



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 334 404**

51 Int. Cl.:
G10L 21/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **08000695 .0**

96 Fecha de presentación : **26.01.2000**

97 Número de publicación de la solicitud: **1914729**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **23.04.2008**

54 Título: **Aparato y método para ajustar la envolvente espectral de una señal reconstruida de alta frecuencia.**

30 Prioridad: **27.01.1999 SE 9900256**
01.10.1999 SE 9903553

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
09.03.2010

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
09.03.2010

73 Titular/es: **Dolby Sweden AB.**
Gävlegatan 12A
113 30 Stockholm, SE

72 Inventor/es: **Liljeryd, Lars;**
Kjoerling, Kristofer;
Ekstrand, Per y
Henn, Fredrik

74 Agente: **Arizti Acha, Mónica**

ES 2 334 404 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 y método para ajustar la envolvente espectral de una señal reconstruida de alta frecuencia.

5 Campo técnico

La presente invención se refiere a sistemas de codificación de fuente que utilizan reconstrucción de alta frecuencia (HFR), tal como replicación de banda espectral, SBR [WO 98/57436] o métodos relacionados. Mejora el rendimiento tanto de métodos de alta calidad (SBR), como de métodos de copiado de baja calidad [patente estadounidense 5.127.054]. Es aplicable a sistemas tanto de codificación de habla como de codificación de audio natural. Además, la invención puede usarse de manera beneficiosa con códecs de audio natural con o sin reconstrucción de alta frecuencia, para reducir el efecto audible de bandas de frecuencia cortadas que se producen habitualmente en condiciones de baja tasa de bits, aplicando adición de piso de ruido adaptativo.

15 Antecedentes de la invención

La presencia de componentes de señal estocástica es una propiedad importante de muchos instrumentos musicales, así como de la voz humana. La reproducción de estas componentes de ruido, que habitualmente se mezclan con otras componentes de señal, es crucial si la señal debe percibirse como sonido natural. En la reconstrucción de alta frecuencia es imperativo, en determinadas condiciones, añadir ruido a la banda alta reconstruida con el fin de conseguir contenido de ruido similar al original. Esta necesidad se origina del hecho de que la mayor parte de sonidos armónicos, por ejemplo de instrumentos de lengüeta o arco, tienen un nivel de ruido relativamente superior en la región de alta frecuencia en comparación con la región de baja frecuencia. Además, los sonidos armónicos en ocasiones se producen junto con un ruido de alta frecuencia dando como resultado una señal sin similitud entre niveles de ruido de la banda alta y la banda baja. En cualquier caso, una transposición de frecuencia, es decir SBR de alta calidad, así como cualquier proceso de copiado de baja calidad, padecerá en ocasiones una falta de ruido en la banda alta replicada. Es más, un proceso de reconstrucción de alta frecuencia normalmente comprende algún tipo de ajuste de envolvente, en el que es deseable evitar sustitución de ruido no deseado para armónicos. Por tanto, es esencial poder añadir y controlar niveles de ruido en la regeneración de alta frecuencia en el decodificador.

En condiciones de baja tasa de bits, los códecs de audio natural normalmente presentan graves cortes de bandas de frecuencia. Esto se realiza por tramas dando como resultado huecos espectrales que pueden aparecer de manera arbitraria por todo el intervalo de frecuencias codificado. Esto puede provocar artefactos audibles. El efecto de esto puede paliarse mediante adición de piso de ruido adaptativo.

Algunos sistemas de codificación de audio de la técnica anterior incluyen medios para recrear componentes de ruido en el decodificador. Esto permite al codificador omitir componentes de ruido en el proceso de codificación, haciéndolo así más eficaz. Sin embargo, para que tales métodos tengan éxito, el ruido excluido en el proceso de codificación por el codificador no debe contener otras componentes de señal. Este esquema de codificación de ruido basado en decisión rígida da como resultado un ciclo de trabajo relativamente bajo, ya que la mayor parte de componentes normalmente están mezcladas, en tiempo y/o en frecuencia, con otras componentes de señal. Además, no soluciona en absoluto el problema de contenido de ruido insuficiente en bandas de alta frecuencia reconstruidas.

Sumario de la invención

La presente invención trata el problema de contenido de ruido insuficiente en una banda alta regenerada y huecos espectrales debido a bandas de frecuencia cortadas en condiciones de baja tasa de bits, añadiendo de manera adaptativa un piso de ruido. También evita la sustitución de ruido no deseada para armónicos.

La invención se define mediante un aparato según la reivindicación 1 y un método según la reivindicación 3.

Breve descripción de los dibujos

La presente invención se describirá a continuación a modo de ejemplos ilustrativos, que no limitan el alcance o espíritu de la invención, con referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

la figura 1 ilustra el seguidor de picos máximos y mínimos aplicado a un espectro de resolución alta y media, y la correlación del piso de ruido con bandas de frecuencia, según la presente invención;

la figura 2 ilustra el piso de ruido con suavizado en tiempo y frecuencia, según la presente invención;

la figura 3 ilustra el espectro de una señal de entrada original;

la figura 4 ilustra el espectro de la señal de salida de un proceso SBR sin adición de piso de ruido adaptativo;

la figura 5 ilustra el espectro de la señal de salida con SBR y adición de piso de ruido adaptativo, según la presente invención;

la figura 6 ilustra los factores de amplificación para el banco de filtros de ajuste de envolvente espectral, según la presente invención;

la figura 7 ilustra el suavizado de factores de amplificación en el banco de filtros de ajuste de envolvente espectral, según la presente invención;

la figura 8 ilustra una posible implementación de la presente invención, en un sistema de codificación de fuente en el lado del codificador;

la figura 9 ilustra una posible implementación de la presente invención, en un sistema de codificación de fuente en el lado del decodificador.

Descripción de realizaciones preferidas

Las realizaciones descritas a continuación son meramente ilustrativas de los principios de la presente invención para mejorar sistemas de reconstrucción de alta frecuencia. Se entiende que serán evidentes para otros expertos en la técnica modificaciones y variaciones de las disposiciones y los detalles que se describen en el presente documento. Por tanto, sólo pretende quedar limitada por el alcance de las reivindicaciones de patente adjuntas y no por los detalles específicos presentados a modo de descripción y explicación de las realizaciones del presente documento.

Estimación de nivel de piso de ruido

Al analizar un espectro de señal de audio con suficiente resolución de frecuencia, los formantes, sinusoides sencillas, etc. son claramente visibles, esto se denomina en lo sucesivo como envolvente espectral estructurada fina. Sin embargo, si se usa una baja resolución, no pueden observarse detalles precisos, esto se denomina en lo sucesivo como la envolvente espectral estructurada basta. No obstante, el nivel del piso de ruido, que no es necesariamente ruido por definición, según se usa a lo largo de la presente invención, se refiere a la relación entre una envolvente espectral estructurada basta interpolada a lo largo de los puntos mínimos locales en el espectro de alta resolución, y una envolvente espectral estructurada basta interpolada a lo largo de los puntos máximos locales en el espectro de alta resolución. Esta medición se obtiene calculando una FFT de alta resolución para el segmento de señal, y aplicando un seguidor de picos máximos y mínimos, figura 1. El nivel de piso de ruido se calcula entonces como la diferencia entre el seguidor de picos máximos y mínimos. Con un suavizado apropiado de esta señal en tiempo y frecuencia, se obtiene una medición de nivel de piso de ruido. La función de seguidor de pico positivo y la función de seguidor de pico negativo pueden describirse según la ecuación 1 y la ecuación 2,

$$Y_{\text{pico positivo}}(X(k)) = \max(Y(X(k-1)) - T, X(k)) \quad \forall \quad 1 \leq k \leq \frac{\text{fftTamaño}}{2} \quad \text{ec. 1}$$

$$Y_{\text{pico negativo}}(X(k)) = \min(Y(X(k-1)) + T, X(k)) \quad \forall \quad 1 \leq k \leq \frac{\text{fftTamaño}}{2} \quad \text{ec. 2}$$

donde T es el factor de disminución, y $X(k)$ es el valor absoluto logarítmico del espectro en la línea k . La pareja se calcula para dos tamaños de FFT diferentes, una alta resolución y una resolución media, con el fin de obtener una buena estimación durante vibratos y sonidos casi estacionarios. Los seguidores de picos máximos y mínimos aplicados a la FFT de alta resolución se filtran paso bajo con el fin de descartar valores extremos. Una vez obtenidas las dos estimaciones de piso de ruido, se elige la mayor. En una implementación de la presente invención, los valores de nivel de piso de ruido se correlacionan con múltiples bandas de frecuencia, aunque también podrían usarse otras correlaciones, por ejemplo polinomios de ajuste de curva o coeficientes LPC. Ha de señalarse que podrían usarse varios enfoques diferentes al determinar el contenido de ruido en una señal de audio. Sin embargo, como se ha descrito anteriormente, un objetivo de esta invención es estimar la diferencia entre mínimos y máximos locales en un espectro de alta resolución, aunque esto no es necesariamente una medición precisa del verdadero nivel de ruido. Otros posibles métodos son predicción lineal, autocorrelación, etc. estos se usan habitualmente en algoritmos de decisión rígida ruido/no ruido ["Improving Audio Codecs by Noise Substitution" D. Schultz, JAES, Vol. 44, N.º 7/8, 1996]. Aunque estos métodos intentan medir la cantidad de verdadero ruido en una señal, pueden aplicarse para la medición de un nivel de piso de ruido según se define en la presente invención, aunque no dan resultados igual de buenos que el método expuesto anteriormente. También es posible usar un enfoque de análisis mediante síntesis, es decir, tener un decodificador en el codificador y de esta manera calcular un valor correcto de la cantidad de ruido adaptativo requerido.

Adición de piso de ruido adaptativo

Con el fin de aplicar el piso de ruido adaptativo, debe estar disponible una representación de envolvente espectral de la señal. Pueden ser valores PCM lineales para implementaciones de banco de filtros o una representación LPC. El piso de ruido se conforma según esta envolvente antes de ajustarlo a niveles correctos, según los valores recibidos por el decodificador. También es posible ajustar los niveles con un desfase adicional dado en el decodificador.

En una implementación del decodificador de la presente invención, los niveles de piso de ruido recibidos se comparan con un límite superior dado en el decodificador, se correlacionan con varios canales de banco de filtros y a continuación se suavizan mediante filtrado paso bajo tanto en tiempo como en frecuencia, figura 2. La señal de banda alta replicada se ajusta con el fin de obtener el nivel de señal total correcto después de añadir el piso de ruido a la señal.

Los factores de ajuste y las energías de piso de ruido se calculan según la ecuación 3 y 4.

$$NivelRuido(k,l) = sfb_nrg(k,l) \cdot \frac{nf(k,l)}{1 + nf(k,l)} \quad \text{ec. 3}$$

$$FactorAjuste(k,l) = \sqrt{\frac{1}{1 + nf(k,l)}} \quad \text{ec. 4}$$

donde k indica la línea de frecuencia, l el índice de tiempo para cada muestra de subbanda, $sfb_nrg(k,l)$ es la representación de la envolvente, y $nf(k,l)$ es el nivel de piso de ruido. Cuando se genera ruido con $nivelRuido(k,l)$ de energía y se ajusta la amplitud de banda alta con $FactorAjuste(k,l)$, el piso de ruido añadido y la banda alta tendrán energía según $sfb_nrg(k,l)$. Un ejemplo de la salida del algoritmo se presenta en las figuras 3 a 5. La figura 3 muestra el espectro de una señal original que contiene una estructura de formante muy pronunciada en la banda baja, pero mucho menos pronunciada en la banda alta. Procesar esto con SBR sin adición de piso de ruido adaptativo da un resultado según la figura 4. En este caso, es evidente que aunque la estructura de formante de la banda alta replicada es correcta, el nivel de piso de ruido es demasiado bajo. El nivel de piso de ruido estimado y aplicado según la invención da el resultado de la figura 5, en la que se presenta el piso de ruido superpuesto a la banda alta replicada. El beneficio de la adición de piso de ruido adaptativo es muy obvia en este caso tanto visual como audiblemente.

Adaptación de ganancia de transposicionador

Un proceso de replicación ideal, que utiliza múltiples factores de transposición, produce un gran número de componentes de armónicos, proporcionando una densidad de armónicos similar a la original. A continuación se describe un método para seleccionar factores de amplificación apropiados para los diferentes armónicos. Supóngase que la señal de entrada es una serie de armónicos:

$$x(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cos(2\pi f_i t). \quad \text{ec. 5}$$

Una transposición por un factor dos da:

$$y(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cos(2 \times 2\pi f_i t). \quad \text{ec. 6}$$

Claramente, se pierde un armónico de cada dos en la señal transpuesta. Con el fin de aumentar la densidad de armónicos, se añaden a la banda alta armónicos de transposiciones de orden superior, $M=3,5$ etc. Para beneficiarse al máximo de múltiples armónicos, es importante ajustar apropiadamente sus niveles para evitar que un armónico domine sobre otros dentro de un intervalo de frecuencia solapado. Un problema que surge al hacer esto es cómo manejar las diferencias de nivel de señal entre los intervalos fuente de los armónicos. Estas diferencias tienden a variar entre material de programa, lo que hace difícil usar factores de ganancia constantes para los diferentes armónicos. Se explica ahora un método para ajustar el nivel de los armónicos que tiene en cuenta la distribución espectral en la banda baja. Las salidas de los transposicionadores se alimentan a través de ajustadores de ganancia, se suman y se envían al banco de filtros de ajuste de envolvente. También se envían a este banco de filtros la señal de banda baja que posibilita el análisis espectral del mismo. En la presente invención, se calculan las potencias de señal de los intervalos de fuente correspondientes a los diferentes factores de transposición y se ajustan las ganancias de los armónicos en consecuencia. Una solución más elaborada es estimar la pendiente del espectro de banda baja y compensarla antes del banco de filtros, usando sencillas implementaciones de filtro, por ejemplo filtros en escalón (*shelving*). Es importante indicar que este procedimiento no afecta a la funcionalidad de ecualización del banco de filtros, y que la banda baja analizada por el banco de filtros no se vuelve a sintetizar por el mismo.

Limitación de sustitución de ruido

Según lo anterior (ec. 5 y ec. 6), la banda alta replicada contendrá ocasionalmente huecos en el espectro. El algoritmo de ajuste de envolvente intenta hacer la envolvente espectral de la banda alta regenerada similar a la original. Supóngase que la señal original tiene una energía alta dentro de una banda de frecuencia, y que la señal transpuesta muestra un hueco espectral dentro de esta banda de frecuencia. Esto implica, siempre que se permita a los factores

ES 2 334 404 T3

de amplificación adoptar valores arbitrarios, que se aplicará un factor de amplificación muy alto a esta banda de frecuencia, y se ajustará el ruido u otras componentes no deseadas de la señal a la misma energía que la original. Esto se denomina como sustitución de ruido no deseado. Sea

$$P_1 = [p_{11}, \dots, p_{1N}] \quad \text{ec. 7}$$

los factores de escala de la señal original en un momento dado, y

$$P_2 = [p_{21}, \dots, p_{2N}] \quad \text{ec. 8}$$

los factores de escala correspondientes de la señal transpuesta, representando cada elemento de los dos vectores energía de subbandas normalizada en tiempo y frecuencia. Los factores de amplificación requeridos para el banco de filtros de ajuste de envolvente espectral se obtienen como

$$G = [g_1, \dots, g_N] = \left[\sqrt{\frac{p_{11}}{p_{21}}}, \dots, \sqrt{\frac{p_{1N}}{p_{2N}}} \right]. \quad \text{ec. 9}$$

Observando G, resulta innecesario determinar las bandas de frecuencia con sustitución de ruido no deseado, ya que éstas presentan factores de amplificación mucho mayores que las otras. La sustitución de ruido no deseado se evita así fácilmente aplicando un limitador a los factores de amplificación, es decir, permitiéndoles variar libremente hasta un cierto límite, $g_{\max}$. Los factores de amplificación que usan el limitador de ruido se obtienen mediante

$$G_{\lim} = [\min(g_1, g_{\max}), \dots, \min(g_N, g_{\max})]. \quad \text{ec. 10}$$

Sin embargo, la expresión sólo muestra el principio básico de los limitadores de ruido. Puesto que la envolvente espectral de la señal transpuesta y la original pueden diferir de manera significativa tanto en nivel como en pendiente, no es viable usar valores constantes para $g_{\max}$. En su lugar se calcula una ganancia promedio, definida como

$$G_{\text{med}} = \sqrt{\frac{\sum_i P_{1i}}{\sum_i P_{2i}}}, \quad \text{ec. 11}$$

y se permite que los factores de amplificación la superen en una cierta cantidad. Con el fin de tener en cuenta variaciones de nivel de banda ancha, también es posible dividir los dos vectores P_1 y P_2 en diferentes subvectores, y procesarlos de manera correspondiente. De esta manera se obtiene un limitador de ruido muy eficaz sin interferir con, ni confinar, la funcionalidad del ajuste de nivel de las señales de subbanda que contienen información útil.

Interpolación

Es habitual en los codificadores de audio de subbanda agrupar los canales del banco de filtros de análisis, cuando se generan factores de escala. Los factores de escala representan una estimación de la densidad espectral dentro de la banda de frecuencia que contiene los canales de banco de filtros de análisis agrupados. Con el fin de obtener la tasa de bits más baja posible, es deseable minimizar el número de factores de escala transmitidos, lo que implica usar grupos de canales de filtro tan grandes como sea posible. Normalmente esto se hace agrupando las bandas de frecuencia según una escala de Bark, aprovechando así la resolución de frecuencia logarítmica del sistema auditivo humano. Es posible en un banco de filtros de ajuste de envolvente del decodificador SBR agrupar los canales de manera idéntica a la agrupación usada durante el cálculo de factores de escala en el codificador. Sin embargo, el banco de filtros de ajuste todavía puede funcionar por canal del banco de filtros, interpolando valores de los factores de escala recibidos. El método de interpolación más sencillo es asignar a cada canal del banco de filtros dentro del grupo usado para el cálculo de factores de escala el valor del factor de escala. La señal transpuesta también se analiza y se calcula un factor de escala por cada canal del banco de filtros. Estos factores de escala y los interpolados, que representan la envolvente espectral original, se usan para calcular los factores de amplificación según lo anterior. Hay dos ventajas principales con este esquema de interpolación en el dominio de frecuencia. La señal transpuesta normalmente tiene un espectro más disperso que la original. Por tanto es beneficioso un suavizado espectral y éste se hace más eficaz cuando opera

en bandas de frecuencia estrechas, en comparación con bandas anchas. En otras palabras, los armónicos generados pueden aislarse y controlarse mejor mediante el banco de filtros de ajuste de envolvente. Además, el rendimiento del limitador de ruido se mejora ya que pueden estimarse y controlarse mejor los huecos espectrales con una resolución de frecuencia superior.

5 *Suavizado*

Resulta ventajoso, tras obtener los factores de amplificación apropiados, aplicar un suavizado en tiempo y frecuencia, con el fin de evitar solapamiento y oscilación transitoria en el banco de filtros de ajuste así como rizado en los factores de amplificación. La figura 6 muestra los factores de amplificación que han de multiplicarse por las muestras de subbanda correspondientes. La figura muestra dos bloques de alta resolución seguidos por tres bloques de baja resolución y un bloque de alta resolución. También muestra la resolución de frecuencia en disminución a frecuencias más altas. La brusquedad de la figura 6 se elimina en la figura 7 filtrando los factores de amplificación tanto en tiempo como en frecuencia, por ejemplo empleando una media móvil ponderada. Sin embargo, es importante mantener la estructura de transitorios para los bloques cortos en tiempo con el fin de no reducir la respuesta de transitorios del intervalo de frecuencia replicado. De forma similar, es importante no filtrar los factores de amplificación para los bloques de alta resolución excesivamente con el fin de mantener la estructura de formante del intervalo de frecuencia replicado. En la figura 9b el filtrado se ha exagerado intencionadamente para una mejor visibilidad.

20 *Implementaciones prácticas*

La presente invención puede implementarse tanto en chips de hardware como en DSP, para diversos tipos de sistemas, para almacenamiento o transmisión de señales, analógicas o digitales, usando códecs arbitrarios. La figura 8 y la figura 9 muestran una posible implementación de la presente invención. En este caso la reconstrucción de banda alta se realiza mediante replicación de banda espectral, SBR. En la figura 8 se muestra el lado del codificador. La señal de entrada analógica se alimenta al convertidor 801 A/D y a un codificador de audio arbitrario, 802, así como a la unidad 803 de estimación de nivel de piso de ruido y a una unidad 804 de extracción de envolvente. La información codificada se multiplexa en un flujo de bits en serie, 805, y se transmite o almacena. En la figura 9 se muestra una implementación de decodificador típico. El flujo de bits en serie se demultiplexa, 901, y se codifican los datos de envolvente, 902, es decir, la envolvente espectral de la banda alta y el nivel de piso de ruido. La señal codificada fuente demultiplexada se decodifica usando un codificador de audio arbitrario, 903, y se muestrea 904 en sentido ascendente. En la presente implementación se aplica una transposición SBR en la unidad 905. En esta unidad se amplifican los diferentes armónicos usando la información de realimentación desde el banco de filtros de análisis, 908, según la presente invención. Los datos de nivel de piso de ruido se envían a la unidad de adición de piso de ruido adaptativo, 906, en la que se genera un piso de ruido. Los datos de envolvente espectral se interpolan, 907, los factores de amplificación se limitan 909, y suavizan 910, según la presente invención. La banda alta reconstruida se ajusta 911 y se añade el ruido adaptativo. Finalmente, la señal se vuelve a sintetizar 912 y se añade a la banda baja retardada 913. La salida digital se convierte de vuelta a una forma de onda analógica 914.

En el aparato para mejorar un decodificador 903 de fuente, el decodificador de fuente genera una señal decodificada decodificando una señal codificada obtenida por codificación de fuente de una señal original. La señal original tiene una parte de banda baja y una parte de banda alta. La señal codificada incluye la parte de banda baja de la señal original y no incluye la parte de banda alta de la señal original. La señal decodificada se usa para una reconstrucción de alta frecuencia para obtener una señal reconstruida de alta frecuencia que incluye una parte de banda alta reconstruida de la señal original.

REIVINDICACIONES

1. Aparato para mejorar un decodificador de fuente, generando el decodificador de fuente una señal decodificada decodificando una señal codificada obtenida por codificación de fuente de una señal original, teniendo la señal original una parte de banda baja y una parte de banda alta, incluyendo la señal codificada la parte de banda baja de la señal original y no incluyendo la parte de banda alta de la señal original, en el que la señal decodificada se usa para reconstrucción de alta frecuencia para obtener una señal reconstruida de alta frecuencia que incluye una parte de banda alta reconstruida de la señal original, que comprende:

un ajustador para ajustar una envolvente espectral de la señal reconstruida de alta frecuencia, en el que el ajustador incluye:

un suavizador para suavizar factores de amplificación de ajuste de envolvente para obtener factores de amplificación de ajuste de envolvente suavizados para canales de filtro, calculándose los factores de amplificación de ajuste de envolvente usando factores de escala de la parte de banda alta de la señal original y factores de escala correspondientes de la señal reconstruida de alta frecuencia; y

un multiplicador para multiplicar muestras de subbanda en canales de filtro usando factores de ajuste de envolvente suavizados correspondientes para obtener la parte de banda alta reconstruida de la señal original.

2. Aparato según la reivindicación 1, en el que el suavizador es operativo para realizar la operación de suavizado en tiempo y frecuencia.

3. Método para mejorar un decodificador de fuente, generando el decodificador de fuente una señal decodificada decodificando una señal codificada obtenida por codificación de fuente de una señal original, teniendo la señal original una parte de banda baja y una parte de banda alta, incluyendo la señal codificada la parte de banda baja de la señal original y no incluyendo la parte de banda alta de la señal original, en el que la señal decodificada se usa para reconstrucción de alta frecuencia para obtener una señal reconstruida de alta frecuencia que incluye una parte de banda alta reconstruida de la señal original, que comprende:

ajustar una envolvente espectral de la señal reconstruida de alta frecuencia, en el que la etapa de ajustar incluye las siguientes etapas:

suavizar factores de amplificación de ajuste de envolvente para obtener factores de amplificación de ajuste de envolvente suavizados para canales de filtro, calculándose los factores de amplificación de ajuste de envolvente usando factores de escala de la parte de banda alta de la señal original y factores de escala correspondientes de la señal reconstruida de alta frecuencia; y

multiplicar muestras de subbanda en canales de filtro usando factores de ajuste de envolvente suavizados correspondientes para obtener la parte de banda alta reconstruida de la señal original.

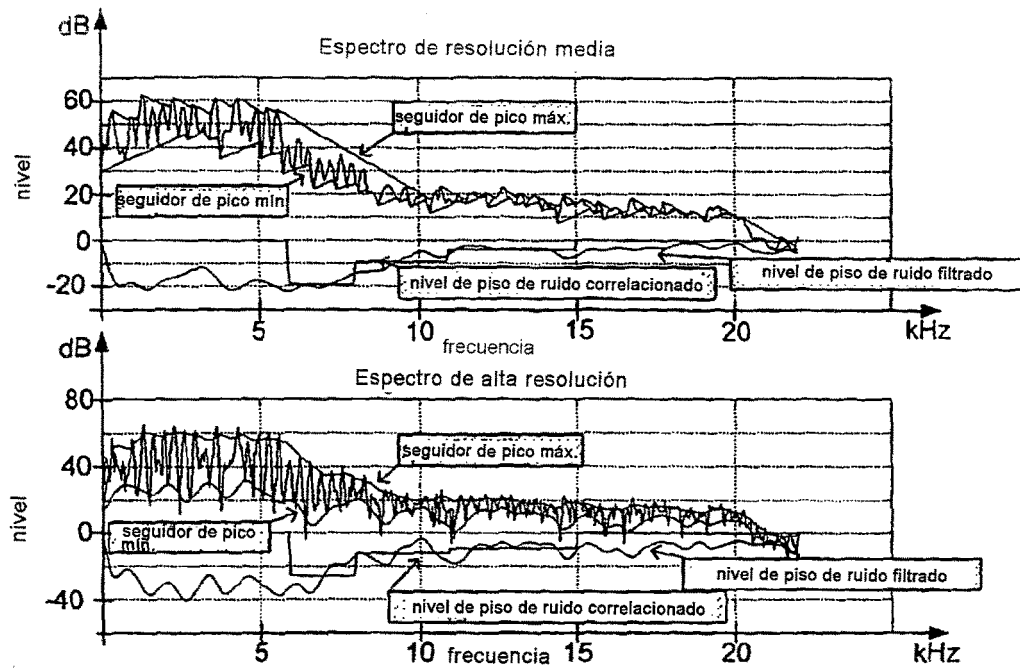


Fig. 1

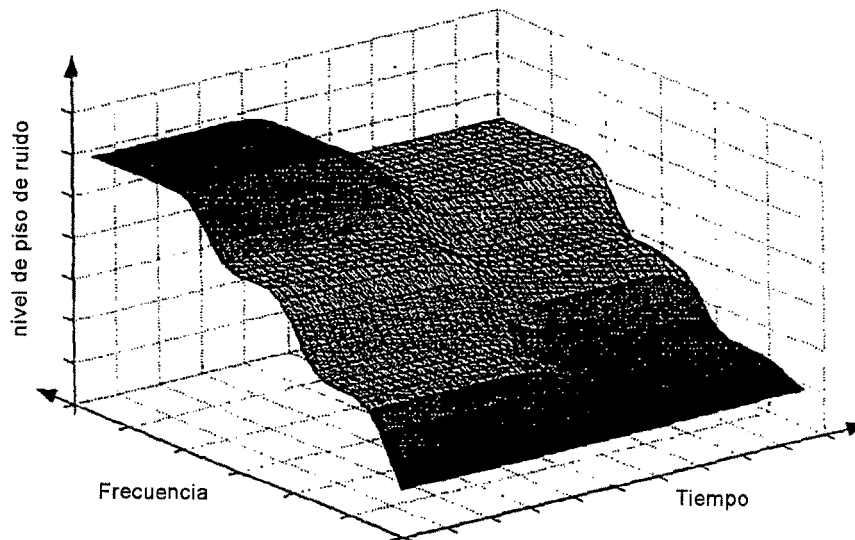


Fig. 2

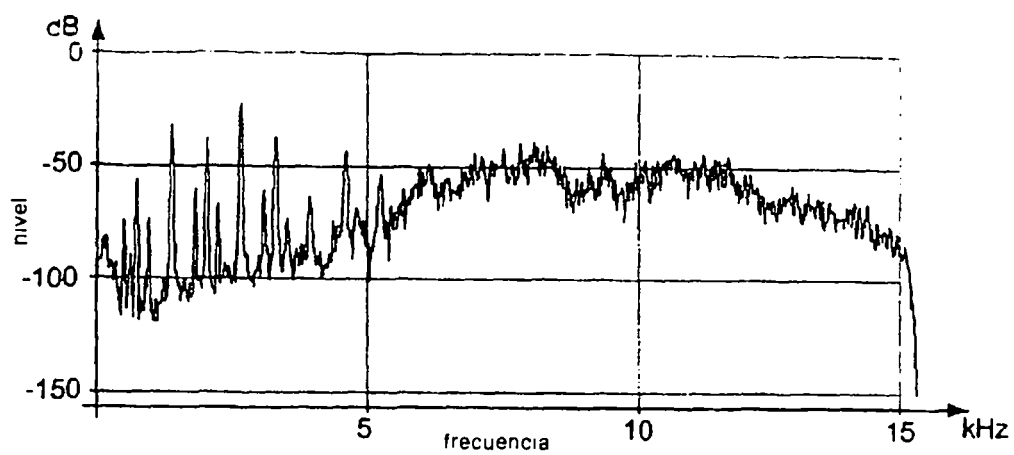


Fig. 3

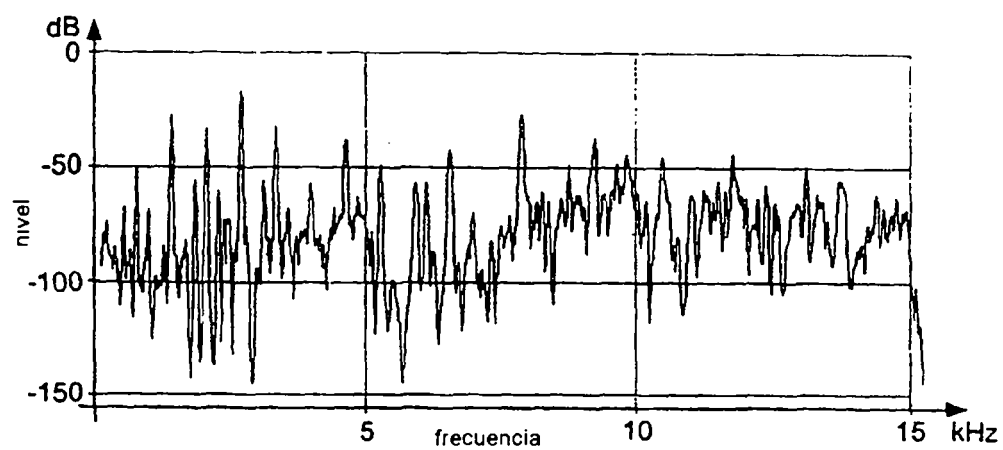


Fig. 4

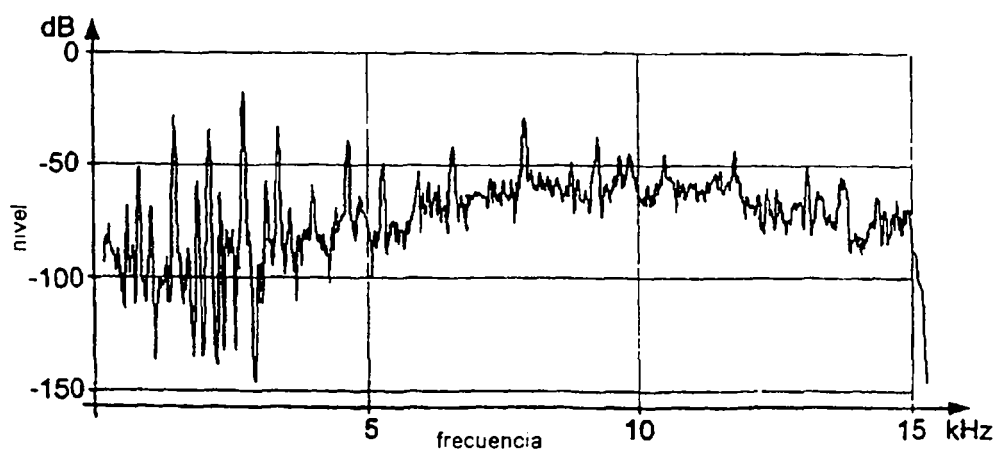


Fig. 5

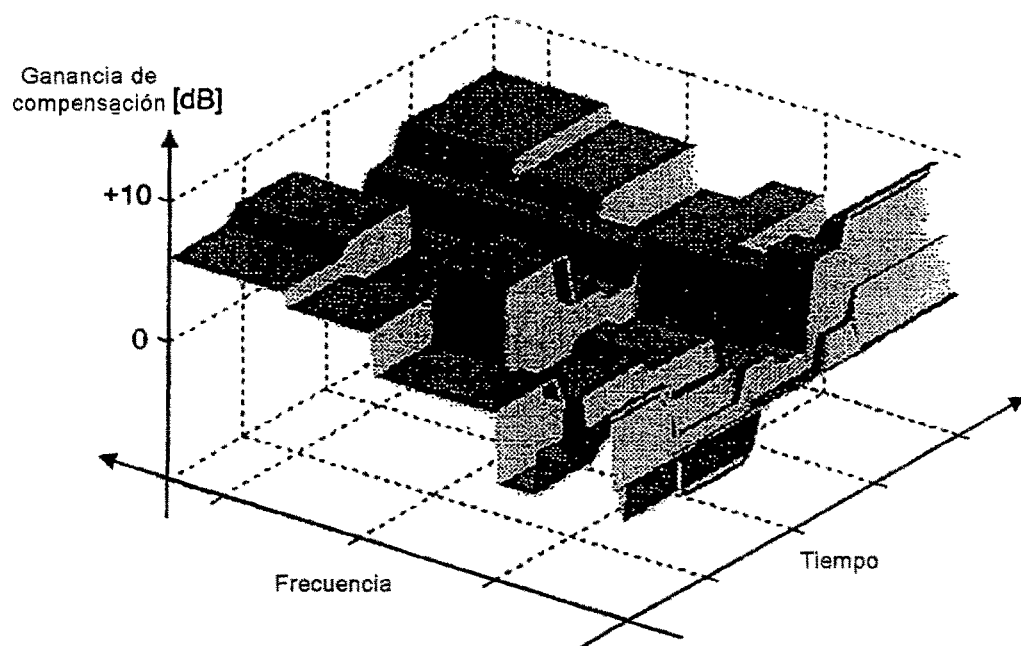


Fig. 6

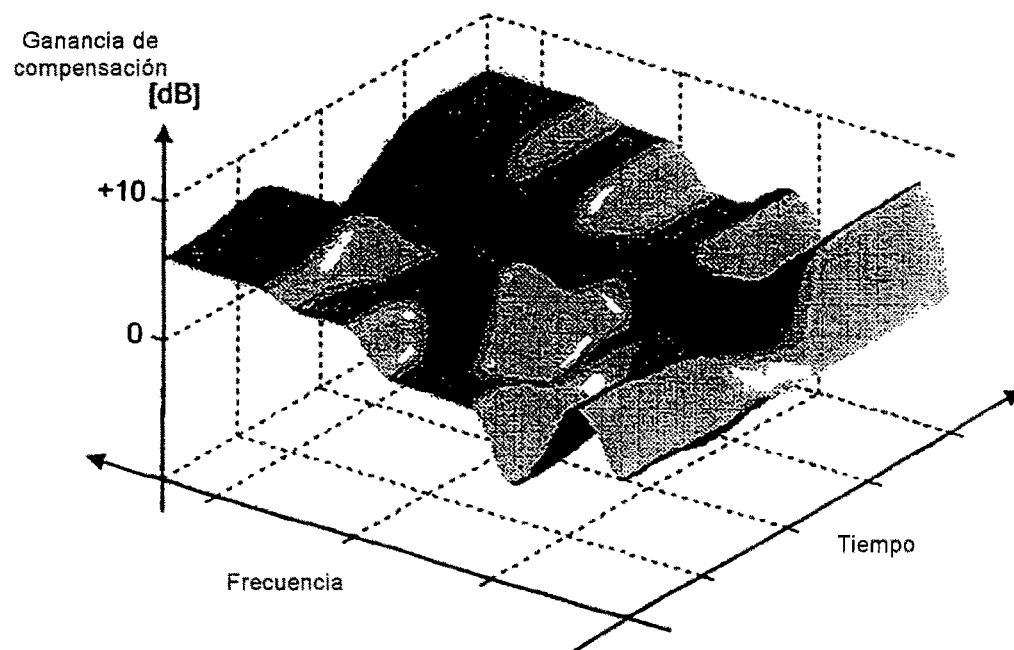


Fig. 7

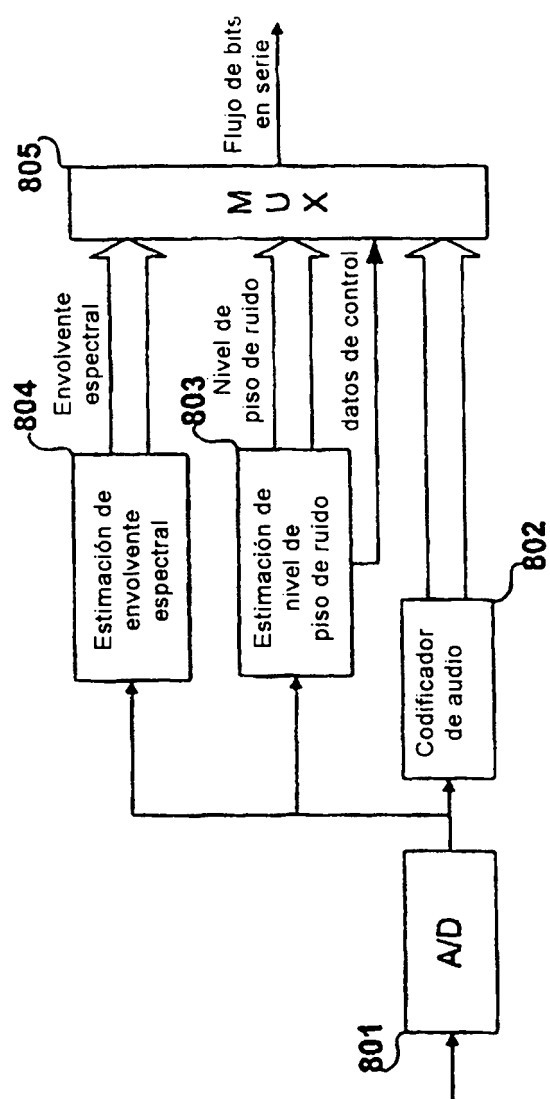


Fig. 8

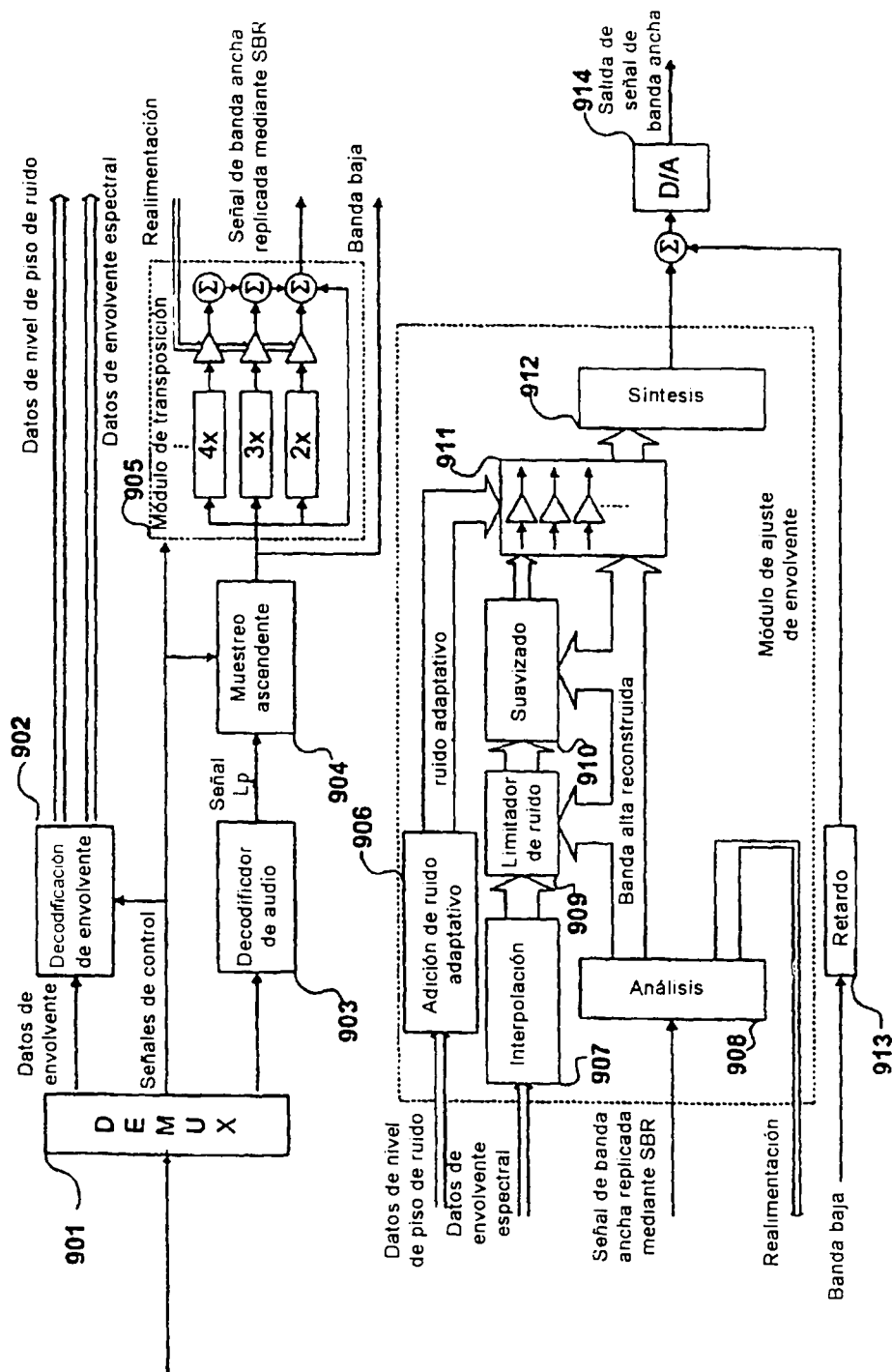


Fig. 9