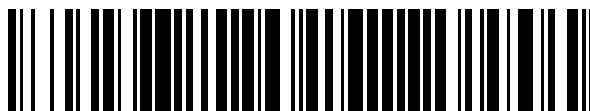


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 396 157**

51 Int. Cl.:

G10L 19/02

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **26.06.2007** **E 07764872 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **24.10.2012** **EP 2047462**

54 Título: **Dispositivo y procedimiento para procesar una señal sub-banda real para reducir los efectos de aliasing**

30 Prioridad:

31.07.2006 DE 102006035613
05.10.2006 DE 102006047197

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
19.02.2013

73 Titular/es:

**FRAUNHOFER-GESELLSCHAFT ZUR
FÖRDERUNG DER ANGEWANDTEN
FORSCHUNG E.V. (100.0%)**
Hansastraße 27c
80686 München, DE

72 Inventor/es:

EDLER, BERND y
POPP, HARALD

74 Agente/Representante:

PONTI SALES, Adelaida

ES 2 396 157 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Dispositivo y procedimiento para procesar una señal de sub-banda real para reducir los efectos de aliasing.

[0001] La presente invención se refiere a procesamiento de señales de audio o video y en particular a bancos de filtros para convertir una señal a una representación espectral, la representación espectral comprende señales de paso de banda o coeficientes espectrales.

[0002] En aplicaciones en componentes electrónicos de comunicación y consumidor, es conveniente la posibilidad de manipular los espectros de señal al incrementar o disminuir selectivamente en frecuencia las intensidades de señal, tal como por ejemplo para funcionalidades de ecualizador o supresión de eco. En conexión con procedimientos de codificación de audio que se basan en descomposición espectral de la señal de alimentación, parece ser evidente el amplificar y/o atenuar en forma correspondiente los componentes espectrales descodificados (muestras de sub-banda y/o coeficiente de transformación) mediante multiplicación por factores de amplificación que pueden ser alterados temporalmente. Los bancos de filtros empleados aquí, sin embargo usualmente tienen valores reales e involucran muestreo crítico. Consecuentemente, las señales de sub-banda contienen componentes de aliasing o distorsión por repliegue del (aliasing), que sin embargo se compensan entre sí con una descomposición (análisis) y fusión (síntesis) que se realizan en forma directa una tras otra, pero no después de una manipulación descrita anteriormente. El resultado puede ser interferencias audibles, tales como por ejemplo por modulación de amplitud.

[0003] La Figura 5 muestra un sistema de banco de filtros que comprende un banco de filtros de análisis 50 y un banco de filtros de síntesis 51. Una señal de tiempo-discreta $x(n)$ se alimenta a una cantidad de N filtros de paso de banda 53 para obtener señales de paso de banda decimadas por un decimador o dispositivo de decimación 54 por banco de filtros. Las señales de paso de banda decimadas $x_0(m)$ a $x_{N-1}(m)$ se alimentan entonces a una etapa ecualizadora 55, en donde el coeficiente de ponderación especial $g_0, g_1, \dots, g_{N-1}$ se asocia con cada señal de paso de banda. Las señales de paso de banda ponderadas y_0 a y_{N-1} se alimentan entonces a un interpolador 56 y filtran por un filtro de síntesis respectivo g_0, g_1, g_{N-1} 57. Las señales filtradas después se agregan mediante un sumador 58 para obtener la señal de salida $y(n)$ en una salida 59 del banco de filtros. La señal $y(n)$ es idéntica a la señal $x(n)$ cuando todos los factores de amplificación $g_0, g_1, \dots, g_{N-1} = 1$ y cuando los filtros 53 y 57 se ajustan, de manera tal que el banco de filtros es de una característica de reconstrucción perfecta.

[0004] Hay que destacar que los filtros h_0 típicamente son versiones moduladas en coseno de un filtro de paso bajo prototipo y que los filtros de síntesis $g_0, g_1, \dots, g_{N-1}$ también son versiones moduladas de manera correspondiente de un filtro prototipo, en donde un filtro g_i se acopla con un filtro h_i de manera tal que no se introduzcan artefactos por filtrado.

[0005] Hay bancos de filtros que comprenden por ejemplo 20 canales de banco de filtros tal que 20 muestras de la señal $x(n)$ resultan en una muestra de una señal de sub-banda x_i cada una. En este caso, el banco de filtros se refiere como tener máximo diezmo. Típicamente, se logran bancos de filtros por procedimientos matemáticos numéricamente eficientes, tal que el filtrado que ocurre en cada canal y subsecuente decimado se realizan en una etapa de procesamiento, de manera tal que no hay una señal sin decimar en ninguna parte. Implementaciones alternas sin embargo también se conocen y se implementan dependiendo de los requerimientos.

[0006] Cuando este banco de filtros tiene muchísimos canales, tal como por ejemplo 1024 canales, esto representa una transformación. La regla transformación por así decirlo implementa filtrado y decimado "de un golpe". Una MDCT que tiene 1024 muestras, puede de esta manera describirse por la parte de banco de filtros de análisis 50 en la Figura 5, en donde N en este caso sería 1024 y una sola muestra de una "señal de sub-banda" se generará por bloque de muestras que se alimentan a esta transformación. La forma de tiempo de una señal de sub-banda entonces resultará, si hubiera varios bloques MDCT de coeficientes espectrales y si el valor de los coeficientes MDCT en los subsecuentes bloques para un índice de frecuencia, se tomarán como una señal de tiempo. Subsecuentemente, cada vez que se mencionan sub-bandas y valores de sub-banda, se entienden tanto filtrado de sub-banda como una transformación, sin señalar explícitamente cada vez que una transformación representa filtrado de sub-banda con máximo decimado, en donde el número de canales N es igual al número de coeficientes de transformación.

[0007] El muestreo crítico de las señales de banco de filtros utilizado, tiene el resultado de que filtros de paso de banda tienen una región de solape, es decir que en forma ejemplar la mitad superior de la región de paso del filtro h_0 superpone a la mitad inferior del filtro vecino h_1 . Al mismo tiempo, la región superior del filtro $h_1(n)$ superpone a la región inferior del siguiente filtro $h_2(n)$. Si hay un componente de señal en esta región de solape, tanto la señal de sub-banda $x_0(m)$ como la señal de sub-banda $x_1(m)$ tendrán información en este componente de señal. Si ambas sub-bandas se amplifican en forma idéntica por los factores de amplificación g_0 y g_1 , esto es ambos factores de

amplificación son iguales, la distorsión por repliegue del espectro o aliasing, se liberará de nuevo por los filtros de análisis g_0 , g_1 y la adición subsecuente de las señales de salida de los filtros g_0 y g_1 , de manera tal que la señal de salida $y(n)$ está libre de artefactos. Sin embargo, si las dos señales x_0 , x_1 se amplifican en forma diferente, la porción de los componentes de señal en la región de solape también se amplificará en forma diferente, el resultado de lo cual es que la señal de recepción $y(n)$ tiene más aliasing ya que el banco de filtros de síntesis "no ha esperado" una ponderación diferente para los dos filtros superpuestos.

[0008] En US2005/149339 A1 el aliasing se evita en bancos de filtros de valores reales asegurando que los dos factores de ganancia de sub-bandas adyacentes son las mismas o se mantienen dentro de un límite una con respecto a la otra.

[0009] Estos artefactos pueden evitarse al utilizar bancos de filtros de valor complejo que, sin embargo no comprenden muestreado crítico y de esta manera no son adecuados para codificación. Por otra parte, se utilizan estos bancos de filtros de valor complejo en unidades de post-procesamiento, tales como por ejemplo en extensión de ancho de banda (SBR) y en codificación paramétrica de múltiples canales (BCC/EBCC).

[0010] Una solución posible pero costosa para este problema se ofrece por filtrado de síntesis de valor real incluyendo análisis de valor complejo subsecuente, manipulación y síntesis de valor complejo. Los gastos de implementación de este enfoque pueden reducirse en forma considerable al aproximar la aplicación secuencial de síntesis de valor real y análisis de valor complejo por el así denominado filtrado de múltiples bandas para generar las partes imaginarias ("r2i") necesarias. Después de una re-conversión correspondiente en partes reales ("i2r"), puede aplicarse la síntesis de valor real convencional.

[0011] Esta solución complicada del problema de aliasing utilizando una implementación de banco de filtros compleja se ilustra en la Figura 6. La señal real presente en una representación de sub-banda se convierte a una señal de tiempo real mediante un banco de filtros de síntesis real, como se ilustra en la Figura 6, como señal de salida 61 del banco de filtros de síntesis real 60. Esta señal de tiempo real 61 se alimenta entonces a un banco de filtros de análisis complejo 62 para obtener señales de sub-banda de valor complejo 63. Estas señales de sub-banda compleja 63 se alimentan entonces a una etapa de manipulación 64 que recibe los factores de ponderación c_k y/o factores de ponderación g_i de la Figura 5 y que puede configurarse en la misma forma que la etapa de ecualizador 55 de la Figura 5. A la salida de la etapa de manipulación 64, hay señales de sub-banda de valor complejo manipuladas 65, que se convierten entonces a una señal de salida 67, que de nuevo es una señal real mediante un banco de filtros de síntesis complejo 66. A fin de obtener una señal real 67, en el banco de filtros de síntesis complejo 66, una parte real se forma ya sea antes de agregar, que puede ser idéntica a la adición del sumador 58 de la Figura 5, o una parte real se forma después de la adición 58. La parte imaginaria simplemente se descarta. El procesamiento mediante el dispositivo de banco de filtros de síntesis/banco de filtros de análisis complejo, sin embargo asegura que no haya más interferencia de aliasing en la señal de salida 67 provocada por una manipulación diferente de sub-bandas vecinas.

[0012] Sin embargo, esta solución es muy complicada, como se ha mencionado, ya que en contraste con una manipulación directa de la Figura 5, un banco de filtros de análisis complejo adicional y un banco de filtros de síntesis complejo adicional se requieren, estos bancos de filtros se complican desde un punto de vista de cálculo, y resultan en un retraso ya que los filtros de análisis y/o filtros de síntesis comprenden longitudes de filtro considerables que pueden estar realmente en un intervalo mayor a 30 tomas de filtro por banco de filtros, es decir pueden estar tanto en el lado de análisis como en el lado de síntesis. Por otra parte, no se introduce aliasing.

[0013] Una solución que es menos complicada es el filtrado de múltiples bandas mostrado en la Figura 7, en donde se unen señales de sub-banda vecinas de frecuencia y/o temporales, de manera tal que las etapas de procesamiento 62, 66 de la Figura 6 no se requieren más pero se reemplazan por los bloques r2i y i2r respectivamente de la Figura 7. La manipulación por las etapas de manipulación 64 ó 55 de esta manera se llevará a cabo en la representación compleja, es decir en las etapas 70 y 71 en 72 en la Figura 7.

[0014] En una conversión real-a-compleja (r2c), la conexión en serie del banco de filtros de síntesis de valor real y el banco de filtros de análisis de valor complejo ha sido aproximada. Aquí, una parte imaginaria por cada muestra de sub-banda real se forma al superponer tres señales de salida de filtro. Los tres filtros, cada uno se aplican en la sub-banda respectiva y las dos bandas vecinas.

[0015] De manera correspondiente, la conversión de complejo a real (c2r) se aproxima a la conexión en serie del banco de filtros de síntesis de valor complejo y el banco de filtros de análisis de valor real. Aquí, la parte real se forma como un valor promedio de la muestra de sub-banda real original y la superposición de las tres señales de

salida de filtro. Cada uno de los tres filtros se aplica a las partes imaginarias en la sub-banda respectiva y en las dos bandas vecinas.

[0016] La conexión en serie de $r2c$ y $c2r$ debe de reconstruir la señal de sub-banda original lo más preciso posible para evitar interferencias audibles en la señal de salida. De esta manera, los filtros correspondientes deben tener longitudes relativamente grandes.

[0017] Este filtrado de múltiples bandas que puede aplicarse en una forma ventajosa, se describe en la patente alemana DE 102 34 130 B3. Un dispositivo de banco de filtros para generar una representación espectral compleja de una señal discreta en tiempo, incluye medios para generar una representación espectral de valor real en bloques de la señal de tiempo discreta, la representación espectral comprende bloques temporalmente sucesivos, cada bloque comprende un conjunto de coeficientes espectrales reales. Adicionalmente, medios para post-procesamiento de la representación espectral de valor real a manera de bloques, se proporcionan para obtener una representación espectral aproximada compleja a manera de bloques que comprende bloques sucesivos, cada bloque comprende un conjunto de coeficientes espectrales aproximados complejos, en donde un coeficiente espectral aproximado complejo puede representarse por un primer coeficiente sub-espectral y un segundo coeficiente sub-espectral, en donde al menos ya sea el primer o el segundo coeficientes sub-espectrales pueden establecerse al combinar al menos dos coeficientes espectrales reales. El primer coeficiente sub-espectral es una parte real del coeficiente espectral aproximado complejo y el segundo coeficiente sub-espectral es una parte imaginaria del coeficiente espectral aproximado complejo. La combinación es una combinación lineal y los medios para post-procesamiento se implementan para combinar, para determinar un coeficiente espectral complejo de una cierta frecuencia, un coeficiente espectral real de la frecuencia y un coeficiente espectral real de una frecuencia superior o inferior vecina o un coeficiente espectral real correspondiente de un bloque corriente, un bloque temporalmente precedente o un bloque temporalmente sucesivo.

[0018] Este procedimiento es desventajoso ya que son necesarios filtros relativamente largos para obtener una representación libre de aliasing, en particular en el caso en que no hay diferente ponderación en las dos sub-bandas vecinas, pero por decirlo así, el caso "benigno" en que ambas sub-bandas se ponderan igualmente. Si se utilizan filtros muy cortos, ocurrirá aliasing también en el caso benigno, lo que es inaceptable y resulta en mayores longitudes de filtro en los bloques $r2i$ 70 y/o $i2r$ 71 en la Figura 7. Grandes longitudes de filtro, sin embargo al mismo tiempo significan complejidad de cálculo y en particular, un gran retardo, lo que también es indeseable para ciertas aplicaciones.

[0019] El objetivo de la presente invención es proporcionar un concepto eficiente y sin embargo de alta calidad, para procesamiento de señales.

[0020] Este objeto se logra por un dispositivo para procesar una señal de sub-banda real de acuerdo con la reivindicación 1, un procedimiento para procesar una señal de sub-banda real de acuerdo con la reivindicación 10 y un banco de filtros de análisis de acuerdo con la reivindicación 11, un banco de filtros de síntesis de conformidad con la reivindicación 12, un procedimiento para filtrar una señal de acuerdo con la reivindicación 13, un procedimiento para sintetizar una señal de acuerdo con la reivindicación 14 o un programa de computadora de acuerdo con la reivindicación 15.

[0021] La presente invención se basa en el hallazgo de que los problemas de altos artefactos, o, a cambio por esto, grandes longitudes de filtro pueden resolverse al dividir filtrado de sub-banda a una porción normal incluyendo una sub-banda ponderada por un factor de ponderación para una sub-banda especial, y una porción de corrección dependiendo de otra sub-banda y un factor de ponderación para la otra sub-banda. De esta manera, se logra una implementación eficiente, ya que filtros largos para generar una porción normal no son más necesarios de acuerdo con la invención, ya que esta porción normal no es más filtrada "en ambos sentidos" sino simplemente ponderada. El problema de aliasing se resuelve utilizando la porción de corrección calculada dependiendo de otra sub-banda que será la sub-banda vecina y dependiendo de un factor de ponderación para esta sub-banda, para hacer a la sub-banda ponderada de la invención "a prueba de aliasing", la porción de corrección se combina con la sub-banda ponderada, tal como por ejemplo, agregada para obtener una señal de sub-banda corregida, que resulta en reducido aliasing.

[0022] La presente invención es ventajosa ya que la porción principal de la señal de sub-banda corregida se calcula directamente, es decir solo utilizando ponderación del factor de ponderación que se proporciona para esta señal de sub-banda, y no sujeto a filtrado. Esto ahorra tiempo de cálculo y al mismo tiempo, potencia de cálculo, que es especialmente importante, en particular para aparatos móviles u operados con baterías. No es necesario más filtrado de la propia sub-banda mediante un filtro de análisis largo y un filtro de síntesis subsecuente. Por el contrario, solo

deben ponderarse muestra tras muestra. Esto se logra por una división en la porción ponderada y el término de corrección.

[0023] El término de corrección adicionalmente puede calcularse al considerar más cortos filtros, ya que la precisión de la porción de corrección no tiene que ser tan alta como la precisión de la porción normal. En forma inventiva, cualquier ajuste en escala puede lograrse ya que los filtros para la porción de corrección pueden hacerse más largos, de esta manera reduciendo adicionalmente aliasing, pero, en particular cuando todavía se permite pequeño aliasing, que pueden utilizarse longitudes de filtro muy cortas para calcular las porciones de corrección, que en el caso extremo incluso pueden degenerarse a una multiplicación pura por un factor y adición subsecuente, en donde en este caso, por supuesto el aliasing será más fuerte que en el caso de una longitud de filtro, por ejemplo mayor a 8 derivaciones de filtro. Por otra parte, se asegura de acuerdo con la invención por la sub-división a una contribución normal y una contribución de corrección que, cuando hay un procesamiento de sub-banda benigno, es decir cuando se van a ponderar sub-bandas vecinas por el mismo factor de ponderación, no se introducirá interferencia aunque se utilicen solo filtros cortos. En este caso, la porción de corrección simplemente puede ajustarse a cero de acuerdo con la invención, que puede realizarse en forma manual que, sin embargo también se logra automáticamente cuando el término de corrección de una ponderación, se pondera por la diferencia de los factores de ponderación para dos sub-bandas vecinas. Si la diferencia es igual a cero, los dos factores de amplificación serán iguales, es decir el término de corrección se ajustará a cero, independientemente de que tan grande sea, independientemente de si el término de corrección proporcionará solo una corrección tosca o incluso una corrección fina. Si el término de corrección se ha calculado en forma más precisa para este caso de factores de ponderación idénticos, tendría que ser cero todo por sí mismo. Con solo una corrección gruesa, sin embargo, en este caso también, el resultado sería un término de corrección distinto a cero, que sin embargo, no corrompe el resultado ya que tiene que realizarse ponderación utilizando la diferencia de los factores de corrección.

[0024] Dependiendo de la implementación, el término de corrección no se hace solo con una señal de sub-banda, sino con dos señales de sub-banda vecinas y/o con tantas señales de sub-banda vecinas como se lleve a cabo superposición de banda dentro de una región significativa, es decir en la región de filtro, en donde el filtro tiene una atenuación por ejemplo menor a 30 dB. Si más de tres filtros se super-ponen, más de tres filtros se considerarán cuando se calcula el término de corrección, y por supuesto, también los factores de corrección asociados.

[0025] Hay que destacar que el concepto de la invención no solo puede realizarse para bancos de filtros que tengan un número de canales relativamente pequeños, en donde las señales de sub-banda son señales de paso de banda. Por el contrario, el concepto inventivo también puede aplicarse a bancos de filtros que tienen un gran número de canales de bancos de filtros, tales como por ejemplo, bancos de filtros implementados por una transformación. Esta transformación es por ejemplo, una FFT, una DCT, una MDCT u otra transformación decimada en forma máxima, en donde un coeficiente espectral por canal de banco de filtros se genera por bloque de muestras. Los coeficientes espectrales tienen el mismo índice de coeficiente de una secuencia de bloques secuenciales temporales de coeficientes espectrales representan una señal de paso de banda que puede filtrarse para el propósito de determinar un término de corrección para obtener un término de corrección.

[0026] Realizaciones preferidas de la presente invención serán detalladas subsecuentemente con referencia a los dibujos anexos, en los cuales:

La Figura 1 es un diagrama de circuito de bloques de un dispositivo de la invención para procesar una señal de sub-banda real, de acuerdo con una realización preferida de la presente invención;

La Figura 2 es una ilustración detallada del determinador de término de corrección de la Figura 1;

La Figura 3a es una ilustración esquemática del dispositivo de la invención, de acuerdo con una realización preferida de la presente invención;

La Figura 3b es una ilustración más detallada de la parte filtro de la Figura 3a;

La Figura 3c es una ilustración esquemática del dispositivo de la invención, de acuerdo con una realización alterna de la presente invención;

La Figura 3d es una ilustración más detallada del dispositivo mostrado esquemáticamente en la Figura 3c;

La Figura 4 muestra un dispositivo de bancos de filtros de análisis/bancos de filtros de síntesis, que tiene un dispositivo a manera de sub-banda para procesamiento;

- La Figura 5 muestra un dispositivo de análisis de valor-real/banco de filtros de síntesis que tiene una etapa de ecualizador;
- La Figura 6 muestra cascada de un banco de filtros de síntesis real con un banco de filtros de análisis complejo y un banco de filtros de síntesis complejo;
- 5 La Figura 7 es una ilustración esquemática de filtrado de múltiples bandas;
- La Figura 8 es una ilustración más detallada de operaciones de filtro para filtrado de múltiples bandas de la Figura 7;
- La Figura 9 es una ilustración tabular de los filtros para señales de sub-banda que tienen índices pares y nones;
- 10 La Figura 10 muestra una comparación ejemplar de las respuestas de frecuencia de magnitud para filtros, para determinar un término de corrección;
- La Figura 11 muestra filtrado de sub-banda de un impulso;
- La Figura 12 muestra filtrado de sub-banda de un tono seno a 1% sobre el límite de banda;
- La Figura 13 muestra filtrado de sub-banda de un tono seno a 5% sobre el límite de banda;
- La Figura 14 muestra filtrado de sub-banda de un tono seno a 10% sobre el límite de banda;
- 15 La Figura 15 muestra filtrado de sub-banda de un tono seno a 20% sobre el límite de banda;
- La Figura 16 muestra filtrado de sub-banda de un tono seno a 30% sobre el límite de banda;
- La Figura 17 muestra filtrado de sub-banda de un tono seno a 40% sobre el límite de banda; y
- La Figura 18 es una ilustración esquemática de la reducción de aliasing para una MDCT con un tono seno a 10% sobre el límite de banda.
- 20 **[0027]** La Figura 1 muestra un dispositivo de la invención para procesar una señal de sub-banda real $x(k)$ de una pluralidad de señales de sub-banda real que son una ilustración de una señal de tiempo discreta real $x(n)$ generada por un banco de filtros de análisis (50 en la Figura 5). El dispositivo de la invención incluye un ponderador 10 para la señal de sub-banda x_k por un factor de ponderación c_k determinado por la señal de sub-banda para obtener una señal de sub-banda ponderada 11. El ponderador preferentemente se implementa para realizar una multiplicación.
- 25 En particular, muestras de sub-banda que son muestras de una señal de paso de banda o coeficientes espectrales de un espectro de transformación, se multiplican por el factor de corrección. En forma alterna, en lugar de multiplicación, también puede realizarse adición de valores de logaritmo, es decir una adición del logaritmo del valor de corrección y el logaritmo de la muestra de sub-banda x_k .
- 30 **[0028]** El dispositivo de la invención para procesamiento además incluye un determinador de término de corrección para calcular un término de corrección, el determinador de término de corrección se implementa para calcular el término de corrección utilizando cuando menos otra señal de sub-banda x_l y utilizando otro factor de ponderación c_l que se proporciona para la otra señal de sub-banda, el otro factor de ponderación difiere del factor de ponderación c_k . Esta diferenciación de los dos factores de ponderación es la causa por aliasing en una aplicación de banco de filtros reales, aún cuando los filtros de análisis y síntesis tienen una característica de reconstrucción perfecta. El término de
- 35 corrección a la salida de los medios 12 se alimenta a un combinador 13 como la señal de sub-banda ponderada, el combinador se implementa para combinar la señal de sub-banda ponderada y el término de corrección para obtener una señal de sub-banda corregida y_k .
- [0029]** El combinador 13 preferentemente se implementa para realizar una combinación muestra por muestra. De esta manera, hay una "muestra de término de corrección" por cada muestra de la señal de sub-banda ponderada x_k , de manera tal que pueda realizarse una corrección 1:1. En forma alterna, sin embargo para implementaciones menos complicadas como calcular, puede realizarse una corrección de manera tal que por ejemplo, se calcula un término de corrección de señal para un cierto número de muestras de sub-banda ponderadas, que después se agrega en una forma alisada o no alisada a toda muestra del grupo de muestras asociada con la muestra de término de corrección. Dependiendo de la implementación, el término de corrección también puede calcularse como un
- 40 factor y no como un término aditivo. El combinador en este caso realizará una multiplicación de un término de corrección por la señal de sub-banda ponderada para obtener una señal de sub-banda corregida y_k .
- 45

[0030] Hay que destacar que ocurre aliasing cuando dos señales de sub-banda se han generado por filtros que tienen características de paso super-puestas. En implementaciones de bancos de filtros especiales, hay estas características de filtrado superpuesto que comprenden una región de superposición que es significativa para señales de sub-banda vecinas.

[0031] Preferentemente, el determinador de término de corrección de esta manera se implementa como se ilustra en la Figura 2. El determinador del término de corrección incluye una primera porción de determinador de término de corrección 12a y una segunda porción de determinador de término de corrección 12b. La primera porción de determinador de término de corrección considera la superposición de la señal de sub-banda corriente del índice k y la siguiente señal de sub-banda superior del índice $k+1$. Adicionalmente, la porción de determinador del término de corrección 12a, aparte de la señal de sub-banda x_{k+1} , también recibe el factor de ponderación c_{k+1} de la señal de sub-banda superior. Preferentemente, el determinador de término de corrección también recibirá la diferencia de c_{k+1} y c_k , que en la Figura 2 se ilustra por q_k .

[0032] La segunda porción del determinador de término de corrección 12b considera la superposición de la señal de sub-banda x_k con la señal de sub-banda x_{k-1} menor en 1 con respecto a su índice. La porción de determinador de término de corrección 12b de esta manera, aparte de la señal de sub-banda x_{k-1} , también recibe el factor de ponderación c_{k-1} para esta sub-banda y preferentemente la diferencia del factor de ponderación c_{k-1} y el factor de ponderación c_k , que en la Figura 2 es referido con c_k .

[0033] En el lado de salida, la primera porción de determinador de término de corrección 12a proporciona un primer término de corrección $q_k \times U$ y la segunda porción de determinador de término de corrección 12b proporciona un segundo término de corrección $p_k \times L_k$, en donde estos dos términos de corrección se agregan para entonces combinarse con la señal de sub-banda ponderada $c_k \times x_k$, como se describirá con referencia a las Figuras 3a y 3b.

[0034] Una implementación preferida que se ilustra con mayor detalle en las Figuras 8 y 3a se detallará subsecuentemente.

[0035] La conexión en serie del banco de filtros de síntesis de valor real y un banco de filtros de análisis de valor complejo se aproxima en filtrado de múltiples bandas. Aquí, una parte imaginaria por cada muestra de sub-banda real se forma al superponer tres señales de salida de filtro. Los tres filtros respectivos se aplican en la sub-banda respectiva y en las dos bandas vecinas.

[0036] De manera correspondiente, la conversión de complejo a real (c2r) aproxima la conexión en serie de un banco de filtros de síntesis de valor complejo y un banco de filtros de análisis de valor real. Aquí, la parte real se forma como un valor promedio de la muestra de sub-banda real original y la super-posición de las tres señales de salida de filtro. Los tres filtros respectivos se aplican a las partes imaginarias en la sub-banda respectiva y las dos bandas vecinas.

[0037] La conexión en serie de r2c y c2r tiene que reconstruir la señal de sub-banda original lo más precisamente posible a fin de evitar interferencias audibles en la señal de salida. De esta manera, los filtros correspondientes deben tener longitudes relativamente grandes.

[0038] El enfoque aquí presentado se basa en la idea de subdividir la conexión en serie de "r2c", "control de ganancia" y "c2r" en porciones de señal que se forman cuando se utilizan iguales factores de amplificación, y porciones de señal que se forman debido a las diferencias entre los factores de amplificación de sub-bandas vecinas.

[0039] Ya que la primera porción de señal habrá de corresponder con la señal de sub-banda original, puede omitirse la operación respectiva.

[0040] Las porciones de señal restantes dependen de las diferencias de los factores de amplificación respectivos y solo sirve la reducción de los componentes de aliasing, como se llevará a cabo en la conversión usual r2c y c2r. Ya que los filtros respectivos no influencian la reconstrucción de señales de sub-banda sin cambio, pueden comprender longitudes considerablemente más cortas.

[0041] Subsecuentemente, se describirá el procedimiento con mayor detalle.

[0042] La parte imaginaria en la sub-banda k se calcula a partir de las muestras de sub-banda de valor real de las sub-bandas k , $k-1$ y $k+1$ para formar:

$$I_k(z) = H_m(z)X_k(z) + H_u'(z)X_{k-1}(z) + H_l'(z)X_{k+1}(z). \quad (1)$$

[0043] Las diferenciaciones entre H y H' son necesarias debido a que el duplicado de las sub-bandas tiene índices nones.

- 5 **[0044]** Si toda sub-banda se multiplica cada una por un factor de amplificación c_k , el resultado para la señal reconstruida en la sub-banda k, considerando un factor de normalización adicional de 0.5, será:

$$Y_k(z) = 0,5(c_k X_k(z) + c_k G_m(z)I_k(z) + c_{k-1} G_u'(z)I_{k-1}(z) + c_{k+1} G_l'(z)I_{k+1}(z))$$

- 10 **[0045]** Si c_{k-1} se reemplaza por $c_k + p_k$, con $p_k = c_{k-1} - c_k$, y si c_{k+1} se reemplaza por $c_k + q_k$, con $q_k = c_{k+1} - c_k$, el resultado será:

$$Y_k(z) = 0,5c_k(X_k(z) + G_m(z)I_k(z) + G_u'(z)I_{k-1}(z) + G_l'(z)I_{k+1}(z)) + 0,5(p_k G_u'(z)I_{k-1}(z) + q_k G_l'(z)I_{k+1}(z)). \quad (2)$$

- 15 **[0046]** Aquí, el primer término corresponde a la señal de sub-banda que se reconstruye cuando se utilizan los mismos factores de amplificación en todas las sub-bandas, y de esta manera es igual a la señal de sub-banda original excepto por el factor c_k y/o deberá ser como ese. Sin embargo, el segundo término representa la influencia de diferentes factores de amplificación y puede considerarse como un término de corrección para la sub-banda k del procesamiento complejo comparado con el procesamiento real. Se calcula como sigue:

20

$$C_k(z) = 0,5p_k G_u'(z)(H_m'(z)X_{k-1}(z) + H_u(z)X_{k-2}(z) + H_l(z)X_k(z)) + 0,5q_k G_l'(z)(H_m'(z)X_{k+1}(z) + H_u(z)X_k(z) + H_l(z)X_{k+2}(z)). \quad (3)$$

- 25 **[0047]** Las siguientes conexiones resultan de las características de bancos de filtros de polifase y el duplicado de las sub-bandas que tienen índices con:

$$\begin{aligned} H_m'(z) &= -H_m(z), H_l'(z) = -H_u(z), H_u'(z) = -H_l(z), \\ G_m(z) &= -H_m(z), G_u'(z) = H_l(z), G_l'(z) = H_u(z), \\ G_u'(z)H_u(z) &= H_l(z)H_u(z) \approx 0, G_l'(z)H_l(z) = H_u(z)H_l(z) \approx 0. \end{aligned} \quad (4)$$

- 30 **[0048]** Una substitución tiene el siguiente resultado:

$$C_k(z) = 0,5p_k H_l(z)(H_l(z)X_k(z) - H_m(z)X_{k-1}(z)) + 0,5q_k H_u(z)(H_u(z)X_k(z) - H_m(z)X_{k+1}(z)). \quad (5)$$

[0049] Ya que la reconstrucción no depende más de los filtros empleados con los factores de amplificación constantes sobre las sub-bandas, puede reemplazarse por más cortos, en donde un filtro producto respectivo, también puede aproximarse de manera tal que los dos términos de corrección puedan calcularse en lugar de la parte imaginaria:

5

$$L_k(z) = 0,5(H_{ll}(z)X_k(z) - H_{lm}(z)X_{k-1}(z))$$

$$U_k(z) = 0,5(H_{uu}(z)X_k(z) - H_{um}(z)X_{k+1}(z))$$

con

10

$$H_{ll}(z) \approx H_l^2(z), H_{lm}(z) \approx H_l(z)H_m(z), H_{uu}(z) \approx H_u^2(z), H_{um}(z) \approx H_u(z)H_m(z).$$

15

(6)

[0050] La señal de sub-banda deseada incluyendo la compensación por aliasing se obtiene por un traslape ponderado de la señal de sub-banda original y las dos señales de corrección:

20

$$Y_k(z) = c_k X_k(z) + p_k L_k(z) + q_k U_k(z). \quad (7)$$

[0051] Sin embargo, en realizaciones prácticas, debe mantenerse en mente que una compensación de retardo en las rutas de señal respectivas, incluyendo filtrado, habrá de introducirse en las rutas de señal sin filtrar.

[0052] El enfoque descrito también puede combinarse con la MDCT en lugar del banco de filtros empleado en EBCC.

25

[0053] Coeficientes filtro convenientes para filtros que tienen una longitud de 5 se han generado para esto. Esto corresponde a los filtros sin corte que resultan cuando secuencialmente se aplican las transformaciones y/o re-transformaciones correspondientes. Comparado con la tecnología "r2c-c2r", sin embargo el nuevo procedimiento es ventajoso ya que no genera errores aproximados, siempre que permanezca sin cambio el espectro MDCT. Con "r2c-c2r", sin embargo, resultarán errores ya que solo las dos bandas vecinas respectivas se consideran en la aproximación.

30

[0054] Los espectros de señal resultantes para un tono seno que está al 10% sobre un límite de banda, muestran que los componentes de aliasing también se reducirán muy eficientemente en conexión con MDCT. Aquí, también, la banda vecina se ha atenuado en 10 dB.

35

[0055] De esta manera, las funciones ecualizadoras y/o los procedimientos de supresión de eco, pueden integrarse directamente en un decodificador de audio, tal como por ejemplo, MPEG-AAC, por MDCT inversa antes de re-transformación.

40

[0056] La Figura 8 muestra una ilustración esquemática de las operaciones de filtro para real a complejo (r2c) y complejo a real (c2r). El componente imaginario l_k de la banda x_k se genera por una señal de sub-banda x_{k-1} filtrada por el filtro H'_u y por la señal de sub-banda de la sub-banda x_{k+1} generada por el filtro H'_l . Además, un componente de la señal de sub-banda x_k filtrado por el filtro H_m contribuye al componente imaginario l_k . Debido a que la porción de la señal de sub-banda x_{k-1} sobre-puesta por el filtro k tiene una característica de paso bajo, el filtro H'_u es un filtro de paso bajo. En analogía, la porción de la señal de sub-banda superior x_{k+1} superpuesta por el filtro para x_k es una señal de paso alto, de manera tal que H'_l es un filtro de paso alto. Como ya se ha explicado, H y H' se diferencian

para considerar el duplicado de las sub-bandas que tienen índices pares. Esta inflexión de H y H' se ilustra en la Figura 9 para las partes imaginarias de las sub-bandas l_{k+2} a l_{k-2} . Además, el índice "m" representa "medio" y se refiere a la contribución de la señal de sub-banda central. Además, el índice "1" representa "bajo" y considera la contribución de la sub-banda inferior mostrada en la Figura 8 a la sub-banda actual, es decir la sub-banda que tiene un índice inferior por 1. En analogía, "u" representa "superior" y se refiere a la contribución de la sub-banda ilustrada en la parte superior de la Figura 8 para la sub-banda actual, es decir a las sub-bandas que tienen un índice superior por 1.

[0057] Los filtros de síntesis G correspondientes a los filtros de análisis individual H , se ilustran en la Figura 8. G_l tiene una característica de paso alto, mientras que G_u tiene una característica de paso bajo. De esta manera, como se ha descrito previamente, el producto de G_u y H_u es el mismo que el producto de H_l y H_u o el producto de G_l y H_l es el mismo que el producto de H_u y H_l y casi igual a 0, ya que aquí un filtro de paso alto respectivo se multiplica por un filtro de paso bajo y la respuesta de frecuencia resultante de un filtro de paso alto y un filtro de paso bajo tienen frecuencias de corte similares igual a 0 y/o se aproximan a 0. Incluso para casos en donde las frecuencias de corte no son idénticas pero están separadas, la respuesta de frecuencia resultante es igual a 0. Si la frecuencia de corte de filtro de paso bajo es menor que la frecuencia de corte del filtro de paso alto, la respuesta de frecuencia resultante también será igual a 0. Solo en el caso en donde la frecuencia de corte del filtro de paso bajo es superior a la frecuencia de corte del filtro de paso alto, la aproximación dada anteriormente no se mantendrá verdadera. Sin embargo, esta situación no ocurre en bancos de filtros de polifases típicos y/o si ocurre, solo resultará en ligeras interferencias que resultan en un término de corrección algo más impreciso. Debido al hecho de que el término de corrección preferentemente se pondera por la diferencia de los dos factores de ponderación involucrados, este error también disminuirá con una diferencia decreciente.

[0058] La Figura 3 muestra una ilustración esquemática de los filtros preferidos derivados anteriores, que se implementan por el determinador de término de corrección de la invención 12. Será evidente de la Figura 3a que todo el dispositivo incluye una parte de filtro 30 y una parte de ponderación 31. El ponderador 10 de la Figura 1 simbolizado en la parte de ponderación 31 de la Figura 3a por c_k está en la parte de ponderación 31. El combinador 13 de la Figura 1 corresponde al sumador 13 en la Figura 3a. El determinador del término de corrección 12 incluye las acciones de filtro con los cuatro filtros H_{lm} , H_{ll} , H_{uu} y H_{um} . Además, el determinador de término de corrección también incluye la ponderación de los términos de corrección no ponderados L_k y U_k por la diferencia de los dos factores de ponderación respectivos involucrados, i.e. por q_k y p_k , respectivamente como se indica en la parte de ponderación 31. Una implementación más detallada de la parte de filtro de la Figura 3a, se ilustra en la Figura 3b. La señal de sub-banda x_{k-1} se alimenta al filtro de paso bajo H_{lm} 32. Además, la señal de sub-banda x_k se alimenta al filtro de paso bajo H_{ll} 33. Además, la señal de sub-banda x_k se alimenta al filtro de paso alto H_{uu} 34 y además, la siguiente señal de sub-banda x_{k+1} se alimenta al filtro H_{um} 35 que también puede implementarse como un filtro de paso alto. Las señales de salida de los filtros 32 y 33 se combinan en un sumador 34 y representan un primer término de corrección no ponderado l_k . Adicionalmente, las señales de salida de los filtros 34 y 35 se agregan en un sumador 35 y representan un segundo término de corrección no ponderado u_k . Además, el retardo de los filtros que ocurre cuando los filtros se implementan como filtros digitales, es decir filtros FIR o IIR, se considera para la señal de sub-banda x_k que se pondera por el factor de ponderación c_k que se proporciona para esta señal de sub-banda. Esta consideración de retrasos de los filtros 33 a 35 se lleva a cabo en una etapa de retardo 38 y puede ocurrir antes o después de ponderación. Para que esta implementación logre máxima calidad, se prefiere que todas las longitudes de filtro 32, 33, 34, 35 sean idénticas y que el retardo 38 sea ajustado a la longitud de filtro de los filtros 32 a 35. Si, por ejemplo, los filtros 32 a 35 tienen cada uno una longitud de filtro de 11, el retardo 38 tiene que proporcionar una magnitud de retraso de cinco muestras de señal de sub-banda.

[0059] Mientras que las Figuras 3a y 3b ilustran la situación en donde los filtros 32, 33, 34, 35 se representan como filtros producto, es decir como filtros para calcular los términos l_k , u_k que entonces solo tendrán que ser ponderados, las Figuras 3c y 3d muestran una realización de una implementación de la presente invención, en donde el término de corrección no se calcula por 4 filtros de producto, sino en resumen 6 filtros individuales 320, 330, 340, 350, 381, 382.

[0060] Como se ilustra en particular en la Figura 3c, la señal L_k se calcula al filtrar X_{k-1} por el filtro H_m y al agregar la señal filtrada X_k que se ha filtrado por H_l . De nuevo, el factor de normalización de 0.5 se ha introducido. Este factor de normalización, sin embargo puede omitirse, como es el caso en la primera realización, o se ajusta a un valor diferente, incluyendo 1. Además, el otro componente U_k se calcula al filtrar X_k por H_u , en donde $X_{k+1} \cdot H_m$ se substrahe de $X_k \cdot H_u$. En contraste a las ecuaciones mostradas bajo la Figura 3a, en donde los productos ya se han considerado en los filtros, las señales en la Figura 3c se filtran individualmente. Los resultados L_k y U_k entonces, como se ilustra en la Figura 3a, se ponderan por p_k y q_k , respectivamente. Además de esta ponderación, se realiza el filtrado por H_l y H_u .

[0061] En contraste a la Figura 3a, hay una primer parte de filtro y adicionalmente una segunda parte de filtro que pueden ser integradas y/o combinadas con la parte de ponderación. Los factores de ponderación de esta manera ya se han considerado en los coeficientes de filtro o pueden aplicarse por separado antes o después de filtrar por el filtro digital H_l y/o H_u . De esta manera, los retrasos z^{-d} consideran el retraso provocado por el filtrado en la primer parte de filtro de los dos componentes X_{k-1} y/o X_{k+1} y adicionalmente consideran los retrasos en la segunda parte de filtro provocada por el filtrado de L_k y/o U_k que se filtran por los filtros H_l y/o H_u .

[0062] Aunque, dependiendo del banco de filtros implementado, pueden utilizarse cualesquiera características de filtro para los filtros H_n , H_l , H_u , se prefiere utilizar un filtro de paso bajo para H_l , se prefiere utilizar un filtro de paso alto para H_u y/o también se prefiere utilizar un filtro de paso de banda para H_m . El filtro H_l tiene una forma similar a la Figura 10, ya que H_{ll} 100 en la Figura 10, es igual al cuadrado del filtro H_l . El filtro H_u implementado como un filtro de paso alto, resulta al duplicar la parte izquierda en la Figura 10 en un eje vertical en $\pi/2$, es decir aproximadamente al centro de la Figura 10. El filtro H_{lm} que no está más en la Figura 3c, ya que es un filtro producto de un filtro de paso de banda y un filtro de paso bajo, puede duplicarse en la línea en $\pi/2$ para obtener el filtro H_{um} 35 en la Figura 3b, aunque este filtro de producto en una forma ensamblada, no está más en la Figura 3c, pero primero se calcula implícitamente antes que combinar los componentes por el combinador 13.

[0063] Mientras que en la Figura 3b, el determinador de término corrección 12 de la Figura 3a, se implementa por la parte de filtro 30 y la ponderación de los componentes L_k , U_k por los factores de ponderación p_k y q_k , la determinación de término de corrección de acuerdo con las Figuras 3c y 3d se lleva a cabo en un tipo de etapa de doble filtro, en donde al principio, las señales L_k , U_k a la salida de los sumadores 360 y/o 370 se calcula, sin utilizar filtros producto, pero utilizando los filtros individuales, en donde en la segunda parte de filtro, la ponderación por p_k y/o q_k se realiza entonces con subsecuente filtrado individual.

[0064] La ponderación de la señal de sub-banda X_k por el ponderador 10, sin embargo, se lleva a cabo en la Figura 3d como en la Figura 3a.

[0065] En la realización mostrada en la Figura 3c y la Figura 3d o puesto en general, los dos filtros no se unen para formar un filtro producto. Por el contrario, se implementan como filtros individuales. Incluso si no hay unificación en el filtro producto, hay – aparte de la implementación –, todavía la ventaja de longitudes de filtro más cortas. De esta manera, el retraso comparado con un re-cálculo directo de real a complejo y/o complejo a real, se reduce. El arqueado sobre los filtros en los bloques 320, 330, 340, 350, 381, 382 significa que los filtros, como se indica esquemáticamente en la Figura 10 para los filtros de producto, se reduce en sus longitudes de filtro, en comparación con un filtro de sub-banda de un banco de filtros normal. Se prefieren utilizar longitudes de filtro que son más pequeñas que una longitud de filtro de un filtro de sub-banda, para generar las señales de sub-banda X_{k-1} , X_k y/o X_{k+1} . Además, se prefiere que las longitudes de filtro de los filtros h_u , h_m , h_l después de la aproximación, es decir después de recorte estén, como en el otro caso, cuando más a 50% de la longitud de un filtro que se ha utilizado para generar una señal de sub-banda aplicando varios de estos filtros en un banco de filtros de sub-banda.

[0066] Preferentemente, longitudes de filtro <21 se prefieren, en donde el retraso de estos filtros es <10 . La implementación mostrada en la Figura 3d proporciona en comparación con la implementación mostrada en las Figuras 3a y b, ventajas con factores de atenuación variables rápidamente en tiempo. Con respecto a la forma de tiempo, la implementación mostrada en la Figura 3d es más similar a la implementación real/complejo-complejo/real, mientras que en la realización de filtro de producto, no se lleva a cabo más filtrado después de aplicar los factores de amplificación.

[0067] Independientemente de si se elige una realización con filtros recortados individuales o un resumen con filtros productos, bancos de filtros real rápidos con reducido aliasing se implementan de acuerdo con la invención. En realizaciones especialmente preferidas, las longitudes de filtro en la Figura 3d incluso se reducen en comparación con las longitudes de filtro en la Figura 3b, ya que todo el cálculo en la Figura 3d tiene un retraso similar a todo el cálculo en la Figura 3b. Una implementación similar a la Figura 3b, entonces en la Figura 3d será para los filtros en la primer parte de filtro, para tener una de filtro de 7 coeficientes, que corresponde a una magnitud de retraso de 3 muestras de una señal de sub-banda. En este caso, el segundo retraso 383 y/o los filtros subsecuentes 381, 382, por ejemplo, tendrán una longitud de filtro de 4 para implementar un retraso de 2. Se señala aquí que filtros algo más largos o algo más cortos y/o una implementación en la Figura 3d también logrará ventajas cuando el retraso total es algo mayor que el retraso de filtro de producto de la Figura 3b.

[0068] La Figura 4 muestra el uso del dispositivo para ponderación descrito en las Figuras 1 a 3d, en un banco de filtros de análisis y/o banco de filtros de síntesis. Se vuelve evidente de la Figura 4 que por cada canal de filtros 0 a N-1, un dispositivo como se ilustra en la Figura 1, es necesario. Preferentemente, sin embargo, todo dispositivo para

procesamiento tiene, cuando se implementa como en la Figura 3b, los mismos cuatro filtros 32 a 35 de manera tal que solo los mismos cuatro filtros tengan que calcularse y/u optimizarse independientemente del número de señales de sub-banda y/o canales de filtro de un banco de filtros de análisis/síntesis.

[0069] El cálculo actual de los filtros puede realizarse ya sea por un cálculo directo desde los filtros prototipo de análisis/síntesis o por una optimización numérica que típicamente se lleva a cabo en una forma auxiliada por computadora. En esta optimización numérica de filtros 32 a 35, una longitud de filtro esta preajustada de manera tal que un conjunto de filtros para longitudes de filtros diferentes, puede obtenerse. Como en particular se ilustra en la Figura 10, la característica de paso bajo marcada se obtiene para el filtro con la función de transferencia de filtro 100, es decir H_{ll} , o para el filtro con la función de transferencia de filtro 100, es decir H_{lm} . Sin embargo, puede verse que este filtro o estos filtros con una atenuación muy marcada en la región de bloqueo, pueden aproximarse por filtros considerablemente más cortos, es decir por los filtros 102 o 103. Los filtros 102 y 103 tienen una longitud de filtro de solo 11 y de esta manera se aproximan a los filtros 100 y 101. Sin embargo, puede verse que en la región de bajas frecuencias, las desviaciones son muy bajas y solo aumentan a frecuencias superiores. Sin embargo, por otra parte, una atenuación de bloqueo mayor a 40 dB se asegura por los filtros 102 y 103 de manera tal que estos filtros muy cortos ya provocan buena supresión de aliasing.

[0070] La Figura 11 muestra una respuesta del banco de filtros para un impulso en la posición 8 en un periodo de muestra de sub-banda. Un banco de filtros real proporciona una forma indicada en 110. Un banco de filtros complejo proporciona una forma indicada en 112. Un banco de filtros real incluyendo corrección de acuerdo a la presente invención, proporciona la forma indicada en 111. Puede verse que el banco de filtros real incluyendo corrección, tiene casi la misma forma que el banco de filtros complejo, sin embargo puede ser implementado en forma considerablemente más económica. Solo directamente en el límite de banda entre $k-1$ y k el banco de filtros real incluyendo la corrección, exhibe una forma ondulada, que puede atribuirse al hecho de que solo longitudes de filtro de 11, como se ilustra en la Figura 10, en lugar de filtros completos, como se ilustró en la Figura 10, se utilizan. Es aparente que la desviación entre el banco de filtros real incluyendo la corrección y el banco de filtros complejos que es resistente a aliasing es despreciable, aunque ya se utilizan filtros cortos 32 a 35 de la Figura 3b. La desviación entre las formas 111 y 112 se vuelve mayor con longitudes de filtro más cortas sin embargo para una variación optimizada por retardo, longitudes de filtro menores a 5 pueden emplearse, en donde la desviación entre las curvas 111 y 112 todavía permanece razonable.

[0071] Subsecuentemente, una respuesta de banco de filtros cuando se considera un tono seno a 1% sobre el límite de banda, se ilustra en la Figura 12. La señal de alimentación 121 representa el tono seno. Un banco de filtros real proporcionara aliasing, como se ilustra por una curva 122. El aliasing se vuelve notable por el "pico secundario" 125, en donde este pico secundario se provoca por el hecho de que las bandas vecinas $k-1$ y k se han ponderado por diferentes factores de ponderación. De nuevo, es aparente que el banco de filtros complejo no tiene este pico secundario, es decir no genera dicho aliasing, y que el banco de filtros complejo es aproximado en forma óptima por un banco de filtros real incluyendo corrección, en donde una desviación del banco de filtros real al banco de filtros complejo solo está en la región 126. El banco de filtros real proporciona una mayor atenuación que el banco de filtros complejo que a su vez puede atribuirse al hecho de que las longitudes de filtro de los filtros 32 a 35, se han recortado 11.

[0072] Hay que destacar que en el ejemplo en la Figura 12, y en los ejemplos en las Figuras 13, 14, 15, 16, 17, siempre ha habido una atenuación de una sub-banda por 20 dB en comparación con la otra sub-banda.

[0073] La Figura 13 muestra un caso similar a la Figura 12, sin embargo con un tono seno a 5% sobre el límite de banda. De nuevo, un banco de filtros real generará el pico secundario 125. Este pico secundario, sin embargo, se atenúa casi por completo por el banco de filtros real incluyendo la corrección 124. Solo una muy pequeña desviación en 127 se verá. Cuando se reduce a longitud de filtro de los filtros 32 a 35, este pico 127 continuará aumentando. Incluso con filtros degenerados, es decir filtros que solo realizan ponderación por un factor de ponderación, el pico 127 todavía será menor que el pico secundario 125. Por una ponderación de la invención los bancos filtrados por la diferencia de dos factores de ponderación, sin embargo, al menos para el caso de factores de ponderación idénticos o casi idénticos, casi no se introducirá de hecho interferencia a pesar del filtrado más bien rudimentario por filtros degenerados.

[0074] La Figura 14, la Figura 15, la Figura 16 y la Figura 17 muestra escenarios similares, en donde el tono seno, sin embargo, esta en una distancia aún mayor al limite de banda. Todas las imágenes claramente muestran el componente de aliasing que se generara por el banco de filtros real si no se realiza corrección de la invención. Además, todas las imágenes muestran incluso desviaciones menores en 127 entre el banco de filtros real incluyendo corrección de acuerdo con la presente invención y un banco de filtros complejo resistente a aliasing 123.

[0075] La Figura 18 muestra un escenario similar al de las Figuras 12 a 17, sin embargo para una transformada en la forma de una MDCT. De nuevo, puede reconocerse el claro componente de aliasing 125, que ocurre a una frecuencia de 127.88. Mediante la corrección de la invención, es decir por filtrado correspondiente a coeficientes MDCT de picos MDCT sucesivos por los filtros 32 a 35, el componente de aliasing se reduce excepto por la pequeña desviación en 127 en la Figura 18. Si longitudes de filtro de 11 se utilizan por los filtros 32 a 35, todo el conjunto solo se ajustará alrededor del espectro de 10 MDCT. De esta manera, en la implementación de las Figuras 3a y 3b, es necesario un retraso de 5 bloques de MDCT hasta que se generan valores de salida sensibles.

[0076] Preferentemente, el determinador de término de corrección 12 se implementa para generar el término de corrección en función de una diferencia entre el factor de ponderación c_k de la señal de sub-banda y el otro factor de ponderación c_l para la otra señal de sub-banda x_l .

[0077] Preferentemente, el determinador de término de corrección 12 se implementa para determinar el término de corrección en función de la señal de sub-banda x_k .

[0078] Preferentemente, el determinador de término de corrección se implementa para calcular el término de corrección como una combinación lineal de la señal de sub-banda filtrada por un primer filtro 33 y la otra señal de sub-banda x_{k-1} filtrada por otro filtro 32, siendo los filtros 32, 33 son filtros de paso bajo o filtros de paso alto que tienen una longitud de filtro entre 1 y 20.

[0079] Preferentemente, en el que los términos de corrección no ponderados L_k y U_k se calculan como sigue:

$$L_k(z) = A_1(H_{ll}(z)X_k(z) - H_{lm}(z)X_{k-1}(z))$$

$$U_k(z) = A_2(H_{uu}(z)X_k(z) - H_{um}(z)X_{k+1}(z))$$

[0080] A_1 y A_2 son factores, H_{ll} representa un primer filtro de paso bajo 33, H_{lm} representa un segundo filtro de paso bajo, H_{uu} que representa un primer filtro de paso alto 34, y H_{um} representa un segundo filtro de paso alto 35.

[0081] Preferentemente, una frecuencia de corte de los filtros de paso alto 34, 35 es mayor que o igual a una frecuencia de corte de los filtros de paso bajo 32, 33.

[0082] Preferentemente, el banco de filtros de análisis puede implementarse por una transformada de un bloque de muestras a muestras espectrales que comprenden coeficientes espectrales del mismo índice de frecuencia de una secuencia de representaciones espectrales sucesivas.

[0083] Preferentemente, el banco de filtros de análisis 50 es un banco de filtros decimado que comprende filtros que se pueden describir por modulación de un filtro prototipo.

[0084] Preferentemente, una señal de sub-banda es una señal que tiene varias muestras, muestras N/M que se generan por cada señal de una cantidad de valores N de la señal de tiempo discreta, M es un número de señal de sub-banda generado por el banco de filtros de análisis.

[0085] Preferentemente, los términos de corrección no ponderados L_k y U_k se calculan utilizando las siguientes ecuaciones:

$$L_k' = (H_l'X_k - H_m'X_{k-1})A_1$$

$$U_k' = (X_kH_u - H_m'X_{k+1})A_2$$

[0086] A_1 , A_2 son factores constantes, H_m , H_l , H_u representan los filtros, el filtro H_l 330 comprende una característica de paso bajo, y el filtro H_u 340 comprende una característica de paso alto.

[0087] Preferentemente, el filtro H_m 320, 350 tiene una característica de banda de paso.

[0088] Preferentemente, los términos de corrección no ponderados L_k y U_k , se calculan utilizando las siguientes ecuaciones:

$$L_k = L_k' \cdot H_l$$

$$U_k = U_k' \cdot H_u$$

[0089] H_l es un filtro de paso bajo, H_u es un filtro de paso alto y L_k' y U_k' son señales intermedias.

5 **[0090]** Preferentemente, el determinador de término de corrección 12 comprende filtros 32, 33, 34, 35; 320, 330, 340, 350, 381, 383, 382 que comprenden una longitud de filtro que es menor que una longitud de filtro de un filtro de sub-banda, para generar la señal de sub-banda x_k o la otra señal de sub-banda x_1 .

[0091] Preferentemente, el determinador de término de corrección 12 comprende filtros 32, 33, 34, 35; 320, 330, 340, 350, 381, 383, 382 que tienen una longitud de filtro que se elige de manera tal que un retraso de un filtro es menor que 10 muestras de señal de sub-banda de la señal de sub-banda x_k o la otra señal de sub-banda x_1 .

10 **[0092]** Preferentemente, el determinador de término de corrección 12 solo comprende filtros de los cuales la longitud de filtro se elige de manera tal que un retraso de todo filtro es menor que 6 valores de la señal de sub-banda x_k o la otra señal de sub-banda x_1 .

15 **[0093]** Dependiendo de las circunstancias, el procedimiento de la invención puede implementarse ya sea en equipo físico o soporte lógico o programas. La implementación puede ser en un medio de almacenamiento digital, en particular en un disco o un CD que tiene señales de control que pueden ser leídas electrónicamente, que pueden cooperar con un sistema de computadora programable, de manera tal que el procedimiento correspondiente se realice. En general, la invención de esta manera también está en un producto programa de computadora que tiene un código de programa que se almacena en un portador legible por máquina para realizar el procedimiento de la invención cuando el producto de programa de computadora se ejecuta en una computadora. Dicho en forma
20 diferente, la invención de esta manera también puede lograrse como un programa de computadora que tiene un código de programa para realizar el procedimiento, cuando el producto de programa de computadora se ejecuta en una computadora.

REIVINDICACIONES

1. Dispositivo para procesar una señal de sub-banda real (x_k) de una pluralidad de señales de sub-banda reales que son una representación de una señal de tiempo discreta real $x(n)$ generada por un banco de filtros de análisis (50), que comprende:
 - 5 un ponderador (10) para ponderar la señal de sub-banda (x_k) por un factor de ponderación (c_k) determinado para la señal de sub-banda para obtener una señal de sub-banda de ponderada (11);
un determinador de término de corrección (12), para calcular un término de corrección, estando el determinador de término de corrección implementado para calcular el término de corrección utilizando al menos otra señal de sub-banda vecina (x_i) y utilizando otro factor de ponderación (c_i) que se proporciona para la otra señal de sub-banda (x_i),
10 siendo el otro factor de ponderación (c_i) diferente del factor de ponderación (c_k); y
un combinador (13) para combinar la señal de sub-banda ponderada y el término de corrección para obtener una señal de sub-banda corregida (y_k);
en el que el determinador del término de corrección está implementado para calcular el término de corrección como combinación lineal de la señal de sub-banda (x_k) filtrada por un primer filtro (33) y al menos otra señal de sub-banda
15 filtrada por otro filtro;
en el que el determinador de término de corrección está implementado para calcular el término de corrección en función de una diferencia entre el factor de ponderación (c_k) de la señal de sub-banda y el otro factor de ponderación para la otra señal de sub-banda vecina (x_i).
 2. Dispositivo según la reivindicación 1, en el que el determinador de término de corrección (12) se implementa para utilizar como la otra señal de sub-banda (X_C), una señal de sub-banda (x_{k+1} , x_{k-1}) de la pluralidad de señales de sub-banda que tienen un índice de intervalo de frecuencias diferente de un índice de intervalo de frecuencias de la señal de sub-banda (x_k) de "1".
 3. El dispositivo según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el determinador de término de corrección (12), se implementa para determinar otro término de corrección (12b) que es función de una tercera señal de sub-banda (x_{k-1}) y de un tercer factor de ponderación (c_{k-1}) asociado a la tercera señal de sub-banda (x_{k-1}), siendo
25 el tercer factor de ponderación (c_{k-1}) diferente del factor de ponderación (c_k).
 4. Dispositivo según la reivindicación 3, en el que el combinador (13) se implementa para combinar el otro término de corrección y la señal de sub-banda ponderada (11).
 5. El dispositivo según cualquiera de las reivindicaciones 4 o 5, en el que el determinador de término de corrección (12) se implementa para utilizar, como tercera señal de sub-banda, una señal de sub-banda que tiene un índice de intervalo de frecuencias diferente de un índice de intervalo de frecuencias de la señal de sub-banda (x_k) y de un índice de intervalo de frecuencias ($k+1$) de la otra señal de sub-banda (x_{k+1}).
 6. Dispositivo según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el determinador de término de corrección se implementa para calcular un término de corrección no ponderado en función de la otra señal de sub-banda (x_i), y para ponderar el término de corrección no ponderado por una diferencia entre el factor de ponderación (c_k) para la
35 señal de sub-banda y el factor de ponderación (c_i) para la otra señal de sub-banda (x_i).
 7. El dispositivo según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el determinador de término de corrección (12) se implementa para calcular el término de corrección (KT) de acuerdo con la siguiente ecuación:
$$KT = p_k L_k(z) + q_k U_k(z),$$

40 p_k es igual a una diferencia entre el factor de ponderación c_{k-1} para una señal de sub-banda vecina x_{k-1} y el factor de ponderación c_k de la señal de sub-banda x_k , q_k es una diferencia entre otra señal de sub-banda vecina x_{k+1} y el factor de ponderación c_k de la señal de sub-banda x_k , L_k es un término de corrección no ponderado de la señal de sub-banda vecina x_{k-1} , y U_k es un término de corrección no ponderado provocado por otra señal de sub-banda vecina x_{k+1} .
 8. Dispositivo según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el combinador está implementado para realizar una suma de la señal de sub-banda ponderada y el término de corrección.

9. Dispositivo según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, porque además comprende:

medios para proporcionar los diferentes factores de ponderación asociados con las señales de sub-banda, estando los medios para proporcionar (55) implementados para determinar los varios factores de ponderación debidos a una función ecualizadora o supresión de eco o extensión de ancho de banda o a una codificación de múltiples canales paramétrica.

10. Procedimiento para procesar una señal de sub-banda real (x_k) de una pluralidad de señales de sub-banda real que son una representación de una señal de tiempo discreta real $x(n)$, generada por un banco de filtros de análisis (50) que comprende las etapas de:

ponderar (10) la señal de sub-banda (x_k) por un factor de ponderación (c_k) determinado para la señal de sub-banda, para obtener una señal de sub-banda ponderada (11);

calcular (12) un término de corrección utilizando al menos otra señal de sub-banda (x_i) y utilizando otro factor de ponderación (c_i) que se proporciona para la otra señal de sub-banda (x_i), el otro factor de ponderación (c_i) difiere del factor de ponderación (c_k); y

combinar (13) la señal de sub-banda ponderada y el término de corrección, para obtener una señal de sub-banda corregida (y_k);

en el que el término de corrección está implementado se calcula como combinación lineal de la señal de sub-banda (x_k) filtrada por un primer filtro (33) y al menos otra señal de sub-banda filtrada por otro filtro;

en el que el término de corrección se calcula en función de una diferencia entre el factor de ponderación (c_k) de la señal de sub-banda y el otro factor de ponderación para la otra señal de sub-banda vecina.

11. Banco de filtros de análisis, que comprende:

medios (50) para generar una pluralidad de señales de sub-banda a partir de una señal de tiempo discreto; y

un dispositivo para procesar según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 9 para cada señal de sub-banda, para obtener señales de sub-banda procesadas.

12. Banco de filtros de síntesis, que comprende:

por cada señal de sub-banda de una pluralidad de señales de sub-banda que se han generado por un banco de filtros de análisis, un dispositivo según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 9, para obtener señales de sub-banda procesadas; y

una pluralidad de filtros de síntesis (51) para filtrar las señales de sub-banda procesadas para obtener señales de sub-banda filtradas por síntesis y

un sumador (58), para sumar las señales de sub-bandas filtradas para obtener una señal de tiempo discreto.

13. Procedimiento para filtrar una señal de tiempo discreta, que comprende las etapas de:

generar (50) una pluralidad de señales de sub-banda a partir de una señal de tiempo discreto; y

por cada señal de sub-banda, procesar la señal de sub-banda por un procedimiento según la reivindicación 10, para obtener señales de sub-banda procesadas.

14. Procedimiento para sintetizar una señal, que comprende las etapas de:

por cada señal de sub-banda de una pluralidad de señales de sub-banda que se han generado por un banco de filtros de análisis, procesar la señal de sub-banda por un procedimiento según la reivindicación 10, para obtener señales de sub-banda procesadas; y

filtrado mediante síntesis (51) de las señales de sub-banda procesadas para obtener señales de sub-banda filtradas por síntesis; y

sumar (58) las señales de sub-bandas filtradas para obtener una señal sintetizada.

15. Programa de computadora que comprende un código de programa para ejecutar el procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 10, 13 o 14, cuando el programa de computadora se ejecuta en una computadora.

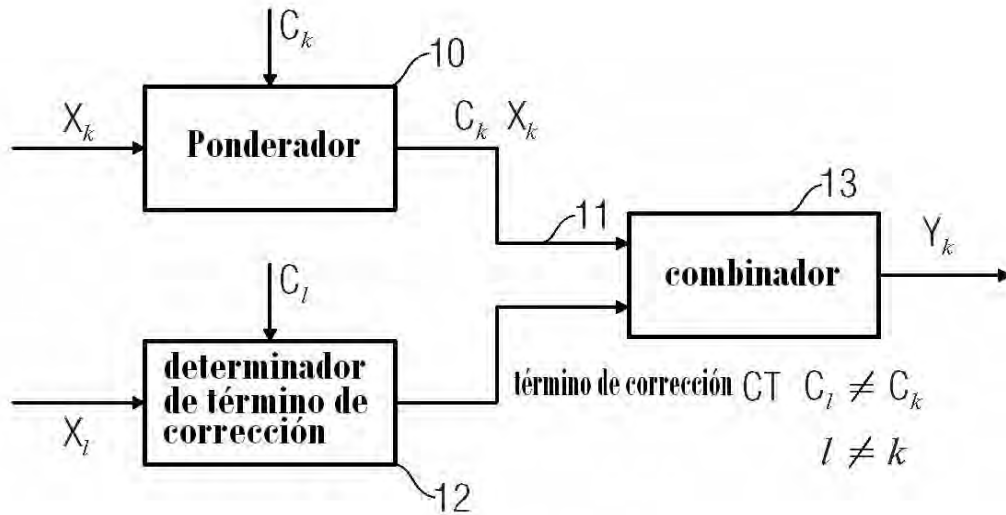


FIG 1

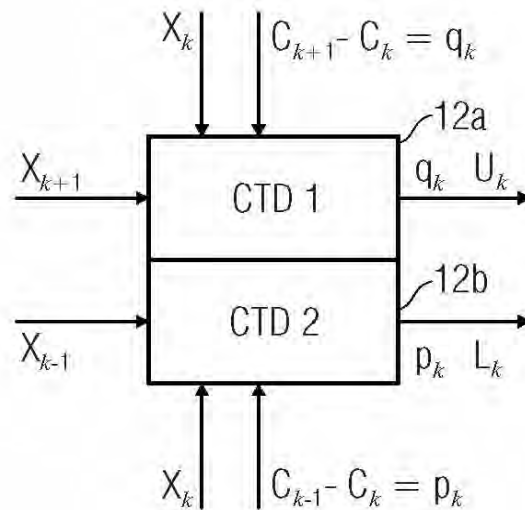
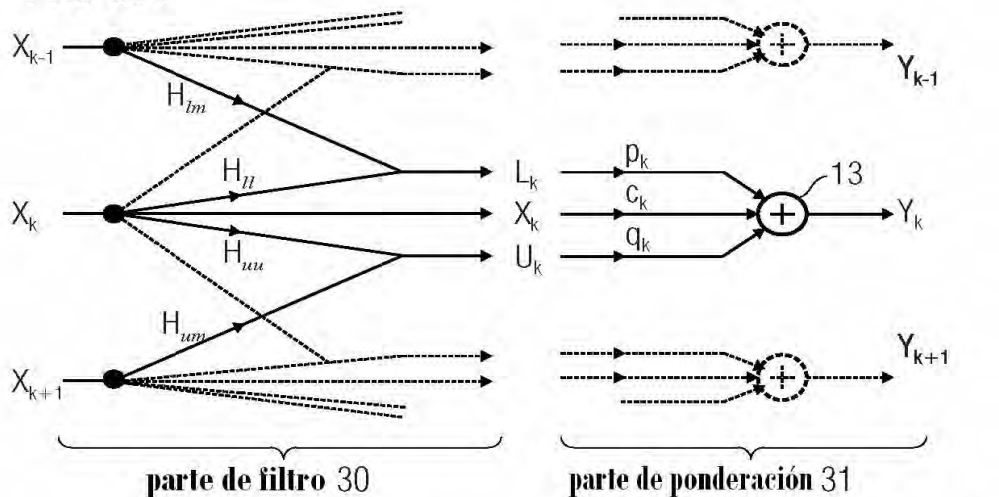


FIG 2

FIG 3A

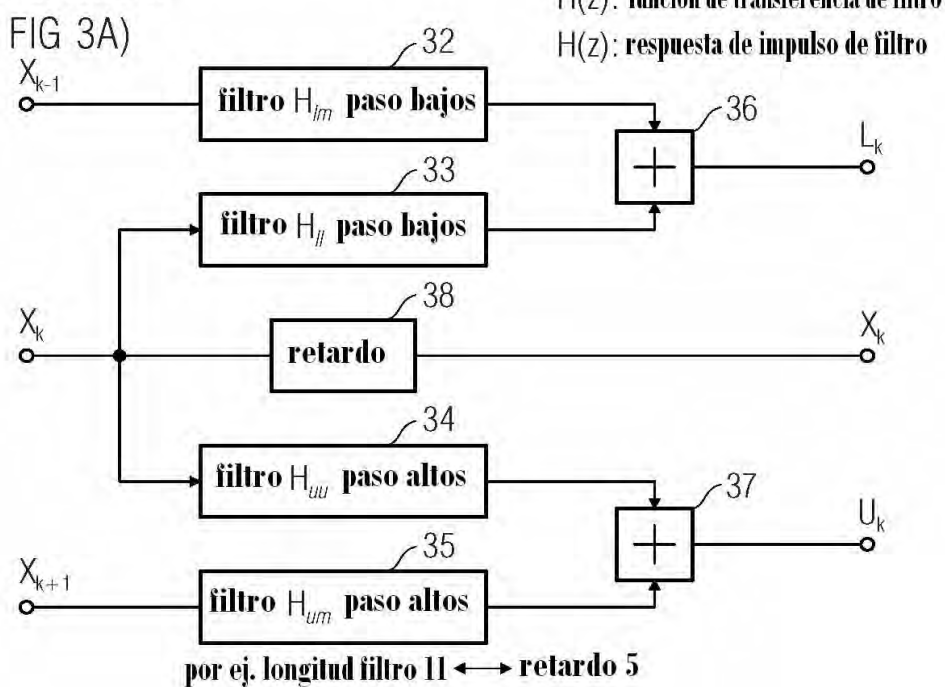


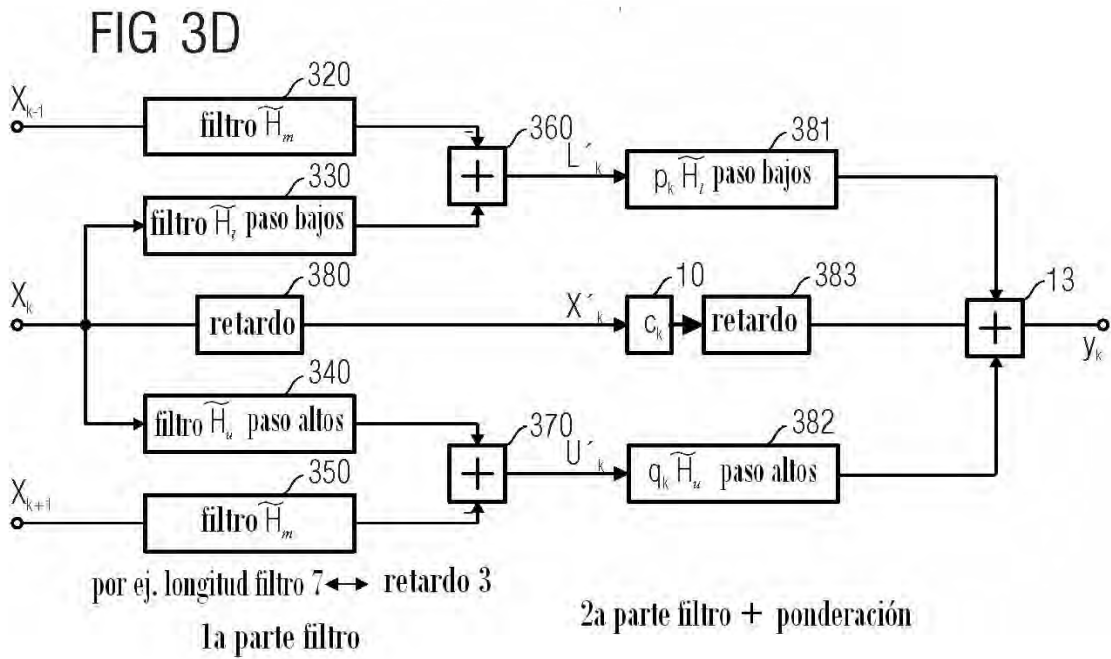
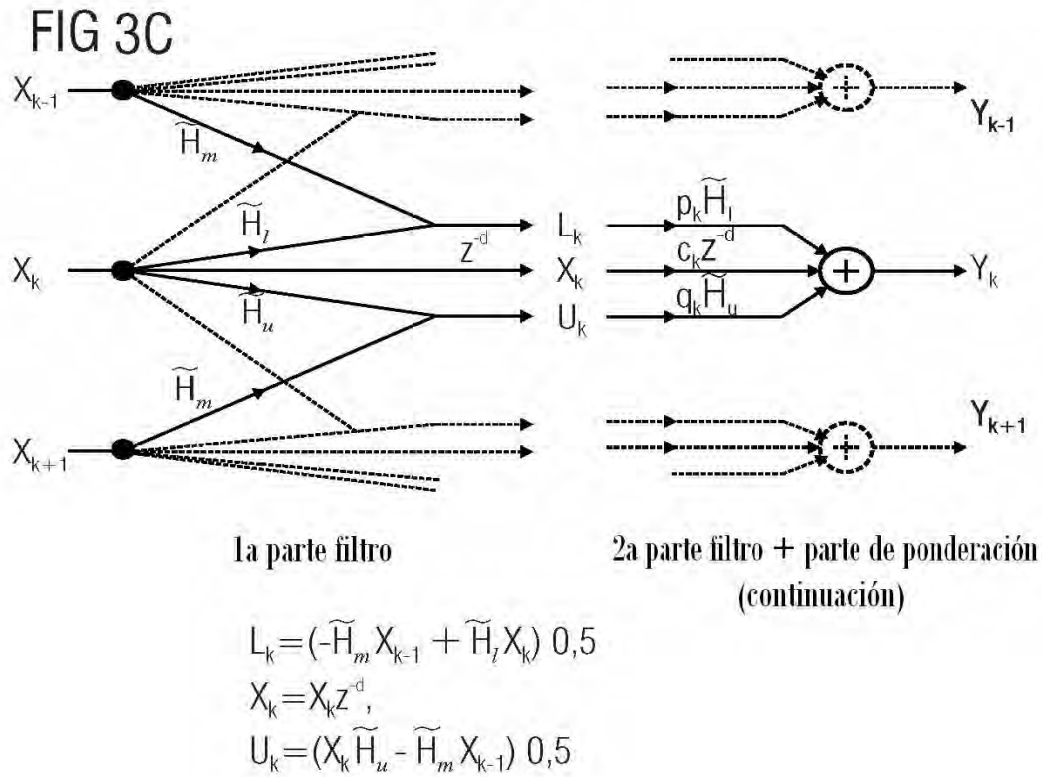
$$L_k(z) = 0,5(H_{ll}(z)X_k(z) - H_{lm}(z)X_{k-1}(z)), \quad p_k = c_{k-1} - c_k$$

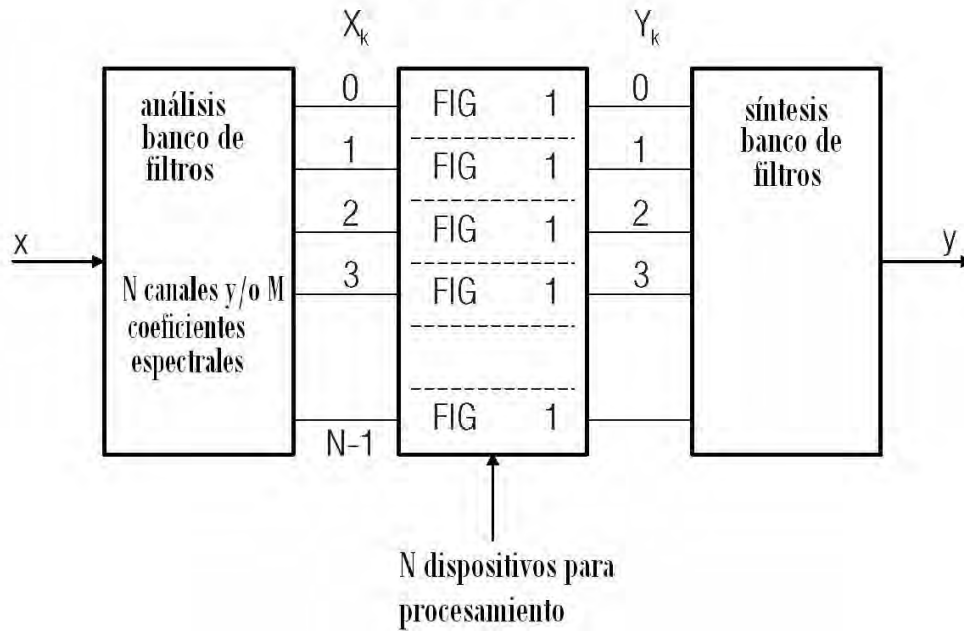
$$U_k(z) = 0,5(H_{uu}(z)X_k(z) - H_{um}(z)X_{k+1}(z)), \quad q_k = c_{k+1} - c_k$$

con $H_{ll}(z) = H_l^2(z)$, $H_{lm}(z) = H_l(z)H_m(z)$, $H_{uu}(z) = H_u^2(z)$, $H_{um}(z) = H_u(z)H_m(z)$.

FIG 3B
(parte de filtro de







X_k : muestras de sub-banda o secuencia de coeficientes espectrales de igual frecuencia de bloques de transformadas sucesivos (por ej. MDCT)

FIG 4

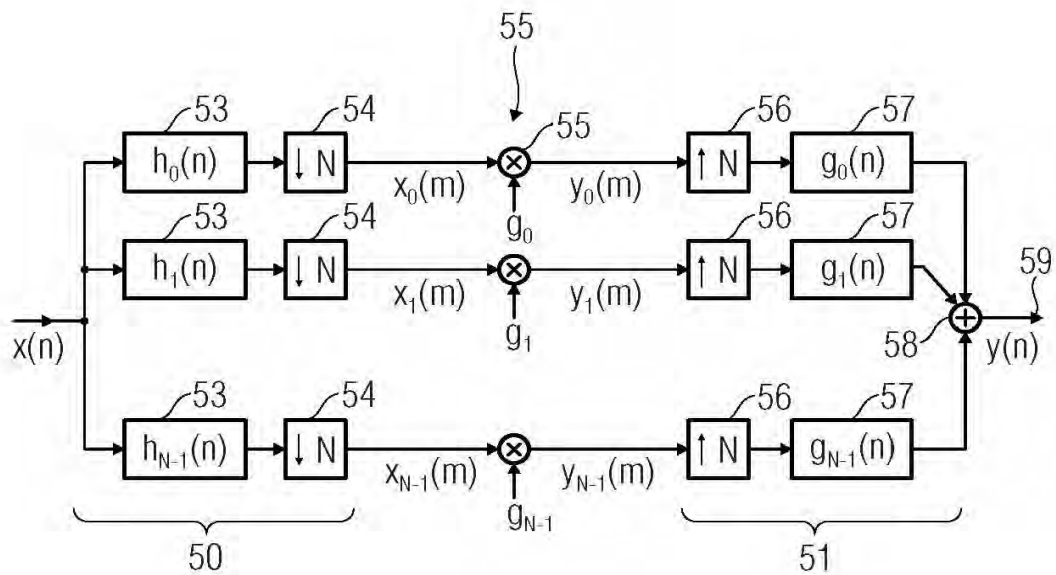


FIG 5
21

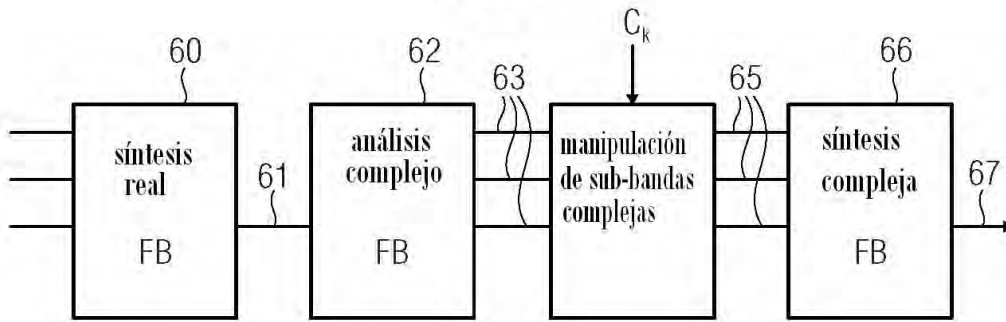


FIG 6

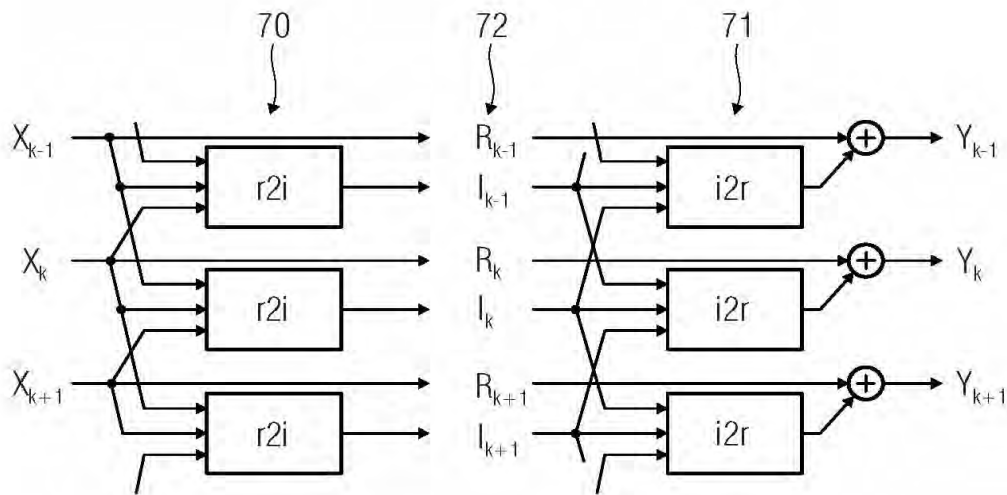


FIG 7

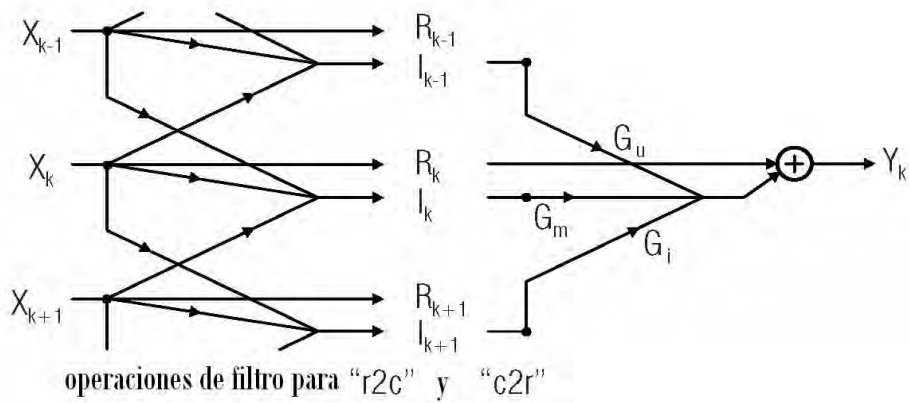
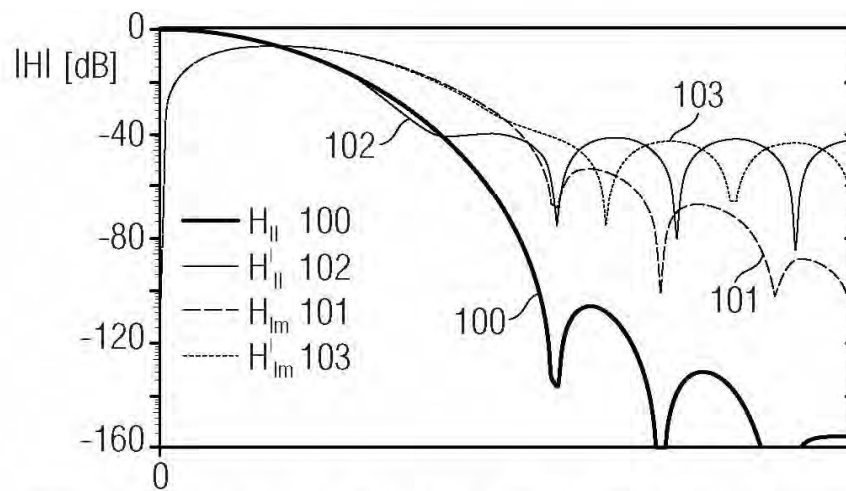


FIG 8

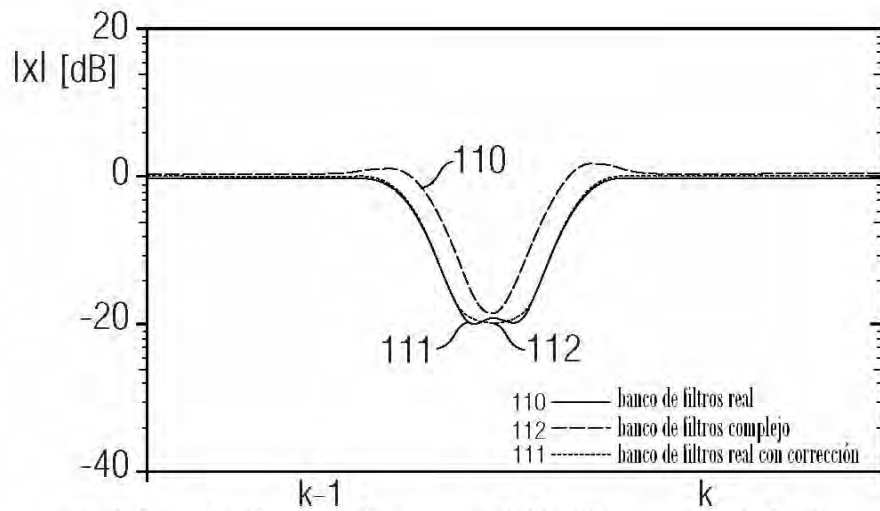
	=	+1	-1
$k+2$	H_m	H_z	H_u
$k+1$	H_m	H_z	H_u
k	H_m	H_z	H_u
$k-1$	H_m	H_z	H_u
$k-2$	H_m	H_z	H_u

FIG 9



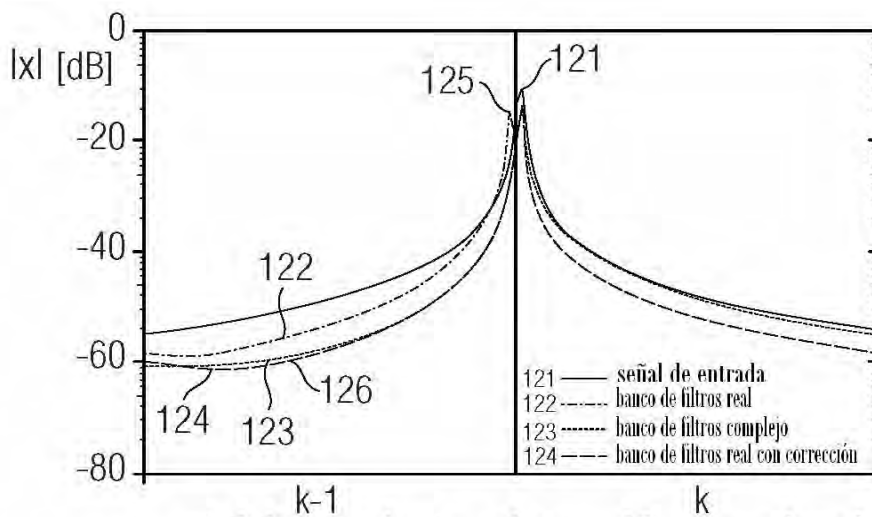
respuestas de frecuencia de magnitud de los filtros para obtener las señales de corrección con plenas longitudes de filtro (H) y acortadas a 11 longitudes de filtro (H')

FIG 10



señal de entrada: impulso en posición 8 en un período de muestra de sub-banda

FIG 11



señal de entrada: tono de seno 1% por encima de límite de banda

FIG 12

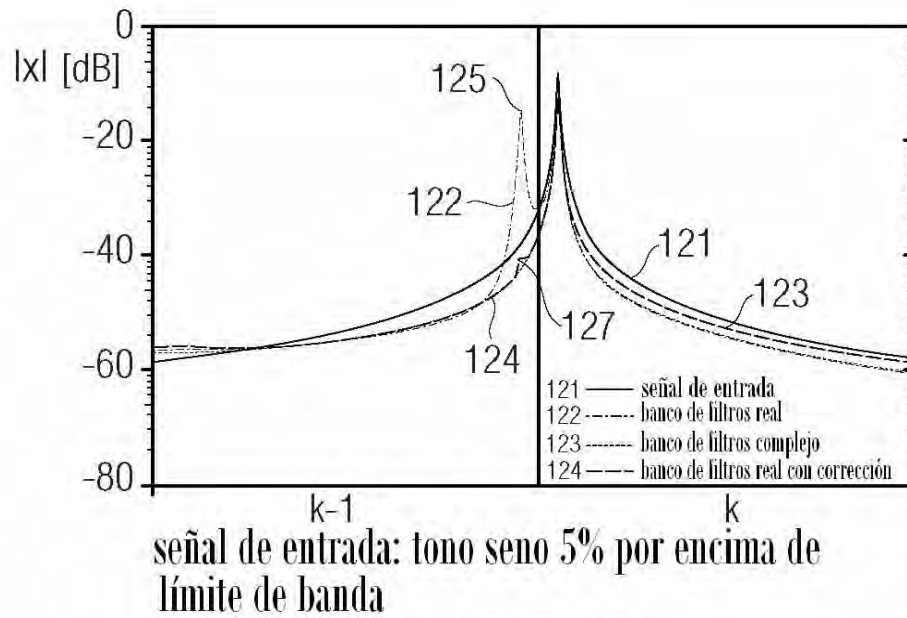


FIG 13

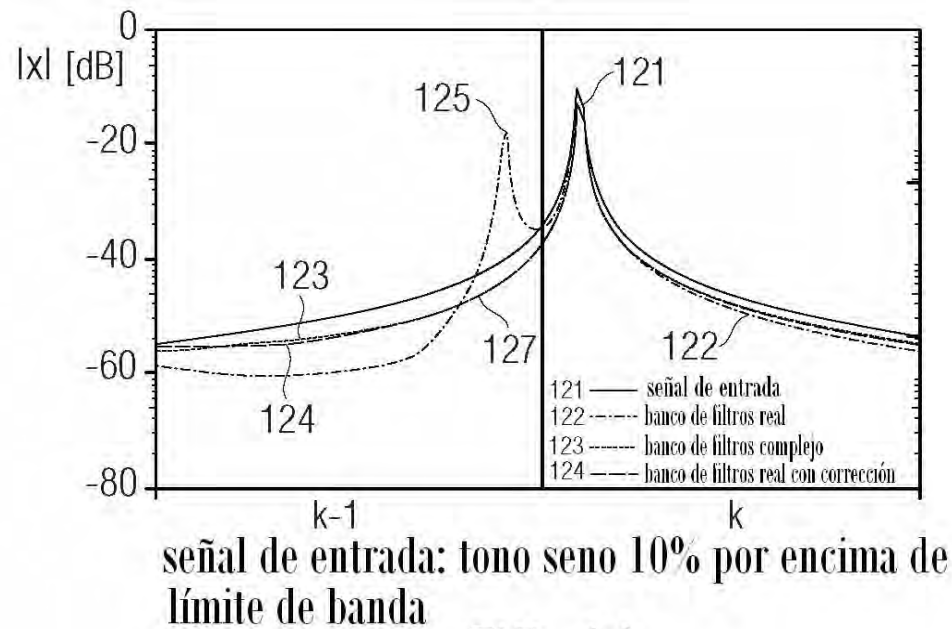


FIG 14

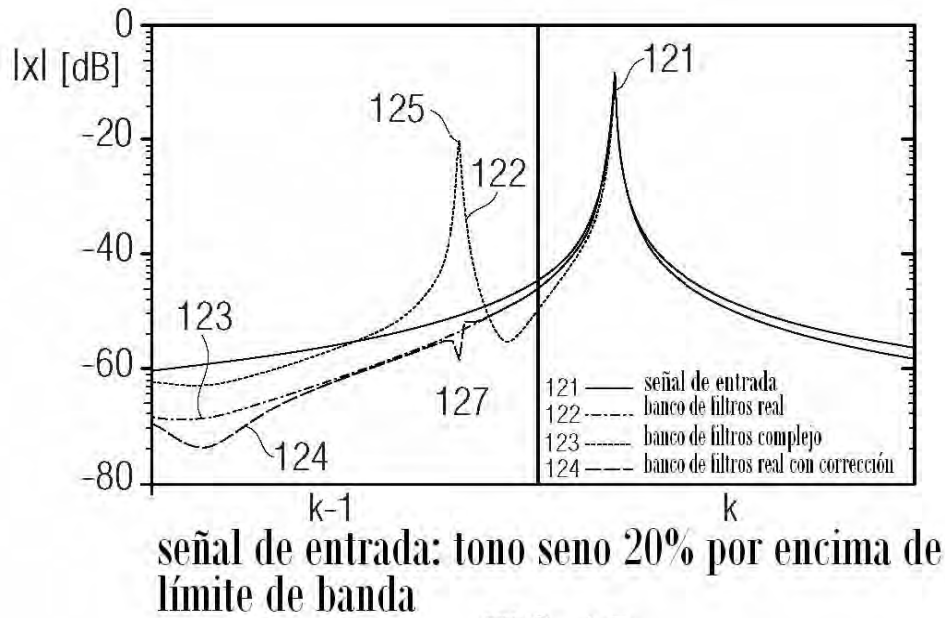


FIG 15

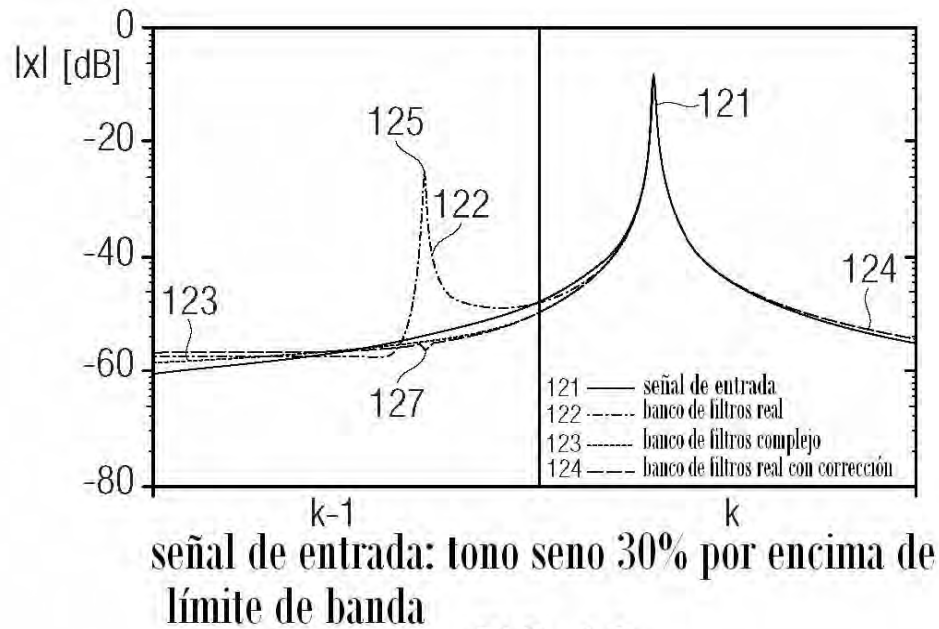
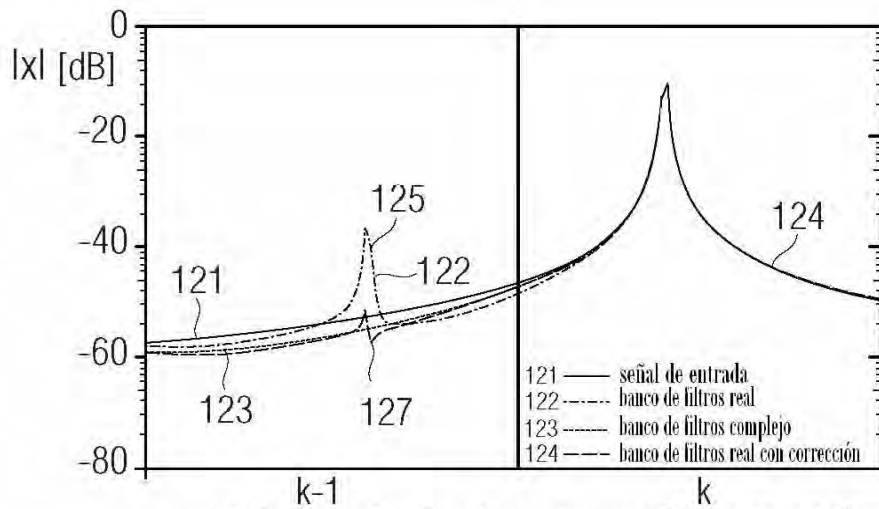
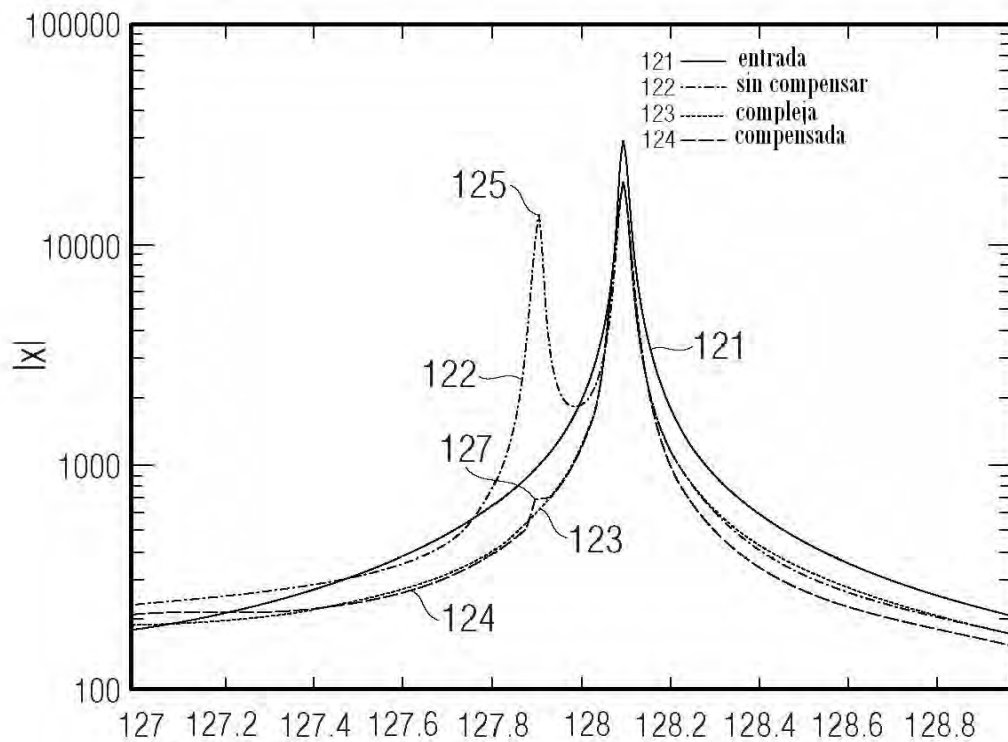


FIG 16



señal de entrada: tono seno 40% por encima de límite de banda
 FIG 17



reducción de identificación para MDCT a tono seno 10% por encima del límite de banda

FIG 18