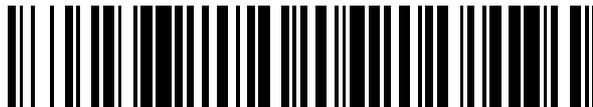


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 659 182**

51 Int. Cl.:

G10L 19/00 (2013.01)

G10L 19/26 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **28.01.2014 PCT/EP2014/051593**

87 Fecha y número de publicación internacional: **07.08.2014 WO14118157**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **28.01.2014 E 14701749 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **03.01.2018 EP 2936484**

54 Título: **Aparato y método para procesar una señal codificada y codificador y método para generar una señal codificada**

30 Prioridad:

29.01.2013 US 201361758075 P

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

14.03.2018

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

**FUCHS, GUILLAUME;
GRILL, BERNHARD;
LUTZKY, MANFRED y
MULTRUS, MARKUS**

74 Agente/Representante:

ARIZTI ACHA, Monica

ES 2 659 182 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).

Aparato y método para procesar una señal codificada y codificador y método para generar una señal codificada

DESCRIPCIÓN

5 La presente invención está relacionada con el procesamiento de señales de audio y particularmente con el procesamiento de señales de audio en el contexto de la codificación de voz utilizando filtros de frecuencias bajas posteriores adaptativos.

10 El filtro de frecuencias bajas posterior es un procesamiento posterior de la señal decodificada utilizado por algunos codificadores de voz. El procesamiento posterior se ilustra en la Fig. 11 y es equivalente a restar de la señal decodificada $\hat{s}(n)$ un error de predicción a largo plazo que se escala y a continuación se pasa por un filtro paso bajo. La función de transferencia del filtro de predicción a largo plazo está dada por:

$$P_{LT}(z) = 1 - \frac{1}{2}z^{-T} - \frac{1}{2}z^{+T}$$

15 donde T es un retardo que normalmente corresponde al tono de la voz o al período principal de la señal decodificada pseudo-estacionaria. El retardo T normalmente se deduce de la señal decodificada o de la información contenida directamente dentro del flujo de bits. Generalmente, este es el parámetro de retardo de predicción a largo plazo ya utilizado para decodificar la señal. Este también puede calcularse en la señal decodificada mediante la realización de análisis predictivo a largo plazo. A continuación, la señal decodificada posteriormente filtrada es igual a:

$$\widehat{s}_{pf}(n) = \hat{s}(n) - \alpha(\hat{s}(n) * p_{LT}(n) * h_{LP}(n))$$

25 donde α es una ganancia multiplicadora que corresponde al factor de atenuación de los componentes anti-armónicos y $h_{LP}(n)$ es la respuesta al impulso de un filtro paso bajo. En cuanto al retardo T, la ganancia puede provenir directamente del flujo de bits o calcularse directamente de la señal decodificada.

30 El filtro de frecuencias bajas posterior se diseñó para mejorar la calidad de la voz clara pero puede crear artefactos inesperados que pueden arruinar la experiencia de la audición, especialmente cuando los componentes anti-armónicos son componentes útiles en la señal original, tal como puede ser el caso de la música o la voz en un entorno ruidoso. Una solución para este problema puede hallarse en [3], donde el filtro posterior se puede omitir gracias a una decisión determinada en el lado del decodificador o en el lado del codificador. En este último caso, es necesario transmitir la decisión dentro del flujo de bits tal como se ilustra en la Figura 12.

35 En particular, las Figs. 11 y 12 ilustran un decodificador 1100 para decodificar una señal de audio codificada dentro de un flujo de bits para obtener una señal decodificada. La señal decodificada se somete a un retardo en una etapa de retardo 1102 y se envía a un restador 1112. Asimismo, la señal de audio decodificada entra en un filtro de predicción a largo plazo indicado mediante $P_{LT}(z)$. La salida del filtro 1104 entra en una etapa de ganancia 1108 y la salida de la etapa de ganancia 1108 entra en un filtro paso bajo 1106. El filtro de predicción a largo plazo 1104 se controla mediante un retardo T y la etapa de ganancia 1108 se controla mediante una ganancia α . El retardo T es el retardo tonal y la ganancia α es la ganancia tonal. Ambos valores se decodifican/recuperan mediante el bloque 1110. Generalmente, la ganancia tonal y el retardo tonal se utilizan adicionalmente por el decodificador 1100 para generar una señal decodificada tal como una señal de voz decodificada.

40 La Fig. 12 tiene adicionalmente el bloque de decisión del decodificador 1200 y un conmutador 1202 para utilizar o no el filtro de frecuencias bajas posterior. El filtro de frecuencias bajas posterior generalmente está indicado por 1114 en la Fig. 11 y la Fig. 12.

45 Se ha descubierto que controlando el filtro de frecuencias bajas posterior mediante la información tonal tal como la ganancia tonal y el retardo tonal o la desactivación completa del filtro de frecuencias bajas posterior no son soluciones óptimas. En cambio, el filtro de frecuencias bajas posterior puede mejorar sustancialmente la calidad del audio si el filtro de frecuencias bajas posterior está correctamente configurado. Por otra parte, el filtro de frecuencias bajas posterior puede degradar gravemente la calidad del audio, cuando el filtro de frecuencias bajas posterior no está controlado para tener una característica óptima de filtro de frecuencias bajas posterior.

50 Por lo tanto, un objeto de la presente invención es proporcionar un concepto de codificación que tiene una calidad de audio mejorada.

55 Este objeto se alcanza mediante un aparato para procesar una señal de audio codificada de la reivindicación 1, un codificador para generar una señal codificada de la reivindicación 9, un método para procesar una señal de audio codificada de la reivindicación 15, un método para generar una señal codificada de la reivindicación 16, un programa informático de la reivindicación 17. Un control óptimo del filtro de frecuencias bajas posterior proporciona una mejora

significativa en la calidad del audio en comparación con un control puramente promovido por información tonal del filtro de frecuencias bajas posterior o en comparación con únicamente activar/desactivar un filtro de frecuencias bajas posterior. A tal fin, se genera un parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior en el lado del codificador típicamente utilizando la señal codificada y nuevamente decodificada y la señal original en el codificador, y este parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior se transmite al lado del decodificador. En un aparato del lado del decodificador para procesar una señal codificada, se configura un decodificador de señal de audio para decodificar la señal de audio codificada utilizando el retardo tonal o la ganancia tonal para obtener una señal de audio decodificada. Asimismo, se proporciona un filtro de frecuencias bajas posterior controlable para filtrar la señal de audio decodificada para obtener una señal procesada, donde este filtro de frecuencias bajas posterior controlable tiene una característica de filtro de frecuencias bajas posterior controlable, que se controla mediante el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior. Asimismo, se proporciona un controlador para configurar la característica variable del filtro de frecuencias bajas posterior de acuerdo con el parámetro del control de filtro de frecuencias bajas posterior incluido en la señal codificada además del retardo tonal o de la ganancia tonal incluidos en la señal de audio codificada.

Así, el filtro de frecuencias bajas posterior es un filtro aplicado a la salida de algunos decodificadores de voz y tiene por objeto atenuar el ruido anti-armónico introducido por una codificación de voz con pérdidas. En una realización, el factor de atenuación óptimo de los componentes anti-armónicos se calcula mediante un estimador de error mínimo cuadrático medio (MMSE). Preferentemente, el error cuadrático entre la señal original y la señal decodificada posteriormente filtrada es la función de coste que se ha de minimizar. El factor óptimo así obtenido se calcula en el lado del codificador antes de cuantificarse y transmitirse al decodificador. Adicionalmente o como alternativa, también es posible optimizar en el lado del codificador los otros parámetros de la filtración posterior de frecuencias bajas, es decir el retardo tonal T y una característica del filtro. Preferentemente, la característica del filtro es una característica de filtro paso bajo, pero la presente invención no está restringida solamente a filtros que tienen una característica de paso bajo. En cambio, otras características de filtro pueden ser una característica de filtro paso todo, una característica de filtro paso banda o una característica de filtro paso alto. A continuación, el índice del mejor filtro se transmite al decodificador.

En realizaciones adicionales, se realiza una optimización multi-dimensional al optimizar, al mismo tiempo, una combinación de dos o tres parámetros entre el parámetro de ganancia/atenuación, el parámetro de retardo o el parámetro de característica de filtro.

A continuación se exponen realizaciones preferidas en el contexto de los dibujos adjuntos y se analizan además en las reivindicaciones dependientes adjuntas.

- La Fig. 1 ilustra la realización de un aparato para procesar una señal de audio codificada;
- La Fig. 2 ilustra una realización adicional de un aparato para procesar una señal codificada;
- La Fig. 3 ilustra un aparato adicional para procesar una señal de audio codificada que opera en el dominio espectral;
- La Fig. 4 ilustra una representación esquemática de un filtro de frecuencias bajas posterior controlable de la Fig. 1;
- La Fig. 5 ilustra las operaciones realizadas por el controlador de la Fig. 1;
- La Fig. 6 ilustra un codificador para generar una señal codificada en una realización;
- La Fig. 7a ilustra una realización adicional de un codificador;
- La Fig. 7b ilustra ecuaciones/etapas realizadas por un aparato/método para generar una señal codificada;
- La Fig. 8 ilustra procedimientos realizados por el procesador de la Fig. 6;
- La Fig. 9 ilustra etapas o procedimientos realizados por el procesador de la Fig. 6 en una realización adicional;
- La Fig. 10 ilustra una implementación adicional del codificador/procesador de la Fig. 6;
- La Fig. 11 ilustra un aparato de procesamiento de señal de la técnica anterior; y
- La Fig. 12 ilustra un aparato de procesamiento de señal adicional de la técnica anterior.

La Fig. 1 ilustra el aparato para procesar la señal codificada. La señal codificada se introduce en una interfaz de entrada 100. A la salida de la interfaz de entrada 100, se proporciona un decodificador de señal de audio para decodificar la señal de audio codificada. La señal codificada introducida en la interfaz de entrada 100 comprende una señal de audio codificada que tiene una información sobre un retardo tonal o una ganancia tonal. Además, la señal codificada comprende un parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior. Este parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior se envía desde la interfaz de entrada 100 hacia el controlador 114 para configurar una característica variable de filtro de frecuencias bajas posterior de un filtro de frecuencias bajas posterior controlable 112 de acuerdo con el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior incluido en la señal codificada. Por lo tanto, este parámetro de control 101 se proporciona en la señal de audio codificada además de la información sobre el retardo tonal o la ganancia tonal y por lo tanto puede utilizarse para configurar la característica controlable de filtro de frecuencias bajas posterior además de los parámetros de control de filtro de

frecuencias bajas posterior específicamente incluidos en la señal codificada 102.

Como se ilustra en la Fig. 2, el filtro de frecuencias bajas posterior controlable 112 puede comprender un filtro de predicción a largo plazo $P_{LT}(z)$ indicado en 204, una etapa de ganancia conectada posteriormente 206 y un filtro paso bajo conectado posteriormente 208. En este contexto, no obstante, se hace hincapié en que los elementos 204, 206, 208 se pueden disponer en cualquier orden diferente, es decir, la etapa de ganancia 206 se puede disponer antes que el filtro de predicción a largo plazo 204 o después del filtro paso bajo 208 e, igualmente, el orden entre el filtro paso bajo 208 y el filtro de predicción a largo plazo 204 se puede intercambiar de modo que el filtro paso bajo 208 sea el primero en la cadena de procesamiento. Asimismo, las características del filtro de predicción 204, la etapa de ganancia 206 y el filtro paso bajo 208 pueden unirse en un único filtro (o en dos filtros en cascada) que tienen un producto de las funciones de transferencia de los tres elementos.

En la Fig. 2, el parámetro del control de filtro de frecuencias bajas posterior 101 es un valor de ganancia para controlar la etapa de ganancia 206 y este valor de ganancia 101 se decodifica por el decodificador de ganancia 114 que está incluido en el controlador 114 de la Fig. 1. Así, el decodificador de ganancia 114 proporciona una ganancia α (índice) decodificada y este valor se aplica a la etapa de ganancia variable 206. El resultado de los procedimientos en la Fig. 1 y la Fig. 2 y los otros procedimientos de la presente invención son una señal decodificada procesada o posteriormente filtrada que tiene una calidad superior comparada con los procedimientos ilustrados en la Fig. 11 y la Fig. 12. En particular, el controlador 114 en la Fig. 1 comprende además un bloque 210 para decodificar/recuperar información tonal, es decir, información acerca de un retardo total T y/o información acerca de una ganancia tonal g_{tp} . La derivación de estos datos se puede realizar ya sea mediante la simple lectura de la información correspondiente de la señal codificada ilustrada por la línea 211 o realmente analizando la señal de audio decodificada ilustrada en la línea 212. No obstante, cuando el decodificador de la señal de audio es un decodificador de voz, entonces la señal de audio codificada comprenderá información explícita sobre una ganancia tonal o un retardo tonal. No obstante, cuando esta información no está presente, se puede derivar de la señal decodificada 103 mediante el bloque 210. Este análisis puede, por ejemplo, ser un análisis tonal o un análisis de rastreo tonal o cualquier otra forma ampliamente conocida de derivación de un tono de una señal de audio. Además, el bloque 210 puede derivar no solamente el retardo tonal o la frecuencia tonal sino que puede también derivar la ganancia tonal.

La Fig. 2 ilustra una implementación preferida de la presente invención que funciona en el dominio temporal. Por el contrario, la Fig. 3 ilustra una implementación de la presente invención que funciona en un dominio espectral. Por ejemplo, en la Fig. 3 se ilustra un dominio de sub-banda QMF. Contrariamente a la Fig. 2, se proporciona un analizador QMF 300 para convertir la señal decodificada al dominio espectral, preferentemente el dominio QMF. Además, se proporciona una segunda vez al convertidor de espectro 302 que se implementa preferentemente como el bloque de análisis QMF. El filtro paso bajo 208 de la Fig. 2 se reemplaza por un bloque de ponderación de sub-banda 304 y el restador 202 de la Fig. 2 se reemplaza por un restador por banda 202. Además, se proporciona un bloque de síntesis QMF 306. En particular, el análisis QMF 302 proporciona una pluralidad de sub-bandas o valores espectrales individuales para bandas individuales de frecuencia. Estas bandas individuales a continuación se someten a la ponderación de sub-banda 304, donde el factor de ponderación es diferente para cada banda individual de modo que todos los factores de ponderación en conjunto representan, por ejemplo, una característica de filtro paso bajo. Así, cuando, por ejemplo, se consideran cinco bandas, y cuando se ha de implementar una característica de filtro paso bajo mediante los bloques de ponderación de sub-banda 304 para las bandas individuales, a continuación los factores de ponderación aplicados por los bloques de ponderación de sub-banda 304 descenderán desde un valor alto para la banda más baja hasta un valor más bajo para una banda más alta. Esto se ilustra mediante el esquema de la derecha de la Fig. 3 que ilustra a modo de ejemplo cinco bandas con números de banda 1, 2, 3, 4, 5, donde cada banda tiene un factor de ponderación individual. La banda 1 tiene el factor de ponderación 310 aplicado por el bloque 304, la banda 2 tiene el factor de ponderación 312, la banda 3 tiene la ponderación 314, la banda 4 tiene el factor de ponderación 316 y la banda 5 tiene el factor de ponderación 318. Puede observarse que el factor de ponderación para una banda más alta tal como la banda 5 es más bajo que el factor de ponderación para una banda más baja tal como la banda 1. Así, se implementa una característica de filtro paso bajo. Por otra parte, los factores de ponderación se pueden disponer en un orden diferente para aplicar una característica de filtro diferente según el uso para un caso determinado.

Así, en comparación con la Fig. 2, se reemplaza un filtro paso bajo en el dominio temporal en el bloque 208 por los dos convertidores tiempo a espectro 300, 302 y el convertidor espectro a tiempo 306.

La Fig. 4 ilustra una implementación preferida del filtro de frecuencias bajas posterior controlable 112 de la Fig. 1. Preferentemente, el filtro de frecuencias bajas posterior 112 comprende un aparato de filtro 209 y un restador 202. El aparato de filtro recibe, como su entrada, la señal decodificada 103. Preferentemente, el aparato de filtro 208 comprende una funcionalidad de filtro de predicción a largo plazo 204, la funcionalidad de una etapa de ganancia 206 y la funcionalidad de un manipulador de señal, donde este manipulador de señal puede, por ejemplo, ser un filtro real 208 como sería el caso en la implementación de la Fig. 2. Como alternativa, el manipulador de señal puede

ser un ponderador para una sub-banda individual o una banda espectral como en la implementación de la Fig. 3, el elemento 304.

5 Los elementos 204, 206, 208 pueden disponerse en cualquier orden o cualquier combinación y aún pueden implementarse dentro de un único elemento tal como se analizó en el contexto de la Fig. 2. La salida del restador 202 es la señal procesada o posteriormente filtrada 113.

10 Dependiendo de la implementación, los parámetros controlables del aparato de filtro son el retardo T para el filtro de predicción a largo plazo 204, el valor de ganancia α para la etapa de ganancia 206 y la característica de filtro para el manipulador/filtro de señal 208. Todos estos parámetros pueden verse influenciados individual o colectivamente por el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior adicionalmente incluido en el flujo de bits tal como se analiza en el contexto del elemento 101 de la Fig. 1.

15 La Fig. 5 ilustra un procedimiento para derivar la ganancia α (índice) decodificada realmente ilustrada en la Fig. 3. A tal fin, se recupera el valor de ganancia cuantificado del flujo de bits analizando la señal codificada para obtener el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior que representa el valor recuperado de la etapa 500. Asimismo, en la etapa 502 se deriva una ganancia tonal utilizando la información sobre ganancia tonal incluida en la señal de audio codificada o analizando la señal de audio decodificada tal como se analizó en el contexto del bloque 210 en la Fig. 2 y la Fig. 3. Entonces, a continuación se escala la ganancia tonal derivada 502 utilizando un factor de escala que sea mayor que cero y menor que 1,0 como se ilustra en la etapa 504. A continuación, se calcula la configuración de la etapa de ganancia o el valor de ganancia α (índice) utilizando el valor de ganancia cuantificado en la etapa 500 y la ganancia tonal escalada obtenida en la etapa 504. En particular, se hace referencia a la ecuación (7) en la Fig. 7b. El ajuste de etapa de ganancia α (índice) calculado en la etapa 506 de la Fig. 5 está basado en la ganancia tonal escalada obtenida en la etapa 504. La ganancia tonal es g_{ltp} y el factor de escala en esta realización es 0,5. También se prefieren otros factores de escala entre 0,3 y 0,7. La ganancia tonal g_{ltp} utilizada en la ecuación (7) en la Fig. 7b se calcula/recupera mediante el bloque 210 de la Fig. 3 o la Fig. 2 como se analizó anteriormente y corresponde a la información sobre la ganancia tonal incluida en la señal de audio codificada.

30 La Fig. 6 ilustra un codificador para generar una señal codificada de acuerdo con una realización de la presente invención. En particular, el codificador comprende un codificador de señal de audio 600 para generar una señal de audio codificada 601 que comprende información sobre una ganancia tonal o un retardo tonal, y esta señal de audio codificada se genera a partir de una señal de audio original 603. Asimismo, se proporciona un decodificador 602 para decodificar la señal de audio codificada para obtener una señal de audio decodificada 605. Asimismo, se proporciona un procesador 604 para calcular un parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior 607 que satisface un criterio de optimización, donde la señal decodificada 605 y la señal de audio original 603 se utilizan para calcular el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior 607. Asimismo, el codificador comprende una interfaz de salida 606 para la salida de la señal codificada 608 que contiene la señal de audio codificada 601, la información sobre ganancia tonal y la información sobre el valor tonal y que además contiene el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior 607.

40 Si bien no se indicó explícitamente, cabe destacar que los números de referencia similares en las figuras ilustran elementos similares y que aparecerán cambios a partir del análisis de elementos individuales en el contexto de las figuras individuales.

45 En una realización, el procesador 604 está configurado para calcular el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior de forma tal que se minimiza una relación señal-ruido entre la entrada de la señal original en el codificador de señal de audio 600 y la señal de audio decodificada y posteriormente filtrada.

50 En una realización adicional tal como se ilustra en la Fig. 7a, el procesador 604 comprende un filtro de predicción a largo plazo 204 controlado por un retardo tonal T, un filtro paso bajo 208 o una etapa de ganancia 206, y donde el procesador 604 está configurado para generar, como el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior, un parámetro de retardo tonal, una característica de filtro paso bajo o una configuración de etapa de ganancia.

55 En una realización adicional, el procesador 604 comprende además un cuantificador para cuantificar el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior. En la realización de la Fig. 7a, este cuantificador es un cuantificador de ganancia 708. En particular, el cuantificador está configurado para cuantificar a un número predeterminado de índices de cuantificación que tienen una resolución significativamente más pequeña en comparación con la resolución proporcionada por un ordenador o procesador. Preferentemente, el número predeterminado de índices de cuantificación es igual a 32 permitiendo una cuantificación con 5 bits, o incluso igual a 16 permitiendo una cuantificación con 4 bits, o incluso igual a 8 permitiendo una cuantificación con 3 bits, o incluso igual a 4 permitiendo una cuantificación con 2 bits.

En una realización preferida, el procesador 604 está configurado para calcular los parámetros de control de filtro de frecuencias bajas posterior de modo que se satisface el criterio de optimización para los parámetros de control de filtro de frecuencias bajas posterior cuantificados. Así, la imprecisión adicional introducida por la cuantificación ya está incluida en el proceso de optimización.

5 El filtro posterior en la técnica anterior está basado en una fuerte presunción respecto a la naturaleza de la señal y la naturaleza de los artefactos de codificación. Está basado en estimadores, la ganancia α , el retardo T y el filtro paso bajo, que pueden no ser óptimos. Esta invención propone un método para optimizar al menos uno del parámetro en el lado del codificador antes de cuantificarlo y enviarlo al decodificador.

10 Un aspecto de la invención es acerca de la determinación analítica (Fig. 7b, ecuaciones (1) - (5)) de la ganancia óptima α para aplicarla en el filtro de frecuencias bajas posterior. La ganancia de codificación se expresa preferentemente como la relación señal-ruido en dB:

$$15 \quad SNR_c = 10. \log\left(\frac{\sum_{n=0}^{N-1} (s(n))^2}{\sum_{n=0}^{N-1} (s(n) - \hat{s}(n))^2}\right)$$

Donde $s(n)$ es la señal original y $\hat{s}(n)$ la versión decodificada. La ganancia de codificación se modifica después de aplicar el filtro posterior y se convierte en:

$$20 \quad SNR_{pf}(\alpha) = 10. \log\left(\frac{\sum_{n=0}^{N-1} (s(n))^2}{\sum_{n=0}^{N-1} (s(n) - \hat{s}(n) + \alpha(\hat{s}(n) * p_{LT}(n) * h_{LP}(n)))^2}\right)$$

Donde $s_e(n) = (\hat{s}(n) * p_{LT}(n) * h_{LP}(n))$ es el componente anti-armónico filtrado por el filtro paso bajo $H_{LP}(z)$.

25 Optimizar la ganancia α en términos de ganancia de codificación es equivalente a estimar el error mínimo cuadrático medio. Puede expresarse como:

$$\arg \max_{\alpha} SNR_{pf}(\alpha) = \arg \min_{\alpha} \sum_{n=0}^{N-1} (s(n) - \hat{s}(n) + \alpha \cdot s_e(n))^2$$

30 Entonces, la ganancia óptima $\tilde{\alpha}$ está dada por:

$$\tilde{\alpha} = - \frac{\sum_{n=0}^{N-1} (s(n) - \hat{s}(n)) \cdot s_e(n)}{\sum_{n=0}^{N-1} (s(n) - \hat{s}(n))^2}$$

Entonces la SNR máxima es $SNR_{pf}(\tilde{\alpha})$.

35 La ganancia óptima tiene que calcularse en el lado del codificador ya que este necesita la señal original. A continuación, se debe cuantificar la ganancia óptima. En la realización preferida esto se realiza codificándola en relación con una estimación de la ganancia, que puede ya estar decodificada del flujo de bits y utilizada por el decodificador. Preferentemente, esta estimación es la ganancia cuantificada de predicción a largo plazo g_{lp} multiplicada por 0,5. Si la predicción a largo plazo no está disponible en el codificador de audio, se puede codificar el valor absoluto de la ganancia óptima y calcular la estimación del retardo T en el codificador y el decodificador de la señal decodificada. No obstante, en este caso y en la realización preferida, la ganancia óptima no se envía y se configura en el lado del decodificador como cero. Por lo tanto, el filtro posterior no tiene efecto sobre la señal decodificada, y no es necesario estimar el retardo T. En este caso no es necesario que el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior 607 se calcule ni transmita.

45 En la realización preferida la cuantificación se realiza como se describe en el siguiente pseudocódigo (Fig. 7b, ecuación (6)):

$$\text{índice} = \min(2^k - 1, \max\left(0, \frac{2^k - 1}{\alpha_{\max} - \alpha_{\min}} \cdot \left(\frac{\bar{\alpha}}{0,5g_{\text{tup}}} - \alpha_{\min}\right)\right))$$

5 Donde k es la cantidad de bits con que se cuantifica la ganancia óptima, α_{\min} y α_{\max} son las ganancias cuantificadas relativas mínima y máxima respectivamente. En la realización preferida k=2, es decir, la ganancia cuantificada se envía en cada trama en 2 bits. En la realización preferida $\alpha_{\max}=1,5$ y $\alpha_{\min}=0$.

Entonces, la ganancia óptima decodificada es igual a (Fig. 7b, ecuación (7)):

$$\alpha(\text{índice}) = \left(\frac{\alpha_{\max} - \alpha_{\min}}{2^k - 1} \cdot \text{índice} + \alpha_{\min}\right) \cdot 0,5g_{\text{tup}}$$

10 Puede suceder que la cuantificación anterior no sea óptima en términos de SNR. Esto puede evitarse calculando para cada valor representativo la $SNR_{pf}(\alpha(\text{índice}))$ resultante, pero si el número de bits k es elevado la complejidad computacional puede explotar. En cambio, se puede cuantificar la ganancia tal como se describió anteriormente y a continuación comprobar si los valores representativos próximos son una mejor elección (Fig. 7b, ecuación (8)):

15

$$\text{índice_nuevo} = \underset{\text{índice}-1, \text{índice}, \text{índice}+1}{\text{arg max}} SNR_{pf}(\alpha(\text{índice}))$$

entonces se transmitirá *índice_nuevo* en lugar de *índice*.

20 La Fig. 8 ilustra una realización adicional del método del lado del codificador. En la etapa 800 se calcula la señal decodificada. Esto se realiza, por ejemplo, mediante el decodificador 602 en la Fig. 6. En la etapa 810, se calcula el componente anti-armónico filtrado por el filtro mediante el procesador 604. El componente anti-armónico filtrado por el filtro 208, por ejemplo, en la Fig. 7a, es $s_e(n)$ tal como se definió en la ecuación (3). Así, el componente anti-armónico filtrado, por ejemplo, por el filtro paso bajo $H_{LP}(z)$ se obtiene filtrando la señal decodificada en la salida 605 de la Fig. 6 utilizando el filtro de predicción a largo plazo 204, por ejemplo, de la Fig. 7a y el filtro paso bajo 208 que tiene una función de transferencia en el dominio z $h_{LP}(z)$.

25

A continuación, se calcula la ganancia óptima α mediante el procesador 604 tal como se ilustra en la etapa 820 de la Fig. 8. Esto puede realizarse, por ejemplo, utilizando la ecuación (4) o la ecuación (5) para obtener una ganancia óptima no cuantificada. La mejor ganancia cuantificada puede obtenerse, por ejemplo, mediante la ecuación (6) o la ecuación (8) de la Fig. 7b. No obstante, el cálculo de la ganancia óptima α como se definió en la etapa 820 no tiene que realizarse necesariamente de forma analítica, sino que también puede realizarse mediante cualquier otro procedimiento utilizando el componente anti-armónico calculado filtrado mediante el filtro por una parte y utilizando la señal original s por la otra. A tal fin, se hace referencia a la Fig. 9 y la Fig. 10. La Fig. 10 ilustra una realización adicional del codificador de la invención. El codificador 600 de la Fig. 10 corresponde al codificador de la señal de audio 600 de la Fig. 6. De modo similar, el decodificador 602 de la Fig. 10 corresponde al decodificador 602 de la Fig. 6. Asimismo, el procesador 604 de la Fig. 6 comprende, por una parte, el aparato de filtro 209 y por otra parte, el selector MMSE 706.

30

35

40 El decodificador 602 calcula la señal decodificada \hat{s} . La señal decodificada \hat{s} se introduce al aparato de filtro 209 para obtener el componente anti-armónico tal como se analizó en la etapa 810 de la Fig. 8 multiplicado por un cierto factor de ganancia α . A continuación, el selector MMSE 706 calcula, por ejemplo, una relación señal-ruido para diferentes parámetros (no) cuantificados tal como se indica en la etapa 910 de la Fig. 9. El cálculo de la SNR se realiza al evaluar la ecuación (2) o (4) o cualquier otro procedimiento que suponga $(s(n) - \hat{s}(n) + \alpha \cdot s_e(n))$. A continuación, tal como se indica en la etapa 920, el selector MMSE 706 selecciona el parámetro no cuantificado, o, como alternativa, el parámetro cuantificado con el valor de SNR más alto para obtener, a la salida del bloque 706, el parámetro cuantificado o no cuantificado que satisfaga el criterio de optimización.

45

50 Así, el selector MMSE 706 puede realizar una búsqueda exhaustiva, por ejemplo, para cada valor α . Como alternativa, el selector MMSE puede configurar un cierto valor α y a continuación calcular diferentes componentes anti-armónicos $\alpha \cdot s_e$ para valores individuales de retardo tonal T. Asimismo, se pueden definir previamente un cierto valor α y un cierto valor T y pueden calcularse componentes individuales anti armónicos para características de filtro individuales. Esto se ilustra mediante la línea de control 1000 en la Fig. 10. En realizaciones adicionales, se realiza

una optimización multidimensional en la que se configuran todas las combinaciones disponibles de α , los valores T y las características individuales de filtro y se calculan los correspondientes valores SNR para cada combinación de los tres parámetros y el procesador 604 correspondiente a la combinación del aparato de filtro 209 y el selector MMSE 706 cuando se selecciona el parámetro cuantificado o no cuantificado con el valor SNR más alto en una realización preferida o una de las, por ejemplo, diez combinaciones de parámetros que tienen los valores SNR más altos entre todas las posibilidades.

A continuación, se hace referencia además a las Fig. 1 a 5 que ilustran el lado del decodificador de la presente invención.

En el lado del decodificador se ilustra el filtro de frecuencias bajas posterior adaptativo en la Fig. 1 o 2. Primero se decodifica la ganancia, y a continuación el uso para filtrado posterior de la señal de audio decodificada. Cabe destacar que en el caso en que la ganancia se cuantifique a cero, será equivalente a desviar el filtrado posterior. En este caso únicamente se actualiza la memoria de los filtros.

Finalmente, no constituye una restricción que el filtro paso bajo se realice en el dominio del tiempo. Este puede aplicarse en la frecuencia mediante la multiplicación de los componentes de frecuencia y sub-bandas. Puede utilizarse una FFT, una MDCT, un QMF o cualquier descomposición espectral. En la realización preferida el filtro paso bajo se aplica en el dominio temporal del lado del codificador y en el dominio QMF en el lado del decodificador.

De acuerdo con otras realizaciones, también es posible optimizar en el lado del codificador los otros parámetros del filtrado de frecuencias bajas posterior, es decir, el retardo T y el filtro $h_{LP}(n)$. La resolución analítica de su optimización es más compleja, pero puede lograrse una optimización calculando la ganancia de codificación $SNR_{pf}(T)$ o $SNR_{pf}(h_{LP}(n))$ a la salida del filtro posterior con diferentes parámetros candidatos. A continuación, se selecciona y se transmite el candidato con la mejor SNR. Para el retardo, se pueden seleccionar buenos candidatos en las proximidades de la primera estimación, y a continuación, solamente es necesario transmitir el delta con el retardo estimado. Para el filtro paso bajo, se puede definir previamente un conjunto de filtros candidatos y se calcula la SNR para cada uno de ellos. Naturalmente, no constituye una restricción que todos los filtros muestren una característica de paso bajo. Uno o varios candidatos pueden ser un filtro de paso todo, de paso banda o de paso alto. A continuación, el índice del mejor filtro se transmite al decodificador. En otra realización puede realizarse una optimización multidimensional al optimizar al mismo tiempo la combinación de dos o tres parámetros.

Aunque la presente invención se ha descrito en el contexto de diagramas de bloque donde los bloques representan componentes de hardware lógicos o reales, la presente invención también puede implementarse mediante un método implementado por ordenador. En este último caso, los bloques representan las etapas correspondientes del método donde estas etapas corresponden a las funcionalidades realizadas por bloques lógicos o físicos de hardware correspondientes.

Aunque algunos aspectos se han descrito en el contexto de un aparato, queda claro que estos aspectos también representan la descripción del método correspondiente, donde un bloque o dispositivo corresponde a una etapa del método o a una característica de una etapa del método. De forma análoga, los aspectos descritos en el contexto de una etapa del método también representan una descripción de un bloque, elemento o característica correspondiente de un aparato correspondiente. Algunos o todas las etapas del método pueden ejecutarse mediante (o utilizando) un aparato de hardware, como por ejemplo, un microprocesador, un ordenador programable o un circuito electrónico. En algunas realizaciones, algunos o varios de las etapas más importantes del método se pueden ejecutar mediante un aparato de este tipo.

La señal transmitida o codificada de la invención puede almacenarse en un medio de almacenamiento digital o puede transmitirse por un medio de transmisión tal como un medio de transmisión inalámbrico o un medio de transmisión por cable tal como Internet.

Dependiendo de determinados requisitos de implementación, las realizaciones de la invención se pueden implementar en hardware o en software. La implementación puede realizarse utilizando un medio de almacenamiento digital, por ejemplo, un disco flexible, un DVD, un Blu-Ray, un CD, una memoria ROM, PROM, EPROM, EEPROM o FLASH, que tienen almacenadas señales de control legibles electrónicamente, que cooperan (o pueden cooperar) con un sistema informático programable de forma tal que se lleve a cabo el método respectivo. Por lo tanto, el medio de almacenamiento digital puede ser legible por ordenador.

Algunas realizaciones de acuerdo con la invención comprenden un soporte de datos que tiene señales de control legibles electrónicamente, que son capaces de cooperar con un sistema programable por ordenador, de modo tal que se lleve a cabo uno de los métodos descritos en el presente documento.

Generalmente, las realizaciones de la presente invención pueden implementarse como un producto de programa informático con un código de programa, el código de programa es operativo para realizar uno de los métodos cuando se ejecuta el programa informático en un ordenador. El código de programa puede almacenarse, por ejemplo, en un soporte legible por máquina.

5 Otras realizaciones comprenden el programa informático para realizar uno de los métodos descritos en el presente documento, almacenados en un soporte legible por máquina.

10 En otras palabras, una realización del método de la invención es, por lo tanto, un programa informático que tiene un código de programa para realizar uno de los métodos descritos en el presente documento, cuando el programa se ejecuta en un ordenador.

15 Una realización adicional del método de la invención es, por lo tanto, un soporte de datos (o un medio de almacenamiento no transitorio tal como un medio de almacenamiento digital o un medio legible por ordenador) que comprende, grabado en el mismo, el programa informático para realizar uno de los métodos descritos en el presente documento. El soporte de datos, el medio de almacenamiento digital o el medio grabado son generalmente tangibles y/o no transitorios.

20 Una realización adicional del método de la invención es, por lo tanto, un flujo de datos o una secuencia de señales que representan el programa informático para realizar uno de los métodos descritos en el presente documento. El flujo de datos o la secuencia de señales pueden estar configuradas, por ejemplo, para transferirse mediante una conexión de comunicación de datos, por ejemplo, mediante Internet.

25 Una realización adicional comprende un medio de procesamiento, por ejemplo, un ordenador o un dispositivo lógico programable, configurado o adaptado para realizar uno de los métodos descritos en el presente documento.

Una realización adicional comprende un ordenador que tiene instalado un programa informático para realizar uno de los métodos descritos en el presente documento.

30 Una realización adicional de acuerdo con la invención comprende un aparato o un sistema configurado para transferir (por ejemplo, de forma electrónica u óptica) a un receptor un programa informático para realizar uno de los métodos descritos en el presente documento. El receptor puede ser, por ejemplo, un ordenador, un dispositivo móvil, un dispositivo de memoria o similar. El aparato o el sistema pueden comprender, por ejemplo, un servidor de archivos para transferir el programa informático al receptor.

35 En algunas realizaciones, se puede utilizar un dispositivo lógico programable (por ejemplo, un campo de matrices de puertas programables) para realizar algunas o todas las funcionalidades de los métodos descritos en el presente documento. En algunas realizaciones, el campo de matrices de puertas programables puede cooperar con un microprocesador para realizar uno de los métodos descritos en el presente documento. Generalmente, los métodos se realizan preferentemente mediante cualquier aparato de hardware.

40 Las realizaciones anteriormente descritas son meramente ilustrativas de los principios de la presente invención. Se entiende que serán evidentes modificaciones y variaciones de las disposiciones y los detalles descritos en el presente documento para los expertos en la materia. Es la intención, por lo tanto, estar limitados únicamente por el alcance de las reivindicaciones adjuntas de la patente y no por los detalles específicos presentados a modo de descripción y explicación de las realizaciones del presente documento.

Referencias

50 [1] 3GPP TS 16.290 Audio codec processing functions; Extended Adaptive Multi-Rate - Wideband (AMR-WB+) codec; Transcoding functions

[2] Recomendación ITU-T G.718 : "Frame error robust narrow-band and wideband embedded variable bit-rate coding of speech and audio from 8-32 kbit/s"

55 [3] Patente internacional WO2012/000882 A1, "Filtro de frecuencias bajas posterior selectivo".

REIVINDICACIONES

1. Aparato para procesar una señal codificada (110), comprendiendo la señal codificada una señal de audio codificada que tiene información sobre un retardo tonal, una ganancia tonal y un parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior (101), que comprende:
- 5 un decodificador de señal de audio (110) para decodificar la señal de audio codificada utilizando la información sobre el retardo tonal o la ganancia tonal para obtener una señal de audio decodificada (103);
 10 un filtro de frecuencias bajas posterior controlable (112) para filtrar la señal de audio decodificada (103) para obtener una señal procesada (113), en el que el filtro de frecuencias bajas posterior controlable (112) tiene una característica de filtro de frecuencias bajas posterior variable controlable mediante el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior (101); y
 15 un controlador (114) para configurar la característica de filtro de frecuencias bajas posterior variable de acuerdo con el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior (101) incluido en la señal codificada (102), en el que el filtro de frecuencias bajas posterior (112) comprende un aparato de filtro (209) que comprende un filtro de predicción a largo plazo (204), una etapa de ganancia (206), un manipulador de señal (208), y un restador (202) para restar una salida del aparato de filtro (209) de la señal de audio decodificada (103), en el que el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior (101) comprende un valor de ganancia cuantificado para la etapa de ganancia (206),
 20 en el que el controlador (114) está configurado para establecer la etapa de ganancia (206) de acuerdo con el valor de ganancia cuantificado, en el que el controlador (114) comprende un bloque (210) para decodificar o recuperar la información en un retardo tonal y en el que el controlador (114) está configurado para establecer el filtro de predicción a largo plazo (204) de acuerdo con el retardo tonal,
 25 en el que el controlador está configurado para recuperar (500) el valor de ganancia cuantificado de la señal codificada para obtener el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior (101), para escalar (504) la ganancia tonal por un factor constante menor que 1 y mayor que 0 para obtener una ganancia tonal escalada; y
 30 para calcular (506) una configuración de etapa de ganancia utilizando la ganancia tonal escalada obtenida y utilizando el valor de ganancia cuantificado.
2. Aparato de la reivindicación 1,
 35 en el que el filtro de frecuencias bajas posterior controlable (112) está configurado para operar en un dominio temporal, en el que el manipulador de señal (208) está implementado como un filtro paso bajo, un filtro paso todo, un filtro paso banda o un filtro paso alto, y en el que el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior comprende además de un valor de ganancia para la etapa de ganancia (206) una información de característica de filtro para el manipulador de señal (208) y,
 40 en el que el controlador (114) está configurado para establecer el manipulador de señal (208) de acuerdo con la información sobre la característica de filtro.
3. Aparato de la reivindicación 1 o 2,
 45 en el que el filtro de frecuencias bajas posterior controlable (112) está configurado para operar en un dominio espectral, en el que se proporciona un primer convertidor de tiempo a espectro (300) para generar una representación espectral de la señal de audio decodificada (103), en el que el filtro de frecuencias bajas posterior controlable (112) comprende un segundo convertidor de tiempo a espectro (302) para generar señales de sub-banda para diferentes sub-bandas y un manipulador de señal (304) para cada sub-banda, en el que el manipulador de señal para una sub-banda está configurado para realizar una operación de ponderación utilizando un factor de ponderación (310, 312, 314, 316, 318), y en el que factores de ponderación individuales (310-318) para manipuladores de señal (304) para sub-bandas individuales conjuntamente implementan una característica de filtro paso bajo, una característica de filtro paso todo, una característica de filtro paso banda o una característica de filtro paso alto, en el que el restador está configurado para restar una salida del aparato de filtro para una sub-banda de una sub-banda correspondiente generada por el primer convertidor tiempo a espectro (300) para generar una señal de sub-banda restada; y
 50 un convertidor de espectro a tiempo (306) para convertir señales de sub-banda restadas en un dominio temporal para obtener la señal procesada (113);
 55 en el que el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior comprende un valor de ganancia para la etapa de ganancia (206) y una información de característica de filtro para el manipulador de señal (208).
 60
4. Aparato de una de las reivindicaciones precedentes,

- en el que el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior se cuantifica en relación con la información sobre el retardo tonal o la ganancia tonal incluida en la señal de audio codificada, y
en el que el controlador (114) está configurado para establecer la característica de filtro de frecuencias bajas posterior variable de acuerdo con la información sobre el retardo tonal o sobre la ganancia tonal y el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior.
- 5
5. Aparato de la reivindicación 4,
en el que el controlador (114) está configurado para establecer la característica de filtro de frecuencias bajas posterior variable basándose en un producto de la información sobre el retardo tonal o la ganancia tonal y la característica de filtro de frecuencias bajas posterior (506).
- 10
6. Aparato de la reivindicación 5,
en el que el controlador está configurado para calcular (506) una ganancia para la etapa de ganancia variable (206) utilizando un producto (504) entre el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior y la ganancia tonal (502) y un factor constante menor que 1 y mayor que 0.
- 15
7. Aparato de una de las reivindicaciones precedentes,
en el que el filtro de frecuencias bajas posterior controlable (112) comprende un filtro de predicción a largo plazo (204) y una etapa de ganancia variable (206), en el que el filtro de predicción a largo plazo (204) se controla mediante la información sobre la ganancia tonal incluida en la señal de audio codificada, y
en el que el controlador (114) está configurado para establecer una ganancia de la etapa de ganancia variable utilizando el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior (101) solo o en combinación con la información sobre ganancia tonal.
- 20
8. Aparato de la reivindicación 7,
en el que un filtro paso bajo (208) o una combinación de un convertidor de tiempo a espectro (302) y un ponderador de sub-banda (304) están conectados a una salida de la etapa de ganancia variable (206) o a una salida del filtro de predicción a largo plazo (204).
- 25
9. Codificador para generar una señal codificada (608), que comprende:
- 30
- un codificador de señal de audio (600) para generar una señal de audio codificada (601) que tiene información sobre una ganancia tonal o un retardo tonal de una señal de audio original (603);
un decodificador (602) para decodificar la señal de audio codificada para obtener una señal de audio decodificada;
- 35
- un procesador (604) para calcular un parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior (607) que satisface un criterio de optimización utilizando la señal de audio decodificada (605) y la señal de audio original (603); y
una interfaz de salida (606) para emitir la señal codificada (608) que contiene la señal de audio codificada (601) que comprende la información sobre la ganancia tonal o el retardo tonal y el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior (607),
- 40
- en el que el procesador (604) además comprende un cuantificador (708) para cuantificar el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior a uno de un número predeterminado de índices de cuantificación, y
en el que el procesador (604) está configurado para calcular el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior de modo que se satisface el criterio de optimización para un parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior cuantificado.
- 45
10. Codificador de la reivindicación 9,
en el que el procesador (604) está configurado para calcular el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior (607) de forma tal que se minimiza la relación señal-ruido entre la señal de audio original (603) y una señal de audio decodificada y posteriormente filtrada.
- 50
11. Codificador de la reivindicación 9 o 10,
en el que el procesador (604) comprende un filtro de predicción a largo plazo (204), un filtro paso bajo (208) o una etapa de ganancia (206), y
en el que el procesador (604) está configurado para generar, como el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior (607), un parámetro de retardo tonal, una información de característica de filtro paso bajo o una configuración de etapa de ganancia.
- 55
12. Codificador de cualquiera de las reivindicaciones 9 a 11,
en el que el cuantificador (708) está configurado para cuantificar el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior con respecto a la información sobre ganancia tonal o la información sobre retardo tonal.
- 60

13. Codificador de la reivindicación 12, en el que el cuantificador (708) está configurado para cuantificar el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior utilizando la siguiente ecuación:

5

$$\text{índice} = \min\left(2^k - 1, \max\left(0, \frac{2^k - 1}{\alpha_{max} - \alpha_{min}} \cdot \left(\frac{\tilde{\alpha}}{c g_{ltp}} - \alpha_{min}\right)\right)\right),$$

en el que *índice* es el parámetro cuantificado de control de filtro de frecuencias bajas posterior (607), en el que *min* es una función de mínimo, en el que *max* es una función de máximo, en el que *k* es en número de bits utilizado para representar el índice, en el que α_{min} es la ganancia cuantificada relativa mínima, en el que α_{max} es la ganancia cuantificada relativa máxima, en el que $\tilde{\alpha}$ es el parámetro no cuantificado de control de filtro de frecuencias bajas posterior, en el que g_{ltp} es la información sobre la ganancia tonal, y en el que *c* es un factor constante mayor que 0 y menor que 1.

10

14. Codificador de acuerdo con una de las reivindicaciones 9 a 13, en el que el procesador (604) está configurado para calcular valores SNR (910) para una pluralidad de parámetros de control de filtro de frecuencias bajas posterior cuantificados o no cuantificados y para seleccionar (920) el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior cuantificado o no cuantificado que como resultado un valor SNR que está entre los cinco valores SNR más altos calculados, y

15

en el que la interfaz de salida (606) está configurada para introducir el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior cuantificado o no cuantificado seleccionado en la señal codificada (608).

20

15. Método de procesamiento de una señal codificada (110), comprendiendo la señal codificada una señal de audio codificada que tiene información sobre un retardo tonal, una ganancia tonal, y un parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior (101), que comprende:

25

decodificar (110) la señal de audio codificada utilizando la información sobre el retardo tonal o la ganancia tonal para obtener una señal de audio decodificada (103);

filtrar (112) la señal de audio decodificada (103) para obtener una señal procesada (113) utilizando un filtro de frecuencias bajas posterior controlable (112) que tiene una característica de filtro de frecuencias bajas posterior variable controlable mediante el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior (101); y

30

configurar (114) la característica de filtro de frecuencias bajas posterior variable de acuerdo con el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior (101) incluido en la señal codificada (102),

en el que el filtro de frecuencias bajas posterior (112) comprende un aparato de filtro (209) que comprende un filtro de predicción a largo plazo (204), una etapa de ganancia (206), un manipulador de señal (208), y un restador (202) para restar una salida del aparato de filtro (209) de la señal de audio decodificada (103),

35

en el que el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior (101) comprende un valor de ganancia cuantificado para la etapa de ganancia (206) o una información de característica de filtro para el manipulador de señal (208), y

en el que el establecimiento (114) comprende establecer la etapa de ganancia (206) de acuerdo con el valor de ganancia cuantificado, o configurar el manipulador de señal (208) de acuerdo con la información sobre la característica de filtro,

40

en el que el establecimiento comprende decodificar o recuperar la información sobre un retardo tonal y en el que el filtro de predicción a largo plazo (204) se establece de acuerdo con el retardo tonal, en el que el establecimiento comprende

45

recuperar (500) el valor de ganancia cuantificado de la señal codificada para obtener el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior (101),

escalar (504) la ganancia tonal por un factor constante menor que 1 y mayor que 0 para obtener una ganancia tonal escalada; y

50

calcular (506) una configuración de la etapa de ganancia utilizando la ganancia tonal escalada obtenida y utilizando el valor de ganancia cuantificado.

16. Método para generar una señal codificada (608), que comprende:

55

generar (600) una señal de audio codificada (601) que tiene información sobre una ganancia tonal o un retardo tonal de una señal de audio original (603);

decodificar (602) la señal de audio codificada para obtener una señal de audio decodificada;

calcular (604) un parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior (607) que satisface un criterio de optimización utilizando la señal de audio decodificada (605) y la señal de audio original (603);

60

y

emitir (606) la señal codificada (608) que tiene la señal de audio codificada (601) que comprende la información sobre la ganancia tonal o el retardo tonal y el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior (607), en el que el cálculo (604) además comprende cuantificar el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior a uno de un número predeterminado de índices de cuantificación, y
5 en el que el parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior se calcula de modo que el criterio de optimización se cumple para un parámetro de control de filtro de frecuencias bajas posterior.

17. Programa informático para realizar, cuando se ejecuta en un ordenador o procesador, el método de la reivindicación 15 o el método de la reivindicación 16.

10

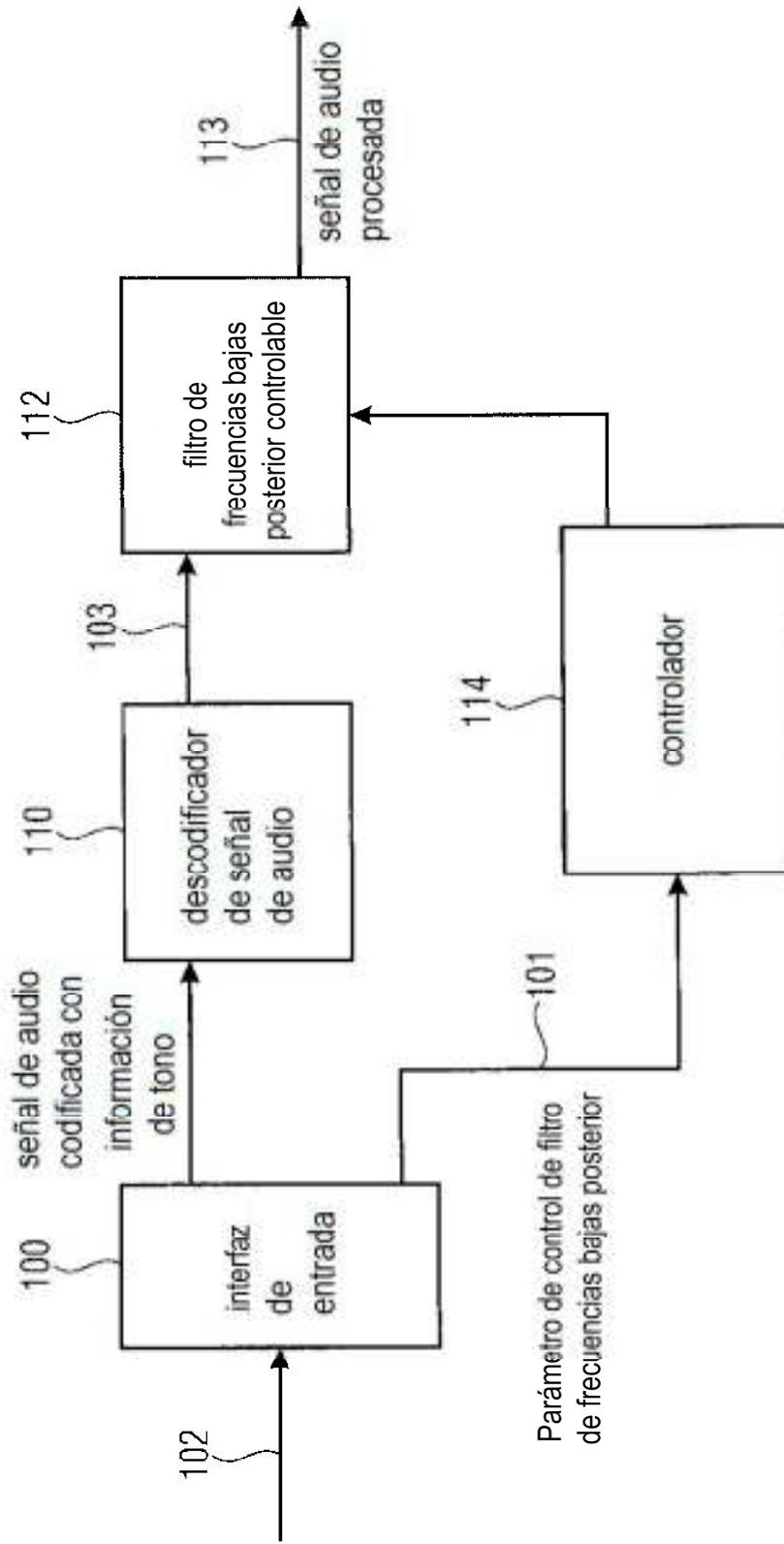


FIG 1

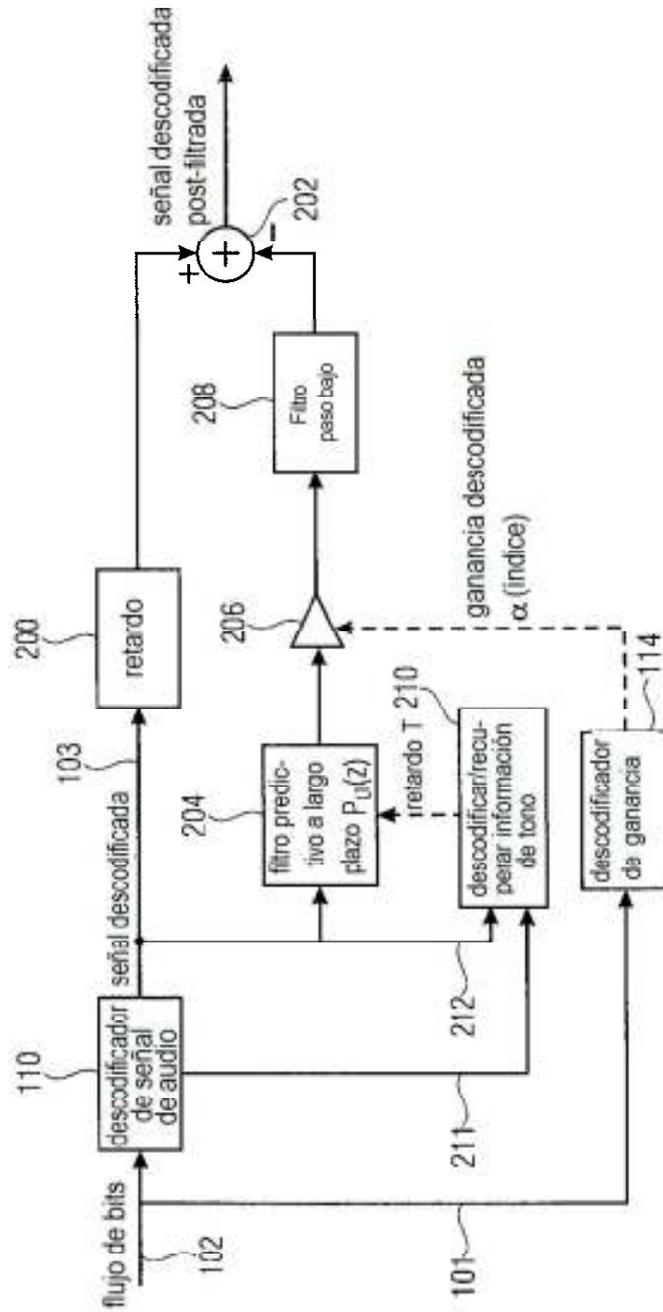


FIG 2

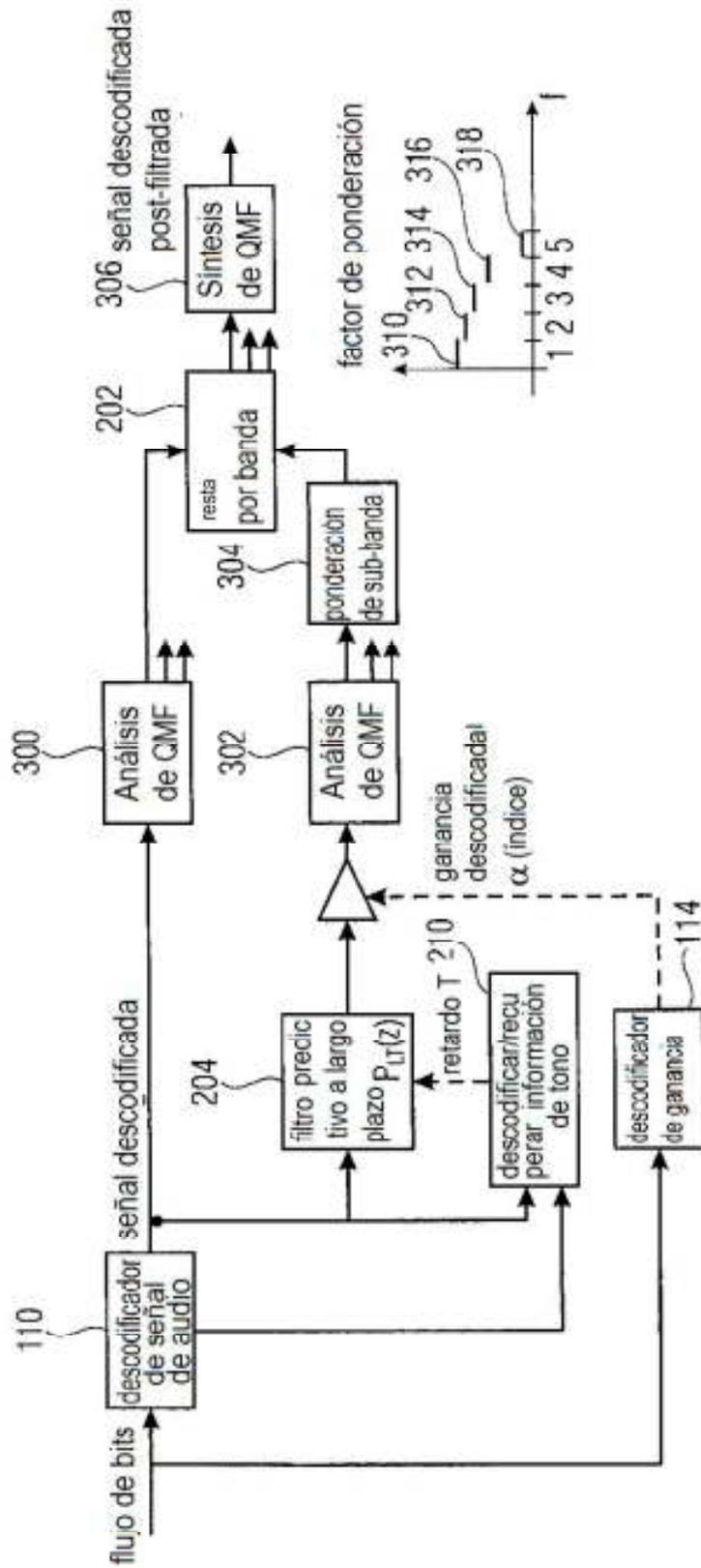
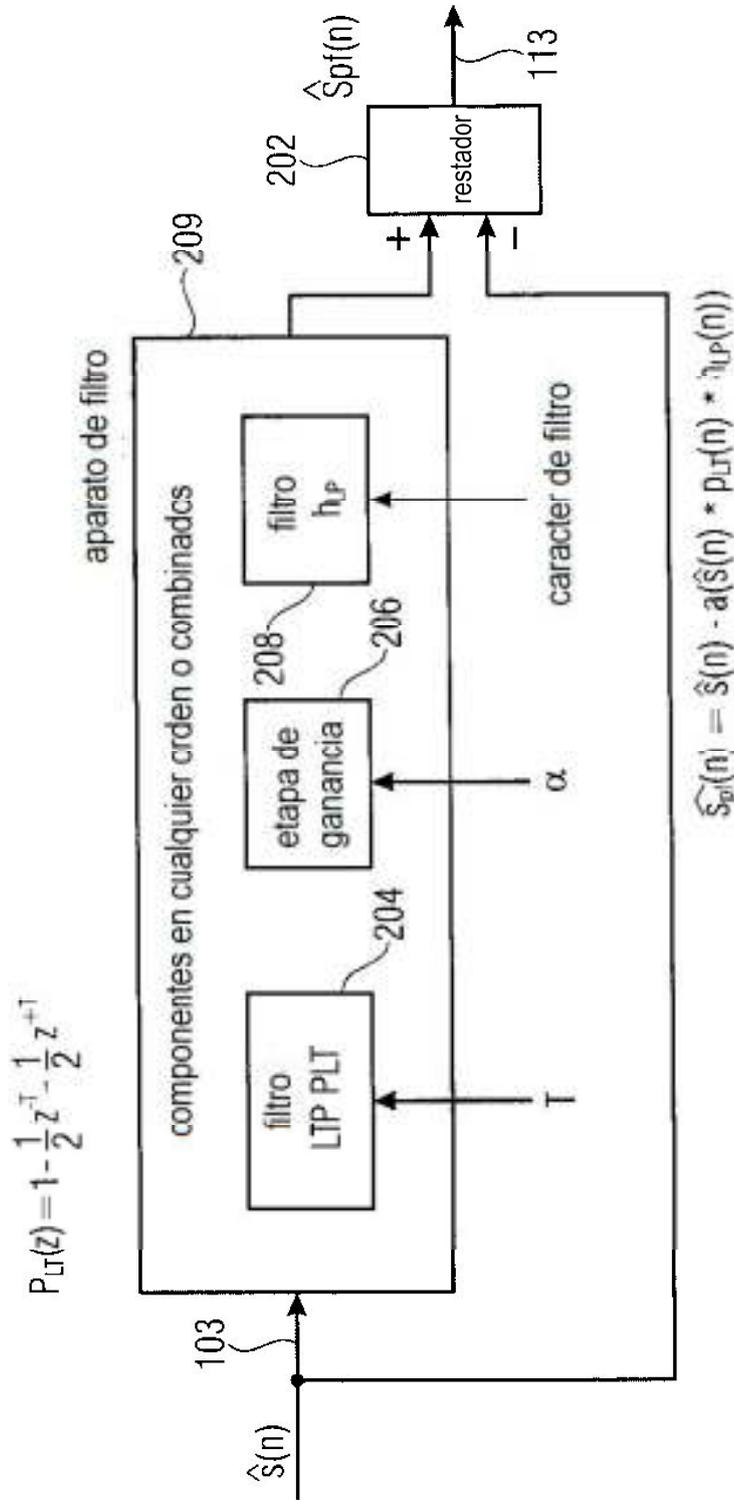


FIG 3



T, α , característica de filtro se ve influenciada por el parámetro de control de post-filtro

FIG 4

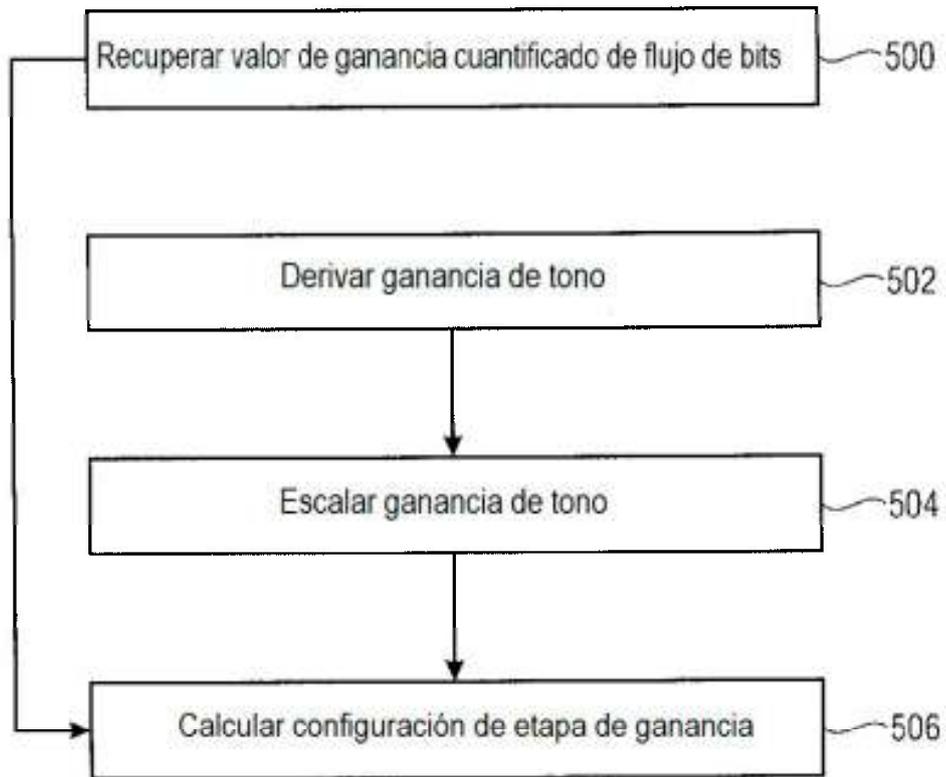


FIG 5

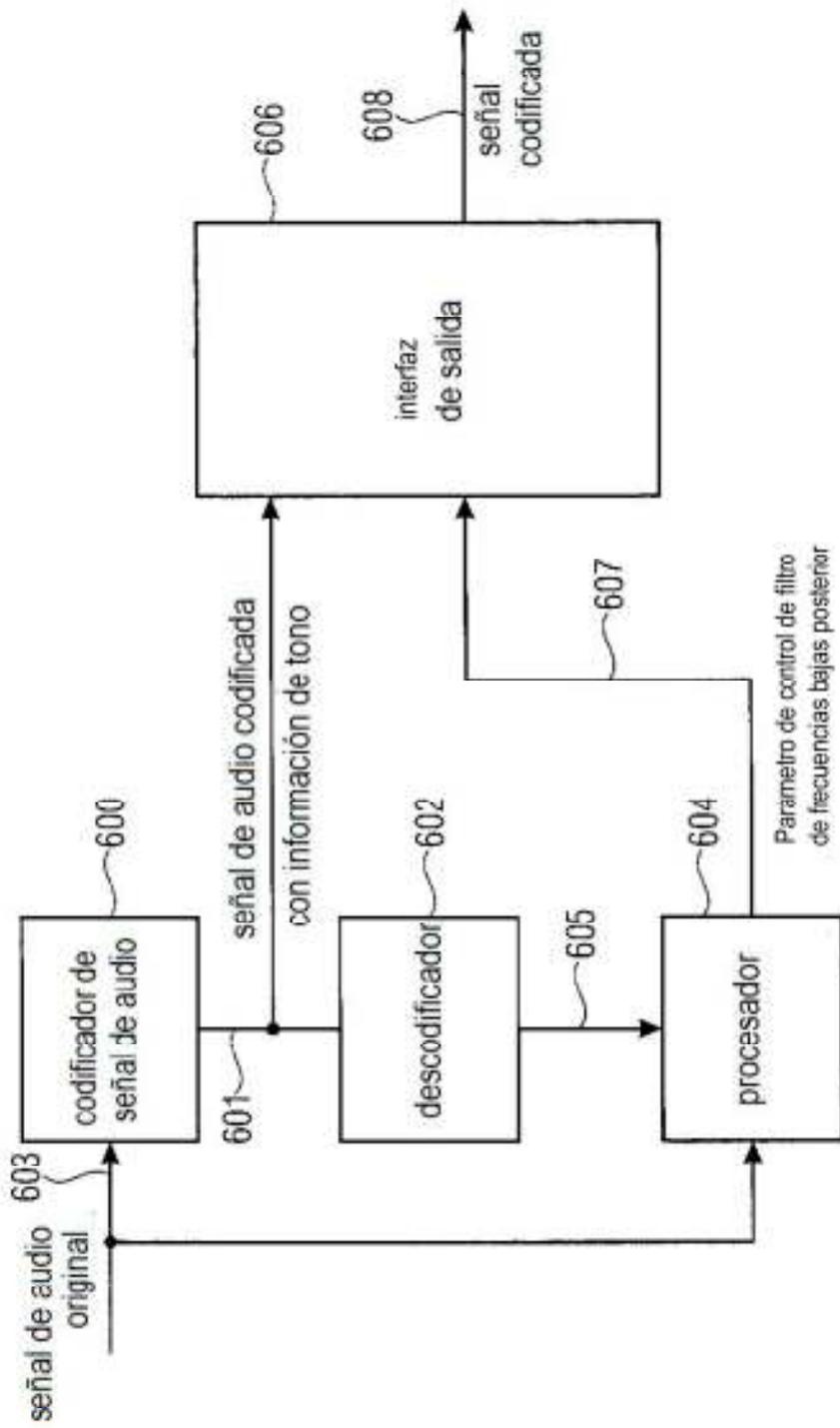


FIG 6

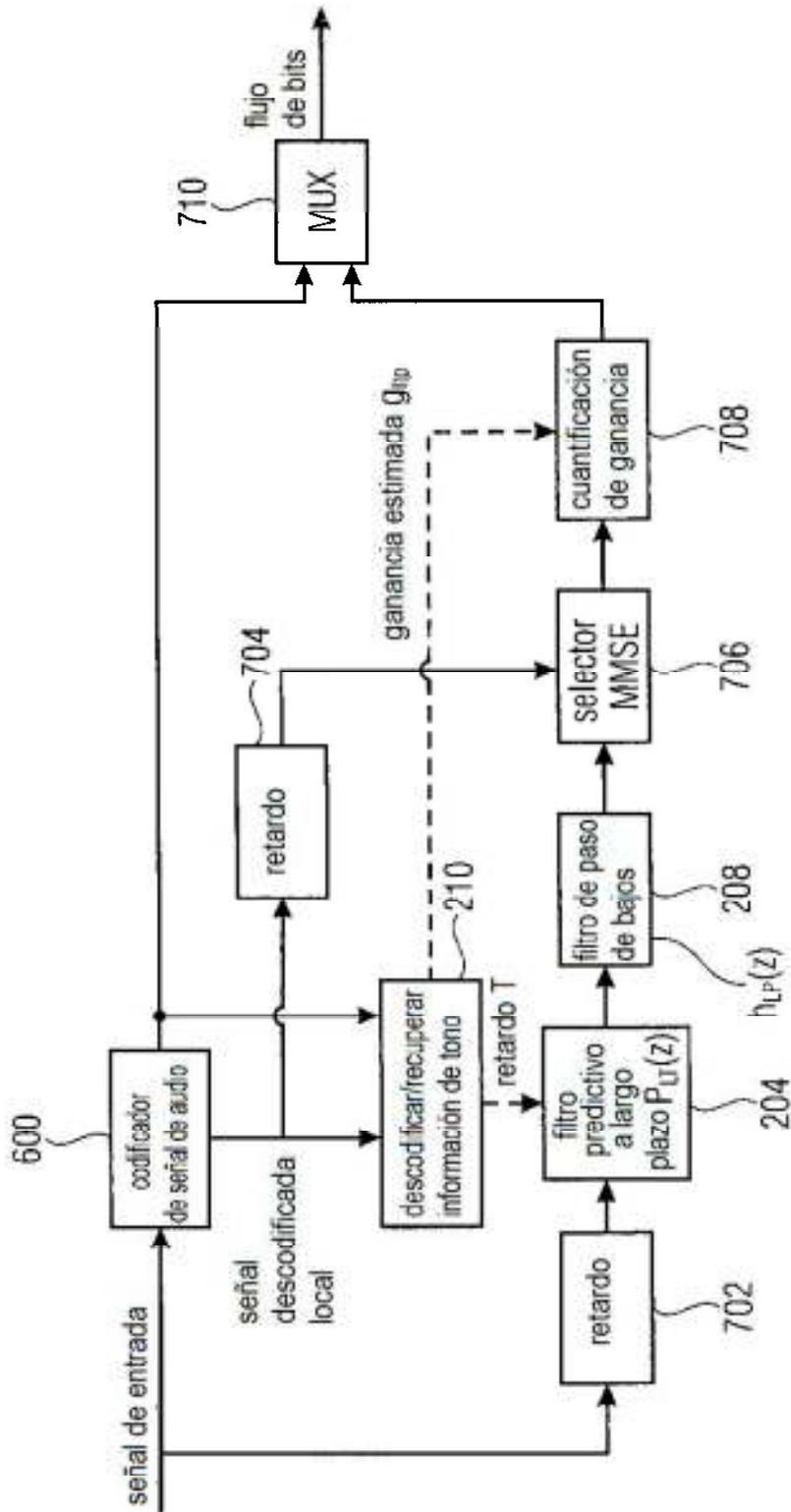


FIG 7A

$$\text{SNR}_c = 10 \cdot \log\left(\frac{\sum_{n=0}^{N-1} (s(n))^2}{\sum_{n=0}^{N-1} (s(n) - \hat{s}(n))^2}\right) \quad (1)$$

$$\text{SNR}_{\text{pf}}(\alpha) = 10 \cdot \log\left(\frac{\sum_{n=0}^{N-1} (s(n))^2}{\sum_{n=0}^{N-1} (s(n) - \hat{s}(n) + \alpha(\hat{s}(n) * p_{\text{LT}}(n) * h_{\text{LP}}(n)))^2}\right) \quad (2)$$

$$s_e(n) = (\hat{s}(n) * p_{\text{LT}}(n) * h_{\text{LP}}(n)) \quad (3)$$

$$\arg \max_{\alpha} \text{SNR}_{\text{pf}}(\alpha) = \arg \min_{\alpha} \sum_{n=0}^{N-1} (s(n) - \hat{s}(n) + \alpha \cdot s_e(n))^2 \quad (4)$$

$$\tilde{\alpha} = - \frac{\sum_{n=0}^{N-1} (s(n) - \hat{s}(n)) \cdot s_e(n)}{\sum_{n=0}^{N-1} (s(n) - \hat{s}(n))^2} \quad (5)$$

$$\text{indice} = \min(2^k - 1, \max\left(0, \frac{2^k - 1}{\alpha_{\text{max}} - \alpha_{\text{min}}} \cdot \left(\frac{\tilde{\alpha}}{0.5g_{\text{lp}}}\right) - \alpha_{\text{min}}\right)) \quad (6)$$

$$\alpha(\text{indice}) = \left(\frac{\alpha_{\text{max}} - \alpha_{\text{min}}}{2^k - 1} \cdot \text{indice} + \alpha_{\text{min}}\right) \cdot 0.5g_{\text{lp}} \quad (7)$$

$$\text{indice_nuevo} = \arg \max_{\text{indice}-1, \text{indice}, \text{indice}+1} \text{SNR}_{\text{pf}}(\alpha(\text{indice})) \quad (8)$$

FIG 7B

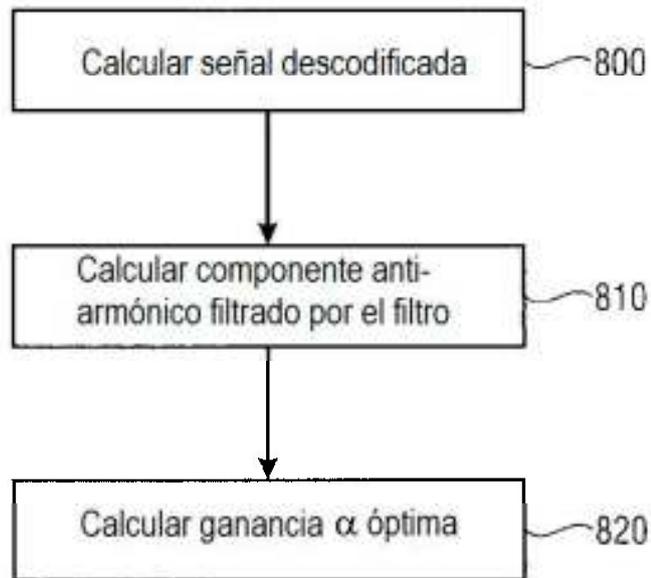


FIG 8



FIG 9

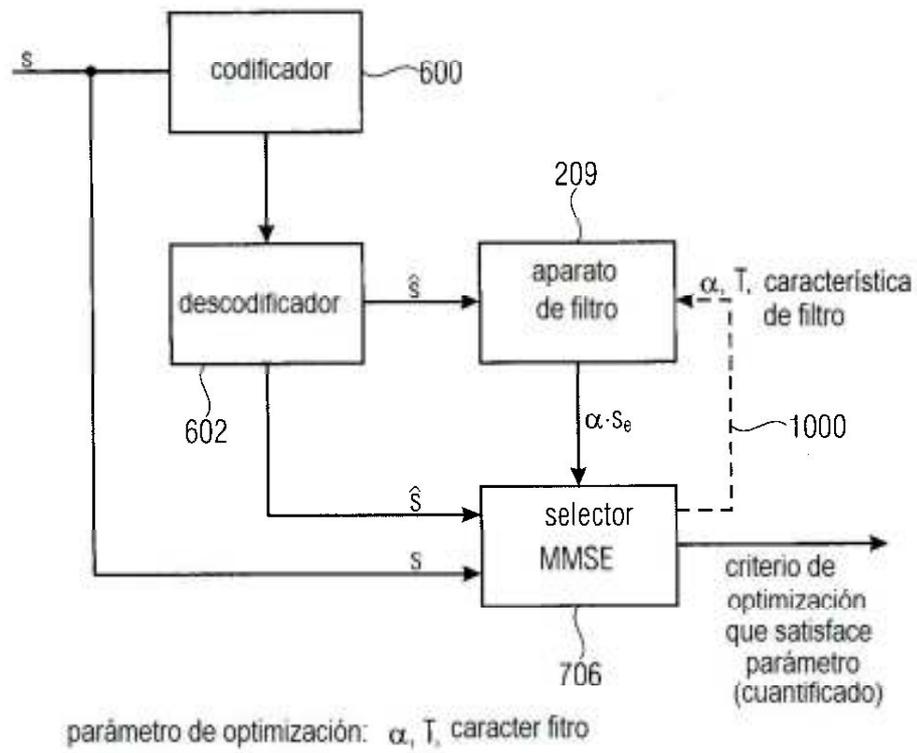


FIG 10

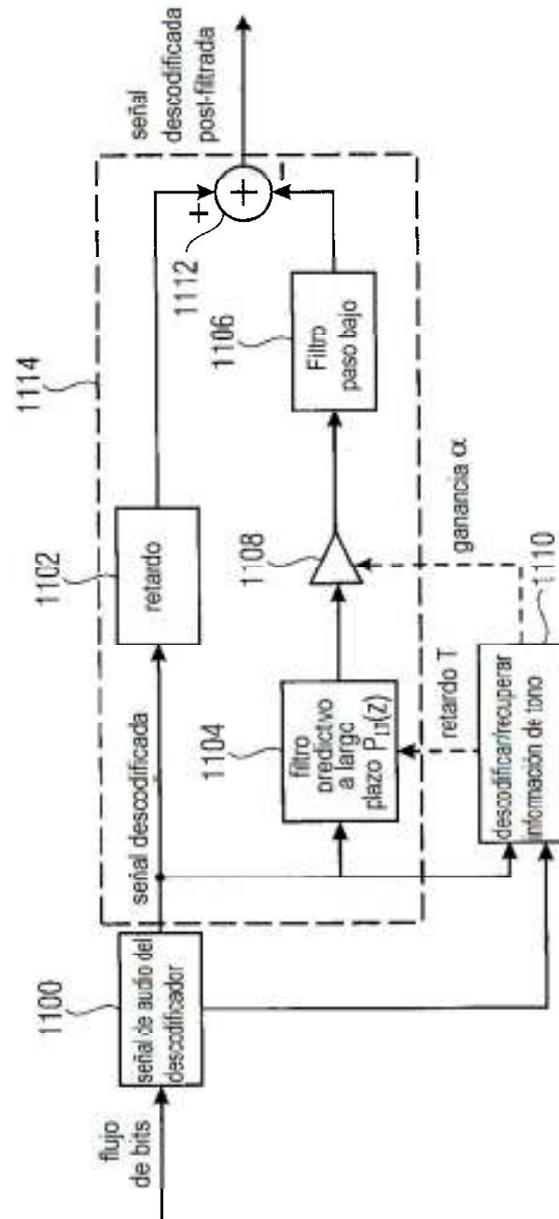


FIG 11
(TÉCNICA ANTERIOR)

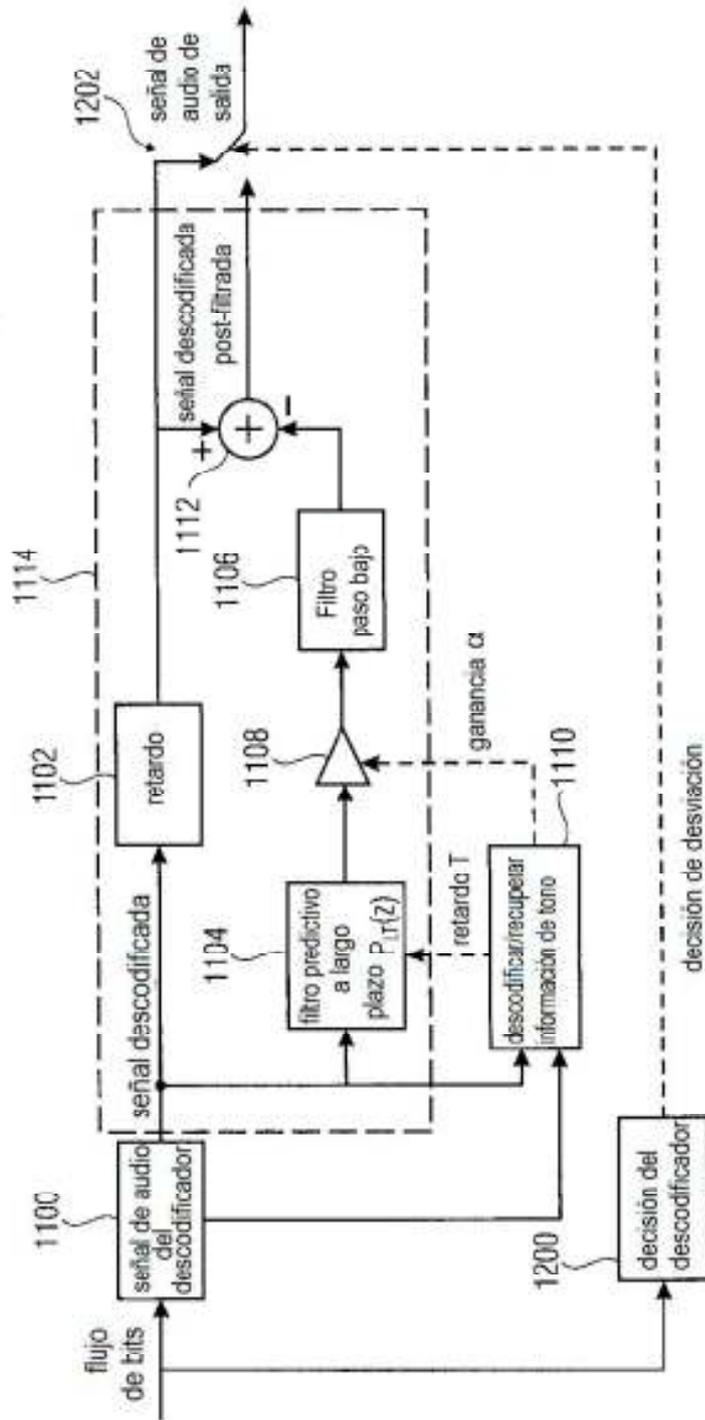


FIG 12
(TÉCNICA ANTERIOR)