



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 354 002**

51 Int. Cl.:
H03H 17/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **08011168 .5**

96 Fecha de presentación : **27.08.2003**

97 Número de publicación de la solicitud: **1986321**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **29.10.2008**

54 Título: **Aparato para evaluar la energía de una señal que tiene señales de subbanda y método correspondiente.**

30 Prioridad: **18.09.2002 SE 0202770**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
09.03.2011

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
09.03.2011

73 Titular/es: **DOLBY INTERNATIONAL AB.**
Atlas Complex
Africa Building Hoogoorddreef 9
1101 BA Amsterdam, NL

72 Inventor/es: **Villemoes, Lars y**
Kjoerling, Kristofer

74 Agente: **Arizti Acha, Mónica**

ES 2 354 002 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

**APARATO PARA EVALUAR LA ENERGÍA DE UNA SEÑAL QUE TIENE SEÑALES DE
SUBBANDA Y MÉTODO CORRESPONDIENTE**

CAMPO TÉCNICO

5 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 subbanda de valor real. Reduce el solapamiento (*aliasing*) introducido cuando se utiliza un banco de filtros de subbanda de valor real para el ajuste de envolvente
10 espectral. Permite también un cálculo de energía preciso para componentes sinusoidales en un banco de filtros de subbanda de valor real.

ANTECEDENTES DE LA INVENCION

15 Se ha mostrado en el documento WO-A-02/080362 "Aliasing reduction using complex exponential modulated filterbanks", que representa el estado de la técnica en virtud del Art. 54(3) del CPE, que un banco de filtros modulado exponencial complejo es una herramienta excelente para las señales de audio con ajuste de
20 envolvente espectral. En tal procedimiento, la envolvente espectral de la señal se representa por valores de energía correspondientes a ciertos canales del banco de filtros. Estimando la energía actual en esos canales, pueden modificarse las muestras de subbanda correspondientes para tener la energía
25 deseada, y por lo tanto se ajusta la envolvente espectral. Si las restricciones sobre la complejidad computacional impiden el uso de un banco de filtros modulado exponencial complejo, y solamente permiten una implementación (de valor real) modulada por coseno, se obtiene un solapamiento severo cuando el banco de filtros se
30 utiliza para el ajuste de envolvente espectral. Esto es particularmente obvio para señales de audio con una estructura tonal fuerte, en las que las componentes de solapamiento ocasionarán la intermodulación con las componentes espectrales originales. La presente invención ofrece una solución a esto
35 aplicando restricciones a los valores de ganancia en función de la frecuencia dependiendo de la señal.

SUMARIO DE LA INVENCION

El objeto de la presente invención es proporcionar una técnica mejorada para el ajuste de envolvente espectral.

Este objeto se alcanza por un aparato o un método para
5 evaluar la energía de una señal según la reivindicación 1 ó 2 o por un programa informático según la reivindicación 3.

La presente invención se refiere al problema de la intermodulación introducida por el solapamiento en un banco de filtros de valor real utilizado para el ajuste de envolvente
10 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 de canales adyacentes en un orden determinado por la característica espectral de la señal en un momento dado.
15 Para un banco de filtros de valor real, por ejemplo, un pseudo-QMF, en el que las bandas de transición se superponen solamente con la vecina más cercana, puede mostrarse que debido a las propiedades de cancelación de solapamiento, el solapamiento se mantiene por debajo del nivel de banda de detención del filtro prototipo. Si el filtro prototipo está diseñado con una supresión de solapamiento suficiente, el banco de filtros es de un tipo de reconstrucción perfecta desde un punto de vista perceptivo, aunque éste no es el caso en un sentido matemático estricto. Sin embargo, si la ganancia de canal de canales adyacentes se altera
20 entre análisis y síntesis, se violan las propiedades de cancelación de solapamiento, y aparecerán componentes de solapamiento audibles en la señal de salida. Al realizar una predicción lineal de bajo orden en las muestras de subbanda de los canales del banco de filtros, es posible evaluar, observando
25 las propiedades del polinomio de LPC, dónde está presente una componente tonal fuerte en un canal del banco de filtros. Por ende, es posible evaluar qué canales adyacentes no deben tener valores de ganancia independientes con objeto de evitar una componente de solapamiento fuerte a partir de la componente tonal
30 presente en el canal.
35

La presente invención comprende las siguientes características:

- Medios de análisis de los canales de subbanda para evaluar dónde está presente una componente tonal fuerte en un canal de subbanda;
- Análisis por medio de un predictor lineal de bajo orden en cada canal de subbanda;
- Decisión de agrupamiento de ganancia basándose 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

La presente invención se describirá ahora a modo de ejemplos ilustrativos, sin limitar el alcance o espíritu de la invención, con referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

la figura 1 ilustra un análisis de frecuencia del intervalo de frecuencias cubierto por el canal 15 a 24 de un banco de filtros de subbanda de M canales, de una señal original que contiene múltiples componentes sinusoidales. La resolución de frecuencia del análisis mostrado es intencionalmente mayor que la resolución de frecuencia de los bancos de filtros utilizados con objeto de mostrar dónde está presente la sinusoidal en un canal del banco de filtros;

la figura 2 ilustra un vector de ganancia que contiene los valores de ganancia que han de aplicarse a los canales de subbanda 15-24 de la señal original.

La figura 3 ilustra la salida a partir del ajuste de ganancia anterior en una implementación de valor real sin la presente invención;

la figura 4 ilustra la salida a partir del ajuste de ganancia anterior en una implementación de valor complejo;

la figura 5 ilustra en qué mitad de cada canal está presente una componente sinusoidal;

la figura 6 ilustra el agrupamiento de canales preferido según la presente invención;

la figura 7 ilustra la salida a partir 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 de
5 la invención;

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 de los medios
10 de examen de la figura 8 según la realización preferida; y

la figura 11 ilustra un diagrama de bloques de los medios de ajuste de ganancia de la figura 8 según la realización preferida de la presente invención.

15 DESCRIPCIÓN DE REALIZACIONES PREFERIDAS

Las realizaciones descritas a continuación son meramente ilustrativas de los principios de la presente invención para la mejora de un ajustador de envolvente espectral basándose en un banco de filtros de valor real. Se entiende que serán evidentes
20 para otros expertos en la técnica modificaciones y variaciones de las configuraciones y los detalles descritos en el presente documento. Por lo tanto, la intención es limitarse solamente por el alcance de las reivindicaciones de patente anexas y no por los detalles específicos presentados a modo de descripción y
25 explicación de las realizaciones en el presente documento.

En la siguiente descripción se utiliza un pseudo-QMF de valor real que comprende un análisis de valor real así como una síntesis de valor real. Sin embargo, debe entenderse que el problema de solapamiento abordado por la presente invención
30 aparece también para sistemas con un análisis complejo y una síntesis de valor real, así como 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 se
35 superpone solamente a su vecino adyacente en frecuencia. La respuesta de frecuencia de los canales se muestra en las figuras

subsiguientes mediante las líneas discontinuas. Esto es solamente con propósito ilustrativo a fin de indicar la superposición de los canales, y no debe interpretarse como la verdadera respuesta de canal que da el filtro prototipo. En la figura 1, se muestra el análisis de frecuencia de una señal original. La figura muestra solamente el intervalo de frecuencias cubierto por de $15 \cdot \pi/M$ a $25 \cdot \pi/M$ del banco de filtros de M canales. En la siguiente descripción, los números de canal designados se derivan a partir de su frecuencia de cruce baja, por ende, el canal 16 cubre el intervalo de frecuencias de $16 \cdot \pi/M$ a $17 \cdot \pi/M$ excluyendo la superposición con sus vecinos. Si no se realiza modificación alguna de las muestras de subbanda entre análisis y síntesis, el solapamiento estará limitado por las propiedades del filtro prototipo. Si las muestras de subbanda para canales adyacentes se modifican según un vector de ganancia, como se muestra en la figura 2, con valores de ganancia independientes para cada canal, se pierden las propiedades de cancelación de solapamiento. Por lo tanto, una componente de solapamiento se mostrará en la señal de salida reflejada alrededor de la región de cruce de los canales del banco de filtros, como se muestra en la figura 3. Esto no es cierto para una implementación compleja como se expone en el documento WO-A-02/080362, en la que la salida, como se muestra en la figura 4, no sufrirá componentes de solapamiento molestas. Con objeto de evitar las componentes de solapamiento que ocasionan una distorsión de intermodulación severa en la salida, la presente invención enseña que dos canales adyacentes que comparten una 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 se hace referencia a esto 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 el solapamiento. Sin embargo, dado un número suficiente de canales, la pérdida en la resolución de frecuencia es un pequeño precio a pagar por la ausencia de distorsión de intermodulación severa.

Con objeto de evaluar qué 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

5 herramienta de análisis de frecuencia puede resolver una componente sinusoidal en cada canal. Observando el signo del primer coeficiente polinómico de predicción es fácil determinar si la componente sinusoidal se sitúa en la mitad superior o inferior del intervalo de frecuencias del canal de subbanda.

10 Un polinomio de predicción de segundo orden

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

se obtiene por predicción lineal utilizando el método de autocorrelación o el método de covarianza para cada canal en el banco de filtros de QMF que se verá afectado por el ajuste de

15 envolvente espectral. El signo del canal del banco de QMF se define según:

$$20 \quad \text{signo}(k) = \begin{cases} (-1)^k & \text{si } \alpha_1 < 0 \\ (-1)^{k+1} & \text{si } \alpha_1 \geq 0 \end{cases}, \quad 0 < k < M, \quad (2)$$

donde k es el número de canal, M es el número de canales, y donde se tiene en cuenta la inversión de frecuencia de cada uno de los demás canales de QMF. Por lo tanto, es posible para cada canal evaluar dónde está situada una componente tonal fuerte, y por

25 tanto agrupar conjuntamente los canales que comparten una componente sinusoidal fuerte. En la figura 5, se indica el signo de cada canal y por lo tanto en qué mitad del canal de subbanda está situada la sinusoidal, donde +1 indica la mitad superior y -1 indica la mitad inferior. La invención enseña que, con objeto

30 de evitar las componentes de solapamiento, los factores de ganancia de canal de subbanda deben agruparse para los canales donde el canal k tiene un signo negativo y el canal $k-1$ tiene un signo positivo. Por consiguiente, los signos de canal como se ilustran por la figura 5 proporcionan el agrupamiento requerido

35 según la figura 6, donde el canal 16 y 17 están agrupados, el 18

y 19 están agrupados, el 21 y 22 están agrupados, y el canal 23 y 24 están agrupados. Esto significa que los valores de ganancia $g_k(m)$ para los canales agrupados k y $k-1$ se calculan conjuntamente, en lugar de por separado, según:

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

5

donde $E_k^{ref}(m)$ es la energía de referencia, y $E_k(m)$ es la energía estimada, en el punto m en tiempo. Esto garantiza que los canales agrupados obtengan el mismo valor de ganancia. Tal agrupamiento de los factores de ganancia preserva las propiedades de cancelación de solapamiento del banco de filtros y emite la salida según la figura 7. Aquí es obvio que se desvanecen las componentes de solapamiento presentes en la figura 3. Si no hay ninguna componente sinusoidal fuerte, los ceros se situarán no obstante en cualquiera de las mitades del plano z , indicado por el signo del canal, y los canales se agruparán consecuentemente. Esto significa que no hay necesidad de toma de decisiones basada en detección esté o no presente una componente tonal fuerte.

En un banco de filtros de valor real, la estimación de energía no es directa como en una representación compleja. Si la energía se calcula sumando las muestras de subbanda al cuadrado de un solo canal, existe el riesgo de rastrear la envolvente de tiempo de la señal en lugar de la verdadera energía. Esto se debe al hecho de que una componente sinusoidal puede tener una frecuencia arbitraria desde 0 hasta el ancho de canal del banco de filtros. Si está presente una componente sinusoidal en un canal del banco de filtros, ésta puede tener una frecuencia relativa muy baja, a pesar de ser una sinusoidal de alta frecuencia en la señal original. Evaluar la energía de esta señal resulta difícil en un sistema de valor real dado que si el tiempo 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 en realidad es constante. Sin embargo, la presente invención enseña que los

30

canales del banco de filtros deben agruparse de dos en dos dada la ubicación de las componentes sinusoidales. Esto reduce significativamente el problema del trémolo, como se expondrá detalladamente a continuación.

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

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

- 10 donde M es el número de canales, $k = 0, 1, \dots, M-1$, N es el orden de filtro prototipo y $n = 0, 1, \dots, N$. La simetría del filtro prototipo se supone aquí que es con respecto a $n=N/2$. Las derivaciones a continuación son similares en caso de simetría de semimuestra.

- 15 Dada una señal de entrada sinusoidal $x(n) = A \cos(\Omega n + \theta)$ con una frecuencia $0 \leq \Omega \leq \pi$, la señal de subbanda del canal $k \geq 1$ puede calcularse que es aproximadamente

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

- 20 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 despreciable para $|\omega| \geq \pi/M$, una hipótesis subyacente a la siguiente descripción. Para el ajuste de envolvente espectral, la energía promedio dentro de una subbanda k puede calcularse como

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

25

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

$$E_k(m) = \frac{A^2}{4M} P \left\{ \Omega - \frac{\pi}{2M} (2k+1) \right\}^2 \left\{ W(0) + |W(2\Omega M)| \cos \left(2\Omega M L m + \frac{\pi}{2} (2k+1) + \Psi(\Omega) \right) \right\}, \quad (7)$$

donde $\Psi(\Omega)$ es un término de fase que 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
5 próxima a un múltiplo entero de π/M , aunque la señal de entrada sea una senoide estacionaria. Aparecerán artefactos de tipo trémolo en un sistema basándose en tales estimaciones de energía de canal de banco de análisis real individuales.

Por otra parte, suponiendo que $\pi(k-1/2)/M \leq \Omega \leq \pi(k+1/2)/M$ y
10 que $P(\omega)$ es despreciable para $|\omega| \geq \pi/M$, solamente los canales de subbanda k y $k-1$ tienen salidas diferentes a cero, y estos canales se agruparán conjuntamente como se propone por la presente invención. La estimación de energía basándose 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

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

y

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

20 Para la mayoría de diseños útiles de filtros prototipo, se cumple que $S(\Omega)$ es aproximadamente constante en el intervalo de frecuencias determinado anteriormente. Además, si la ventana $w(n)$ tiene un carácter de filtro paso bajo, entonces $|\varepsilon(\Omega)|$ es mucho más pequeño que $|W(0)|$, de manera que la fluctuación de la

estimación de energía de la ecuación (8) se reduce significativamente en comparación con la de la ecuación (7).

La figura 8 ilustra un aparato de la invención para el ajuste de envolvente espectral de una señal. El aparato de la invención incluye medios 80 para proporcionar una pluralidad de señales de subbanda. Debe observarse que una señal de subbanda tiene asociado a la misma un número de canal k que indica un intervalo de frecuencias cubierto por la señal de subbanda. La señal de subbanda 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 determinada respuesta de canal que se superpone con una respuesta de canal de un filtro de canal adyacente que tiene un número de canal inferior $k-1$. La superposición tiene lugar en un determinado intervalo de superposición. En cuanto a los intervalos de superposición, se hace referencia a las figuras 1, 3, 4 y 7 que muestran respuestas de impulso de superposición en líneas discontinuas de filtros de canal adyacentes de un banco de filtros de análisis.

Las señales de subbanda emitidas por los medios 80 de la figura 8 se introducen en medios 82 para examinar las señales de subbanda en cuanto a componentes de señal que generan solapamiento. En particular, los medios 82 son operativos para examinar la señal de subbanda que tiene asociado a la misma el número de canal k y para examinar una señal de subbanda adyacente que tiene asociado a la misma el número de canal $k-1$. Esto es para determinar si la señal de subbanda y la señal de subbanda adyacente tienen componentes de señal que generan solapamiento en el intervalo de superposición, tal como una componente sinusoidal como se ilustra por ejemplo en la figura 1. Debe observarse aquí que la componente de señal sinusoidal, por ejemplo en la señal de subbanda que tiene asociado a la misma el número de canal 15, no está situada en el intervalo de superposición. Lo mismo es cierto para la componente de señal sinusoidal en la señal de subbanda que tiene asociado a la misma el número de canal 20. Respecto a

las demás componentes sinusoidales mostradas en la figura 1, queda claro que se encuentran en intervalos de superposición de señales de subbanda adyacentes correspondientes.

Los medios 82 de examen son operativos para identificar dos
5 señales de subbanda adyacentes, que tienen una componente de señal que genera solapamiento en el intervalo de superposición. Los medios 82 están acoplados a medios 84 para calcular valores de ajuste de ganancia para señales de subbanda adyacentes. En particular, los medios 84 son operativos para calcular el primer
10 valor de ajuste de ganancia y un segundo valor de ajuste de ganancia para la señal de subbanda por una parte y la señal de subbanda adyacente por otra parte. El cálculo se realiza en respuesta a un resultado positivo de los medios de examen. En particular, los medios de cálculo son operativos para determinar
15 el primer valor de ajuste de ganancia y el segundo valor de ajuste de ganancia no independientes entre sí sino dependientes entre sí.

Los medios 84 emiten un primer valor de ajuste de ganancia y un segundo valor de ajuste de ganancia. Debe observarse en este
20 punto que, preferiblemente, el primer valor de ajuste de ganancia y el segundo valor de ajuste de ganancia son iguales entre sí en una realización preferida. En el caso de modificar valores de ajuste de ganancia, que se han calculado por ejemplo en un codificador de replicación de banda espectral, los valores de
25 ajuste de ganancia modificados correspondientes a los valores de ajuste de ganancia de SBR originales 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 expondrá más adelante.

30 Los medios 84 para calcular valores de ajuste de ganancia calculan por tanto dos valores de ajuste de ganancia para las señales de subbanda adyacentes. Estos valores de ajuste de ganancia y las propias señales de subbanda se suministran a medios 86 para ajustar la ganancia de las señales de subbanda
35 adyacentes utilizando los valores de ajuste de ganancia calculados. Preferiblemente, el ajuste de ganancia realizado por

los medios 86 se realiza mediante una multiplicación de muestras de subbanda 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 subbanda que tiene varias muestras de subbanda se realiza multiplicando cada muestra de subbanda de una subbanda por el factor de ajuste de ganancia, que se ha calculado para la subbanda respectiva. Por lo tanto, la estructura fina de la señal de subbanda no se ve afectada por el ajuste de ganancia. En otras palabras, se mantienen los valores de amplitud relativa de las muestras de subbanda, mientras que los valores de amplitud absoluta de las muestras de subbanda se cambian al multiplicar estas muestras por el valor de ajuste de ganancia asociado con la señal de subbanda respectiva.

En la salida de los medios 86 se obtienen señales de subbanda de ganancia ajustada. Cuando estas señales de subbanda de ganancia ajustada se introducen en un banco de filtros de síntesis, que es preferiblemente un banco de filtros de síntesis de valor real, la salida del banco de filtros de síntesis, es decir, la señal de salida sintetizada no muestra componentes de solapamiento significativas como se ha descrito anteriormente con respecto a la figura 7.

Debe observarse aquí que puede obtenerse una cancelación completa de componentes de solapamiento, cuando los valores de ganancia de las señales de subbanda adyacentes se hacen iguales entre sí. Sin embargo, puede obtenerse al menos una reducción de componentes de solapamiento cuando los valores de ajuste de ganancia para las señales de subbanda adyacentes se calculan dependientes entre sí. Esto significa que ya se obtiene una mejora de la situación de solapamiento, cuando los valores de ajuste de ganancia no son totalmente iguales entre sí pero están más próximos entre sí en comparación con el caso en el que no se han adoptado etapas inventivas.

Normalmente, la presente invención se utiliza en conexión con la replicación de banda espectral (SBR) o reconstrucción de

alta frecuencia (HFR), que se describe detalladamente en el documento WO 98/57436 A2.

Como se conoce en la técnica, la replicación de envolvente espectral o la reconstrucción de alta frecuencia incluye ciertas etapas en la parte del codificador así como ciertas etapas en la parte del decodificador.

En el codificador, una señal original que tiene un ancho de banda completo se codifica por un codificador fuente. El codificador fuente produce una señal de salida, es decir, una versión codificada de la señal original, en la que una o más bandas de frecuencias que estaban incluidas en la señal original ya no se incluyen más 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 hay un analizador de envolvente espectral para analizar la envolvente espectral de la señal original en las bandas que faltan en la versión codificada de la señal original. Esta(s) banda(s) ausente(s) es (son), por ejemplo, la banda alta. El analizador de envolvente espectral es operativo para producir una representación de envolvente basta de la banda que falta en la versión codificada de la señal original. Esta representación de envolvente espectral basta puede generarse de varias maneras. Una manera es pasar la parte de frecuencia respectiva de la señal original a través de un banco de filtros de análisis de manera que se obtengan señales de subbanda respectivas para los canales respectivos en el intervalo de frecuencias correspondiente y calcular la energía de cada subbanda de manera que estos valores de energía sean la representación de envolvente espectral basta.

Otra posibilidad es realizar un análisis de Fourier de la banda ausente y calcular la energía de la banda de frecuencias ausente calculando una energía promedio de los coeficientes espectrales en un grupo tal como una banda crítica, cuando se

consideran señales de audio, utilizando un agrupamiento según la escala de Bark conocida.

En este caso, la representación de envolvente espectral basta consiste en ciertos valores de energía de referencia, donde
5 un valor de energía de referencia está asociado con una determinada banda de frecuencias. El codificador de SBR multiplexa ahora esta representación de envolvente espectral basta con la versión codificada de la señal original con el fin de formar una señal de salida, que se transmite a un receptor o
10 un decodificador habilitado para SBR.

El decodificador habilitado para SBR, como se conoce en la técnica, es operativo para regenerar la banda de frecuencias ausente utilizando una cierta o todas las bandas de frecuencias obtenidas al decodificar la versión codificada de la señal
15 original para obtener una versión decodificada de la señal original. Naturalmente, la versión decodificada de la señal original tampoco incluye la banda ausente. Esta banda ausente se reconstruye ahora utilizando las bandas incluidas en la señal original mediante replicación de banda espectral. En particular,
20 se seleccionan una o varias bandas en la versión decodificada de la señal original, y se copian hasta bandas, que tienen que reconstruirse. Después, la estructura fina de las señales de subbanda copiadas o los coeficientes de frecuencia/espectrales se ajustan utilizando valores de ajuste de ganancia, que se calculan
25 utilizando la energía real de la señal de subbanda, que se ha copiado por una parte, y utilizando la energía de referencia que se extrae de la representación de envolvente espectral basta, que se ha transmitido desde el codificador al decodificador. Normalmente, el factor de ajuste de ganancia se calcula
30 determinando el cociente entre la energía de referencia y la energía real y tomando la raíz cuadrada de este valor.

Ésta 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 que, por ejemplo, se han determinado por un
35 bloque de ajuste de ganancia en un decodificador habilitado para SBR o reconstrucción de alta frecuencia.

El dispositivo de la invención 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 señales de subbanda adyacentes dependientes entre sí en caso de que las señales de subbanda adyacentes tengan un problema de solapamiento. Esto significa que, en las respuestas de filtro de superposición de los filtros desde los que se originan las señales de subbanda adyacentes, había componentes de señal que generan solapamiento tales como una 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 habilitado para SBR y por medio de una estimación para la energía de las señales de subbanda copiadas, y en respuesta a los medios para examinar las señales de subbanda en cuanto a componentes de señal que generan solapamiento.

En el otro caso, en el que se utiliza el dispositivo de la invención para mejorar la operabilidad de un decodificador habilitado para SBR existente, los medios para calcular valores de ajuste de ganancia para señales de subbanda adyacentes pueden implementarse de manera que recuperan los valores de ajuste de ganancia de dos señales de subbanda adyacentes, que tienen un problema de solapamiento. Dado que un codificador habilitado para SBR típico no presta atención a los problemas de solapamiento, estos valores de ajuste de ganancia para estas dos señales de subbanda adyacentes son independientes entre sí. Los medios de la invención para calcular los valores de ajuste de ganancia son operativos para derivar valores de ajuste de ganancia calculados para las señales de subbanda adyacentes basándose en los dos valores de ajuste de ganancia "originales" recuperados. Esto puede realizarse de varias maneras. La primera manera es hacer que el segundo valor de ajuste de ganancia sea igual que el primer valor de ajuste de ganancia. La otra posibilidad es hacer que el primer valor de ajuste de ganancia sea igual que el

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 calculado y el segundo valor de ajuste de
5 envolvente calculado. Otra oportunidad sería seleccionar valores de ajuste de ganancia calculados primero y segundo iguales o diferentes, que sean ambos inferiores al valor de ajuste de ganancia original superior y que sean ambos superiores al valor de ajuste de ganancia inferior de los dos valores de ajuste de
10 ganancia originales. Cuando se comparan la figura 2 y la figura 6, queda claro que los valores de ajuste de ganancia primero y segundo para dos subbandas adyacentes, que se han calculado dependientes entre sí, son ambos superiores al valor inferior original y son ambos más pequeños que el valor superior original.

15 Según otra realización de la presente invención, en la que el codificador habilitado para SBR cumple ya las características de proporcionar señales de subbanda (bloque 80 de la figura 8), examinar las señales de subbanda en cuanto a componentes de señal que generan solapamiento (bloque 82 de la figura 8) y calcular
20 valores de ajuste de ganancia para señales de subbanda adyacentes (bloque 84), se realizan en un codificador habilitado para SBR, que no realiza ninguna operación de ajuste de ganancia. En este caso, los medios de cálculo, ilustrados por el símbolo de referencia 84 en la figura 8, están conectados a medios para
25 emitir los valores de ajuste de ganancia calculados primero y segundo para su transmisión a un decodificador.

En este caso, el decodificador recibirá una representación de envolvente espectral basta ya con "solapamiento reducido" junto con preferiblemente una indicación de que ya se ha
30 realizado el agrupamiento de reducción de solapamiento de señales de subbanda adyacentes. Entonces no es necesaria ninguna modificación de un decodificador de SBR normal, dado que los valores de ajuste de ganancia ya tienen la forma correcta de manera que la señal sintetizada no mostrará ninguna distorsión de
35 solapamiento.

A continuación se describen ciertas implementaciones de los medios 80 para proporcionar señales de subbanda. En caso de que la presente invención se implemente en un codificador novedoso, los medios para proporcionar una pluralidad de señales de subbanda son el analizador para analizar la banda de frecuencias ausente, es decir, la banda de frecuencias que no se incluye en la versión codificada de la señal original.

En caso de que la presente invención se implemente en un decodificador novedoso, los medios para proporcionar una pluralidad de señales de subbanda pueden ser un banco de filtros de análisis para analizar la versión decodificada de la señal original combinado con un dispositivo de SBR para transponer las señales de subbanda de banda baja a canales de subbanda de banda alta. Sin embargo, en caso de que la versión codificada de la señal original incluya señales de subbanda cuantificadas y potencialmente codificadas por entropía en sí mismas, los medios de provisión no incluyen un banco de filtros de análisis. En este caso, los medios de provisión son operativos para extraer señales de subbanda recuantificadas y decodificadas por entropía a partir de la señal transmitida introducida en el decodificador. Los medios de provisión son además operativos para transponer tales señales de subbanda extraídas de banda baja según cualquiera de las reglas de transposición conocidas a la banda alta, tal como se conoce en la técnica de replicación de banda espectral o reconstrucción de alta frecuencia.

La figura 9 muestra la operación conjunta del banco de filtros de análisis (que puede estar situado en el codificador o el decodificador) y un banco 90 de filtros de síntesis, que se encuentra situado en un decodificador de SBR. El banco 90 de filtros de síntesis situado en el decodificador es operativo para recibir las señales de subbanda de ganancia ajustada para sintetizar la señal de banda alta, que 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

a los canales de banda baja del banco 90 de filtros de síntesis se les suministran las señales de subbanda que representan la versión decodificada de la señal original, mientras que a los canales de filtro de banda alta se les suministran las señales de subbanda de ganancia ajustada emitidas por los medios 84 de la figura 8.

Como se ha expuesto anteriormente, el cálculo de la invención de valores de ajuste de ganancia dependientes entre sí 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 coste.

La figura 10 ilustra una realización preferida de los medios 82 para examinar las señales de subbanda. Como se ha expuesto anteriormente con respecto a la figura 5, los medios 82 de examen de la figura 8 incluyen medios 100 para determinar un coeficiente polinómico de predicción de bajo orden para una señal de subbanda y una señal de subbanda adyacente de manera que se obtienen los coeficientes de polinomios de predicción. Preferiblemente, como se ha expuesto 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). Los medios 100 están acoplados a medios 102 para determinar un signo de un coeficiente para las señales de subbanda adyacentes. Según la realización preferida de la presente invención, los medios 102 de determinación son operativos para calcular la ecuación (2) de manera que se obtienen una señal de subbanda y la señal de subbanda adyacente. El signo para una señal de subbanda obtenida por los medios 102 depende, por una parte, del signo del coeficiente polinómico de predicción y, por otra parte, del número de canal o número de subbanda k . Los medios 102 en la figura 10 están acoplados a medios 104 para analizar los signos con el fin de determinar las señales de subbanda adyacentes que tienen componentes de solapamiento problemáticas.

En particular, según la realización preferida de la presente invención, los medios 104 son operativos para determinar señales de subbanda como señales de subbanda que tienen componentes de señal que generan solapamiento, en caso de que la
5 señal de subbanda que tiene el menor número de canal tenga un signo positivo y la señal de subbanda que tiene el mayor número de canal tenga un signo negativo. Cuando se considera la figura 5, queda claro que esta situación surge para las señales 16 y 17 de subbanda de manera que las señales 16 y 17 de subbanda se
10 determinan que son señales de subbanda adyacentes que tienen valores de ajuste de ganancia acoplados. Lo mismo es cierto para las señales 18 y 19 de subbanda o las señales 21 y 22 de subbanda o las señales 23 y 24 de subbanda.

Debe observarse aquí que, alternativamente, también puede
15 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
20 procedimiento mostrado con respecto a las ecuaciones 1 y 2 dado que implica una sobrecarga de cálculo baja.

La figura 11 muestra una implementación preferida de los medios para calcular valores de ajuste de ganancia para las señales de subbanda adyacentes según la realización preferida de
25 la presente invención. En particular, los medios 84 de la figura 8 incluyen medios 110 para proporcionar una indicación de una energía de referencia para subbandas adyacentes, medios 112 para calcular energías estimadas para las subbandas adyacentes y medios 114 para determinar valores de ajuste de ganancia primero
30 y segundo. Preferiblemente, el primer valor de ajuste de ganancia g_k y el segundo valor de ajuste de ganancia g_{k-1} son iguales. Preferiblemente, los medios 114 son operativos para realizar la ecuación (3) como se ha mostrado anteriormente. Debe observarse aquí que normalmente, la indicación sobre la energía de
35 referencia para subbandas adyacentes se obtiene a partir de una señal codificada emitida por un codificador de SBR normal. En

particular, las energías de referencia constituyen la información de envolvente espectral basta generada por un codificador habilitado para SBR normal.

La invención se refiere también a un método para el ajuste
5 de envolvente espectral de una señal, utilizando un banco de filtros, en el que dicho banco de filtros comprende una parte de análisis de valor real y una parte de síntesis de valor real o en el que dicho banco de filtros comprende una parte de análisis complejo y una parte de síntesis de valor real, donde un canal
10 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 subbanda de dicho canal inferior y
15 las muestras de subbanda de dicho canal superior.

En el método anterior, preferiblemente, dicho valor de ganancia se calcula utilizando la energía promedio de dichos canales adyacentes.

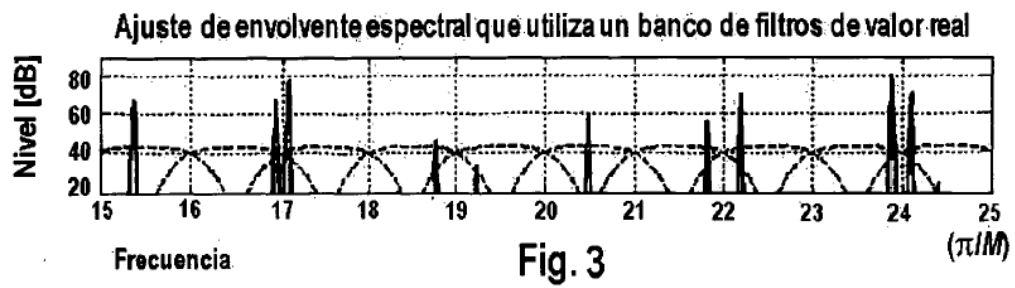
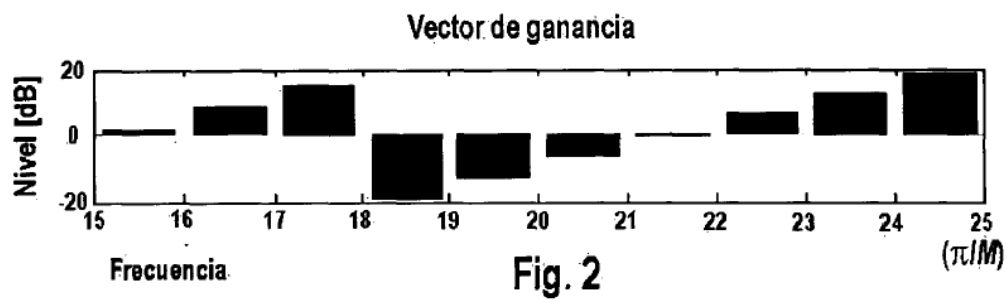
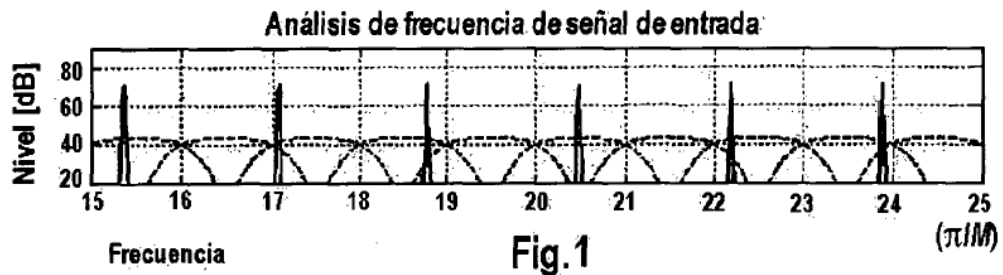
Dependiendo de las circunstancias, el método de la
20 invención de ajuste de envolvente espectral puede implementarse en hardware o en software. La implementación puede tener lugar en un medio de almacenamiento digital tal como un disco o un CD que tenga señales de control legibles electrónicamente, que puede actuar conjuntamente con un sistema informático programable de
25 manera que se realiza el método de la invención. En general, la presente invención es, por tanto, un producto de programa informático que tiene un código de programa almacenado en un soporte legible por máquina, para realizar el método de la invención, cuando el producto de programa informático se ejecuta
30 en un ordenador. En otras palabras, la invención es, por lo tanto, también un programa informático que tiene un código de programa para realizar el método de la invención, cuando el programa informático se ejecuta en un ordenador.

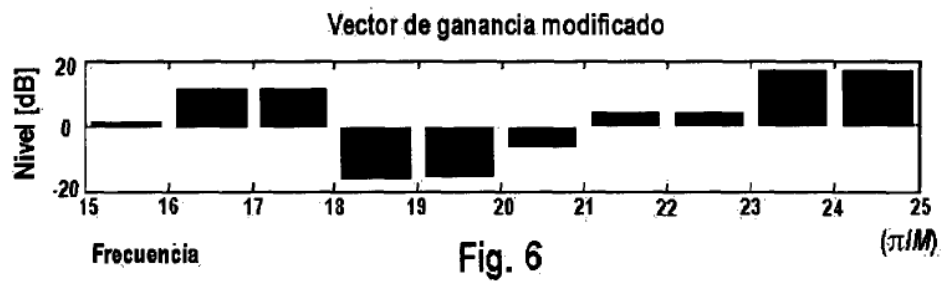
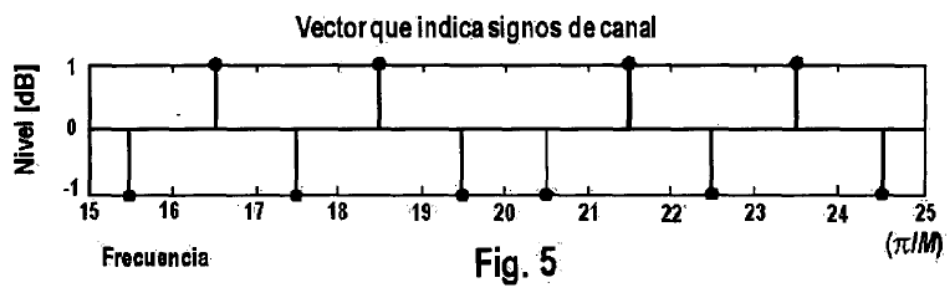
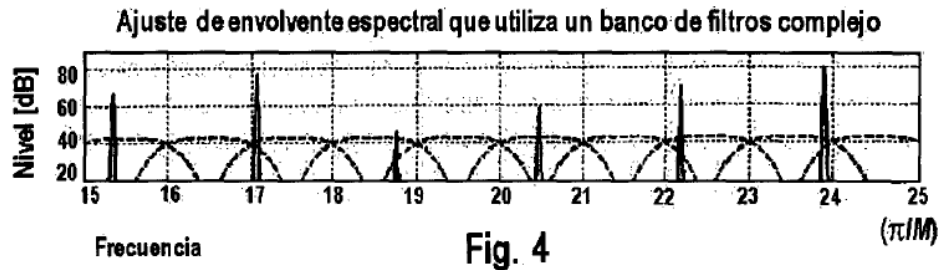
REIVINDICACIONES

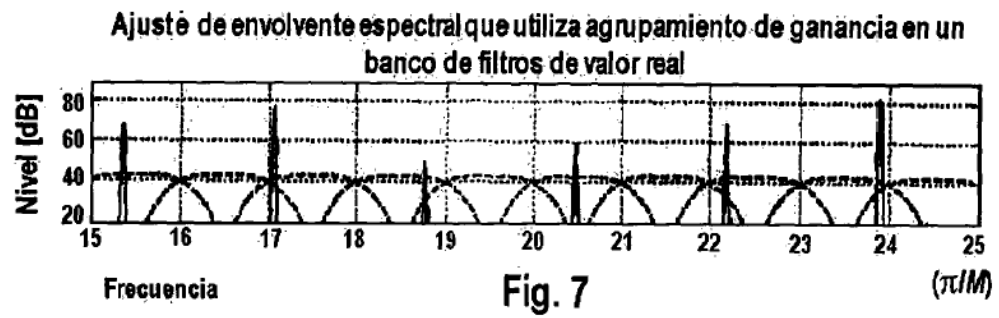
1. Aparato para evaluar la energía de una señal que tiene señales de subbanda generadas filtrando la señal utilizando un banco de filtros de análisis, teniendo el banco de
5 filtros, filtros de subbanda, teniendo los filtros de subbanda adyacentes del banco de filtros bandas de transición que se superponen en un intervalo de superposición, que comprende:
medios (82) para examinar una señal de subbanda que se
10 origina desde un filtro de subbanda y una señal de subbanda adyacente que se origina desde un filtro de subbanda adyacente, medios (82) de examen que también son operativos para determinar si la señal de subbanda y la señal de subbanda adyacente tienen componentes de
15 señal que generan solapamiento en el intervalo de superposición, medios (82) de examen que también son operativos para obtener señales de subbanda agrupadas en respuesta a un resultado positivo del examen; y
medios para calcular una estimación de energía para la
20 energía en las señales de subbanda adyacentes agrupadas.
2. Método de evaluación de la energía de una señal que tiene señales de subbanda generadas filtrando la señal utilizando un banco de filtros de análisis, teniendo el banco de
25 filtros, filtros de subbanda, teniendo filtros de subbanda adyacentes del banco de filtros bandas de transición que se superponen en un intervalo de superposición, que comprende:
examinar (82) una señal de subbanda que se origina
30 desde un filtro de subbanda y una señal de subbanda adyacente que se origina desde un filtro de subbanda adyacente, para determinar si la señal de subbanda y la señal de subbanda adyacente tienen componentes de señal que generan solapamiento en el intervalo de superposición para obtener señales de subbanda
35 agrupadas en respuesta a un resultado positivo del examen; y

calcular una estimación de energía para la energía en
las señales de subbanda adyacentes agrupadas.

3. Programa informático que tiene un código de programa para
realizar el método según la reivindicación 2, cuando el
5 programa informático se ejecuta en un ordenador.







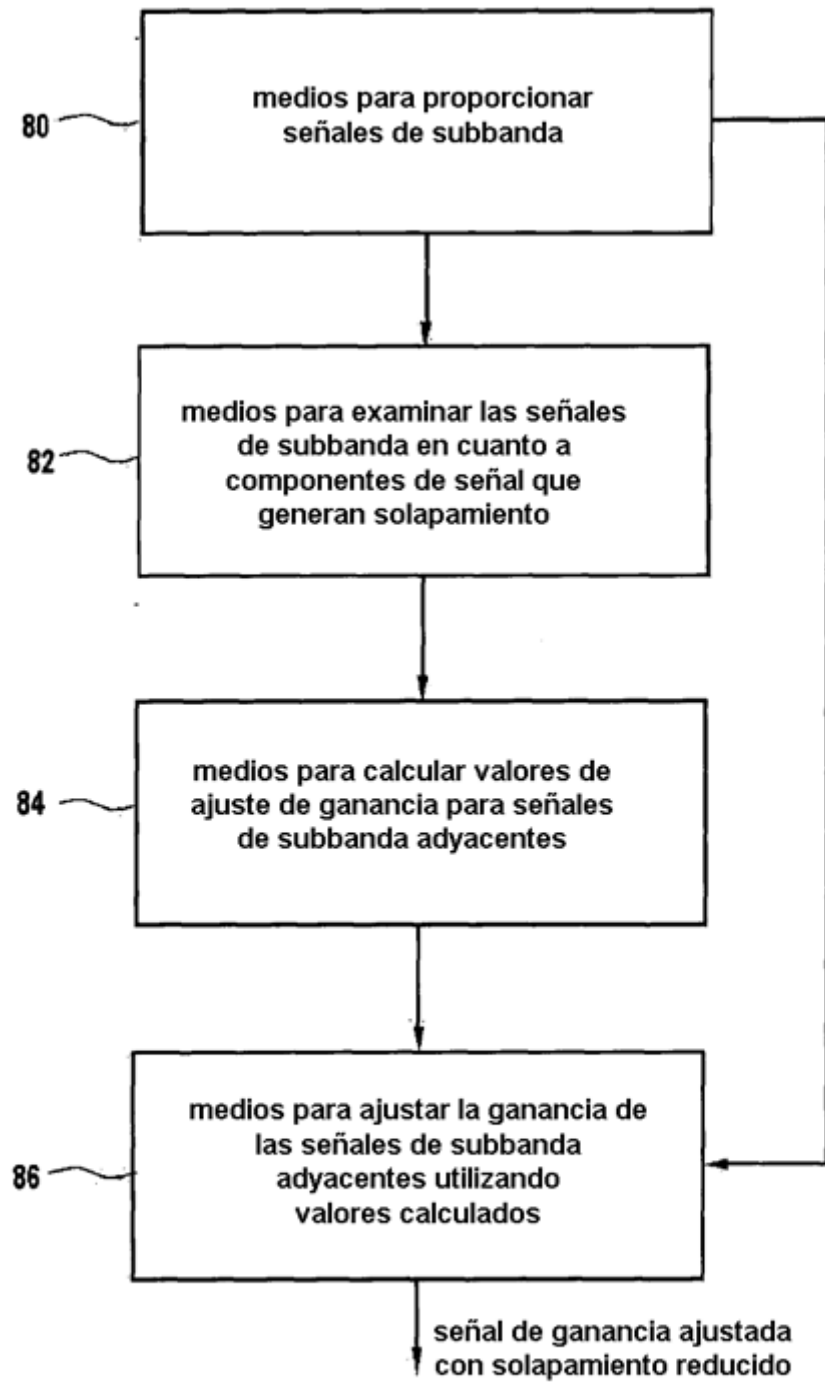
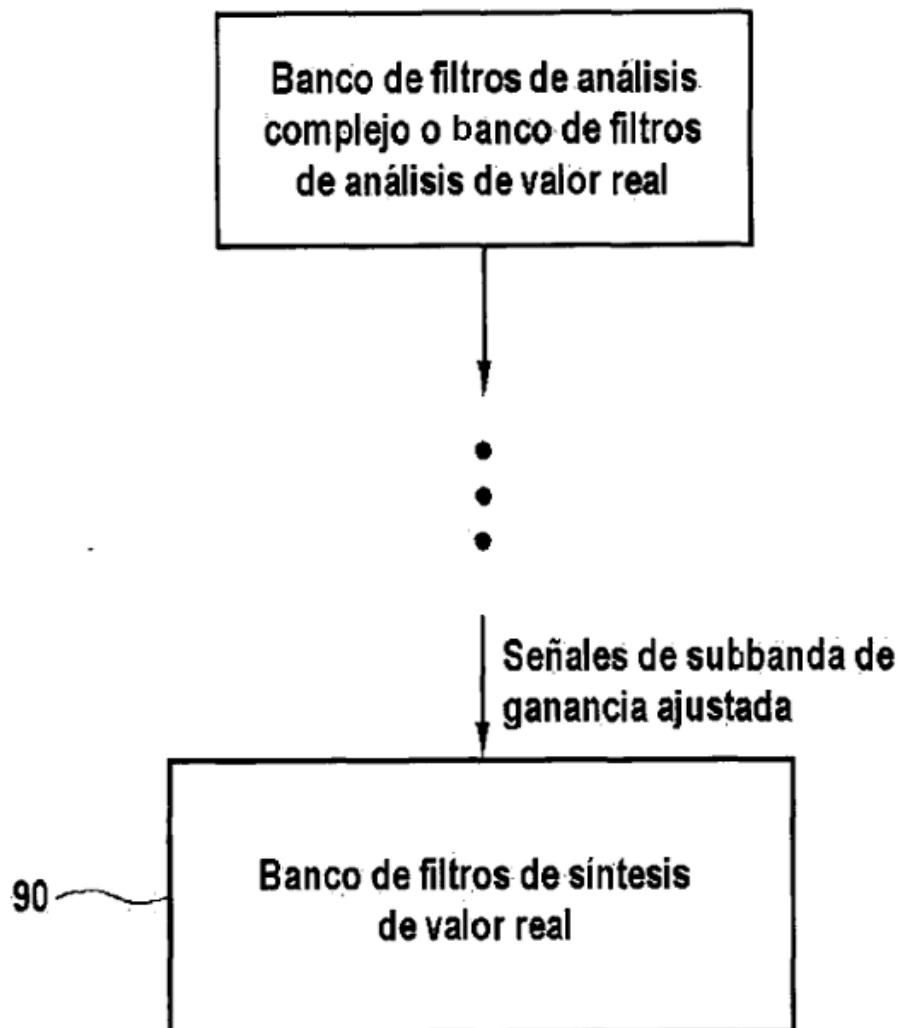


Fig. 8

**Fig. 9**

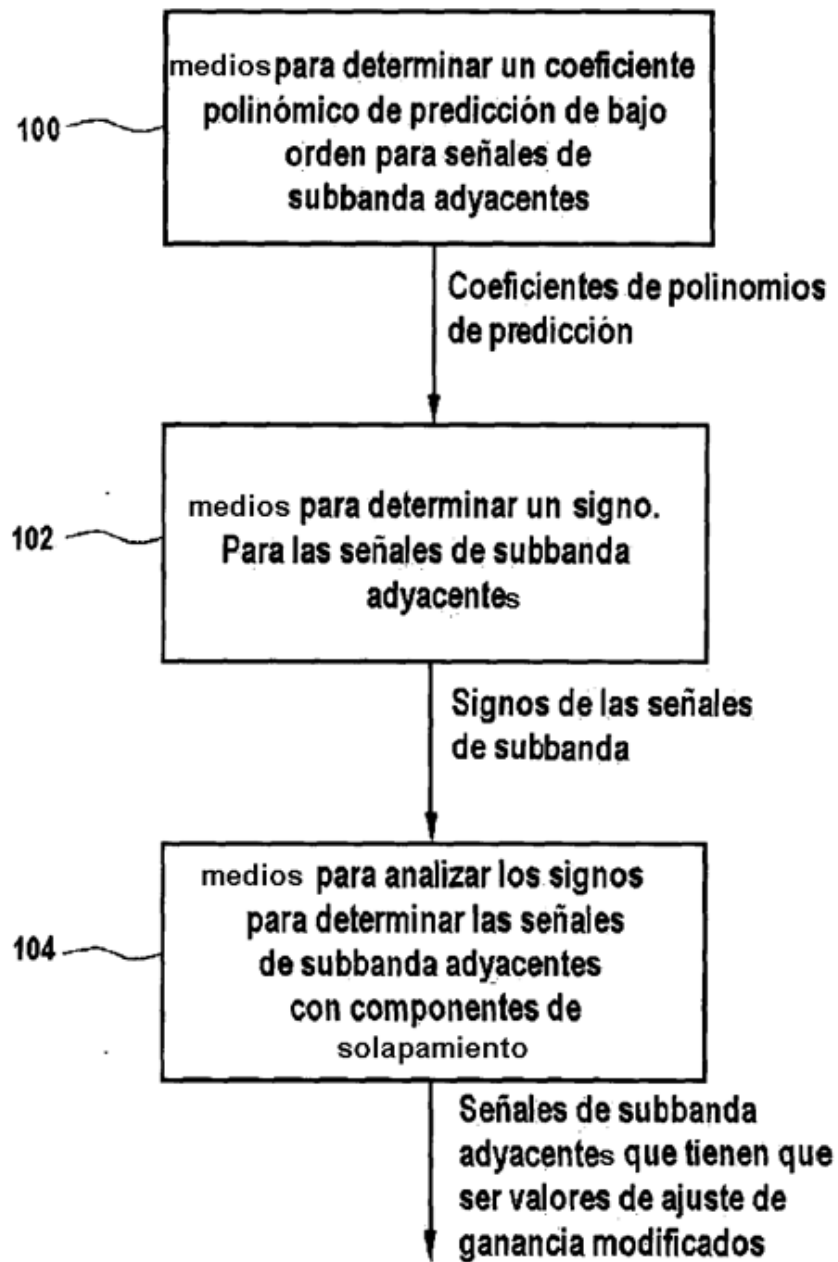


Fig. 10

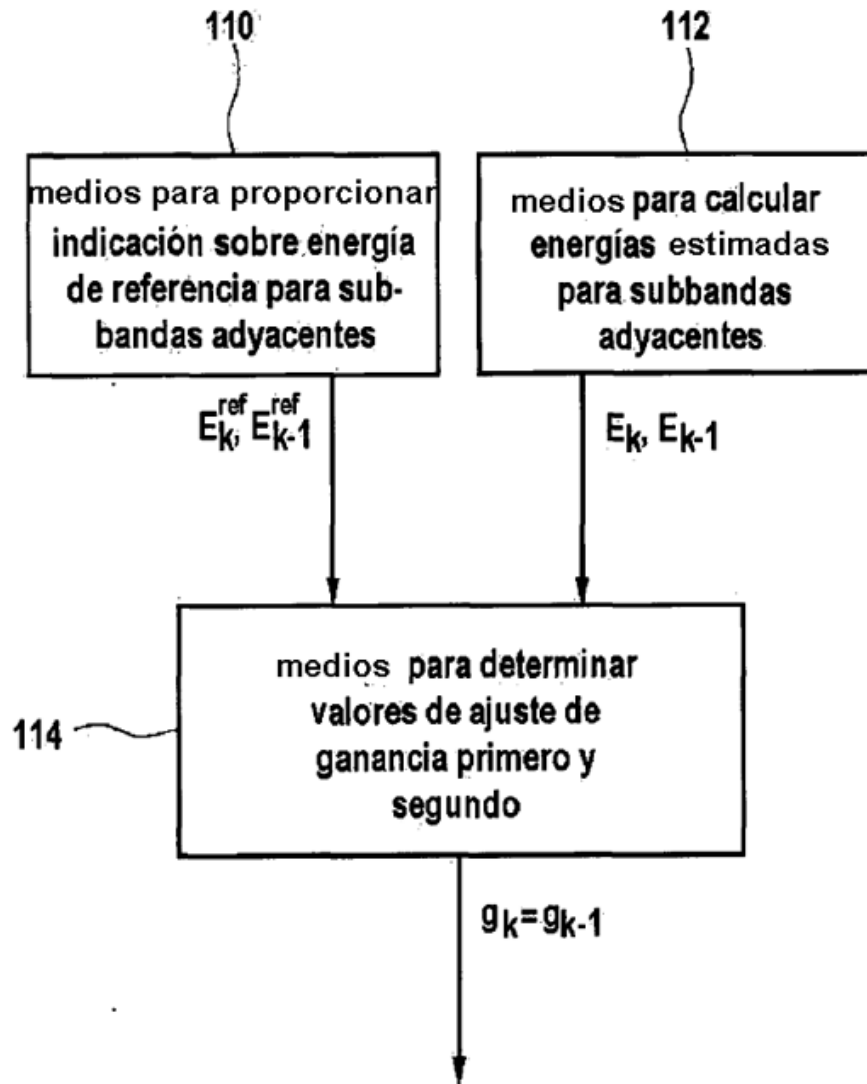


Fig. 11