < 128, n = 0,1,... \qquad (41)$$

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

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

donde $v_k(n)$, k = 0...63, constituyen las señales de subbanda. El índice temporal n se proporciona por consiguiente en muestras de subbanda.

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

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

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

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

Se debe señalar que las etapas de modulación de las ecuaciones (42) y (44) se pueden conseguir de manera muy eficiente desde el punto de vista computacional con algoritmos rápidos usando núcleos ("kernels") de la Transformada rápida de Fourier (FFT).

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

$$\hat{x}(128m+l+64n) = \hat{x}(128m+l+64n) + p_0'(639-128m-l)u_i(l), \quad 0 \le l < 128, 0 \le m < 5, n = 0,1,... \tag{45}$$

donde $\hat{x}(n)$ se pone a 0 para todo *n* en el momento del arranque.

Se debe señalar que ambas implementaciones de coma flotante y de coma fija podrían 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 se pueden cuantificar a una precisión numérica más baja redondeando, truncando y/o normalizando los coeficientes a número entero o a otras representaciones, en particular, representaciones que se adaptan a los recursos disponibles de una plataforma de hardware y/o software sobre la que ha de funcionar el banco de filtros.

Además, el ejemplo anterior describe el funcionamiento donde la señal de salida en el dominio del tiempo es de la misma frecuencia de muestreo que la señal de entrada. Otras implementaciones pueden volver a muestrear la señal en el dominio del tiempo usando tamaños diferentes, es decir, números diferentes de canales, de los bancos de filtros de análisis y síntesis, respectivamente. Sin embargo, los bancos de filtros deberían estar basados en el mismo filtro prototipo y se obtienen volviendo a muestrear el filtro prototipo original a través de diezmado o interpolación. Como un ejemplo, un filtro prototipo para un banco de filtros de 32 canales se consigue volviendo a muestrear los coeficientes $p_0(n)$ como

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

La longitud del nuevo filtro prototipo es, por consiguiente, 320 y el retardo es D = [319/2] = 159, donde el operador [•] devuelve la parte entera de su argumento.

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

n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$
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	6,661818101906931e-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	-1,210459261524451e-3	533	-1,575880973843057e-3
54	-1,615648494779686e-2	214	6,429904538706975e-1	374	-2,199474640570699e-4	534	-1,642633580824677e-3

n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$
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	-1,494709797777335e-3

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

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

n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$
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

En lo que sigue, se describen aspectos diferentes de implementaciones prácticas. Usando un PC o DSP estándar, es posible el funcionamiento en tiempo real de un banco de filtros modulado de tipo complejo-exponencial de bajo retardo. El banco de filtros puede también estar codificado por hardware sobre chip a medida. La figura 5(a) muestra la estructura para una implementación eficaz de la parte de análisis de un sistema de banco de filtros modulado de tipo complejo-exponencial. La señal de entrada analógica se alimenta primero a un convertidor A/D 501. La señal digital en el dominio del tiempo se alimenta a un registro de desplazamientos que contiene 2*M* muestras que desplazan *M* muestras en un tiempo 502. Las señales desde el registro de desplazamientos se filtran a continuación a través de los coeficientes polifásicos del filtro prototipo 503. Las señales filtradas se combinan 504 posteriormente y se transforman en paralelo con una transformada DCT-IV 505 y una DST-IV 506. Las salidas desde las transformadas de coseno y seno constituyen las partes real y la imaginaria de las muestras de subbanda, respectivamente. Las ganancias de las muestras de subbanda se modifican según la configuración del ajustador de envolventes espectrales 507 actual.

Una implementación eficaz de la parte de síntesis de un sistema modulado de tipo complejo-exponencial de bajo retardo se muestra en la figura 5(b). Las muestras de subbanda se multiplican primero con factores de rotación de valor complejo, es decir, constantes dependientes del canal de valor complejo, 511, y la parte real se modula con un DCT-IV 512 y la parte imaginaria con una transformada DS-TIV 513. Las salidas desde las transformadas se combinan 514 y se alimentan a través de los componentes polifásicos del filtro prototipo 515. La señal de salida en el dominio del tiempo se obtiene del registro de desplazamientos 516. Finalmente, la señal de salida digital se vuelve a convertir en una forma de onda analógica 517.

Aunque las implementaciones descritas anteriormente usan transformadas DCT y DST del tipo IV, son igualmente posibles implementaciones que usan núcleos DCT del tipo II y III (y, también, implementaciones basadas en DST del tipo II y III). Sin embargo, las implementaciones más eficientes desde el punto de vista computacional para bancos modulados de tipo complejo-exponencial usan núcleos FFT puros. Las implementaciones que usan una multiplicación matriz-vector directa son posibles también, pero tienen un rendimiento inferior.

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

Aunque en la presente memoria se han descrito realizaciones y aplicaciones específicas, será evidente para los expertos en la técnica que son posibles muchas variaciones de las realizaciones y aplicaciones descritas en la presente memoria sin salirse del alcance de la invención descrita y reivindicada en la misma. Se debería entender que aunque se han mostrado y descrito ciertas formas de la invención, dicha invención no se debe limitar a las realizaciones específicas descritas y mostradas o los método específicos descritos.

El método y el sistema de diseño de filtros, así como el banco de filtros descrito en el presente documento, se pueden implementar como software, firmware y/o hardware. Ciertos componentes se pueden implementar, p. ej., como software que se ejecuta en un procesador o microprocesador de señales digitales. Otros componentes se pueden implementar, p. ej., como hardware y/o como circuitos integrados de aplicación específica. Las señales encontradas en los métodos y los sistemas descritos se pueden almacenar en medios tales como memorias de acceso aleatorio o soportes de almacenamiento óptico. Se pueden transferir a través de redes, tales como redes radioeléctricas, redes de satélites, 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 cajas de conexión u otro equipo en las instalaciones del cliente que descodifican señales de audio. En el lado de la codificación, los bancos de filtros se pueden usar en estaciones de radiodifusión, p. ej., en sistemas de cabeza de vídeo.

Se pueden apreciar diversos aspectos de la presente invención a partir de las siguientes Realizaciones a modo de ejemplo enumeradas (EEE).

EEE 1. Un método (300) para determinar N coeficientes de un filtro prototipo p_0 asimétrico para su uso en la construcción de un banco de filtros de análisis/síntesis (101, 102) diezmado de bajo retardo, de M canales, que comprende M filtros de análisis h_k (103) y M filtros de síntesis f_k (106), $k = O,.., M-1$, en el que M es mayor que 1, y que tiene una función de transferencia, comprendiendo el método las etapas de

- elegir (301) una función de transferencia objetivo del banco de filtros que comprende un retardo objetivo D; en el que D es menor o igual a N;

- determinar (303, 304, 305) una función objetivo e_{tot} compuesta que comprende un término de error e_t de las bandas de paso y un término de error e_a del solapamiento espectral; en el que el término de error e_t de las bandas de paso está asociado con la desviación entre la función de transferencia del banco de filtros y la función de transferencia objetivo; y en el que el término de error e_a del solapamiento espectral está asociado con errores producidos debido al submuestreo del banco de filtros; y

- determinar (306, 309) N coeficientes del filtro prototipo p_0 asimétrico que reducen la función objetivo e_{tot} compuesta.

EEE 2. El método (300) según EEE 1, en el que la función objetivo e_{tot} compuesta está dada por:

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

siendo α una constante de ponderación que adquiere valores entre 0 y 1.

EEE 3. El método (300) según EEE 2, en el que el término de error e_t de las bandas de paso se determina (303) acumulando la desviación cuadrática entre la función de transferencia del banco de filtros y la función de transferencia objetivo para una pluralidad de frecuencias.

EEE 4. El método (300) según EEE 3, en el que el término de error e_t de las bandas de paso se calcula (303) como

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

siendo $P(\omega)e^{-J\omega D}$ la función de transferencia objetivo, y

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

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

EEE 5. El método (300) según EEE 3, en el que el término de error e_a del solapamiento espectral se determina (304, 305) acumulando la magnitud cuadrática de los términos de ganancia alias para una pluralidad de frecuencias.

EEE 6. El método (300) según EEE 5, en el que el término de error e_a del solapamiento espectral se calcula (304, 305) 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 $\tilde{A}_l(z) = A_l(z)+A_{M-l}^{*}(z)$, $l = 1 \ldots M-1$, y $z = e^{j\omega}$ y con

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

evaluándose el término de orden l de ganancia alias sobre el círculo unitario con $W = e^{-i2\pi/M}$, en la que $H_k(z)$ y $F_k(z)$ son las transformadas z de los filtros de análisis y síntesis $h_k(n)$ y $f_k(n)$, respectivamente.

EEE 7. El método (300) según cualquier EEE previa, en el que la etapa de determinar (303, 304, 305) la función objetivo e_{tot} compuesta y la etapa de determinar (306, 309) los N coeficientes del filtro prototipo p_0 asimétrico se repiten iterativamente, hasta que se alcanza un mínimo de la función objetivo e_{tot} compuesta.

EEE 8. El método (300) según EEE 7, en el que

- la etapa de determinar (303, 304, 305) la función objetivo e_{tot} compuesta comprende determinar un valor para la función objetivo e_{tot} compuesta para unos coeficientes dados del filtro prototipo p_0; y

- la etapa de determinar (306, 309) los N coeficientes del filtro prototipo p_0 asimétrico comprende determinar (309) los coeficientes actualizados del filtro prototipo p_0 basándose en el gradiente de la función objetivo e_{tot} compuesta con respecto a los coeficientes del filtro prototipo p_0.

EEE 9. El método (300) según cualquier EEE previa, en el que la etapa de determinar (303, 304, 305) un valor para la función objetivo e_{tot} compuesta comprende:

- generar los filtros de análisis h_k y los filtros de síntesis f_k del banco de filtros de análisis/síntesis basándose en el filtro prototipo p_0 usando modulación en coseno, modulación en seno y/o modulación de tipo complejo-exponencial.

EEE 10. El método (300) según cualquier EEE previa, en el que los filtros de análisis y síntesis se determinan como

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

con $n = 0 \ldots N-1$, para los M filtros de análisis del banco de filtros de análisis y;

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

con n = 0 ... N-1, para los M filtros de síntesis del banco de filtros de síntesis.

EEE 11. El método (300) según cualquier EEE previa, en el que los filtros de análisis y síntesis se determinan como

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

con n = 0 ... N-1, y siendo A una constante arbitraria, para los M filtros de análisis del banco de filtros de análisis y;

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

con n = 0 ... N-1, para los M filtros de síntesis del banco de filtros de síntesis.

EEE 12. El método (300) según cualquier EEE previa, en el que la etapa de determinar (303, 304, 305) un valor para la función objetivo e_{tot} compuesta comprende:

- poner a cero, al menos, uno de los canales del banco de filtros.

EEE 13. El método (300) según EEE 12, en el que

- los canales k=*0* hasta C_{baja} de baja frecuencia del banco de filtros; con C_{baja} mayor que cero y/o
- los canales k=C_{alta} hasta *M-1* de alta frecuencia del banco de filtros, con C_{alta} menor que *M-1*,

se ponen a cero.

EEE 14. El método (300) según EEE 13, en el que la etapa de determinar (303, 304, 305) un valor para la función objetivo e_{tot} compuesta comprende:

- generar los filtros de análisis y síntesis para los canales C_{baja} y M-C_{baja} y/o C_{alta} y M-C_{alta} usando la EEE 11; y
- generar los filtros de análisis y síntesis para los canales restantes usando la EEE 10.

EEE 15. El método (300) según cualquier EEE previa, en el que

- el banco de filtros de análisis genera M señales de subbanda a partir de una señal de entrada usando los M filtros de análisis h_k (103);

  las M señales de subbanda se diezman (104) por un factor M, produciendo señales de subbanda diezmadas;

- las señales de subbanda diezmadas se muestrean hacia arriba (105) por un factor M; y
- el banco de filtros de síntesis genera una señal de salida desde las señales de subbanda diezmadas muestreadas hacia arriba usando los M filtros de síntesis f_k (106).

EEE 16. El método (300) según cualquier EEE previa, en el que

- M = 64;
- N = 640; y
- D = 319.

EEE 17. Un filtro prototipo $p_0(n)$ asimétrico que comprende coeficientes que se pueden obtener de los coeficientes de la Tabla 1 por cualquiera de las operaciones de redondeo, truncamiento, normalización, submuestreo o sobremuestreo.

EEE 18. Un banco de filtros que comprende M filtros basándose en el filtro prototipo asimétrico según la EEE 17 y/o basándose en un filtro prototipo asimétrico generado por el método según cualquiera de las EEE 1 a 16.

EEE 19. El banco de filtros según la EEE 18, en el que

- los M filtros son versiones moduladas del filtro prototipo; y
- la modulación es una modulación en coseno, una modulación en seno y/o una modulación de tipo complejo-exponencial.

EEE 20. Un método para generar señales de subbanda diezmadas con baja sensibilidad al solapamiento espectral que surge de modificaciones de dichas señales de subbanda, comprendiendo el método las etapas de:

- determinar los filtros de análisis de un banco de filtros de análisis/síntesis según las EEE 18 o 19;

- filtrar una señal en el dominio del tiempo de valor real a través de dichos filtros de análisis, para obtener señales de subbanda de valor complejo; y

- diezmar dichas señales de subbanda.

EEE 21. Un método para generar una señal de salida de valor real a partir de una pluralidad de señales de subbanda de valor complejo con baja sensibilidad al solapamiento espectral que surge de modificaciones de dichas señales de subbanda, comprendiendo el método las etapas de:

- determinar los filtros de síntesis de un banco de filtros de análisis/síntesis según las EEE 18 o 19;

- interpolar dicha pluralidad de señales de subbanda de valor complejo;

- filtrar dicha pluralidad de señales de subbanda interpoladas a través de dichos filtros de síntesis;

- generar una señal de salida en el dominio del tiempo de valor complejo como la suma de las señales obtenidas de dicho filtrado; y

- tomar la parte real de la señal de salida en el dominio del tiempo de valor complejo como la señal de salida de valor real.

EEE 22. Un sistema operativo para generar señales de subbanda a partir de una señal de entrada en el dominio del tiempo, en el que el sistema comprende un banco de filtros de análisis según las EEE 18 o 19.

EEE 23. Un aparato accionable para determinar N coeficientes de un filtro prototipo p_0 asimétrico para su uso en la construcción de un banco de filtros de análisis/síntesis (101, 102) diezmado de M canales, de bajo retardo, que comprende M filtros de análisis h_k (103) y M filtros de síntesis f_k (106), $k=0,...,M-1$, en el que M es mayor que 1, y que tiene una función de transferencia, comprendiendo el aparato

- una unidad de configuración de parámetros (301) accionable para configurar una función de transferencia objetivo del banco de filtros que comprende un retardo objetivo D; en el que D es menor o igual a N;

- una unidad de determinación de errores (303, 304, 305) accionable para determinar una función objetivo e_{tot} compuesta que comprende un término de error e_t de las bandas de paso y un término de error e_a del solapamiento espectral; en el que el término de error e_t de las bandas de paso está asociado con la desviación entre la función de transferencia del banco de filtros y la función de transferencia objetivo; y en el que el término de error e_a del solapamiento espectral está asociado con errores producidos debido al submuestreo del banco de filtros; y

- una unidad de optimización (306, 309) accionable para determinar N coeficientes del filtro prototipo p_0 asimétrico que reducen la función objetivo e_{tot} compuesta.

REIVINDICACIONES

1. Un aparato para procesar una señal de audio, comprendiendo el aparato:

un banco de filtros de análisis diezmado de bajo retardo que comprende *M* filtros de análisis, en el que *M* es mayor que 1 y en el que los *M* filtros de análisis son versiones moduladas de un filtro prototipo $p_0(n)$ asimétrico que tiene una longitud *N*; en el que *M* = 64 y *N* = 640; y

un banco de filtros de síntesis diezmado de bajo retardo que comprende *M* filtros de síntesis, en el que los *M* filtros de síntesis son versiones moduladas del filtro prototipo $p_0(n)$ asimétrico;

en el que el aparato está configurado para:

obtener una pluralidad de señales de subbanda filtrando la señal de audio con los *M* filtros de análisis, en el que el filtrado comprende aplicar, a las agrupaciones de 128 muestras obtenidas de la señal de audio, una matriz de modulación de tipo complejo-exponencial con la forma:

$$M_A(k,l) = \exp\left(j\frac{\pi}{128}(k+\frac{1}{2})(2l+129) \right), \qquad 0 \le k < \mathrm{M},\ 0 \le l < 128$$

procesar la pluralidad de señales de subbanda para generar una pluralidad de señales de subbanda procesadas; y

obtener una señal de audio procesada filtrando la pluralidad de señales de subbanda procesadas con los *M* filtros de síntesis, en el que el filtrado comprende aplicar, a las agrupaciones de M muestras obtenidas de la pluralidad de señales de subbanda procesadas, una matriz de modulación de tipo complejo-exponencial con la forma:

$$M_S(k,l) = \frac{1}{64}\exp\left(j\frac{\pi}{128}(k+\frac{1}{2})(2l-255) \right), \qquad 0 \le k < \mathrm{M},\ 0 \le l < 128.$$

2. El aparato según la reivindicación 1, en el que el filtro prototipo $p_0(n)$ asimétrico comprende los coeficientes de la Tabla 1 titulada “Coeficientes de un filtro prototipo de bajo retardo de 64 canales”.

3. El aparato según la reivindicación 1, en el que el filtro prototipo $p_0(n)$ asimétrico comprende coeficientes que se pueden obtener de los coeficientes de la Tabla 1 titulada “Coeficientes de un filtro prototipo de bajo retardo de 64 canales” por cualquiera de las operaciones de (i) redondear o truncar hasta una precisión numérica más baja, o (ii) normalizar los coeficientes a número entero.

4. El aparato según la reivindicación 1, en el que el banco de filtros de análisis diezmado de bajo retardo y el banco de filtros de síntesis diezmado de bajo retardo se usan en un proceso de reconstrucción de alta frecuencia.

5. El aparato según la reivindicación 1, en el que el banco de filtros de análisis diezmado de bajo retardo y el banco de filtros de síntesis diezmado de bajo retardo tienen un retardo del sistema de 319 muestras.

6. Un método para procesar una señal de audio en el dominio del tiempo, que comprende:

filtrar la señal de audio en el dominio del tiempo con un banco de filtros de análisis diezmado de bajo retardo, que comprende M filtros de análisis, para obtener una pluralidad de señales de subbanda,

en el que los M filtros de análisis son versiones moduladas de un filtro prototipo $p_0(n)$ asimétrico que tiene una longitud N, en el que M = 64 y N = 640; y

en el que filtrar la señal de audio en el dominio del tiempo comprende aplicar, a las agrupaciones de 128 muestras obtenidas de la señal de audio, una matriz de modulación de tipo complejo-exponencial con la forma:

$$M_A(k,l) = \exp\left(j\frac{\pi}{128}(k+\frac{1}{2})(2l+129) \right), \qquad 0 \le k < \mathrm{M},\ 0 \le l < 128;$$

procesar la pluralidad de señales de subbanda para obtener una pluralidad de señales de subbanda procesadas; y

sintetizar la pluralidad de señales de subbanda procesadas con un banco de filtros de síntesis diezmado de bajo retardo, que comprende M filtros de síntesis, para obtener una señal de audio en el dominio del tiempo procesada,

en el que los M filtros de síntesis son versiones moduladas del filtro prototipo $p_0(n)$ asimétrico, y

en el que sintetizar la pluralidad de señales de subbanda procesadas comprende aplicar, a las agrupaciones de M muestras obtenidas de la pluralidad de señales de subbanda procesadas, una matriz de modulación de tipo complejo-exponencial con la forma:

$$M_S(k,l) = \frac{1}{64}\exp\left(j\frac{\pi}{128}(k+\frac{1}{2})(2l-255)\right), \qquad 0 \le k < \mathrm{M},\ 0 \le l < 128.$$

7. El método según la reivindicación 6, en el que el filtro prototipo $p_0(n)$ asimétrico comprende los coeficientes de la Tabla 1 titulada “Coeficientes de un filtro prototipo de bajo retardo de 64 canales”.

8. El método según la reivindicación 6, en el que el filtro prototipo $p_0(n)$ asimétrico comprende coeficientes que se pueden obtener de los coeficientes de la Tabla 1 titulada “Coeficientes de un filtro prototipo de bajo retardo de 64 canales” por cualquiera de las operaciones de (i) redondear o truncar hasta una precisión numérica más baja, o (ii) normalizar los coeficientes a número entero.

9. El método según la reivindicación 6, en el que el procesamiento es un proceso de reconstrucción de alta frecuencia.

10. El método según la reivindicación 6, en el que el banco de filtros de análisis diezmado de bajo retardo modulado y el banco de filtros de síntesis diezmado de bajo retardo modulado tienen un retardo del sistema de 319 muestras.

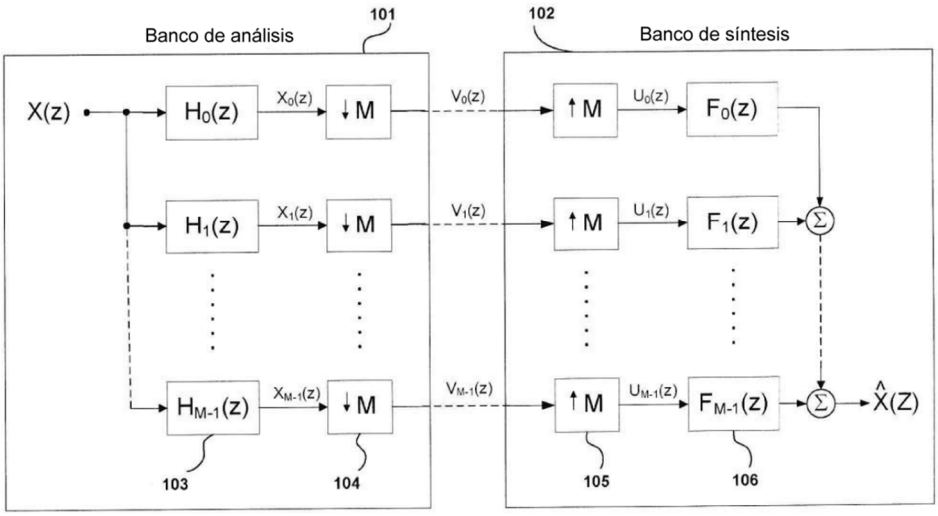

Banco de análisis
101
Banco de síntesis
102
X(z)
H0(z)
X0(z)
↓M
V0(z)
↑M
U0(z)
F0(z)
H1(z)
X1(z)
↓M
V1(z)
↑M
U1(z)
F1(z)
HM-1(z)
XM-1(z)
↓M
VM-1(z)
↑M
UM-1(z)
FM-1(z)
X̂(Z)
103
104
105
106

Fig. 1

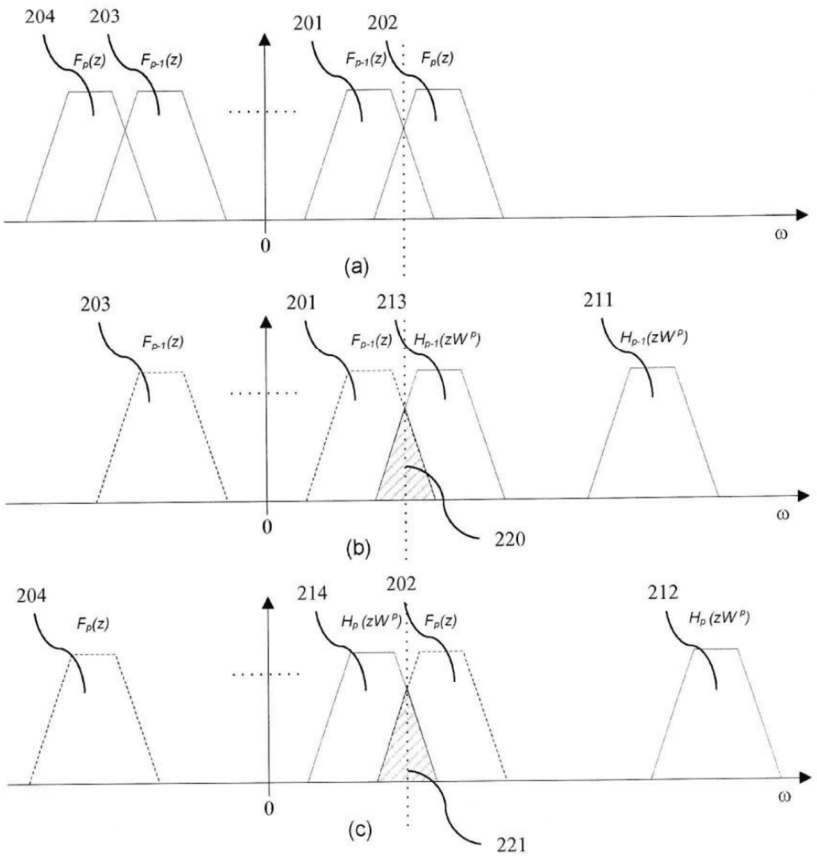

204
203
201
202
$F_p(z)$
$F_{p-1}(z)$
$F_{p-1}(z)$
$F_p(z)$
0
ω
(a)
203
201
213
211
$F_{p-1}(z)$
$F_{p-1}(z)$
$H_{p-1}(zW^p)$
$H_{p-1}(zW^p)$
0
ω
220
(b)
204
214
202
212
$F_p(z)$
$H_p(zW^p)$
$F_p(z)$
$H_p(zW^p)$
0
ω
(c)
221

Fig. 2

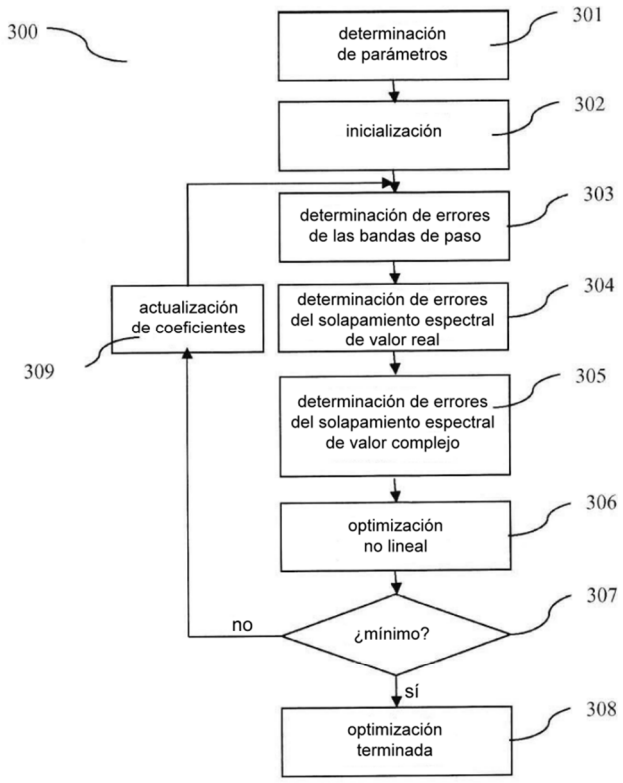
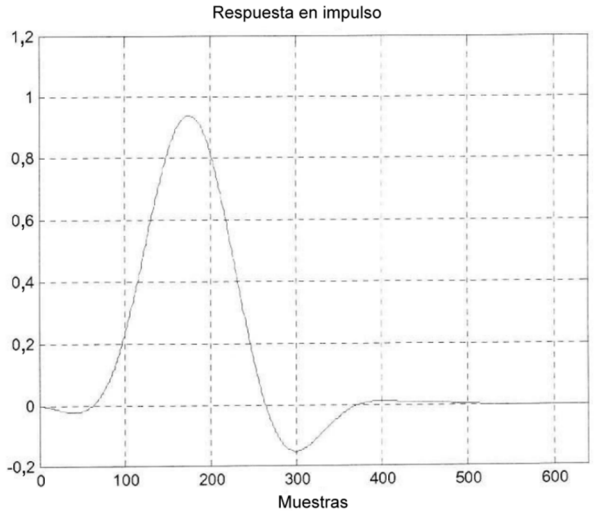
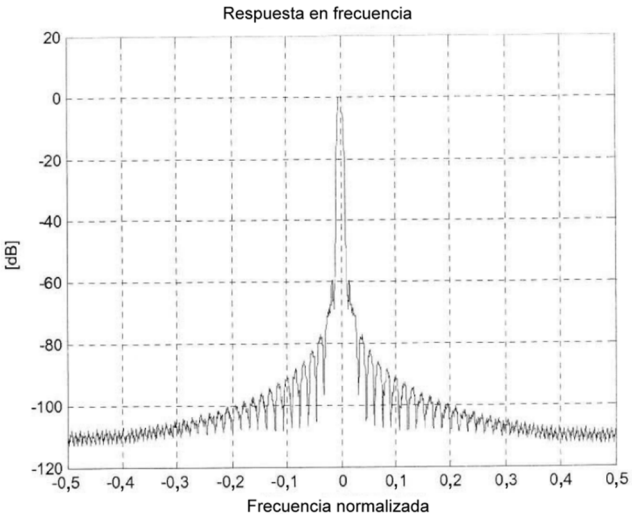

300
301
determinación de parámetros
302
inicialización
303
determinación de errores de las bandas de paso
304
determinación de errores del solapamiento espectral de valor real
305
determinación de errores del solapamiento espectral de valor complejo
306
optimización no lineal
307
¿mínimo?
no
sí
308
optimización terminada
309
actualización de coeficientes

Fig. 3

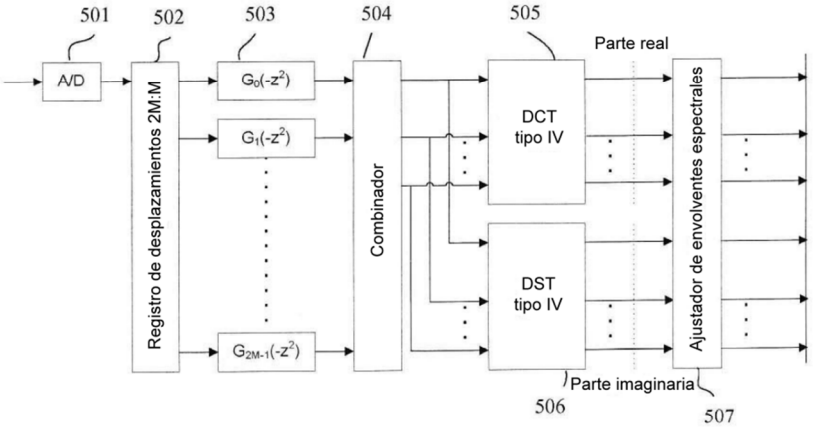

Respuesta en impulso
1,2
1
0,8
0,6
0,4
0,2
0
-0,2
0
100
200
300
400
500
600
Muestras

(a)

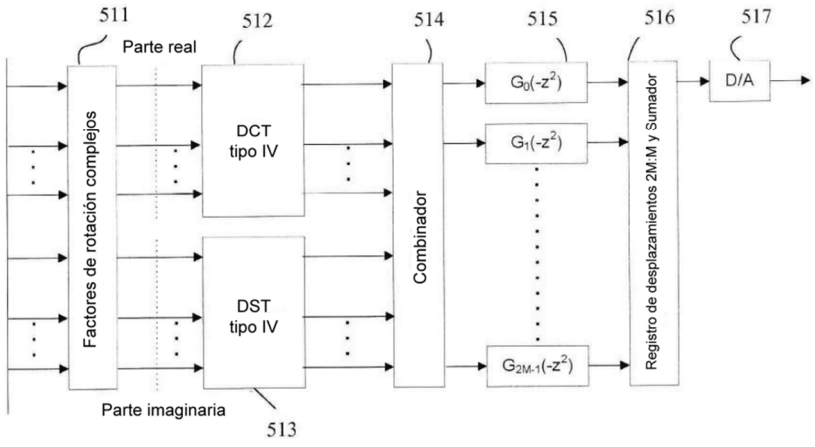

Respuesta en frecuencia
20
0
-20
-40
-60
-80
-100
-120
[dB]
-0,5
-0,4
-0,3
-0,2
-0,1
0
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
Frecuencia normalizada

(b)

Fig. 4


501
502
503
504
505
A/D
Registro de desplazamientos 2M:M
$G_0(-z^2)$
$G_1(-z^2)$
$G_{2M-1}(-z^2)$
Combinador
DCT tipo IV
DST tipo IV
Parte real
Parte imaginaria
506
Ajustador de envolventes espectrales
507

(a)


511
512
514
515
516
517
Parte real
Factores de rotación complejos
DCT tipo IV
DST tipo IV
Parte imaginaria
513
Combinador
$G_0(-z^2)$
$G_1(-z^2)$
$G_{2M-1}(-z^2)$
Registro de desplazamientos 2M:M y Sumador
D/A

(b)

Fig. 5