(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 440 287**

(51) Int. Cl.:

H03H 17/02 (2006.01)
G10L 19/02 (2013.01)
G10L 25/48 (2013.01)

(12) TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA T3

(96) Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **27.08.2003** **E 10172087 (8)**

(97) Fecha y número de publicación de la concesión europea: **09.10.2013** **EP 2239847**

(54) Título: **Procedimiento para la reducción de duplicación introducida por ajuste de envolvente espectral en bancos de filtros de valor real**

(30) Prioridad:

18.09.2002 SE 0202770

(45) Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
28.01.2014

(73) Titular/es:

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

(72) Inventor/es:

KJÖRLING, KRISTOFER y
VILLEMOES, LARS

(74) Agente/Representante:

PONTI SALES, Adelaida

ES 2 440 287 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

Procedimiento para la reducción de duplicación introducida por ajuste de envolvente espectral en bancos de filtros de valor real

CAMPO DE LA INVENCIÓN

[0001] La presente invención se refiere a sistemas que comprenden el ajuste de envolvente espectral de señales de audio que utilizan un banco de filtros de sub-banda de valor real. Reduce la duplicación introducida cuando se utiliza un banco de filtros de sub-banda de valor real para el ajuste de envolvente espectral. Habilita también un cálculo de energía preciso para componentes sinusoidales en un banco de filtros de sub-banda de valor real.

ANTECEDENTES DE LA INVENCIÓN

[0002] Se ha demostrado en PCT/SE02/00626 “Aliasing reduction using complex exponential modulated filterbanks”, que un banco de filtros modulado exponencial complejo es una herramienta exponencial para las señales de audio de ajuste de envolvente espectral. En tal procedimiento, la envolvente espectral de la señal se representa por valores de energía correspondientes a algunos canales de banco de filtros. Calculando la energía actual en esos canales, las muestras de sub-banda correspondientes pueden modificarse para tener la energía deseada, y por lo tanto se ajusta la envolvente espectral. Si las restricciones sobre la complejidad computacional evitan el uso de un banco de filtros modulado exponencial complejo, y solamente permiten una implementación (de valor real) modulada por coseno, se obtiene una duplicación severa cuando el banco de filtros se utiliza para el ajuste de envolvente espectral. Esto es particularmente obvio para señales de audio con una fuerte estructura tonal, donde los componentes de duplicación ocasionarán la intermodulación con los componentes espectrales originales. La presente invención ofrece una solución a esto al poner restricciones en los valores de ganancia en función de la frecuencia de manera dependiente de la señal.

RESUMEN DE LA INVENCIÓN

[0003] Es un objeto de la presente invención proporcionar una técnica mejorada para el ajuste de envolvente espectral.

[0004] Este objeto se alcanza por un aparato o un procedimiento para el ajuste de envolvente espectral de una señal de acuerdo con las reivindicaciones 1 o 5 o por un programa de computadora de acuerdo con la reivindicación 15.

[0005] La presente invención se relaciona con el problema de intermodulación introducida por la duplicación en un banco de filtros de valor real utilizado por el ajuste de envolvente espectral. La presente invención analiza la señal de entrada y utiliza la información obtenida para restringir las capacidades de ajuste de envolvente del banco de filtros agrupando los valores de ganancia del canal adyacente en un orden determinado por la característica espectral de la señal en un momento determinado. Para un banco de filtros de valor real, por ejemplo, un pseudo-QMF donde se traslapan las bandas de transición solamente con la vecina más cercana, puede mostrarse que debido a las propiedades de cancelación de duplicación, la duplicación se mantiene debajo del nivel de banda de detención del filtro prototipo. Si el filtro prototipo se encuentra diseñado con una supresión de duplicación suficiente, el banco de filtros es de un tipo de reconstrucción perfecta desde un punto de vista perceptivo, aunque este no es el caso en un sentido matemático estricto. Sin embargo, si la ganancia de canal de los canales adyacentes se altera entre análisis y síntesis, se violan las propiedades de cancelación de duplicación, y los componentes de duplicación aparecerán audibles en la señal de salida. Al realizar una predicción lineal de bajo orden en las muestras de sub-banda de los canales de banco de filtros, es posible evaluar, al observar las propiedades del polinomio de LPC, donde en un canal de banco de filtros se encuentra presente un componente fuertemente tonal. Por ende, es posible evaluar cuáles canales adyacentes no deben tener valores de ganancia independientes con objeto de evitar un componente de duplicación fuerte derivado del componente tonal presente en el canal.

[0006] La presente invención comprende las siguientes características:

-Medio de análisis de los canales de sub-banda para evaluar donde se encuentra presente un fuerte componente tonal en un canal de sub-banda;

-Analizar por medio de un pronosticador lineal de bajo orden en cada canal de sub-banda;

-Decisión de agrupamiento de ganancia con base en la ubicación de los ceros del polinomio de LPC;

-Cálculo de energía preciso para una implementación de valor real.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

[0007] La presente invención se describirá ahora a manera de ejemplos ilustrativos, sin limitar el alcance o espíritu de la invención, con referencia a los dibujos acompañantes, en los cuales:

La Figura 1 ilustra un análisis de frecuencia del rango de frecuencias cubierto por el canal 15 a 24 de un banco de filtros de sub-banda de canal M, de una señal original que contiene múltiples componentes sinusoidales. La resolución de frecuencia del análisis desplegado es intencionalmente mayor que la resolución de frecuencia de los bancos de filtros utilizados con objeto de visualizar donde se encuentra presente la sinusoidal en un canal de banco de filtros;

La Figura 2 ilustra un vector de ganancia que contiene los valores de ganancia a aplicarse a los canales de sub-banda 15-24 de la señal original.

La Figura 3 ilustra la salida proveniente del ajuste de ganancia anterior en una implementación de valor real sin la presente invención;

La Figura 4 ilustra la salida proveniente del ajuste de ganancia anterior en una implementación de valor complejo;

La Figura 5 ilustra en qué mitad de cada canal se encuentra presente un componente sinusoidal;

La Figura 6 ilustra el agrupamiento de canal preferido de acuerdo con la presente invención;

La Figura 7 ilustra la salida proveniente del ajuste de ganancia anterior en una implementación de valor real con la presente invención;

La Figura 8 ilustra un diagrama de bloques del aparato inventivo;

La Figura 9 ilustra combinaciones de bancos de filtros de análisis y síntesis para los cuales puede utilizarse ventajosamente la invención.

La Figura 10 ilustra un diagrama de bloques del medio de examinación derivado de la Figura 8 de acuerdo con la modalidad preferida; y

La Figura 11 ilustra un diagrama de bloques del medio de ajuste de ganancia derivado de la Figura 8 de acuerdo con la modalidad preferida de la presente invención.

DESCRIPCIÓN DE REALIZACIONES PREFERIDAS

[0008] Las modalidades descritas a continuación son meramente ilustrativas para los principios de la presente invención para la mejora de un ajustador de envolvente espectral con base en un banco de filtros de valor real. Se comprende que las modificaciones y variaciones de las configuraciones y los detalles descritos en la presente serán aparentes para otros expertos en la materia. Por lo tanto, la intención es limitarse solamente por el alcance de las reivindicaciones inminentes de patente y no por los detalles específicos presentados a manera de descripción y explicación de las modalidades en la presente.

[0009] En la siguiente descripción se utiliza un pseudo-QMF de valor real que comprende un análisis de valor real así como también una síntesis de valor real. Sin embargo, debe comprenderse que el problema de duplicación abordado por la presente invención aparece también para sistemas con un análisis complejo y una síntesis de valor real, así como también cualquier otro banco de filtros modulado por coseno aparte del pseudo-QMF utilizado en esta descripción. La presente invención es aplicable también para tales sistemas. En un pseudo-QMF cada canal esencialmente traslapa solamente a su vecino adyacente en frecuencia. La respuesta de frecuencia de los canales se muestra en las Figuras subsecuentes por las líneas discontinuas. Esto tiene solamente propósitos ilustrativos a fin de indicar el traslape de los canales, y no debe interpretarse como la respuesta de canal actual determinada por el filtro prototipo. En la Figura 1, se visualiza el análisis de frecuencia de una señal original. La Figura visualiza solamente el rango de frecuencias cubierto por 15π/M a 25π/M del banco de filtros de canal M. En la siguiente descripción, los números de canal designado se derivan de su frecuencia de cruce baja, por ende, el canal 16 cubre el rango de frecuencia de 16π/M a 17π/M excluyó el traslape con sus vecinos. Si no se realiza modificación alguna a las muestras de sub-banda entre análisis y síntesis, la duplicación estará limitada por las propiedades del filtro prototipo. Si las muestras de sub-banda para canales adyacentes se modifican de acuerdo con un vector de ganancia, como se visualiza en la Figura 2, con valores de ganancia independientes para cada canal, se pierden las propiedades de duplicación. Por lo tanto, un componente de duplicación se mostrará en la señal de salida reflejado alrededor de la región de cruce de los canales de banco de filtros, como se visualiza en la Figura 3. Esto no es verdadero para una implementación compleja como se delinea en PCT/SE02/00626 donde la salida, como se visualiza en la Figura 4, no sufrirá de perturbaciones a los componentes de la duplicación. Con objeto de evitar los componentes de duplicación que ocasionan una distorsión de intermodulación severa en la salida, la presente

invención enseña que dos canales adyacentes que comparten un componente sinusoidal como, por ejemplo, el canal 18 y 19 de la Figura 1, deben modificarse de manera similar, es decir, el factor de ganancia aplicado a los dos canales debe ser idéntico. En lo sucesivo eso es referido como una ganancia acoplada para estos canales. Esto, por supuesto, implica que se sacrifica la resolución de frecuencia del ajustador de envolvente, con objeto de reducir la duplicación. Sin embargo, dado un número suficiente de canales, la pérdida en resolución de frecuencia es un costo pequeño a pagar por la ausencia de distorsión de intermodulación severa.

[0010] Con objeto de evaluar cuáles canales deben tener factores de ganancia acoplados, la presente invención enseña el uso de predicción lineal en banda. Si se utiliza una predicción lineal de bajo orden, por ejemplo, un LPC de segundo orden, esta herramienta de análisis de frecuencia es capaz de resolver un componente sinusoidal en cada canal. Al observar el signo del primer coeficiente polinómico de predicción es fácil determinar si el componente sinusoidal se encuentra situado en la mitad superior o inferior del rango de frecuencias del canal de sub-banda.

[0011] Un polinomio de predicción de segundo orden

$$A(z) = 1 - \alpha_1 z^{-1} - \alpha_2 z^{-2} \qquad (1)$$

s
e obtiene por predicción lineal utilizando el procedimiento de autocorrelación o el procedimiento de covarianza para cada canal en el banco de filtros de QMF que se verá afectado por el ajuste de envolvente espectral. El signo del canal de banco de QMF se define de acuerdo con:

$$sign(k) = \begin{cases} (-1)^k & if\ \alpha_1 < 0 \\ (-1)^{k+1} & if\ \alpha_1 \geq 0 \end{cases}, 0 < k < M, (2)$$

donde k es el número de canal, M es el número de canales, y donde se toma en cuenta la inversión de frecuencia de cada otro canal de QMF. Por lo tanto, es posible para cada canal evaluar donde se encuentra situado un componente tonal fuerte, y consecuentemente agrupar conjuntamente los canales que comparten un componente sinusoidal fuerte. En la Figura 5, se indica el signo de cada canal y por lo tanto en qué mitad del canal de sub-banda se encuentra situado la sinusoidal, donde +1 indica la mitad superior y –1 indica la mitad inferior. La invención enseña que con objeto de evitar los componentes de duplicación los factores de ganancia de canal de sub-banda deben agruparse para los canales donde el canal k tiene un signo negativo y el canal k-1 tiene un signo positivo. De acuerdo con lo anterior, los signos de canal como se ilustran por la Figura 5 brindan el agrupamiento requerido de acuerdo con la Figura 6, donde se encuentran agrupados el canal 16 y 17, 18 y 19 se encuentran agrupados, 21 y 22 se encuentran agrupados, y el canal 23 y 24 se encuentran agrupados. Esto significa que los valores de ganancia gk(m) para los canales agrupados k y k-1 se calculan conjuntamente, en lugar de separadamente, de acuerdo con:

$$g_k(m) = g_{k-1}(m) = \sqrt{\frac{E_k^{ref}(m) + E_{k-1}^{ref}(m)}{E_k(m) + E_{k-1}(m)}}, \quad (3)$$

donde $E_k^{ref}(m)$ i es la energía de referencia, y $E_k(m)$ es la energía calculada, en el punto m en tiempo. Esto asegura que los canales agrupados obtengan el mismo valor de ganancia. Tal agrupamiento de los factores de ganancia preserva las propiedades de cancelación de duplicación del banco de filtros y entrega la salida de acuerdo con la Figura 7. Aquí es obvio que se desvanecen los componentes de duplicación presentes en la Figura 3. Si no existe ningún componente sinusoidal fuerte presente en la Figura 3, los ceros empero se colocarán en cualquier mitad del plano z, indicado por el signo del canal, y los canales se agruparán consecuentemente. Esto significa que no hay necesidad de detección con base en la toma de decisiones si existe un componente tonal fuerte presente o no.

[0012] En un banco de filtros de valor real, el cálculo de energía no es directo como en una representación compleja. Si la energía se calcula sumando las muestras de sub-banda cuadradas de un solo canal, existe el riesgo de rastrear la envolvente de tiempo de la señal en lugar de la energía actual. Esto se debe al hecho de que un componente sinusoidal pueda tener una frecuencia arbitraria desde 0 hasta el ancho de canal de banco de filtros. Si se encuentra presente un componente sinusoidal en un canal de banco de filtros puede tener una frecuencia relativa muy baja, a pesar de que sea una sinusoidal de alta frecuencia en la señal original. Evaluar la energía de esta señal

se vuelve difícil en un sistema de valor real dado que si el tiempo de promedio se elige erróneamente con respecto a la frecuencia de la sinusoidal, puede introducirse un trémolo (variación de amplitud), cuando de hecho la energía de señal es de hecho constante. Sin embargo, la presente invención enseña que los canales de banco de filtro se agrupan dos por dos dada la ubicación de los componentes sinusoidales. Esto reduce significativamente el problema de trémolo, como se describirá detalladamente a continuación.

[0013] En un banco de filtros modulado por coseno, los filtros de análisis $h_k(n)$ son versiones moduladas por coseno de un filtro prototipo $p_0(n)$ de paso bajo simétrico como

$$h_k(n) = \sqrt{\frac{2}{M}}\ \ p_0(n)\ \ \cos\left\{\frac{\pi}{2M}(2k+1)(n-\frac{N}{2}-\frac{M}{2})\right\} \qquad (4)$$

donde M es el número de canales, k = 0, 1, ..., M-1, N es el orden de filtro prototipo y n =0, 1, ..., N. La simetría del filtro prototipo se supone aquí con respecto a n=N/2. las derivaciones a continuación mostradas son similares en caso de media simetría de muestra.

[0001] Dada una señal de entrada sinusoidal $x(n)=A\cos(\Omega n+\theta)$ con una frecuencia $0\leq\Omega\leq\pi$, la señal de sub-banda del canal $k\geq 1$ puede calcularse en aproximadamente

$$v_k(n) \approx \frac{A}{\sqrt{2M}} P\left\{\Omega - \frac{\pi}{2M}(2k+1)\right\}\cos\left\{\Omega M n + \frac{\pi}{4}(2k+1) - \frac{N\Omega}{2} + \theta\right\}, \qquad (5)$$

donde $P(\omega)$ es la transformada de Fourier de tiempo discreto de valor real del filtro prototipo desplazado $p_0(n+N/2)$. La aproximación es buena cuando $P(\Omega+\pi(k+1/2)/M)$ es pequeña, y esto se cumple en particular si $P(\omega)$ es insignificante para $|\omega|\geq\pi/M$, una hipótesis subyacente a la siguiente descripción. Para el ajuste de envolvente espectral, la energía promedio dentro de una sub-banda k pudiese calcularse como

$$E_k(m) = \sum_{n=0}^{L-1} v_k(mL+n)^2 w(n), \qquad (6)$$

donde $w(n)$ es una ventana de largo L. Insertar la ecuación (5) en la ecuación (6) lleva a

$$E_k(m) = \frac{A^2}{4M} P\left\{\Omega - \frac{\pi}{2M}(2k+1)\right\}^2 \left\{W(0) + \left|W(2\Omega M)\right|\cos\left(2\Omega M L m + \frac{\pi}{2}(2k+1) + \Psi(\Omega)\right)\right\},$$

(7)

donde $\Psi(\Omega)$ es una término de fase el cual es independiente de k y $W(\omega)$ es la transformada de Fourier de tiempo discreto de la ventana. Esta energía puede ser altamente fluctuante si Ω se encuentra próxima a un múltiplo entero de π/M, aunque la señal de entrada es una sinusoide estacionaria. Los artefactos de tipo trémolo aparecerán en un sistema con base en tales cálculos de energía de canal de banco de análisis real individual.

[0015] Por otra parte, suponiendo que $\pi(k-1/2)/M\leq\Omega\leq\pi(k+1/2)/M$ y que $P(\omega)$ es insignificante para $|\omega|\geq\pi/M$, solamente los canales de sub-banda k y k-1 tienen salidas diferentes a cero, y estos canales se agruparán conjuntamente como se propone por la presente invención. El cálculo de energía con base en estos dos canales es:

$$E_k(m) + E_{k-1}(m) = \frac{A^2}{4M} S_k(\Omega)\left\{W(0) + \varepsilon_k(\Omega)\cos\left(2\Omega M L m + \frac{\pi}{2}(2k+1) + \Psi(\Omega)\right)\right\}, \quad (8)$$

donde

$$S_k(\Omega) = P\left\{\Omega - \frac{\pi}{2M}(2k+1)\right\}^2 + P\left\{\Omega - \frac{\pi}{2M}(2k-1)\right\}^2 \qquad (9)$$

y

$$\varepsilon_k(\Omega) = \left|W(2\Omega M)\right| \frac{P\left\{\Omega - \frac{\pi}{2M}(2k+1)\right\}^2 - P\left\{\Omega - \frac{\pi}{2M}(2k-1)\right\}^2}{S_k(\Omega)}. \qquad (10)$$

[0016] Para la mayoría de diseños útiles de filtros prototipo, se cree que S(Ω) es aproximadamente constante en el rango de frecuencias determinado anteriormente. Además, si la ventana w(n) tiene un carácter de filtro de paso bajo, entonces |ε(Ω)| es mucho más pequeño que |W(0)|, de manera que la fluctuación del cálculo de energía de la ecuación (8) se reduce significativamente en comparación con el de la ecuación (7).

[0017] La Figura 8 ilustra un aparato inventivo para el ajuste de envolvente espectral de una señal. El aparato inventivo incluye un medio 80 para abastecer una pluralidad de señales de sub-banda. Debe observarse que una señal de sub-banda tiene asociado a ella un número de canal k que indica un rango de frecuencias cubierto por la señal de sub-banda. La señal de sub-banda se origina desde un filtro de canal que tiene el número de canal k en un banco de filtros de análisis. El banco de filtros de análisis tiene una pluralidad de filtros de canal, en los que el filtro de canal que tiene el número de canal k tiene una cierta respuesta de canal la cual se traslapa con una respuesta de canal de un filtro de canal adyacente que tiene un número de canal inferior k-1. El traslape tiene lugar en un cierto rango de traslape. En cuanto a los rangos de traslape, se hace la referencia a las Figuras 1, 3, 4, y 7 que mostrando muestran las respuestas de impulsos de traslape en líneas discontinuas de los filtros de canal adyacente de un banco de filtros de análisis.

[0018] Las señales de sub-banda entregadas como salida por el medio 80 derivadas de la Figura 8 se toman como entrada en un medio 82 de examinación de las señales de sub-banda referentes a los componentes de señal de generación de duplicación. En particular, el medio 82 es operativo para examinar la señal de sub-banda que tiene asociado a ella el número de canal k y para examinar una señal de sub-banda adyacente que tiene asociado a ella el número de canal k-1. Esto es para determinar si la señal de sub-banda y la señal de sub-banda adyacente tienen componentes de señal de generación de duplicación en el rango de traslape tal como un componente sinusoidal como se ilustra por ejemplo en la Figura 1. Debe observarse aquí que el componente de señal sinusoidal por ejemplo en la señal de sub-banda que tiene asociado a ella el número de canal 15 no se encuentra colocado en el rango de traslape. Lo mismo es verdadero para el componente de señal sinusoidal en la señal de sub-banda que tiene asociado a ella el número de canal 20. Respecto a los demás componentes sinusoidales mostrados en la Figura 1, se hace claro que aquellos se encuentran en los rangos de traslape de señales correspondientes de sub-banda adyacente.

[0019] El medio 82 de examinación es operativo para identificar dos señales de sub-banda adyacente, las cuales tienen un componente de señal de generación de duplicación en el rango de traslape. El medio 82 se acopla a un medio 84 para calcular los valores de ajuste de ganancia para las señales de sub-banda adyacente. En particular, el medio 84 es operativo para calcular el primer valor de ajuste de ganancia y un segundo valor de ajuste de ganancia para la señal de sub-banda por una parte y la señal de sub-banda adyacente por otra parte. El cálculo se realiza en respuesta a un resultado positivo del medio de examinación. En particular, el medio de cálculo es operativo para determinar el primer valor de ajuste de ganancia y el segundo valor de ajuste de ganancia no es independiente uno de otro sino dependiente uno de otro.

[0020] El medio 84 entrega como salida un primer valor de ajuste de ganancia y un segundo valor de ajuste de ganancia. Debe observarse en este punto que, preferentemente, el primer valor de ajuste de ganancia y el segundo valor de ajuste de ganancia son iguales uno a otro en una modalidad preferida. En el caso de modificar los valores de ajuste de ganancia, los cuales se han calculado por ejemplo en un codificador de réplica de banda espectral, los valores de ajuste de ganancia modificados correspondientes a los valores originales de ajuste de ganancia de SBR son ambos más pequeños que el valor superior de los valores originales y más grandes que el valor inferior de los valores originales como se delineará con posterioridad.

[0021] El medio 84 para calcular los valores de ajuste de ganancia calcula consecuentemente dos valores de ajuste de ganancia para las señales de sub-banda adyacente. Estos valores de ajuste de ganancia y las señales de sub-banda mismas se suministran a un medio 86 para ajustar la ganancia de las señales de sub-banda adyacente que

utilizan los valores de ajuste de ganancia calculados. Preferentemente, el ajuste de ganancia realizado por el medio 86 se realiza por una multiplicación de muestras de sub-banda por los valores de ajuste de ganancia de manera que los valores de ajuste de ganancia son factores de ajuste de ganancia. En otras palabras, el ajuste de ganancia de una señal de sub-banda que tiene varias muestras de sub-banda se realiza al multiplicar cada muestra de sub-banda proveniente de una sub-banda por el factor de ajuste de ganancia, el cual se ha calculado para la sub-banda respectiva. Por lo tanto, la estructura fina de la señal de sub-banda no se toca por el ajuste de ganancia. En otras palabras, se mantienen los valores de amplitud relativa de las muestras de sub-banda, mientras que los valores de amplitud absoluta de las muestras de sub-banda se cambian al multiplicar estas muestras por el valor de ajuste de ganancia asociado con la señal de sub-banda respectiva.

[0022] A la salida del medio 86, se obtienen las señales de sub-banda de ganancia ajustada. Cuando estas señales de sub-banda de ganancia ajustada se toman como entrada a un banco de filtros de síntesis, lo cual es preferentemente un banco de filtros de síntesis de valor real, la salida del banco de filtro de síntesis, es decir, la señal de salida sintetizada no muestra componentes significativos de duplicación como se ha descrito con anterioridad con respecto a la Figura 7.

[0023] Debe observarse aquí que puede obtenerse una cancelación completa de componentes de duplicación, cuando los valores de ganancia de las señales de sub-banda adyacente se hacen iguales uno a otro. Sin embargo, puede obtenerse al menos una reducción de los componentes de duplicación cuando los valores de ajuste de ganancia para las señales de sub-banda adyacente se calculan dependientes uno de otro. Esto significa que ya se obtuvo una mejora de la situación de duplicación, cuando los valores de ajuste de ganancia no son totalmente iguales uno a otro pero se encuentran más cerca uno a otro en comparación con el caso, en el cual no se han tomado pasos inventivos.

[0024] Normalmente, la presente invención se utiliza en conexión con la réplica de banda espectral (SBR) o reconstrucción de alta frecuencia (HFR), la cual se describe detalladamente en WO 98/57436 A2.

[0025] Como se conoce en la materia, la réplica de envolvente espectral o la reconstrucción de alta frecuencia incluye ciertos pasos en la parte del codificador así como también algunos pasos en la parte del decodificador.

[0026] En el codificador, una señal original que tiene un ancho de banda completo es codificada por un codificador fuente. El codificador fuente produce una señal de salida, es decir, una versión codificada de la señal original, en la cual una o más bandas de frecuencia que fueron incluidas en la señal original no se incluyen en la versión codificada de la señal original. Normalmente, la versión codificada de la señal original incluye solamente una banda baja del ancho de banda original. La banda alta del ancho de banda original de la señal original no se incluye en la versión codificada de la señal original. Además, en la parte del codificador existe un analizador de envolvente espectral para analizar el envolvente espectral de la señal original en las bandas, las cuales no se encuentran en la versión codificada de la señal original. Esta(s) banda(s) faltante(s) es(son), por ejemplo, la banda alta. El analizador de envolvente espectral es operativo para producir una representación de envolvente burda de la banda, la cual falta en la versión codificada de la señal original. Esta representación de envolvente espectral burda puede generarse de varias maneras. Una manera es pasar la porción de frecuencia respectiva de la señal original mediante un banco de filtros de análisis de manera tal que se obtienen las señales de sub-banda respectivas para los canales respectivos en el rango de frecuencias correspondiente y calcular la energía de cada sub-banda de manera tal que estos valores de energía son la representación de envolvente espectral burda.

[0027] Otra posibilidad es realizar un análisis de Fourier de la banda faltante y calcular la energía de la banda de frecuencias faltante calculando una energía promedio de los coeficientes espectrales en un grupo tal como una banda crítica, cuando se consideran las señales de audio, utilizando un agrupamiento de acuerdo con la conocida escala de Bark.

[0028] En este caso, la representación de envolvente espectral burda consiste en ciertos valores de energía de referencia, donde un valor de energía de referencia se encuentra asociado con una cierta banda de frecuencias. El codificador de SBR multiplexa ahora esta representación de envolvente espectral burda con la versión codificada de la señal original a fin de formar una señal de salida, la cual se transmite a un receptor o un decodificador de SBR listo.

[0029] El decodificador de SBR listo, como se conoce en la materia, es operativo para regenerar la banda de frecuencias faltante utilizando una o todas las bandas de frecuencia obtenidas al decodificar la versión codificada de la señal original para obtener una versión codificada de la señal original. Naturalmente, la versión codificada de la señal original no incluye tampoco la banda faltante. Esta banda faltante se reconstruye ahora utilizando las bandas incluidas en la señal original por la réplica de banda espectral. En particular, se seleccionan una o varias bandas, en la versión decodificada de la señal original, y se copian a bandas, las cuales tienen que reconstruirse. Después, la estructura fina de las señales de sub-banda copiadas o coeficientes de frecuencia/espectrales se ajustan utilizando valores de ajuste de ganancia, los cuales se calculan utilizando la energía actual de la señal de sub-banda, la cual se ha copiado por una parte, y utilizando la energía de referencia que se extrae de la representación de envolvente espectral burda, que se ha transmitido desde el codificador hacia el decodificador. Normalmente, el factor de ajuste

de ganancia se calcula determinando el cociente entre la energía de referencia y la energía actual y tomando la raíz cuadrada de este valor.

[0030] Esta es la situación que se ha descrito antes con respecto a la Figura 2. En particular, la Figura 2 muestra tales valores de ajuste de ganancia los cuales, por ejemplo, se han determinado por un bloque de ajuste de ganancia en una reconstrucción de alta frecuencia o decodificador de SBR listo.

[0031] El dispositivo inventivo ilustrado en la Figura 8 puede utilizarse para reemplazar completamente un dispositivo de ajuste de ganancia de SBR normal o puede utilizarse para mejorar un dispositivo de ajuste de ganancia de la técnica anterior. En la primera posibilidad, los valores de ajuste de ganancia se determinan para las señales de sub-banda adyacente dependientes una de otra en caso de que las señales de sub-banda adyacente tengan un problema de duplicación. Esto significa que, en las respuestas de filtro de traslape de los filtros desde los cuales se originan las señales de sub-banda adyacente, hubo componentes de señal de generación de duplicación tales como un componente de señal tonal como se ha descrito en conexión con la Figura 1. En este caso, los valores de ajuste de ganancia se calculan por medio de las energías de referencia transmitidas desde el codificador de SBR listo y por medio de un cálculo para la energía de las señales de sub-banda copiadas, y en respuesta al medio de examinación de las señales de sub-banda en cuanto a los componentes de señal de generación de duplicación.

[0032] En el otro caso, en el cual se utiliza el dispositivo inventivo para mejorar la operabilidad de un decodificador de SBR listo existente, el medio de cálculo de los valores de ajuste de ganancia para que puedan implementarse señales de sub-banda adyacente de manera tal que recupera los valores de ajuste de ganancia de dos señales de sub-banda adyacente, los cuales tienen un problema de duplicación. Dado que un codificador de SBR listo típico no pone ninguna atención en los problemas de duplicación, estos valores de ajuste de ganancia para estas dos señales de sub-banda adyacente son independientes una de otra. El medio inventivo para calcular los valores de ajuste de ganancia es operativo para derivar los valores de ajuste de ganancia calculados para las señales de sub-banda adyacente con base en los dos valores de ajuste de ganancia “originales” recuperados. Esto puede realizarse en varias maneras. La primera manera es hacer el segundo valor de ajuste de ganancia igual al primer valor de ajuste de ganancia. La otra posibilidad es hacer el primer valor de ajuste de ganancia igual al segundo valor de ajuste de ganancia. La tercera posibilidad es calcular el promedio de ambos valores de ajuste de ganancia originales y utilizar este promedio como el primer valor de ajuste de ganancia calculada y el segundo valor de ajuste de envolvente calculado. Otra oportunidad sería seleccionar valores de ajuste de ganancia calculados primero y segundo iguales o diferentes, los cuales son ambos inferiores al valor de ajuste de ganancia original superior y los cuales son ambos superiores al valor de ajuste de ganancia inferior de los dos valores de ajuste de ganancia originales. Cuando se comparan la Figura 2 y la Figura 6, se hace claro que los valores de ajuste de ganancia primero y segundo para dos sub-bandas adyacentes, los cuales se han calculado dependientes uno de otro, son ambos superiores que el valor inferior original y son ambos más pequeños que el valor superior original.

[0033] De acuerdo con otra modalidad de la presente invención, en la cual el codificador de SBR listo realiza ya las características de abastecer señales de sub-banda (bloque 80 de la Figura 8), examinar las señales de sub-banda referentes a los componentes de señal de generación de duplicación (bloque 82 de la Figura 8) y calcular valores de ajuste de ganancia para señales de sub-banda adyacente (bloque 84) se realizan en un codificador de SBR listo, el cual no hace ninguna operación de ajuste de ganancia. En este caso, el medio de cálculo, ilustrado por el signo de referencia 84 en la Figura 8, se conecta un medio para entregar como salida los valores de ajuste de ganancia calculada primero y segundo para la transmisión a un decodificador.

[0034] En este caso, el descodificador recibirá una representación de envolvente espectral burda de “duplicación reducida” junto con preferentemente una indicación de que ya se ha realizado el agrupamiento de duplicación reducida de las señales de sub-banda adyacente. Después, no es necesaria ninguna modificación a un decodificador de SBR normal, dado que los valores de ajuste de ganancia ya se encuentran en buena forma de manera que la señal sintetizada no mostrará ninguna distorsión de duplicación.

[0035] En lo siguiente, se describen algunas implementaciones del medio (80) para abastecer señales de sub-banda. En caso de que la presente invención se implemente en un codificador novedoso, el medio para abastecer una pluralidad de señales de sub-banda es el analizador para analizar la banda de frecuencias faltante, es decir, la banda de frecuencias que no se incluye en la versión codificada de la señal original.

[0036] En caso de que la presente invención se implemente en un decodificador novedoso, el medio para abastecer una pluralidad de señales de sub-banda puede ser un banco de filtros de análisis para analizar la versión decodificada de la señal original combinada con un dispositivo de SBR para trasponer la señales de sub-banda de banda baja a canales de sub-banda de banda alta. Sin embargo, en caso de que la versión codificada de la señal original incluya señales de sub-banda cuantificadas y potencialmente codificadas por entropía, el medio de abastecimiento no incluye un banco de filtros de análisis. En este caso, el medio de abastecimiento es operativo para extraer señales de sub-banda recuantificadas y decodificadas por entropía de la entrada de señal transmitida al descodificador. El medio de abastecimiento es además operativo para trasponer tales señales de sub-banda

extraídas de banda baja de acuerdo con cualquiera de las reglas de transporte conocidas a la banda alta como se conoce en la materia de la réplica de banda espectral o reconstrucción de alta frecuencia.

[0037] La Figura 9 muestra la cooperación del banco de filtros de análisis (el cual puede estar situado en el codificador o el decodificador) y un banco 90 de filtros de síntesis, el cual se encuentra situado en un decodificador de SBR. El banco 90 de filtros de síntesis colocado en el decodificador es operativo para recibir las señales de sub-banda de ganancia ajustada para sintetizar la señal de banda alta, la cual entonces, después de la síntesis, se combina con la versión decodificada de la señal original para obtener una señal decodificada de banda completa. Alternativamente, el banco de filtros de síntesis de valor real puede cubrir toda la banda de frecuencias original de manera que los canales de banda baja del banco 90 de filtros de síntesis se suministran con las señales de sub-banda que representan la versión decodificada de la señal original, mientras que los canales de filtro de banda alta se suministran con las señales de sub-banda de ganancia ajustada entregadas como salida por el medio 84 de la Figura 8.

[0038] Como se ha delineado con anterioridad, el cálculo inventivo de los valores de ajuste de ganancia en dependencia uno de otro permite combinar un banco de filtros de análisis complejo y un banco de filtros de síntesis de valor real o combinar un banco de filtros de análisis de valor real y un banco de filtros de síntesis de valor real en particular para aplicaciones de decodificador de bajo costo.

[0039] La Figura 10 ilustra un modalidad preferida del medio 82 de examinación de las señales de sub-banda. Como se ha delineado con anterioridad con respecto a la Figura 5, el medio 82 de examinación derivado de la Figura 8 incluye un medio 100 para determinar un coeficiente polinómico de predicción de bajo orden para una señal de sub-banda y una señal de sub-banda adyacente de manera que se obtienen los coeficientes de polinomios de predicción. Preferentemente, como se ha delineado con respecto a la ecuación (1), se calcula el primer coeficiente polinómico de predicción de un polinomio de predicción de segundo orden como se define en la ecuación (1). El medio 100 se acopla al medio 102 para determinar un signo de un coeficiente para la señales de sub-banda adyacente. De acuerdo con la modalidad preferida de la presente invención, el medio 102 para determinar es operativo para calcular la ecuación (2) de manera que se obtienen una señal de sub-banda y la señal de sub-banda adyacente. El signo para una señal de sub-banda obtenida por el medio 102 depende, por una parte, del signo del coeficiente polinómico de predicción y, por otra parte, del número de canal o número de sub-banda k. El medio 102 en la Figura 10 se acopla a un medio 104 para analizar los signos a fin de determinar las señales de sub-banda adyacente que tienen componentes problemáticos de duplicación.

[0040] En particular, de acuerdo con la modalidad preferida de la presente invención, el medio 104 es operativo para determinar señales de sub-banda como señales de sub-banda que tienen componentes de señal de generación de duplicación, en caso de que la señal de sub-banda que tiene el menor número de canal tenga un signo positivo y la señal de sub-banda que tiene el mayor número de canal tenga un signo negativo. Cuando se considera la Figura 5, se hace claro que esta situación surge para las señales de sub-banda 16 y 17 de manera que las señales de sub-banda 16 y 17 se determinan para ser señales de sub-banda adyacente que tienen valores de ajuste de ganancia acoplada. Lo mismo es verdadero para las señales de sub-banda 18 y 19 o las señales de sub-banda 21 y 22 o las señales de sub-banda 23 y 24.

[0041] Debe observarse aquí que, alternativamente, también puede utilizarse otro polinomio de predicción, es decir, un polinomio de predicción de tercer, cuarto o quinto orden, y que también puede utilizarse otro coeficiente polinómico para determinar el signo tal como el coeficiente polinómico de predicción de segundo, tercer o cuarto orden. Sin embargo, se prefiere el procedimiento mostrado con respecto a la ecuaciones 1 y 2 dado que implica una sobrecarga de cálculo baja.

[0042] La Figura 11 muestra una implementación preferida del medio para calcular valores de ajuste de ganancia para las señales de sub-banda adyacente de acuerdo con la modalidad preferida de la presente invención. En particular, el medio 84 derivado de la Figura 8 incluye un medio 110 para abastecer una indicación de una energía de referencia para sub-bandas adyacentes, un medio 112 para calcular las energías calculadas para las sub-bandas adyacentes y un medio 114 para determinar los valores de ajuste de ganancia primero y segundo. Preferentemente, el primer valor de ajuste de ganancia gk y el segundo valor de ajuste de ganancia gk-1 son iguales. Preferentemente, el medio 114 es operativo para realizar la ecuación (3) como se muestra con anterioridad. Debe observarse aquí que normalmente, la indicación sobre la energía de referencia para sub-bandas adyacentes se obtiene a partir de una señal codificada entregada como salida por un codificador de SBR normal. En particular, las energías de referencia constituyen la información de envolvente espectral burda como se genera por un codificador de SBR listo normal.

[0043] La invención se refiere también a un procedimiento para el ajuste de envolvente espectral de una señal, utilizando un banco de filtros donde dicho banco de filtro comprende una parte de análisis de valor real y una parte de síntesis de valor real o donde dicho banco de filtros comprende una parte de análisis compleja y una parte de síntesis de valor real, donde un canal, inferior en frecuencia, y el canal adyacente superior en frecuencia, se modifican utilizando el mismo valor de ganancia, si dicho canal inferior tiene un signo positivo y dicho canal superior

tiene un signo negativo, de manera que se mantiene la relación entre las muestras de sub-banda de dicho canal inferior y las muestras de sub-banda de dicho canal superior.

[0044] En el procedimiento anteriormente mencionado, preferentemente, dicho valor de ganancia se calcula utilizando la energía promedio de dichos canales adyacentes.

[0045] Algunas realizaciones se refieren a un aparato para calcular valores de ajuste de ganancia para el ajuste de ganancia de una pluralidad de señales de sub-banda generadas por el filtrado de una señal empleando un banco de filtros de análisis, teniendo el banco de filtros filtros de sub-banda, teniendo los filtros de sub-banda adyacentes del banco de filtros bandas de transición que se solapan en un intervalo de solapamiento, que comprende: medios 82 para examinar una señal de sub-banda que se origina desde un filtro de sub-banda y una señal de sub-banda adyacente que se origina desde un filtro de sub-banda adyacente para determinar, si la señal de sub-banda y la señal de sub-banda adyacente tienen componentes de señal que generan aliasing en el intervalo de solapamiento para obtener señales de sub-banda agrupadas en respuesta a un resultado positivo del examen; medios 84 para calcular un primer valor de ajuste de ganancia y un segundo valor de ajuste de ganancia las señales de sub-banda adyacentes agrupadas, en el que los medios para calcular son operativos para determinar una indicatión de una energía de referencia para las señales de sub-banda agrupadas y una estimación de energía para una energía en las señales de sub-banda adyacentes agrupadas, y para calcular los valores de ajuste de ganancia para las señales de sub-banda agrupadas a partir de la indicación de la energía de referencia y la estimación de energía.

[0046] La realización también comprende medios para proporcionar un primer valor de envolvente espectral de referencia para la señal de sub-banda y un segundo valor de envolvente espectral de referencia para la señal de sub-banda adyacente 110, en el que los medios 82 para calcular son operativos para determinar 112, para señales de sub-banda agrupadas, una primera medida de energía que indica una energía de señal de la señal de sub-banda y una segunda medida de energía que indica una energía de señal de la señal de sub-banda adyacente, y en el que los medios 82 para calcular también es operativo para calcular 114 la indicación de la energía de referencia como una combinación lineal del primer valor de envolvente espectral de referencia y el segundo valor de envolvente espectral de referencia y para calcular la estimación de energía para una energía en las señales de sub-banda adyacentes agrupadas como una combinación lineal del primera medida de energía y la segunda medida de energía.

[0047] En una realización, los medios 84 para calcular son operativos para calcular los valores de ajuste de ganancia primero y segundo de modo que difieren en menos que un umbral predeterminado o son iguales entre sí. Preferentemente, el umbral predeterminado es menor que o igual a 6 dB.

[0048] Una realización también comprende medios para proporcionar un primer valor de ajuste de ganancia no modificado para la señal de sub-banda y un segundo valor de ajuste de ganancia no modificado para la señal de sub-banda adyacente, y en el que los medios 84 para calcular son operativos para calcular los valores de ajuste de ganancia primero y segundo de modo que ambos son mayores que o iguales a un valor inferior de valores de ajuste de ganancia no modificados primero y segundo y menores que iguales a un valor mayor de valores de ajuste de ganancia no modificados primero y segundo. El primer valor de ajuste de ganancia no modificado y el segundo valor de ajuste de ganancia no modificado son indicativos para una envolvente espectral de una señal original en una banda de frecuencias, en el que la banda de frecuencias se debe reconstruir mediante una replicación de banda espectral.

[0049] En una realización, los medios 84 para calcular son operativos para calcular el primer valor de ajuste de ganancia y el segundo valor de ajuste de ganancia a partir de una energía media de la señal de sub-banda y la señal de sub-banda adyacente.

[0050] En una realización, los medios para calcular son operativos para calcular los factores de ajuste de ganancia primero y segundo según la siguiente ecuación:

$$g_k(m) = g_{k-1}(m) = \sqrt{\frac{E_k^{ref}(m) + E_{k-1}^{ref}(m)}{E_k(m) + E_{k-1}(m)}},$$

en la que $g_{k-1}(m)$ es el factor de ajuste de ganancia para una primera señal de sub-banda de señales de sub-banda agrupadas, en el que $g_k(m)$ es el factor de ajuste de ganancia para una segunda señal de sub-banda de las señales de sub-banda agrupadas, en el que es la energía de referencia para la primera señal de sub-banda, en el que es la energía de referencia para la segunda señal de sub-banda, en el que $E_{k-1}^{ref}(m)$ es la estimación de energía de la primera señal de sub-banda, en el que $E_k^{ref}(m)$ es la estimación de energía de la segunda señal de sub-banda, y en el que m indica un punto en el tiempo.

[0051] En una realización, una estimación de energía para una señal de sub-banda se calcula sumando de muestras de sub-banda al cuadrado de la señal de sub-banda.

[0052] En una realización particular, los medios 82 para examinar son operativos para calcular signos de señales de sub-banda a partir de coeficientes de predicción polinomiales para la señal de sub-banda y la señal de sub-banda adyacente 100, 102, y para indicar 104 un resultado positivo, cuando los signos tienen una relación predeterminada entre sí.

[0053] Otra realización particular es la realización particular en la que los medios 82 para examinar son operativos para aplicar un procedimiento de auto-correlación o un procedimiento de covarianza.

[0054] Una realización particular adicional es cualquiera de las anteriores realizaciones particulares en la que, el polinomio de predicción es un polinomio de bajo orden que tiene un coeficiente de primer orden, en el que el orden de el polinomio de bajo orden es menor que 4 y en el que los medios para examinar 82 son operativos para utilizar el coeficiente de primer orden para calcular los signos de la señales de sub-banda.

[0055] Una realización particular adicional es cualquiera de las anteriores realizaciones particulares en la que los medios 82 para examinar son operativos para calcular el signo para una señal de sub-banda a partir de la siguiente ecuación:

$$sign(k) = \begin{cases} (-1)^{k} & if\ \alpha_1 < 0 \\ (-1)^{k+1} & if\ \alpha_1 \geq 0 \end{cases}, 0 < k < M, \qquad (2)$$

en la que k es el número de canal, y α_1 es el coeficiente de primer orden.

[0056] Una realización particular adicional es cualquiera de las anteriores realizaciones particulares en la que la relación predeterminada se define de modo que la señal de sub-banda que tiene asociada consigo el número de canal k tiene un primer signo y la señal de sub-banda adyacente que tiene asociada consigo el número de canal k-1 tiene un segundo signo, que es opuesto al primer signo. Preferentemente el primer signo es negativo, y el segundo signo es positivo.

[0057] En una realización, los medios 82 para examinar son operativos para realizar un análisis tonal para la señal de sub-banda y la señal de sub-banda adyacente para determinar una componente tonal que tiene una medida de tonalidad por encima de un umbral de tonalidad. Preferentemente, los medios 82 para examinar son operativos para determinar, si el componente tonal está en el intervalo de solapamiento de canal k y canal k-1.

[0058] En una realización, el banco de filtros de análisis es un real banco de filtros de valor real, y el banco de filtros de síntesis es un banco de filtros de valor real, o el banco de filtros de análisis de banco de filtros de valor complejo, y el banco de filtros de síntesis es un banco de filtros de valor real.

[0059] Otra realización comprende un procedimiento para calcular valores de ajuste de ganancia para el ajuste de ganancia de una pluralidad de señales de sub-banda generadas por el filtrado de una señal empleando un banco de filtros de análisis, teniendo el banco de filtros filtros de sub-banda, filtros de sub-banda adyacentes de teniendo el banco de filtros bandas de transición que se solapan en un intervalo de solapamiento, comprendiendo el procedimiento: examinar 82 una señal de sub-banda que se origina desde un filtro de sub-banda y una señal de sub-banda adyacente que se origina desde un filtro de sub-banda adyacente para determinar, si la señal de sub-banda y la señal de sub-banda adyacente tienen componentes de señal que generan aliasing en el intervalo de solapamiento para obtener señales de sub-banda agrupadas en respuesta a un resultado positivo del examen; calcular 84 un primer valor de ajuste de ganancia y un segundo valor de ajuste de ganancia las señales de sub-banda adyacentes agrupadas, mediante la determinación de una indicación de una energía de referencia para las señales de sub-banda agrupadas, una estimación de energía para una energía en las señales de sub-banda adyacentes agrupadas, y calcular los valores de ajuste de ganancia para las señales de sub-banda agrupadas a partir de la indicación de la energía de referencia y la estimación de energía.

[0060] Dependiendo de las circunstancias, el procedimiento inventivo de ajuste de envolvente espectral puede implementarse en hardware o en software. La implementación puede tener lugar en un medio de almacenamiento digital tal como un disco o un CD que tenga señales de control legibles electrónicamente, el cual puede cooperar con un sistema de computadora programable de manera que se realiza el procedimiento inventivo. Generalmente, la presente invención es, por ende, un producto de programa de computadora que tiene un código de programa almacenado en un portador legible por computadora, para realizar el procedimiento inventivo, cuando el producto de programa de computadora se ejecuta en una computadora. En otras palabras, la invención es, por lo tanto, también un programa de computadora que tiene un código de programa para realizar el procedimiento inventivo, cuando el programa de computadora se ejecuta en una computadora.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para reducir o eliminar la intermodulación introducida por repliegue en un banco de filtros con valores reales utilizado para el ajuste de envolvente espectral, que comprende:

analizar una señal de entrada, para obtener informaciones; y
utilizar las informaciones obtenidas para controlar las capacidades de ajuste de envolvente del banco de filtros con valores reales agrupando los valores de ganancia de canales adyacentes.

2. Procedimiento según la reivindicación 1, que comprende alterar una ganancia de canales adyacentes entre un análisis y una síntesis del banco de filtros con valores reales.

3. Procedimiento según la reivindicación 1 ó la 2, en el cual la utilización comprende realizar una predicción lineal de bajo orden en muestras de sub-banda de los canales de banco de filtros para evaluar, observando las propiedades de un polinomio LPC obtenido por la predicción lineal de bajo orden, donde una fuerte componente tonal está presente en un canal de banco de filtros.

4. Procedimiento según la reivindicación 1, 2 o 3, en el cual la utilización comprende evaluar los canales adyacentes del banco de filtros con valores reales que deben presentar valores de ganancia agrupados, donde los canales adyacentes del banco de filtros con valores reales que deben presentar valores de ganancia agrupados no deben presentar valores de ganancia independientes.

5. Aparato para reducir o eliminar la intermodulación introducida por repliegue en un banco de filtros con valores reales utilizado para el ajuste de envolvente espectral, que comprende:

un medio para analizar una señal de entrada, para obtener informaciones; y
un medio para utilizar las informaciones obtenidas, para controlar las capacidades de ajuste de envolvente del banco de filtros con valores reales agrupando los valores de ganancia de canales adyacentes.

6. Aparato según la reivindicación 5, en el cual el banco de filtros con valores reales está configurado para generar una pluralidad de señales de sub-banda generadas filtrando una señal con ayuda de un banco de filtros de análisis, el banco de filtros con valores reales que presenta des filtros de sub-banda, des filtros de sub-banda adyacentes del banco de filtros que presenta bandas de transición que se recubren en un intervalo de recubrimiento.

7. Aparato según la reivindicación 6, en el cual el medio para analizar comprende un medio (82) para examinar una señal de sub-banda proveniente de un filtro de sub-banda y una señal de sub-banda adyacente proveniente de un filtro de sub-banda adyacente, para determinar si la señal de sub-banda y la señal de sub-banda adyacente presentan componentes de señal que generan un repliegue en el intervalo de recubrimiento, para obtener señales de sub-banda agrupadas en respuesta a un resultado positivo del examen.

8. Aparato según la reivindicación 7, en el cual los medio para utilizar comprenden un medio (84) destinado a calcular un primer valor de ajuste de ganancia y un segundo valor de ajuste de ganancia para las señales de sub-banda adyacentes agrupadas, donde el medio destinado a calcular es operativo para determinar una indicación de una energía de referencia para las señales de sub-banda agrupadas y una estimación de energía para una energía en las señales de sub-banda adyacentes agrupadas, y para calcular los valores de ajuste de ganancia para las señales de sub-banda agrupadas basándose en la indicación de la energía de referencia y la estimación de energía.

9. Aparato según la reivindicación 8, en el cual el medio (84) destinado a calcular es operativo para calcular los valores de ajuste de ganancia primero y segundo de manera que difieran en menos de un umbral predeterminado o sean iguales entre sí.

10. Aparato según la reivindicación 8, en el cual el medio (82) destinado a examinar es operativo para calcular los signos de las señales de sub-banda basándose en coeficientes de polinomios de predicción para la señal de sub-banda y la señal de sub-banda adyacente (100, 102), y para indicar (104) un resultado positivo cuando los signos presentan una relación predeterminada entre sí.

11. Aparato según la reivindicación 10, en el cual el medio (82) destinado a examinar es operativo para aplicar un procedimiento de auto-correlación o un procedimiento de covarianza.

12. Aparato según la reivindicación 10 o la 11, en el cual el polinomio de predicción es un polinomio de bajo orden que presenta un coeficiente de primer orden, donde el orden del polinomio de bajo orden es inferior a 4 y en el cual el medio destinado a examinar (82) es operativo para utilizar el coeficiente de primer orden para calcular los signos de las señales de sub-banda.

13. Aparato según la reivindicación 10, 11 o la 12, en el cual la relación predeterminada se define de manera que la señal de sub-banda que tiene asociada el número de canal k presenta un primer signo y la señal de sub-banda adyacente que tiene asociada el número de canal k-1 presenta un segundo signo que es opuesto al primer signo.

14. Aparato según la reivindicación 5, en el cual una estimación de energía para una señal de sub-banda se calcula añadiendo las muestras de sub-banda elevadas al cuadrado de la señal de sub-banda.

15. Programa de ordenador que tiene un código de programa para realizar el procedimiento según la reivindicación 1 cuando el programa e ordenador se ejecuta en un ordenador.

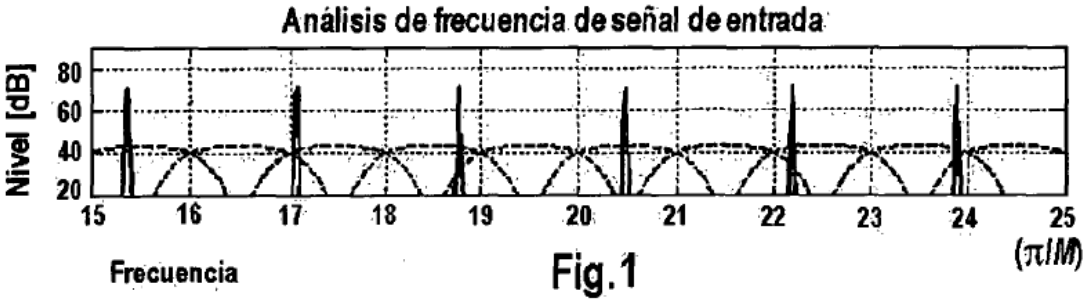

Fig.1

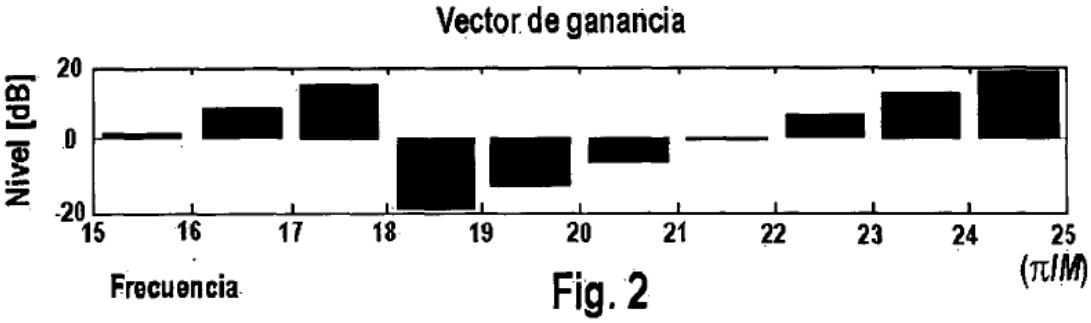

Fig. 2

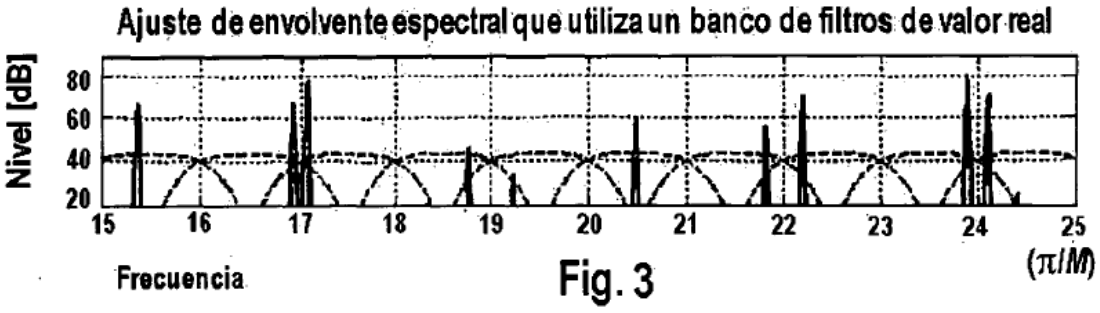

Fig. 3

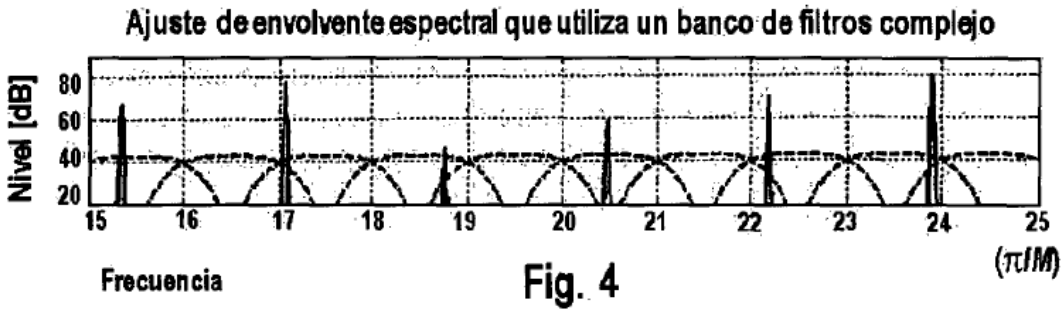

Fig. 4

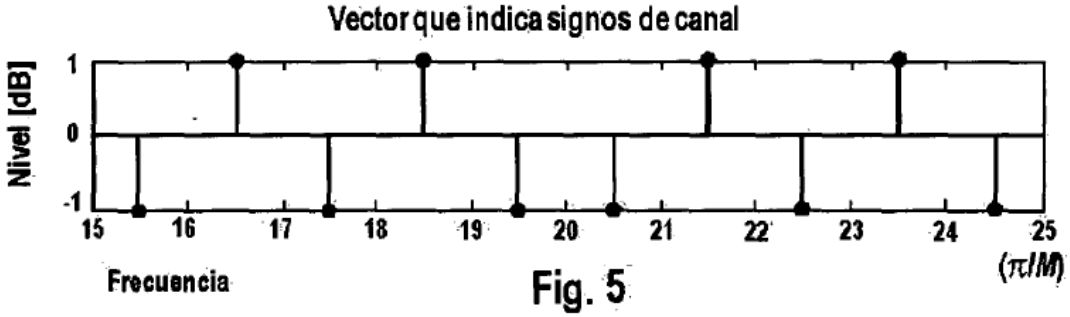

Fig. 5

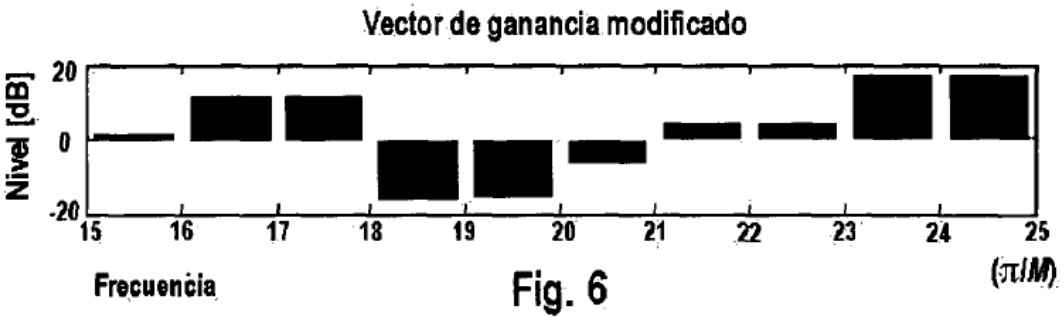

Fig. 6

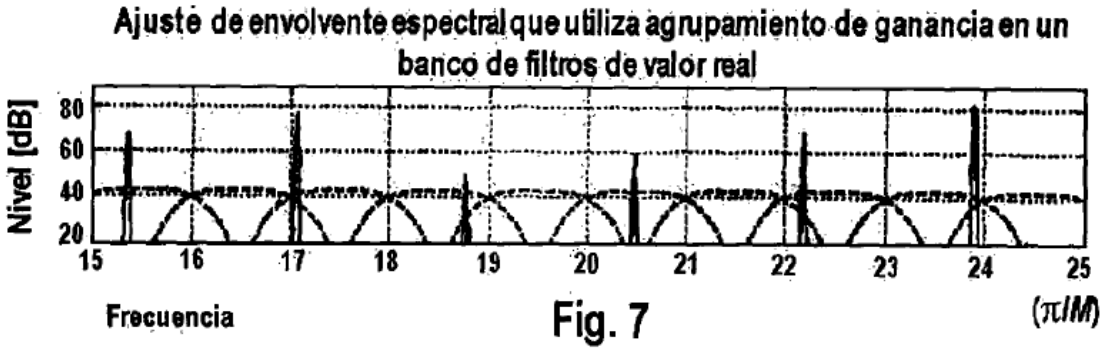
Ajuste de envolvente espectral que utiliza agrupamiento de ganancia en un banco de filtros de valor real
Nivel [dB]
80
60
40
20
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
Frecuencia
(πIM)

Fig. 7

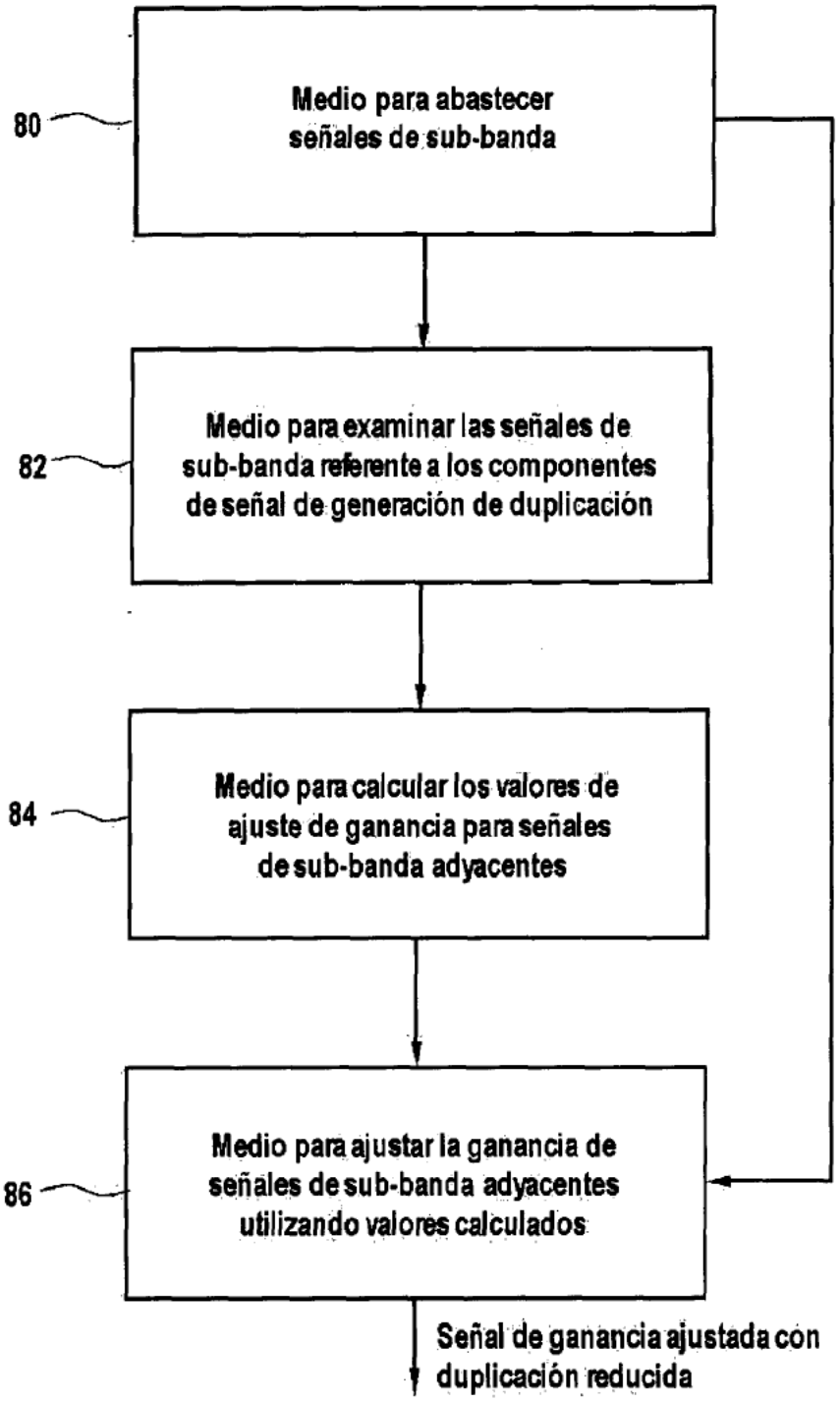
80
Medio para abastecer señales de sub-banda
82
Medio para examinar las señales de sub-banda referente a los componentes de señal de generación de duplicación
84
Medio para calcular los valores de ajuste de ganancia para señales de sub-banda adyacentes
86
Medio para ajustar la ganancia de señales de sub-banda adyacentes utilizando valores calculados
Señal de ganancia ajustada con duplicación reducida

Fig. 8

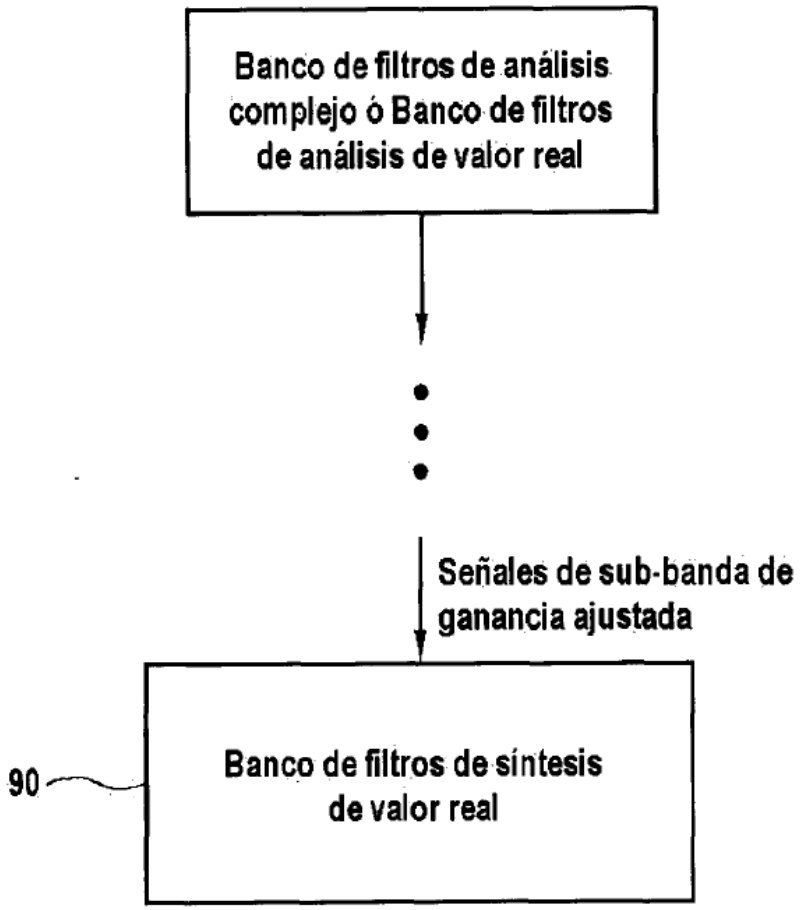
Banco de filtros de análisis complejo ó Banco de filtros de análisis de valor real
Señales de sub-banda de ganancia ajustada
90
Banco de filtros de síntesis de valor real

Fig. 9

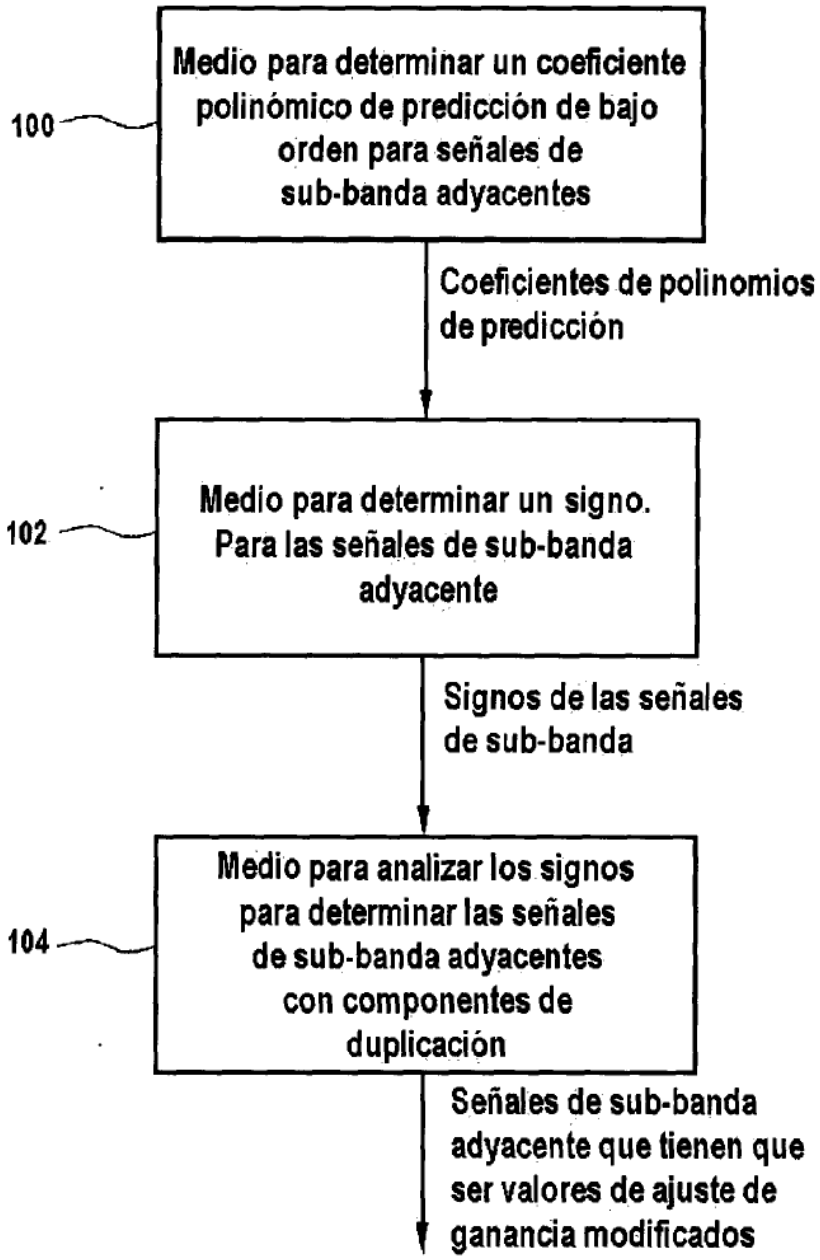
100
Medio para determinar un coeficiente polinómico de predicción de bajo orden para señales de sub-banda adyacentes
Coeficientes de polinomios de predicción
102
Medio para determinar un signo. Para las señales de sub-banda adyacente
Signos de las señales de sub-banda
104
Medio para analizar los signos para determinar las señales de sub-banda adyacentes con componentes de duplicación
Señales de sub-banda adyacente que tienen que ser valores de ajuste de ganancia modificados

Fig. 10

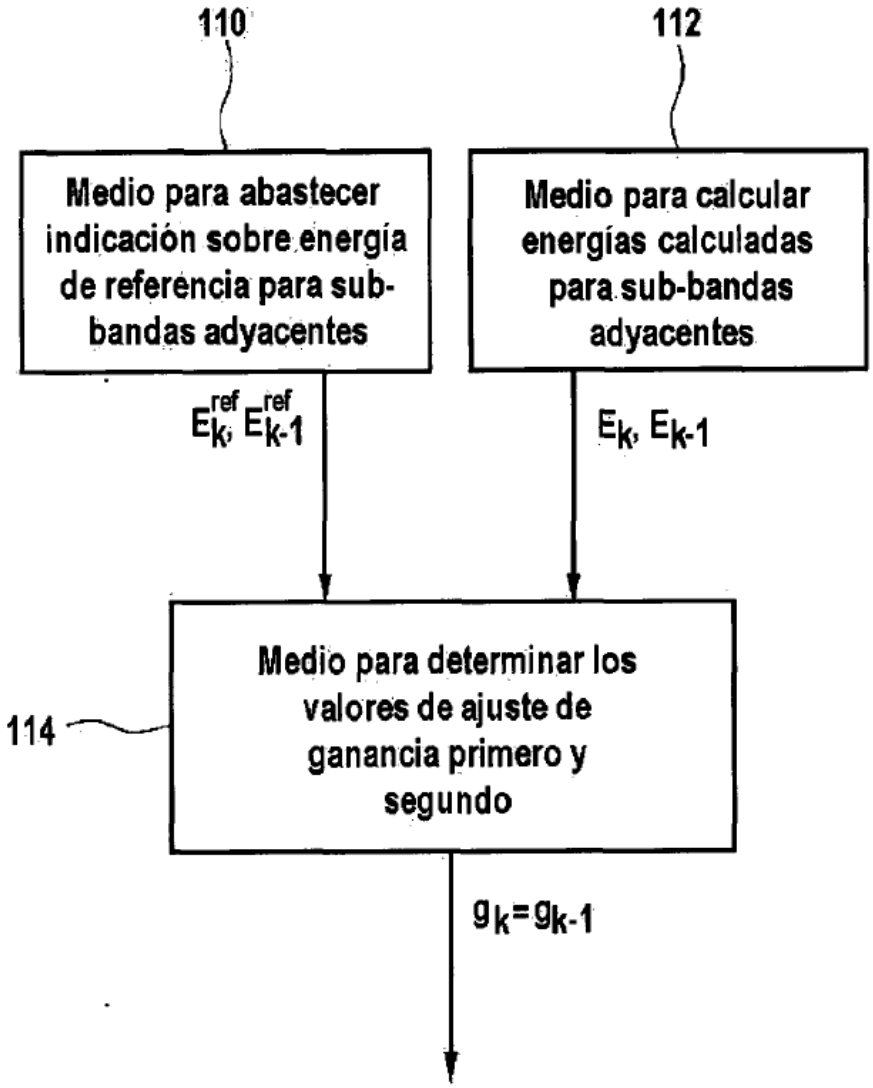
110
112
Medio para abastecer indicación sobre energía de referencia para sub-bandas adyacentes
Medio para calcular energías calculadas para sub-bandas adyacentes
E_k^{ref}, E_{k-1}^{ref}
E_k, E_{k-1}
114
Medio para determinar los valores de ajuste de ganancia primero y segundo
$g_k = g_{k-1}$

Fig. 11