

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 834 083**

51 Int. Cl.:

G10L 19/008 (2013.01)

H04S 3/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **30.10.2017** **PCT/EP2017/077824**

87 Fecha y número de publicación internacional: **17.05.2018** **WO18086948**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **30.10.2017** **E 17791415 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **30.09.2020** **EP 3539126**

54 Título: **Aparato y método para la mezcla descendente o mezcla ascendente de una señal multicanal usando compensación de fase**

30 Prioridad:

08.11.2016 EP 16197816

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

16.06.2021

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

**BUETHE, JAN;
FUCHS, GUILLAUME;
JAEGER, WOLFGANG;
REUTELHUBER, FRANZ;
HERRE, JUERGEN;
FOTOPOULOU, ELENI;
MULTRUS, MARKUS y
KORSE, SRIKANTH**

74 Agente/Representante:

ARIZTI ACHA, Monica

ES 2 834 083 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 la mezcla descendente o mezcla ascendente de una señal multicanal usando compensación de fase

5

Memoria descriptiva

La presente invención se refiere al campo de codificación de audio y, en particular, al campo de codificación/decodificación estéreo o multicanal.

10

Los métodos del estado de la técnica para la codificación paramétrica con pérdida de señales estéreo a bajas tasas de bits se basan en estéreo paramétrico tal como se normaliza en MPEG-4 Parte 3. La idea general es reducir el número de canales mediante el cálculo de una señal de mezcla descendente de dos canales de entrada después de extraer los parámetros estéreo que se envían como información secundaria al decodificador. Estos parámetros estéreo usualmente son diferencia de nivel entre canales ILD, diferencia de fase entre canales IPD y coherencia entre canales ICC, que se calculan en subbandas y que capturan la imagen espacial hasta cierto punto.

15

El decodificador realiza una mezcla ascendente de la entrada mono, lo que crea dos canales que satisfacen las relaciones de ILD, IPD e ICC. Esto se realiza mediante el matrizado de la señal de entrada junto con una versión decorrelacionada de esa señal que se genera en el decodificador. Un ejemplo de codificación y decodificación de una señal de audio usando mezcla descendente y mezcla ascendente puede encontrarse en el documento US 2008/0253576 A1.

20

Se ha encontrado que, por ejemplo, el uso de tales parámetros incurre en una complejidad significativa para calcular y manipular estos parámetros. Particularmente, el parámetro ILD es problemático, ya que puede tener valores que son muy pequeños o muy grandes y este intervalo de valores casi no restringido plantea problemas con respecto a un cálculo eficiente, cuantificación, etc.

25

Un objeto de la presente invención es proporcionar un concepto mejorado para el procesamiento de datos multicanal.

30

Este objeto se obtiene mediante un aparato para realizar la mezcla descendente de una señal multicanal según la reivindicación 1, un aparato para realizar la mezcla ascendente de una señal multicanal codificada según la reivindicación 17, un método de realizar una mezcla descendente de una señal multicanal según la reivindicación 33, un método de realizar una mezcla ascendente de una señal multicanal codificada según la reivindicación 34, o un programa informático según la reivindicación 35.

35

La presente invención de un primer aspecto se basa en el hallazgo de que, a diferencia de la técnica anterior, se adopta un procedimiento de codificación paramétrica diferente que se basa en dos parámetros de ganancia, es decir, un parámetro de ganancia lateral y un parámetro de ganancia residual. Ambos parámetros de ganancia se calculan a partir de un primer canal de al menos dos canales de una señal multicanal y un segundo canal de los al menos dos canales de la señal multicanal. Ambos de estos parámetros de ganancia, es decir, la ganancia lateral y la ganancia residual se transmiten o se almacenan o, generalmente se emiten junto con una señal de mezcla descendente que se calcula a partir de la señal multicanal por un mezclador descendente.

40

Las realizaciones de la presente invención del primer aspecto se basan en un nuevo enfoque medio/lateral, que lleva a un nuevo conjunto de parámetros: en el codificador se aplica una transformación media/lateral a los canales de entrada, que juntos capturan la información completa de dos canales de entrada. La señal media es un valor medio ponderado de los canales izquierdo y derecho, donde las ponderaciones son complejas y se eligen para compensar las diferencias de fase. En consecuencia, la señal lateral es la diferencia ponderada correspondiente de los canales de entrada. Solo la señal media se codifica con forma de onda mientras que la señal lateral se modela de manera paramétrica. El codificador funciona en subbandas donde extrae las IPD y dos parámetros de ganancia como parámetro estéreo. La primera ganancia, que se denominará la ganancia lateral, proviene de una predicción de la señal lateral por la señal media y la segunda ganancia, que se denominará ganancia residual, captura la energía del resto en relación con la energía de la señal media. La señal media entonces sirve como una señal de mezcla descendente, que se transmite junto con los parámetros estéreo al decodificador.

45

50

55

El decodificador sintetiza dos canales mediante la estimación del canal lateral perdido basándose en la ganancia lateral y la ganancia residual y usando un sustituto para el resto.

La presente invención del primer aspecto es ventajosa porque la ganancia lateral, por una parte, y la ganancia residual, por otra parte, son ganancias que están limitadas a un determinado intervalo pequeño de números. Particularmente, la ganancia lateral está, en realizaciones preferidas, limitada a un intervalo de -1 a +1, y la ganancia residual está incluso limitada a un intervalo de 0 y 1. Y lo que es incluso más útil en una realización preferida es que la ganancia residual depende de la ganancia lateral, de modo que el intervalo de valores que puede tener la ganancia residual se

60

hace más pequeño cuanto mayor se hace la ganancia lateral.

Particularmente, la ganancia lateral se calcula como una ganancia de predicción lateral que puede aplicarse a una señal media del primer y segundo canal a fin de predecir una señal lateral de los canales primero y segundo. Y el calculador de parámetros también se configura para calcular la ganancia residual como una ganancia de predicción residual que indica una energía de o una amplitud de una señal residual de una predicción de este tipo de la señal lateral por la señal media y la ganancia lateral.

Es importante destacar, sin embargo, que no es necesario realizar realmente la predicción en el lado del codificador o codificar realmente la señal lateral en el lado del codificador. En cambio, la ganancia lateral y la ganancia residual pueden calcularse usando solo mediciones relacionadas con la amplitud, tales como energías, potencias u otras características relacionadas con las amplitudes del canal izquierdo y derecho. Además, el cálculo de la ganancia lateral y la ganancia residual solo está relacionado con el producto interno entre ambos canales, es decir, cualquier otro canal aparte del canal izquierdo y el canal derecho, tal como el propio canal de mezcla descendente o el propio canal lateral no es necesario calcularlos en las realizaciones. Sin embargo, en otras realizaciones, puede calcularse la señal lateral, pueden calcularse diferentes ensayos para predicciones y pueden calcularse los parámetros de ganancia tales como la ganancia lateral y la ganancia residual a partir de una señal residual que está asociada con una determinada predicción de ganancia lateral que da como resultado un criterio predefinido en los diferentes ensayos, tales como una energía mínima de la señal residual o restante. Por tanto, existe una gran flexibilidad y, sin embargo, baja complejidad para calcular la ganancia lateral por una parte y la ganancia residual por otra parte.

Existen dos ventajas a modo de ejemplo de los parámetros de ganancia respecto a ILD e ICC. En primer lugar, naturalmente se encuentran en intervalos finitos (la ganancia lateral en $[-1,1]$ y la ganancia residual en $[0,1]$) a diferencia del parámetro ILD, que puede tomar valores arbitrarios grandes o pequeños. Y en segundo lugar, el cálculo es menos complejo, ya que solo implica una única evaluación de función especial, mientras que el cálculo de ILD e ICC implica dos.

Las realizaciones preferidas del primer aspecto se basan en el cálculo de los parámetros en el dominio espectral, es decir, los parámetros se calculan para diferentes bins de frecuencia o, más preferiblemente, para diferentes subbandas donde cada subbanda comprende un determinado número de bins de frecuencia. En una realización preferida, el número de bins de frecuencia incluidas dentro de una subbanda aumenta de subbandas inferiores a superiores para imitar la característica de la percepción auditiva humana, es decir, que las bandas superiores cubren intervalos de frecuencia o anchos de banda más altos y las bandas inferiores cubren intervalos de frecuencia o anchos de banda más bajos.

En una realización preferida, el mezclador descendente calcula una señal de mezcla descendente compensada de fase absoluta donde, basándose en un parámetro IPD, las rotaciones de fase se aplican al canal izquierdo y al derecho, pero la compensación de fase se realiza de tal manera que el canal que tiene más energía se hace rotar menos que el canal que tiene menos energía. Para controlar la compensación de fase, puede usarse preferiblemente la ganancia lateral, sin embargo, en otras realizaciones, puede usarse cualquier otra mezcla descendente, y esta es también una ventaja específica de la presente invención que la representación paramétrica de la señal lateral, es decir, la ganancia lateral, por un lado, y la ganancia residual, por otro lado, se calculan solo en función de los canales primero y segundo originales, y no se requiere ninguna información sobre una mezcla descendente transmitida. Por tanto, puede usarse cualquier mezcla descendente junto con la nueva representación paramétrica que consiste en la ganancia lateral y la ganancia residual, pero la presente invención también es particularmente útil para aplicarse junto con una compensación de fase absoluta que se basa en la ganancia lateral.

En una realización adicional de la compensación de fase absoluta, el parámetro de compensación de fase se calcula particularmente basándose en un número predeterminado específico de modo que la singularidad de la función de arcotangente ($\arctan$ o $\tan^{-1}$) que se produce al calcular el parámetro de compensación de fase se mueve desde el centro hasta una determinada posición lateral. Este desplazamiento de la singularidad asegura que no se produzca ningún problema debido a la singularidad para los desplazamientos de fase de $\pm 180^\circ$ y un parámetro de ganancia cercano a 0, es decir, los canales izquierdo y derecho que tienen energías relativamente similares. Se ha encontrado que estas señales se producen con bastante frecuencia, pero las señales que están fuera de fase entre sí pero que tienen una diferencia, por ejemplo, de entre 3 y 12 dB o alrededor de 6 dB no se producen en situaciones naturales. Por tanto, aunque las singularidades solo se desplazan, se ha encontrado que este desplazamiento mejora, no obstante, el rendimiento global del mezclador descendente, ya que este desplazamiento asegura que la singularidad se produce en una situación de constelación de señal que se produce, en situaciones normales, mucho menos que donde la función arcotangente directa tiene su punto de singularidad.

Las realizaciones adicionales emplean la dependencia de la ganancia lateral y la ganancia residual para implementar un procedimiento de cuantificación eficiente. Con este fin, se prefiere realizar una cuantificación conjunta que, en una primera realización, se realiza de modo que la ganancia lateral se cuantifica primero y, a continuación, se cuantifica la ganancia residual usando etapas de cuantificación que se basan en el valor de la ganancia lateral. Sin embargo, otras

realizaciones se basan en una cuantificación conjunta, donde ambos parámetros se cuantifican en un código único, y determinadas partes de este código se basan en determinados grupos de puntos de cuantificación que pertenecen a una determinada característica de diferencia de nivel de los dos canales que se codifican por el codificador.

- 5 Un segundo aspecto se refiere a un aparato para realizar una mezcla descendente de una señal multicanal que comprende al menos dos canales, comprendiendo el aparato: un mezclador descendente para calcular una señal de mezcla descendente a partir de la señal multicanal, en el que el mezclador descendente está configurado para calcular la mezcla descendente usando una compensación de fase absoluta, de modo que un canal que tiene una energía menor entre los al menos dos canales solo se hace rotar o se hace rotar más fuerte que un canal que tiene una energía mayor en el cálculo de la señal de mezcla descendente; y una interfaz de salida para generar una señal de salida, comprendiendo la señal de salida información sobre la señal de mezcla descendente.

15 Preferiblemente la rotación se lleva a cabo preferiblemente en el canal menor, pero puede darse el caso en el que en situaciones de diferencia de energía pequeña el canal menor no siempre se hace rotar más que el canal principal, pero, si la relación de energía es suficientemente grande o suficientemente pequeña, entonces la realización preferida hace rotar el canal menor más que el canal mayor. Por tanto, preferiblemente el canal menor se hace rotar más que el canal mayor solo cuando la diferencia de energía es significativa o es mayor que un umbral predefinido tal como 1 dB o más. Esto se aplica no solo al mezclador descendente sino también al mezclador ascendente.

20 Las realizaciones preferidas de la presente invención se comentan posteriormente con respecto a los dibujos adjuntos, en los que:

- la figura 1 es un diagrama de bloques de un aparato para codificar una señal multicanal de una realización;
- 25 la figura 2 es un diagrama de bloques de una realización del calculador de parámetros;
- la figura 3 es una realización adicional del calculador de parámetros;
- la figura 4 es una realización de un mezclador descendente que realiza una compensación de fase absoluta;
- 30 la figura 5a es un diagrama de bloques de una realización de la interfaz de salida que realiza una cuantificación específica;
- la figura 5b indica una palabra clave a modo de ejemplo;
- 35 la figura 6 es una realización de un aparato para decodificar una señal multicanal codificada;
- la figura 7 es una realización del mezclador ascendente;
- 40 la figura 8 es una realización del sintetizador de señal residual;
- la figura 9 es una realización para la interfaz de entrada;
- la figura 10a ilustra el procesamiento de las tramas superpuestas;
- 45 la figura 10b ilustra una realización del convertidor del espectro de tiempo;
- la figura 10c ilustra un espectro de un canal izquierdo o un canal derecho y una construcción de diferentes subbandas;
- 50 la figura 10d ilustra una realización para un convertidor de tiempo del espectro;
- la figura 11 ilustra líneas para una cuantificación condicional en una primera realización;
- 55 la figura 12 ilustra líneas para una cuantificación conjunta según una realización adicional; y
- la figura 13 ilustra puntos de cuantificación conjunta para la ganancia lateral y la ganancia residual.

60 La figura 1 ilustra un aparato para codificar una señal multicanal que comprende al menos dos canales. En particular, la señal multicanal se ilustra en 100 en la figura 1 y tiene un primer canal 101 y un segundo canal 102 y no tiene canales adicionales o un número arbitrariamente seleccionado de canales adicionales donde otro canal adicional se ilustra en 103.

La señal multicanal 100 se introduce en un mezclador descendente 120 para calcular una señal de mezcla

descendente 122 a partir de la señal multicanal 100. El mezclador descendente puede usar, para calcular la señal multicanal, el primer canal 101, el segundo canal 102 y el tercer canal 103 o solo el primer y el segundo canal o todos los canales de la señal multicanal dependiendo de la implementación determinada.

- 5 Además, el aparato para codificar comprende un calculador de parámetros 140 para calcular una ganancia lateral 141 a partir del primer canal 101 y el segundo canal 102 de los al menos dos canales y, adicionalmente, el calculador de parámetros 104 calcula una ganancia residual 142 a partir del primer canal y el segundo canal. En otras realizaciones, una diferencia de fase entre canales (IPD) opcional también se calcula tal como se ilustra en 143. La señal de mezcla descendente 122, la ganancia lateral 141 y la ganancia residual 142 se envían a una interfaz de salida 160 que genera
10 una señal multicanal codificada 162 que comprende información sobre la señal de mezcla descendente 122, sobre la ganancia lateral 141 y la ganancia residual 142.

Debe observarse que la ganancia lateral y la ganancia residual se calculan normalmente para las tramas de modo que, para cada trama, se calcula una única ganancia lateral y la única ganancia residual. En otras realizaciones, sin embargo, no solo se calcula una única ganancia lateral y una única ganancia residual para cada trama, sino que se calculan un grupo de ganancias laterales y el grupo de ganancias residuales para una trama donde cada ganancia lateral y cada ganancia residual están relacionadas con una determinada subbanda del primer canal y el segundo canal. Por tanto, en realizaciones preferidas, el calculador de parámetros calcula, para cada trama del primer y segundo canal, un grupo de ganancias laterales y un grupo de ganancias residuales, donde el número de ganancias laterales y residuales para una trama es normalmente igual al número de subbandas. Cuando se aplica una conversión del espectro de tiempo de alta resolución tal como una DFT, la ganancia lateral y la ganancia residual para una determinada subbanda se calculan a partir de un grupo de bins de frecuencia del primer canal y el segundo canal. Sin embargo, cuando se aplica una transformada de frecuencia de tiempo de baja resolución que da como resultado señales de subbanda, entonces el calculador de parámetros 140 calcula, para cada subbanda o incluso para un grupo de subbandas, una ganancia lateral y una ganancia residual.
15
20
25

Cuando la ganancia lateral y la ganancia residual se calculan para un grupo de señales de subbanda, entonces se reduce la resolución del parámetro, lo que da como resultado una tasa de bits más baja pero también da como resultado una representación de menor calidad de la representación paramétrica de la señal lateral. En otras realizaciones, la resolución de tiempo también puede modificarse de modo que una ganancia lateral y una ganancia residual no se calculan para cada trama, sino que se calculan para un grupo de tramas, donde el grupo de tramas tiene dos o más tramas. Por tanto, en una realización de este tipo, se prefiere calcular ganancias laterales/residuales relacionadas con la subbanda, donde las ganancias laterales/residuales se refieren a una determinada subbanda, pero se refieren a un grupo de tramas que comprende dos o más tramas. De este modo, según la presente invención, la resolución de tiempo y frecuencia del cálculo de parámetros realizado por el bloque 140 puede modificarse con gran flexibilidad.
30
35

El calculador de parámetros 140 preferiblemente se implementa tal como se explica resumidamente en la figura 2 con respecto a una primera realización o tal como se explica resumidamente en la figura 3 con respecto a una segunda realización. En la realización de la figura 2, el calculador de parámetros comprende un primer convertidor espectral de tiempo 21 y un segundo convertidor espectral de tiempo 22. Además, el calculador de parámetros 140 de la figura 1 comprende un calculador 23 para calcular una primera característica relacionada con la amplitud y un calculador 24 para calcular una segunda característica relacionada con la amplitud y un calculador 25 para calcular un producto interno de la salida de los bloques 21 y 22, es decir, de la representación espectral de los canales primero y segundo.
40
45

Las salidas de los bloques 23, 24, 25 se envían a un calculador de ganancia lateral 26 y también se envían a un calculador de ganancia residual 27. El calculador de ganancia lateral 26 y el calculador de ganancia residual 27 aplican una determinada relación entre la primera característica relacionada con la amplitud, la segunda característica relacionada con la amplitud y el producto interno y la relación aplicada por el calculador de ganancia residual para combinar ambas entradas es diferente de la relación que aplica el calculador de ganancia lateral 26.
50

En una realización preferida, las características relacionadas con la amplitud primera y segunda son energías en subbandas. Sin embargo, otras características relacionadas con la amplitud se relacionan con las amplitudes en las propias subbandas, se relacionan con potencias de señal en subbandas o se relacionan con cualquier otra potencia de amplitudes con un exponente mayor que 1, donde el exponente puede ser un número real mayor que 1 o un número entero mayor que 1 tal como número entero de 2 relacionado con una potencia de señal y una energía o relacionado con un número de 3 que está asociado con la sonoridad, etc. Por tanto, cada característica relacionada con la amplitud puede usarse para calcular la ganancia lateral y la ganancia residual.
55

En una realización preferida, el calculador de ganancia lateral y el calculador de ganancia residual 27 se configuran para calcular la ganancia lateral como una ganancia de predicción lateral que puede aplicarse a una señal media de los canales primero y segundo para predecir una señal lateral de los canales primero y segundo o el calculador de parámetros y, en particular, el calculador de ganancia residual 27 está configurado para calcular la ganancia residual como una ganancia de predicción residual que indica una medición relacionada con la amplitud de una señal residual
60

de una predicción de la señal lateral por la señal media usando la ganancia lateral.

En particular, el calculador de parámetros 140 y el calculador de ganancia lateral 26 de la figura 2 está configurado para calcular la señal lateral usando una fracción que tiene un nominador y un denominador, en la que el nominador comprende características de amplitud del primer y el segundo canal y el denominador comprende la característica de amplitud de los canales primero y segundo y un valor derivado del producto interno. El valor derivado del producto interno preferiblemente es el valor absoluto del producto interno, pero alternativamente puede ser cualquier potencia del valor absoluto tal como una potencia mayor que 1, o incluso puede ser una característica diferente del valor absoluto tal como un término complejo conjugado o el propio producto interno o similares.

En una realización adicional, el calculador de parámetros el calculador de ganancia residual 27 de la figura 2 también usa una fracción que tiene un nominador y un denominador usando ambos un valor derivado del producto interno y, adicionalmente, otros parámetros. De nuevo, el valor derivado del producto interno preferiblemente es el valor absoluto del producto interno, pero alternativamente puede ser cualquier potencia del valor absoluto tal como una potencia mayor que 1, o incluso puede ser una característica diferente del valor absoluto tal como un término complejo conjugado o el propio producto interno o similares.

En particular, el calculador lateral 26 de la figura 2 está configurado para usar, para calcular la ganancia lateral, la diferencia de energías de los primeros canales y el denominador usa una suma de las energías o características de amplitud de ambos canales y, adicionalmente, un producto interno y preferiblemente dos veces el producto interno, pero también pueden usarse otros multiplicadores para el producto interno.

El calculador de ganancia residual 27 está configurado para usar, en el nominador, una suma ponderada de las características de amplitud de los canales primero y segundo y un producto interno donde el producto interno se sustrae de la suma ponderada de las características de amplitud de los canales primero y segundo. El denominador para calcular el calculador de ganancia residual comprende una suma de las características de amplitud del primer y el segundo canal y el producto interno donde el producto interno preferiblemente se multiplica por dos pero también puede multiplicarse por otros factores.

Además, tal como se ilustra en la línea de conexión 28, el calculador de ganancia residual 27 está configurado para calcular la ganancia residual usando la ganancia lateral calculada por el calculador de ganancia lateral.

En una realización preferida, la ganancia residual y la ganancia lateral funcionan de la siguiente manera. En particular, pueden calcularse o no las diferencias de fase entre canales en forma de banda que se describirán más adelante. Sin embargo, antes de explicar resumidamente en particular el cálculo de la ganancia lateral tal como se ilustra más adelante en la ecuación (9) y el cálculo específico preferido de la ganancia lateral tal como se ilustra más adelante en la ecuación (10), se da una descripción adicional del codificador que también se refiere a un cálculo de las IPD y mezcla descendente además del cálculo de los parámetros de ganancia.

La codificación de los parámetros estéreo y el cálculo de la señal de mezcla descendente se realizan en el dominio de frecuencia. Con este fin, los vectores de frecuencia de tiempo L_t y R_t de los canales izquierdo y derecho se generan mediante la aplicación simultánea de una ventana de análisis seguida por una transformada de Fourier discreta (DFT): Los bins de la DFT se agrupan entonces en subbandas $(L_t, k)_k \in I_b$ resp. $(R_t, k)_k \in I_b$, donde I_b indica el conjunto de índices de subbandas.

Cálculo de IPD y mezcla descendente

Para la mezcla descendente, se calcula una diferencia de fase entre canales (IPD) en forma de banda como

$$IPD_{t,b} = \arg\left(\sum_{k \in I_b} L_{t,k} R_{t,k}^*\right) \quad (1)$$

donde z^* indica el conjugado complejo de z . Esto se usa para generar una señal media y lateral en forma de banda

$$M_{t,k} = \frac{e^{-i\beta} L_{t,k} + e^{i(IPD_{t,b} - \beta)} R_{t,k}}{\sqrt{2}} \quad (2)$$

y

$$S_{t,k} = \frac{e^{-i\beta} L_{t,k} + e^{i(IPD_{t,b} - \beta)} R_{t,k}}{\sqrt{2}} \quad (3)$$

para $k \in I_b$. El parámetro de rotación de fase absoluta β se da por

$$\beta = \text{atan2}(\sin(IPD_{t,b}), \cos(IPD_{t,b})) + 2 \frac{1+g_{t,b}}{1-g_{t,b}} \quad (4)$$

donde $g_{t,b}$ indica la ganancia lateral que se especificará a continuación. En el presente documento, $\text{atan2}(y, x)$ es la función arcotangente de dos argumentos cuyo valor es el ángulo entre el punto (x, y) y el eje x positivo. Está destinado a llevar a cabo la compensación de IPD en lugar del canal que tiene menos energía. El factor 2 mueve la singularidad en $IPD_{t,b} = \pm\pi$ y $g_{t,b} = 0$ a $IPD_{t,b} = \pm\pi$ y $g_{t,b} = -1/3$. De esta forma, se evita la conmutación de β en situaciones fuera de fase con una distribución de energía aproximadamente igual en los canales izquierdo y derecho. La señal de mezcla descendente se genera mediante la aplicación de la DFT inversa a M_t seguido de una ventana de síntesis y una adición de superposición.

En otras realizaciones, también pueden usarse otras funciones arcotangente diferentes de la función atan2 , tal como una función tangente directa, pero se prefiere la función atan2 debido a su aplicación segura al problema planteado.

Cálculo de parámetros de ganancia

Adicional a las IPD en forma de banda, se extraen dos parámetros estéreo adicionales. La ganancia óptima para predecir $S_{t,b}$ por $M_{t,b}$, es decir, el número $g_{t,b}$, de modo que la energía del resto

$$p_{t,k} = S_{t,k} - g_{t,b} M_{t,k} \quad (5)$$

es mínima, y un factor de ganancia $r_{t,b}$ que, si se aplica a la señal media M_t , ecualiza la energía de p_t y M_t en cada banda, es decir,

$$r_{t,b} = \sqrt{\frac{\sum_{k \in l_b} |p_{t,k}|^2}{\sum_{k \in l_b} |M_{t,k}|^2}} \quad (6)$$

La ganancia de predicción óptima puede calcularse a partir de las energías en las subbandas

$$E_{L,t,b} = \sum_{k \in l_b} |L_{t,k}|^2 \quad y \quad E_{R,t,b} = \sum_{k \in l_b} |R_{t,k}|^2 \quad (7)$$

y el valor absoluto del producto interno de L_t y R_t

$$X_{L/R,t,b} = \left| \sum_{k \in l_b} L_{t,k} R_{t,k}^* \right| \quad (8)$$

como

$$g_{t,b} = \frac{E_{L,t,b} - E_{R,t,b}}{E_{L,t,b} + E_{R,t,b} + 2X_{L/R,t,b}} \quad (9)$$

De esto se deduce que $g_{t,b}$ se encuentra en $[-1,1]$. La ganancia residual puede calcularse de manera similar a partir de las energías y el producto interno como

$$r_{t,b} = \left(\frac{(1-g_{t,b})E_{L,t,b} + (1+g_{t,b})E_{R,t,b} - 2X_{L/R,t,b}}{E_{L,t,b} + E_{R,t,b} + 2X_{L/R,t,b}} \right)^{1/2} \quad (10)$$

que implica

$$0 \leq r_{t,b} \leq \sqrt{1 - g_{t,b}^2} \quad (11)$$

En particular, esto muestra que $r_{t,b} \in [0,1]$. De esta forma, los parámetros estéreo pueden calcularse independientemente de la mezcla descendente mediante el cálculo de las energías correspondientes y el producto interno. En particular, no es necesario calcular $p_{t,k}$ residual para calcular su energía. Cabe señalar que el cálculo de las ganancias implica solo una evaluación de función especial, mientras que el cálculo de ILD e ICC a partir de $E_{L,t,b}$, $E_{R,t,b}$ y $X_{L/R,t,b}$ incluye dos, a saber, una raíz cuadrada y un logaritmo:

$$ILD_{t,b} = 10 \log_{10} \left(\frac{E_{L,t,b}}{E_{R,t,b}} \right) \quad (12)$$

y

$$ICC_{t,b} = \frac{X_{L/R,t,b}}{\sqrt{E_{L,t,b} \cdot E_{R,t,b}}} \quad (13)$$

Resolución de parámetro de reducción

Si se desea una resolución de parámetro menor tal como la dada por la longitud de la ventana, pueden calcularse los parámetros de ganancia en h ventanas consecutivas mediante el reemplazo de $X_{L/R,t,b}$ por

$$X_{L/R,t,b} = \sum_{s=t}^{t+h} X_{L/R,s,b} \quad (14)$$

y $E_{L,t,b}$ resp. $E_{R,t,b}$ por

$$\varepsilon_{L/R,t,b} = \sum_{s=t}^{t+h} E_{L/R,s,b} \quad (15)$$

en (9) y (10). La ganancia lateral entonces es un promedio ponderado de las ganancias laterales para las ventanas individuales donde las ponderaciones dependen de la energía de $M_{t+i,k}$ o depende de las energías en forma de banda $E_{M,s,b}$, en la que s es el índice de suma en las ecuaciones 14 y 15.

De modo similar, los valores de IPD se calculan entonces para varias ventanas como

$$IPD_{t,b} = \arg \left(\sum_{t=t}^{t+h} \sum_{k \in l_b} L_{t,k} R_{t,k}^* \right) \quad (16)$$

Preferiblemente, el calculador de parámetros 140 ilustrado en la figura 1 está configurado para calcular la representación en forma de subbanda como una secuencia de espectros valorados complejos, donde cada espectro se refiere a una trama de tiempo del primer canal o el segundo canal, donde las tramas temporales de la secuencia son adyacentes entre sí y donde las tramas de tiempo adyacentes se superponen entre sí.

Además, el generador de parámetros 140 está configurado para calcular las mediciones relacionadas con la amplitud primera y segunda mediante la elevación al cuadrado de las magnitudes de los valores espectrales complejos en una subbanda y mediante la suma de las magnitudes cuadradas en la subbanda tal como, por ejemplo, se ilustra también anteriormente en la ecuación (7), donde el índice b representa la subbanda.

Además, tal como se explica resumidamente también en la ecuación 8, el calculador de parámetros 140 y, en particular, el calculador del producto interno 25 de la figura 2 está configurado para calcular el producto interno mediante la suma, en una subbanda, de los productos, en la que cada producto implica un valor espectral en un bin de frecuencia del primer canal y un valor espectral complejo conjugado del segundo canal para el bin de frecuencia. Posteriormente, se forma una magnitud de un resultado de la suma conjunta.

Tal como se explica resumidamente también en las ecuaciones 1 a 4, se prefiere usar una compensación de fase absoluta. Por tanto, en esta realización, el mezclador descendente 120 está configurado para calcular la mezcla descendente 122 usando una compensación de fase absoluta de modo que solo se hace rotar el canal que tiene la

menor energía de entre los dos canales o el canal que tiene la menor energía de entre los dos canales se hace rotar más fuerte que el otro canal que tiene una energía mayor cuando se calcula la señal de mezcla descendente. Un mezclador descendente 120 de este tipo se ilustra en la figura 4. En particular, el mezclador descendente comprende un calculador de la diferencia de fase entre canales (IPD) 30, un calculador de rotación de fase absoluta 32, un calculador de mezcla descendente 34 y un calculador de la diferencia de energía o ganancia lateral 36. Cabe destacar que el calculador de la diferencia de energía o ganancia lateral 36 puede implementarse como el calculador de ganancia lateral 26 en la figura 2. Como alternativa, sin embargo, con el fin de rotación de fase, puede haber también una implementación diferente en el bloque 36 que solo calcula una diferencia de energía o, en general, una diferencia de la característica relacionada con la amplitud que puede ser la energía, la potencia o las propias amplitudes o potencias de las amplitudes que se añaden juntas cuando una potencia es diferente de dos, tal como una potencia entre uno y dos o mayor de dos.

En particular, un exponente o potencia de tres corresponde, por ejemplo, a la sonoridad más que a la energía.

En particular, el calculador de IPD 30 de la figura 4 está configurado para calcular una diferencia de fase entre canales normalmente para cada subbanda de una pluralidad de subbandas de cada uno de los canales primero y segundo 101, 102 introducidos en el bloque 30. Además, el mezclador descendente tiene el parámetro de rotación de fase absoluta, de nuevo normalmente para cada subbanda de la pluralidad de subbandas que funciona basándose en una diferencia de energía proporcionada por el bloque 36 entre el primer y el segundo canal o, en general, basándose en una diferencia de la característica relacionada con la amplitud entre ambos canales 101, 102. Adicionalmente, el calculador de mezcla descendente 34 está configurado para ponderar, cuando se calcula la señal de mezcla descendente, los canales primero y segundo que usan los parámetros IPD y los parámetros de rotación de fase absoluta indicados como β .

Preferiblemente, el bloque 36 se implementa como un calculador de ganancia lateral de modo que el calculador de rotación de fase absoluta funciona basándose en la ganancia lateral.

Por tanto, el bloque 30 de la figura 4 está configurado para implementar la ecuación (1), el bloque 32 está configurado para implementar la ecuación (4) y el bloque 34 está configurado para implementar la ecuación (2) en una realización preferida.

En particular, el factor 2 en la ecuación (4) antes del término que implica la ganancia lateral $g_{t,b}$ puede establecerse diferente de 2 y puede ser, por ejemplo, un valor preferiblemente entre 0,1 y 100. Naturalmente, también puede usarse -0,1 y -100. Este valor asegura que la singularidad existente en una IPD de $+180^\circ$ para canales casi iguales izquierdo y derecho se mueva a un lugar diferente, es decir, a una ganancia lateral diferente de, por ejemplo, $-1/3$ para el factor 2. Sin embargo, pueden usarse otros factores diferentes de 2. Estos otros factores mueven entonces la singularidad a un parámetro de ganancia lateral diferente de $-1/3$. Se ha mostrado que todos estos factores diferentes son útiles ya que estos factores logran que la singularidad problemática se encuentre en un "lugar" en la fase de sonido que tiene señales de canal izquierdo y derecho asociadas que normalmente se producen con menor frecuencia que las señales que están fuera de fase y que tienen igual o casi igual de energía.

En la realización preferida, la interfaz de salida 160 de la figura 1 está configurada para realizar una cuantificación de la información paramétrica, es decir, una cuantificación de la ganancia lateral tal como se proporciona en la línea 141 por el calculador de parámetros 140 y la ganancia residual tal como se proporciona en la línea 142 del calculador de parámetros 140 de la figura 1.

En particular en la realización, donde la ganancia residual depende de la ganancia lateral, si se prefiere cuantificar la ganancia lateral y luego cuantificar la ganancia residual, en la que, en esta realización, la etapa de cuantificación para la ganancia residual depende del valor de la ganancia lateral.

En particular, esto se ilustra en la figura 11 y de forma análoga también en las figuras 12 y 13.

La figura 1 muestra las líneas para la cuantificación condicional. En particular, se ha mostrado que la ganancia residual está siempre en un intervalo determinado por $(1-g^2)^{1/2}$. Por tanto, cuando $g = 0$, entonces r puede estar en un intervalo entre 0 y 1. Sin embargo, cuando g es igual a 0,5, entonces r puede estar en el intervalo de 0,866 y 0. Además, cuando, por ejemplo, $g = 0,75$, entonces el intervalo r está limitado entre 0 y 0,66. En una realización extrema donde $g = 0,9$, entonces r solo puede oscilar entre 0 y 0,43. Además, cuando $g = 0,99$, entonces r solo puede estar en un intervalo entre 0 y 0,14, por ejemplo.

Por tanto, puede usarse esta dependencia mediante la reducción del tamaño de la etapa de cuantificación para la cuantificación de la ganancia residual para ganancias laterales más altas. Por tanto, cuando se considera la figura 11, las líneas verticales que muestran el intervalo de valores para r siempre pueden dividirse por un determinado número entero tal como 8, de modo que cada línea tenga ocho etapas de cuantificación. Por tanto, está claro que para las líneas que reflejan ganancias laterales más altas, la etapa de cuantificación es más pequeña que para las líneas que

tienen ganancias laterales más bajas. Por tanto, pueden cuantificarse ganancias laterales más altas más finamente sin ningún aumento de la tasa de bits.

En una realización adicional, el cuantificador está configurado para realizar una cuantificación conjunta usando grupos de puntos de cuantificación, donde cada grupo de puntos de cuantificación se define por una relación relacionada con la amplitud fija entre el primer y el segundo canal. Un ejemplo para una relación relacionada con la amplitud es la energía entre izquierda y derecha, es decir, esto significa líneas para la misma ILD entre el primer y el segundo canal tal como se ilustra en la figura 12. En esta realización, la interfaz de salida se configura tal como se ilustra en la figura 5a y comprende un calculador de ILD en forma de subbanda que recibe, como entrada, el primer canal y el segundo canal o, alternativamente, la ganancia lateral g y la ganancia residual r . El calculador de ILD en forma de subbanda indicado por el número de referencia 50 emite una determinada ILD para cuantificar los valores de parámetro g , r . La relación de ILD o, generalmente, la relación relacionada con la amplitud se envía a un comparador de grupo 52. El comparador de grupo 52 determina el mejor grupo de coincidencia y envía esta información a un comparador de puntos 54. Tanto el comparador de grupo 52 como el comparador de puntos 54 alimenta a un creador de código 56 que finalmente emite el código tal como una palabra clave de un libro de códigos.

En particular, el creador de código recibe un signo de la ganancia lateral g y determina un bit de signo 57a ilustrado en la figura 5b que muestra un código para g , r para una subbanda. Además, el comparador de grupo que ha determinado el grupo de puntos de cuantificación determinado que coincide con la ILD determinada emite los bits 2 a 5 ilustrados en 57b como la identificación del grupo. Finalmente, el comparador de puntos emite los bits 6 a 8 en la realización de la figura 5b ilustrada en la figura 57c, donde estos bits indican la identificación de punto, es decir, la identificación del punto de cuantificación dentro del grupo indicado por los bits 57b. Aunque la figura 5b indica un código de ocho bits que tiene un bit de signo único, cuatro bits de grupo y tres bits de punto, pueden usarse otros códigos que tienen un bit de signo y más o menos bits de grupo y más o menos bits de punto. Debido al hecho de que la ganancia lateral tiene valores positivos y negativos, los bits de grupo y los bits de punto, es decir, el conjunto de bits 57b y el conjunto de bits 57c, solo tienen valores o bien puramente negativos o bien, preferiblemente, puramente positivos y el bit de signo debería indicar un signo negativo, entonces la ganancia residual se decodifica siempre como un valor positivo, pero la ganancia lateral entonces se decodifica como un valor negativo, lo que significa que la energía del canal izquierdo es menor que la energía del canal derecho, cuando la regla tal como se ilustra en la ecuación 9 se aplica para calcular la ganancia lateral.

Posteriormente, se explican resumidamente realizaciones adicionales para la cuantificación

Cuantificación de ganancia lateral y residual

Las desigualdades en (11) revelan una fuerte dependencia de la ganancia residual en la ganancia lateral, dado que esta última determina el intervalo de la primera. La cuantificación de la ganancia lateral g y la ganancia residual r de manera independiente mediante la elección de puntos de cuantificación en $[-1,1]$ y $[0,1]$ es, por tanto, ineficiente, ya que el número de posibles puntos de cuantificación para r disminuiría a medida que g tiende a ± 1 .

Cuantificación condicional

Hay diferentes formas de tratar este problema. La manera más fácil es cuantificar g primero y luego cuantificar r dependiendo del valor cuantificado $\tilde{g}$, por lo que los puntos de cuantificación se encontrarán en el intervalo $[0, \sqrt{1 - \tilde{g}^2}]$. Los puntos de cuantificación, por ejemplo, pueden elegirse entonces uniformemente en estas líneas de cuantificación, algunas de las cuales se representan en la figura 11.

Cuantificación conjunta

Una manera más sofisticada de elegir puntos de cuantificación es examinar líneas en el plano (g, r) que corresponden a una relación de energía fija entre L y R . Si $c^2 \geq 1$ indica una relación de energía de este tipo, entonces la línea correspondiente viene dada por $(0, s)$ para $0 \leq s \leq 1$ si $c = 1$ o

$$\left(s, \sqrt{\frac{(1+s)^2 - c^2(1-s)^2}{c^2 - 1}}\right) \text{ para } \frac{c-1}{c+1} \leq s \leq \frac{c^2-1}{c^2+1} \quad (22)$$

Esto también incluye el caso $c^2 < 1$ ya que el barrido de L_t y R_t solo cambia el signo de $g_{t,b}$ y deja $r_{t,b}$ sin cambios.

Este enfoque incluye una región más grande con el mismo número de puntos de cuantificación tal como puede verse en la figura 12. De nuevo, los puntos de cuantificación en las líneas pueden, por ejemplo, elegirse de manera uniforme según la longitud de las líneas individuales. Otras posibilidades incluyen elegirlos para que coincidan con los valores de ICC preseleccionados u optimizarlos de forma acústica.

Se ha encontrado que un esquema de cuantificación que funciona bien se basa en las líneas de energía correspondientes a los valores de ILD.

$$\pm\{0,2,4,6,8,10,13,16,19,22,25,30,35,40,45,50\},$$

(23)

5 en cada uno de los cuales se seleccionan 8 puntos de cuantificación. Esto da lugar a un libro de códigos con 256 entradas, que se organiza como una tabla de 8×16 de puntos de cuantificación que contiene los valores correspondientes a valores no negativos de g y un bit de signo. Esto da lugar a una representación de número entero de 8 bits de los puntos de cuantificación (g, r) donde, por ejemplo, el primer bit especifica el signo de g , los siguientes cuatro bits contienen el índice de columna en la tabla de 8×16 y conteniendo los últimos tres bits el índice de fila.

10 La cuantificación de ($g_{t,b}, r_{t,b}$) puede realizarse mediante una búsqueda exhaustiva de libros de códigos, pero es más eficiente calcular primero la ILD de subbanda y restringir la búsqueda a la línea de energía que mejor se ajusta. De esta manera, solo deben considerarse 8 puntos.

15 La decuantificación se realiza mediante una sencilla búsqueda de tabla.

Los 128 puntos de cuantificación para este esquema que cubren los valores no negativos de g se presentan en la figura 12.

20 Aunque se ha dado a conocer un procedimiento para calcular la ganancia lateral y la ganancia residual sin un cálculo real de la señal lateral, es decir, la señal de diferencia entre las señales izquierda y derecha tal como se ilustra en la ecuación (9) y la ecuación (10), una realización adicional funciona para calcular la ganancia lateral y la ganancia residual de manera diferente, es decir, con un cálculo real de la señal lateral. Este procedimiento se ilustra en la figura 3.

25 En esta realización, el calculador de parámetros 140 ilustrado en la figura 1 comprende un calculador de señal lateral 60 que recibe, como una entrada, el primer canal 101 y el segundo canal 102 y que emite la señal lateral real que puede estar en el dominio de tiempo pero que preferiblemente se calcula en el dominio de frecuencia tal como, por ejemplo, se ilustra en la ecuación 3. Sin embargo, aunque la ecuación 3 indica la situación del cálculo de la señal lateral con un parámetro de rotación de fase absoluta β y un parámetro IPD por banda y trama, la señal lateral también puede calcularse sin compensación de fase. La ecuación 3 se convierte en una ecuación donde solo se producen $L_{t,k}$ y $R_{t,k}$. Por tanto, la señal lateral también puede calcularse como una sencilla diferencia entre los canales izquierdo y derecho o primero y segundo y puede usarse o no la normalización con la raíz cuadrada de 2.

35 La señal lateral tal como se calcula por el calculador de señal lateral 60 se envía a un calculador de señal residual 61. El calculador de señal residual 62 realiza el procedimiento ilustrado en la ecuación (5), por ejemplo. El calculador de señal residual 61 está configurado para usar diferentes ganancias laterales de prueba, es decir, diferentes valores para la ganancia lateral $g_{d,b}$, es decir, diferentes ganancias laterales de prueba para una y la misma banda y trama y, en consecuencia, se obtienen diferentes señales residuales tal como se ilustra por las múltiples salidas del bloque 61.

40 El selector de ganancia lateral 62 en la figura 3 recibe todas las diferentes señales residuales y selecciona una de las diferentes señales residuales o, la ganancia lateral de prueba asociada con una de las diferentes señales residuales que cumple una condición predefinida. Esta condición predefinida puede ser, por ejemplo, que se seleccione la ganancia lateral que ha dado como resultado una señal residual que tiene la menor energía de entre todas las diferentes señales residuales. Sin embargo, pueden usarse otras condiciones predeterminadas, tales como la condición relacionada con la amplitud más pequeña, diferente de una energía, tal como una sonoridad. Sin embargo, también pueden aplicarse otros procedimientos, tales como en los que se utiliza la señal residual que no tiene la energía más pequeña, sino la energía que se encuentra entre las cinco energías más pequeñas. En realidad, una condición predefinida también puede ser seleccionar una señal residual que muestra otra característica de audio determinada tal como determinadas características en determinados intervalos de frecuencia.

La ganancia lateral de prueba específica seleccionada se determina mediante el selector de ganancia lateral 62 como el parámetro de ganancia lateral para una determinada trama o para una determinada banda y una determinada trama. La señal residual seleccionada se envía al calculador de ganancia residual 63 y el calculador de ganancia residual, en una realización, simplemente puede calcular la característica relacionada con la amplitud de la señal residual seleccionada o, preferiblemente, puede calcular la ganancia residual como una relación entre la característica relacionada con la amplitud de la señal residual con respecto a la característica relacionada con la amplitud de la señal de mezcla descendente o señal media. Incluso cuando se usa una mezcla descendente que es diferente de una mezcla descendente compensada de fase o es diferente de una mezcla descendente que consiste en una suma de izquierda y derecha, entonces la ganancia residual, no obstante, puede estar relacionada con una adición compensada no de fase de izquierda y derecha, según sea el caso.

Por tanto, la figura 3 ilustra una forma de calcular la ganancia lateral y la ganancia residual con un cálculo real de la

señal lateral mientras que, en la realización de la figura 2 que refleja aproximadamente la ecuación 9 y la ecuación 10, la ganancia lateral y la ganancia residual se calculan sin un cálculo explícito de la señal lateral y sin realizar un cálculo de la señal residual con diferentes ganancias laterales de prueba. Por tanto, queda claro que ambas realizaciones dan como resultado una ganancia lateral y una ganancia residual que parametriza una señal residual a partir de una predicción y otros procedimientos para calcular la ganancia lateral y la ganancia residual aparte de lo que se ilustra en las figuras 2 y 3 o también es posible mediante las ecuaciones correspondientes 5 a 10.

Además, debe observarse en el presente documento que todas las ecuaciones dadas son siempre las realizaciones preferidas para los valores determinados por las ecuaciones correspondientes. Sin embargo, se ha encontrado que valores que son diferentes en un intervalo de preferiblemente $\pm 20\%$ de los valores tal como se determina por las ecuaciones correspondientes también son útiles y ya proporcionan ventajas sobre la técnica anterior, aunque las ventajas se vuelven mayores cuando la desviación de los valores tal como se determina por las ecuaciones se vuelve más pequeña. Por tanto, en otras realizaciones, se prefiere usar valores que son solo diferentes de los valores tal como se determina por las ecuaciones correspondientes en $\pm 10\%$ y, en una realización más preferida, los valores determinados por las ecuaciones son los valores utilizados para el cálculo de los diversos elementos de datos.

La figura 6 ilustra un aparato para decodificar una señal multicanal codificada 200. El aparato para decodificar comprende una interfaz de entrada 204, un sintetizador de señal residual 208 conectado a la interfaz de entrada 204 y un mezclador ascendente 212 conectado a la interfaz de entrada 204 por una parte y al sintetizador residual 208 por otra parte. En una realización preferida, el decodificador comprende adicionalmente un convertidor de tiempo del espectro 260 para emitir finalmente a los canales primero y segundo del dominio de tiempo tal como se ilustra en 217 y 218.

En particular, la interfaz de entrada 204 está configurada para recibir la señal multicanal codificada 200 y para obtener una señal de mezcla descendente 207, una ganancia lateral g 206 y una ganancia residual r 205 de la señal multicanal codificada 200. El sintetizador de señal residual 208 sintetiza una señal residual usando la ganancia residual 205 y el mezclador ascendente 212 está configurado para realizar la mezcla ascendente de la señal de mezcla descendente 207 usando la ganancia lateral 206 y la señal residual 209 tal como se determina por el sintetizador de señal residual 208 para obtener un primer canal reconstruido 213 y un segundo canal reconstruido 214. En la realización en la que el sintetizador de señal residual 208 y el mezclador ascendente 212 funcionan en el dominio espectral o al menos el mezclador ascendente 212 funciona en el dominio espectral, los canales primero y segundo reconstruidos 213, 214 se dan en las representaciones del dominio espectral y la representación del dominio espectral para cada canal puede convertirse en el dominio de tiempo mediante el convertidor de tiempo del espectro 216 para emitir finalmente los canales primero y segundo reconstruidos del dominio de tiempo.

En particular, el mezclador ascendente 212 está configurado para realizar una primera operación de ponderación usando un primer ponderador 70 ilustrado en la figura 7 para obtener un primer canal de mezcla descendente ponderado. Además, el mezclador ascendente realiza una segunda operación de ponderación usando un segundo ponderador nuevamente usando la ganancia lateral 206 por una parte y la señal de mezcla descendente 207 por otra parte para obtener una segunda señal de mezcla descendente ponderada. Preferiblemente, la primera operación de ponderación realizada por el bloque 70 es diferente de la segunda operación de ponderación realizada por el bloque 71 de modo que la primera mezcla descendente ponderada 76 es diferente de la segunda mezcla descendente ponderada 77. Además, el mezclador ascendente 212 está configurado para calcular el primer canal reconstruido usando una combinación realizada por un primer combinador 72 de la primera señal de mezcla descendente ponderada 76 y la señal residual 209. Además, el mezclador ascendente comprende adicionalmente un segundo combinador 73 para realizar una segunda combinación de la segunda señal de mezcla descendente ponderada 77 y la señal residual 209.

Preferiblemente, las reglas de combinación realizadas por el primer combinador 72 y el segundo combinador 73 son diferentes entre sí de modo que la salida del bloque 72 por un lado y el bloque 73 por otro lado son sustancialmente diferentes entre sí debido a las diferentes reglas de combinación en el bloque 72, 73 y debido a las diferentes reglas de ponderación realizadas por el bloque 70 y el bloque 71.

Preferiblemente, las reglas de combinación primera y segunda son diferentes entre sí debido al hecho de que una regla de combinación es una operación de adición y la otra regla de operación es una operación de sustracción. Sin embargo, también pueden usarse otros pares de reglas de combinación primera y segunda.

Además, las reglas de ponderación utilizadas en el bloque 70 y el bloque 71 son diferentes entre sí, ya que una regla de ponderación utiliza una ponderación con un factor de ponderación determinado por una diferencia entre un número predeterminado y la ganancia lateral y la otra regla de ponderación utiliza un factor de ponderación determinado por una suma entre un número predeterminado y la ganancia lateral. Los números predeterminados pueden ser iguales entre sí en ambos ponderadores o pueden ser diferentes entre sí y los números predeterminados son diferentes de cero y pueden ser números enteros o no enteros y preferiblemente son iguales a 1.

La figura 8 ilustra una implementación preferida del sintetizador de señal residual 208. El sintetizador de señal residual 208 comprende un tipo de selector de señal residual bruta o, generalmente, un calculador de señal decorrelacionada 80. Además, la señal emitida por el bloque 80 se introduce en un ponderador 82 que recibe, como entrada, la ganancia residual emitida por la interfaz de entrada 204 de la figura 6 indicada con el número de referencia 205. Además, el sintetizador de señal residual preferiblemente comprende un normalizador 84 que recibe, como entrada, una señal media de la trama actual 85 y, como entrada adicional, la señal emitida por el bloque 80, es decir, la señal bruta o la señal decorrelacionada 86. Basándose en esas dos señales, se calcula el factor de normalización g_{norm} 87, donde el factor de normalización 87 se usa preferiblemente por el ponderador 82 junto con la ganancia residual r para obtener finalmente la señal residual sintetizada 209.

En una realización preferida, el selector de señal residual bruta 80 está configurado para seleccionar una señal de mezcla descendente de una trama anterior tal como la trama inmediatamente anterior o una trama incluso anterior. Sin embargo, y dependiendo de la implementación, el selector de señal residual bruta 80 está configurado para seleccionar la señal izquierda o derecha o la señal del primer o segundo canal tal como se calcula para una trama anterior o el selector de señal residual bruta 80 también puede determinar la señal residual basándose en, por ejemplo, una combinación tal como una suma, una diferencia o más o menos de la señal izquierda y derecha determinada para ya sea la trama inmediatamente anterior o una trama anterior incluso previa. En otras realizaciones, el calculador de señal decorrelacionada 80 también puede configurarse para generar realmente una señal decorrelacionada. Sin embargo, se prefiere que el selector de señal residual bruta 80 funcione sin un decorrelacionador específico tal como un filtro de decorrelación tal como un filtro de reverberación, pero, por razones de baja complejidad, solo selecciona una señal ya existente del pasado tal como la señal media, la señal izquierda reconstruida, la señal derecha reconstruida o una señal derivada de la señal izquierda y derecha reconstruida anterior por operaciones sencillas tales como una combinación ponderada, es decir, una adición (ponderada), una sustracción (ponderada) o de modo que no se basa en un filtro de reverberación o decorrelación específico.

Generalmente, el ponderador 82 está configurado para calcular la señal residual de modo que una energía de la señal residual es igual a una energía de señal indicada por la ganancia residual r , donde esta energía puede indicarse en términos absolutos, pero preferiblemente se indica en términos relativos con respecto a la señal media 207 de la trama actual.

En las realizaciones preferidas para el lado del codificador y el lado del decodificador, los valores de la ganancia lateral y , si es apropiado, de la ganancia residual son diferentes de cero.

Posteriormente, se dan realizaciones preferidas adicionales para el decodificador en forma de ecuación.

La mezcla ascendente se realiza nuevamente en el dominio de frecuencia. Con este fin, la transformada de frecuencia de tiempo del codificador se aplica a la mezcla descendente decodificada que produce vectores de frecuencia de tiempo $\tilde{M}_{t,b}$. Usando los valores decuantificados $\tilde{IPD}_{t,b}$, $\tilde{g}_{t,b}$, y $\tilde{r}_{t,b}$, el canal izquierdo y derecho se calculan como

$$\tilde{L}_{t,k} = \frac{e^{i\tilde{\beta}}(\tilde{M}_{t,k}(1+\tilde{g}_{t,b})+\tilde{r}_{t,b}g_{norm}\tilde{\rho}_{t,k})}{\sqrt{2}} \quad (17)$$

y

$$\tilde{R}_{t,k} = \frac{e^{i(\tilde{\beta}-\tilde{IPD}_b)}(\tilde{M}_{t,k}(1-\tilde{g}_{t,b})-\tilde{r}_{t,b}g_{norm}\tilde{\rho}_{t,k})}{\sqrt{2}} \quad (18)$$

para $k \in I_b$, donde $\tilde{\rho}_{t,k}$ es un sustituto del residuo que falta $\rho_{t,k}$ del codificador, y g_{norm} es el factor de ajuste de la energía

$$\sqrt{\frac{E_{\tilde{M},t,b}}{E_{\tilde{\rho},t,b}}} \quad (19)$$

que convierte el coeficiente de ganancia relativo $\tilde{r}_{t,b}$ en uno absoluto. Puede, por ejemplo, tomarse

$$\tilde{\rho}_{t,k} = \tilde{M}_{t-d_b,k}, \quad (20)$$

donde $d_b > 0$ indica un retardo de trama en forma de banda. El factor de rotación de fase $\tilde{\beta}$ se calcula nuevamente como

$$\tilde{\beta} = \text{atan2}(\sin(I\tilde{P}D_{t,b}), \cos(I\tilde{P}D_{t,b})) + 2\frac{1+\tilde{g}_{t,b}}{1-\tilde{g}_{t,b}} \quad (21)$$

El canal izquierdo y el canal derecho se generan entonces mediante la aplicación de la DFT inversa a $\tilde{L}_t$ y $\tilde{R}_t$ seguidos por una ventana de síntesis y una adición de superposición.

La figura 9 ilustra una realización adicional de la interfaz de entrada 204. Esta realización refleja la operación de decuantificación tal como se comentó anteriormente para el lado del codificador con respecto a las figuras 5a y 5b. Particularmente, la interfaz de entrada 204 comprende un extractor 90 que extrae un código conjunto de la señal multicanal codificada. Este código conjunto 91 se envía a un libro de códigos conjunto 92 que está configurado para emitir, para cada código, una información de signo, una información de grupo o una información de punto o para emitir, para cada código, el valor final decuantificado g y el valor final decuantificado r , es decir, el lado decuantificado y las ganancias residuales.

La figura 10a ilustra una representación esquemática de un canal primero y segundo del dominio de tiempo o canal izquierdo y derecho $l(t)$ y $r(t)$.

En la realización, en la que la ganancia lateral y la ganancia residual se calculan en el dominio espectral, los canales izquierdo y derecho o los canales primero y segundo se separan preferiblemente en tramas de superposición F (1), F (2), F (3) y F (4) y así sucesivamente. En la realización ilustrada en la figura 10a, las tramas se superponen en un 50%, pero también son útiles otras superposiciones. Además, solo se muestra una superposición de dos tramas, es decir, que siempre solo dos tramas posteriores se superponen entre sí. Sin embargo, también pueden usarse tramas de superposición múltiple, tal como tres, cuatro o cinco tramas de superposición. Entonces, el valor de avance, es decir, qué diferencia hay entre la trama siguiente y la trama actual no es de un 50% como en la realización ilustrada en la figura 10a, sino que es solo más pequeña tal como un 10%, un 20% o un 30% más o menos.

La figura 10b ilustra una implementación preferida de un convertidor espectral de tiempo tal como el bloque 21 o el bloque 22 ilustrado en la figura 2. Un convertidor de frecuencia de tiempo de este tipo recibe, como entrada, la secuencia de tramas $l(t)$ o $r(t)$. El creador de ventanas de análisis 1300 emite entonces una secuencia de tramas con ventanas que tienen todas las ventanas, preferiblemente la misma ventana de análisis. Las ventanas de análisis pueden ser ventanas sinusoidales o cualquier otra ventana y se calcula una secuencia separada para el primer canal y se calcula una secuencia separada adicional para el segundo canal.

Entonces, las secuencias de tramas con ventanas se introducen en un bloque de transformada 1302. Preferiblemente, el bloque de transformada 1302 realiza un algoritmo de transformada que da como resultado valores espectrales complejos tales como una DFT y, específicamente, una FFT. En otras realizaciones, sin embargo, también puede usarse un algoritmo de transformada puramente real tal como una DCT o una MDCT (transformada de coseno discreta modificada) y, posteriormente, las partes imaginarias pueden estimarse a partir de las partes puramente reales tal como se conoce en la técnica y tal como se implementa, por ejemplo, en la norma USAC (voz unificada y codificación de audio). Otros algoritmos de transformada pueden ser bancos de filtros de subbanda tales como bancos de filtros QMF que dan como resultado señales de subbanda de valores complejos. Normalmente, las bandas de filtro de señal de subbanda tienen una resolución de frecuencia menor que los algoritmos de FFT y un espectro de FFT o DFT que tiene un determinado número de bins de DFT puede transformarse en una representación en forma de subbanda mediante la recopilación de determinados bins. Esto se ilustra en la figura 10c.

En particular, la figura 10c ilustra un espectro complejo de la representación de dominio de frecuencia del primer o el segundo canal L_k , R_k para una trama t específica. Los valores espectrales se dan en una representación de magnitud/fase o en la representación de parte real/parte imaginaria. Normalmente, la DFT da como resultado bins de frecuencia que tienen la misma resolución de frecuencia o ancho de banda. Preferiblemente, sin embargo, las ganancias laterales y residuales se calculan en forma de subbandas con el fin de reducir el número de bits para transmitir las ganancias residuales y laterales. Preferiblemente, la representación de subbanda se genera usando subbandas que aumentan de frecuencias más bajas a más altas. Por tanto, en un ejemplo, la subbanda 1 puede tener un primer número de bins de frecuencia tal como dos bins, y una segunda subbanda mayor tal como la subbanda 2, la subbanda 3, o cualquier otra subbanda puede tener un número mayor de bins de frecuencia tal como, para ejemplo, ocho bins de frecuencia tal como se ilustra por la subbanda 3. Por tanto, el ancho de banda de frecuencia de las subbandas individuales puede ajustarse preferiblemente a las características del oído humano tal como se conoce en la técnica con respecto a la escala Bark.

Por tanto, la figura 10c ilustra diferentes bins de frecuencia indicados por los parámetros k en las ecuaciones dadas a conocer anteriormente, y las subbandas individuales ilustradas en la figura 10c se indican con el índice de subbanda b .

La figura 10d ilustra una implementación de un convertidor de espectro a tiempo tal como, por ejemplo, se implementa

por el bloque 216 en la figura 6. El convertidor de tiempo del espectro requiere un transformador hacia atrás 1310, un creador de ventanas de síntesis conectado posteriormente 1312 y un dispositivo de superposición/sumador conectado posteriormente 1314 para obtener finalmente los canales de dominio de tiempo. Por tanto, en la entrada en 1310 están los canales del dominio espectral reconstruidos 213, 214 ilustrados en la figura 6, y en la salida del dispositivo de superposición/sumador 1340, existen los canales primero y segundo reconstruidos 217, 218 del dominio de tiempo.

El transformador hacia atrás 1310 está configurado para realizar un algoritmo que da como resultado una transformada hacia atrás y, particularmente, un algoritmo que es preferiblemente inverso al algoritmo aplicado en el bloque 1302 de la figura 10b en el lado del codificador. Además, la ventana de síntesis 1312 está configurada para aplicar una ventana de síntesis que coincide con una ventana de análisis correspondiente y, preferiblemente, se utilizan las mismas ventanas de análisis y síntesis, pero este no es necesariamente el caso. El dispositivo de superposición/sumador 1314 está configurado para realizar una superposición tal como se ilustra en la figura 10a. Por tanto, el dispositivo de superposición/sumador 1314, por ejemplo, toma la trama con ventanas de síntesis correspondiente a F(3) de la figura 10a y adicionalmente toma la trama con ventanas de síntesis F(4) de la figura 10a y luego agrega las muestras correspondientes de la segunda mitad de F(3) a las muestras correspondientes de la primera mitad de F(4) de una manera muestra por muestra para obtener finalmente las muestras de un canal de salida de dominio de tiempo real.

Posteriormente, se dan diferentes aspectos específicos de la presente invención en pocas palabras

- M/S estéreo con compensación de IPD y compensación de fase absoluta según la ecuación (4).
- M/S estéreo con compensación de IPD y predicción de S por M según (10)
- M/S estéreo con compensación de IPD, predicción de S por M según (9) y predicción residual según el factor de ganancia (10)
- Cuantificación eficiente de los factores de ganancia lateral y residual a través de cuantificación conjunta
- Cuantificación conjunta de los factores de ganancia lateral y residual en líneas correspondientes a una relación de energía fija de L_t y R_t en el plano (g, r).

Debe observarse que, preferiblemente, todos los cinco aspectos diferentes mencionados anteriormente se implementan en una y la misma estructura de codificador/decodificador. Sin embargo, también debe observarse que los aspectos individuales dados anteriormente también pueden implementarse por separado entre sí. Por tanto, el primer aspecto con la compensación de IPD y la compensación de fase absoluta puede realizarse en cualquier mezclador descendente independientemente de cualquier cálculo de ganancia lateral/ganancia residual. Además, por ejemplo, el aspecto del cálculo de ganancia lateral y el cálculo de ganancia residual puede realizarse con cualquier mezcla descendente, es decir, también con una mezcla descendente que no se calcula mediante una determinada compensación de fase.

Además, incluso el cálculo de la ganancia lateral, por un lado, y la ganancia residual, por otro, puede realizarse de forma independiente entre sí, donde el cálculo de la ganancia lateral solo o junto con cualquier otro parámetro diferente de la ganancia residual también es particularmente ventajoso respecto a la técnica en particular con respecto a un cálculo de ICC o ILD e incluso el cálculo de la ganancia residual solo o junto con cualquier otro parámetro diferente de la ganancia lateral también es ya útil.

Además, la cuantificación conjunta o condicional eficiente de las ganancias laterales o residuales o los factores de ganancia es útil con cualquier mezcla descendente particular. Por tanto, la cuantificación eficiente también puede usarse sin ninguna mezcla descendente en absoluto. Y esta cuantificación eficiente también puede aplicarse a cualquier otro parámetro donde el segundo parámetro depende, con respecto a su intervalo de valores, a partir del primer parámetro, de modo que puede realizarse una cuantificación muy eficiente y de baja complejidad para tales parámetros dependientes que obviamente, pueden ser también parámetros diferentes de la ganancia lateral y la ganancia residual.

Por tanto, todos los cinco aspectos mencionados anteriormente pueden realizarse e implementarse de manera independiente entre sí o en conjunto en una determinada implementación de codificador/decodificador y, también, puede implementarse solo un subgrupo de los aspectos en conjunto, es decir, se implementan tres aspectos juntos sin los otros dos aspectos o se implementan solo dos de los cinco aspectos juntos sin los otros tres aspectos según sea el caso.

Aunque algunos aspectos se han descrito en el contexto de un aparato, está claro que estos aspectos también representan una descripción del método correspondiente, donde un bloque o dispositivo corresponde a una etapa del método o una característica de una etapa del método. Análogamente, los aspectos descritos en el contexto de una etapa del método también representan una descripción de un bloque o elemento o característica correspondiente de

un aparato correspondiente.

Dependiendo de determinados requisitos de implementación, las realizaciones de la invención pueden implementarse en hardware o en software. La implementación puede realizarse usando un medio de almacenamiento digital, por ejemplo, un disquete, un DVD, un CD, una memoria ROM, una PROM, una EPROM, una EEPROM o una FLASH, que tiene señales de control legibles electrónicamente almacenadas en el mismo, que actúan conjuntamente (o son capaces de actuar conjuntamente) con un sistema informático programable de manera que se realice el método respectivo.

Algunas realizaciones según la invención comprenden un soporte de datos que tiene señales de control legibles electrónicamente, que son capaces de actuar conjuntamente con un sistema informático programable, de manera que se realiza 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, siendo el código de programa operativo para realizar uno de los métodos cuando el producto de programa informático se ejecuta en un ordenador. El código de programa, por ejemplo, puede almacenarse en un soporte legible por máquina.

Otras realizaciones comprenden el programa informático para realizar uno de los métodos descritos en el presente documento, almacenados en un soporte legible por máquina o un medio de almacenamiento no transitorio.

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

Una realización adicional de los métodos de la invención es, por tanto, un soporte de datos (o 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.

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

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 en el mismo el programa informático para realizar uno de los métodos descritos en el presente documento.

En algunas realizaciones, puede usarse un dispositivo lógico programable (por ejemplo, una matriz de puertas de campo programable) para realizar algunas o todas las funcionalidades de los métodos descritos en el presente documento. En algunas realizaciones, una matriz de puertas de campo programable puede actuar conjuntamente con un microprocesador con el fin de realizar uno de los métodos descritos en el presente documento. Generalmente, los métodos se realizan preferiblemente por cualquier aparato de hardware.

Las realizaciones descritas anteriormente son meramente ilustrativas de los principios de la presente invención. Se entiende que las modificaciones y variaciones de las disposiciones y los detalles descritos en el presente documento serán evidentes para los expertos en la técnica. Por tanto, la intención es limitarse únicamente por el alcance de las reivindicaciones de patente inminentes y no por los detalles específicos presentados a modo de descripción y explicación de las realizaciones en el presente documento.

Bibliografía

MPEG-4 High Efficiency Advanced Audio Coding (HE-AAC) v2

FROM JOINT STEREO TO SPATIAL AUDIO CODING - RECENT PROGRESS AND STANDARDIZATION, Proc. de la 7ª Conferencia Internacional sobre efectos de audio digital (DAFX-04), Nápoles, Italia, 5 a 8 de octubre de 2004.

REIVINDICACIONES

1. Aparato para realizar una mezcla descendente de una señal multicanal (100) que comprende al menos dos canales (101, 102), que comprende:
 - un mezclador descendente (120) para calcular (34) una señal de mezcla descendente (122) a partir de la señal multicanal (100), en el que el mezclador descendente está configurado para calcular (34) la mezcla descendente usando una compensación de fase absoluta, de modo que un canal que tiene una energía menor de entre los al menos dos canales solo se hace rotar o se hace rotar más fuerte que un canal que tiene una energía mayor en el cálculo de la señal de mezcla descendente (122); y
 - una interfaz de salida (160) para generar una señal de salida, comprendiendo la señal de salida información sobre la señal de mezcla descendente (122).
2. Aparato según la reivindicación 1,
 - en el que el mezclador descendente (120) está configurado para calcular (30) una diferencia de fase entre canales usando los al menos dos canales, y
 - en el que el mezclador descendente (120) está configurado para calcular (32) un parámetro de rotación de fase absoluta, y
 - en el que el mezclador descendente (120) está configurado para ponderar (34), en el cálculo de la señal de mezcla descendente, el primer canal y el segundo canal usando la diferencia de fase entre canales y el parámetro de rotación de fase absoluta.
3. Aparato según la reivindicación 2,
 - en el que el aparato comprende, además, un calculador de parámetros (140) para calcular una ganancia lateral (141) a partir de un primer canal (101) y un segundo canal (102) de los al menos dos canales, y
 - en el que el mezclador descendente (120) está configurado para calcular (32) el parámetro de rotación de fase absoluta basándose en la ganancia lateral (141) determinada por el calculador de parámetros (140).
4. Aparato según una de las reivindicaciones 2 o 3,
 - en el que el mezclador descendente (120) está configurado para calcular (30) la diferencia de fase entre canales para cada subbanda de una trama, y en el que el mezclador descendente (120) está configurado para calcular (32) el parámetro de rotación de fase absoluta para cada subbanda de la trama.
5. Aparato según una de las reivindicaciones 1 a 4,
 - en el que el mezclador descendente (120) está configurado para calcular el parámetro de rotación de fase absoluta de modo que el parámetro de rotación de fase absoluta está dentro de $\pm 20\%$ de los valores determinados por la siguiente ecuación:

$$\beta = \text{atan}(\sin(IPD_{t,b}), \cos(IPD_{t,b}) + A \frac{1+g_{t,b}}{1-g_{t,b}})$$
 en la que atan es una función arcotangente, en la que β es el parámetro de rotación de fase absoluta, en la que IPD es la diferencia de fase entre canales, en la que t es un índice de trama, b es un índice de subbanda y $g_{t,b}$ es la ganancia lateral para la trama t y la subbanda b, y en la que A es un valor entre 0,1 y 100 o entre -0,1 y -100.
6. Aparato según la reivindicación 5, en el que la función atan comprende una función atan2, siendo la función atan2 (y,x) la función arcotangente de dos argumentos cuyo valor es el ángulo entre el punto (x,y) y el eje x positivo.
7. Aparato según una de las reivindicaciones 1 a 6,
 - en el que el mezclador descendente (120) está configurado para calcular (34) la señal de mezcla descendente (122) de modo que la señal de mezcla descendente (122) tiene valores dentro de $\pm 20\%$ de los valores determinados por la siguiente ecuación:

$$M_{t,k} = \frac{e^{-i\beta} L_{t,k} + e^{i(IPD_{t,b} - \beta)} R_{t,k}}{\sqrt{2}},$$

en la que $M_{t,k}$ es una señal de mezcla descendente para la trama t y el bin de frecuencia k , en la que $L_{t,k}$ es el primer canal para la trama t y el bin de frecuencia k , en la que $R_{t,k}$ es el segundo canal para la trama t y el bin de frecuencia k , en la que $IPD_{t,b}$ es una diferencia de fase entre canales para la trama t y la subbanda b que comprende el bin de frecuencia k , y en la que β es el parámetro de rotación de fase.

8. Aparato según una de las reivindicaciones 1 a 7, que comprende, además:

un calculador de parámetros (140) para calcular una ganancia lateral (141) a partir de un primer canal (101) de los al menos dos canales y un segundo canal (102) de los al menos dos canales o para calcular una ganancia residual (142) a partir del primer canal (101) y el segundo canal (102); y

una interfaz de salida (160) para generar una señal de salida, comprendiendo la señal de salida información sobre la señal de mezcla descendente (122), y sobre la ganancia lateral (141) y la ganancia residual (142).

9. Aparato según una de las reivindicaciones 3, 5, 8, en el que el calculador de parámetros (140) está configurado:

para generar (21) una representación en forma de subbanda del primer canal y el segundo canal,

para calcular (21, 22, 23, 24) una primera característica relacionada con la amplitud del primer canal en una subbanda y para calcular una segunda característica relacionada con la amplitud del segundo canal en la subbanda,

para calcular (25) un producto interno del primer canal y el segundo canal en la subbanda;

para calcular (26) la ganancia lateral en la subbanda usando una primera relación que implica la primera característica relacionada con la amplitud, la segunda característica relacionada con la amplitud y el producto interno; o

para calcular (27) la ganancia residual en la subbanda usando una segunda relación que implica la primera característica relacionada con la amplitud, la segunda característica relacionada con la amplitud y el producto interno, siendo la segunda relación diferente de la primera relación,

en el que la característica relacionada con la amplitud se determina a partir de amplitudes, de potencias, de energías o de cualquier potencia de las amplitudes con un exponente mayor de 1.

10. Aparato según la reivindicación 3, 5, 8 o 9,

en el que el calculador de parámetros (140) está configurado para calcular, para cada subbanda de una pluralidad de subbandas del primer canal y el segundo canal, la ganancia lateral (141) o la ganancia residual (142), o

en el que el calculador de parámetros está configurado para calcular la ganancia lateral como una ganancia de predicción lateral que puede aplicarse a una señal media de los canales primero y segundo para predecir una señal lateral de los canales primero y segundo, o

en el que el calculador de parámetros (140) está configurado para calcular la ganancia residual como una ganancia de predicción residual que indica una característica relacionada con la amplitud de una señal residual de una predicción de la señal lateral por la señal media usando la ganancia lateral.

11. Aparato según una de las reivindicaciones 3, 5, 8 a 10,

en el que el calculador de parámetros (140) está configurado para calcular (26) la ganancia lateral usando una fracción que tiene un nominador y un denominador, implicando el nominador una característica relacionada con la amplitud del primer canal y una característica relacionada con la amplitud del segundo canal, e implicando el denominador la característica relacionada con la amplitud del primer canal y la característica relacionada con la amplitud del segundo canal y un valor derivado del producto interno, o

en el que el calculador de parámetros (140) está configurado para calcular (27) la ganancia residual usando una fracción que tiene un nominador y un denominador, implicando el nominador un valor derivado del producto interno, e implicando el denominador el producto interno.

12. Aparato según la reivindicación 11,

en el que el calculador de parámetros (140) está configurado para calcular (26) la ganancia lateral, en el que el nominador comprende una diferencia de la primera característica relacionada con la amplitud del primer canal y una segunda característica relacionada con la amplitud del segundo canal, y donde el denominador comprende una suma de la primera característica relacionada con la amplitud del primer canal y la segunda característica relacionada con la amplitud del segundo canal y un valor derivado del producto interno, o

en el que el calculador de parámetros (140) está configurado para calcular (27) la ganancia residual usando la fracción que tiene el nominador y el denominador, en el que el nominador comprende una diferencia entre una suma ponderada de la primera característica relacionada con la amplitud del primer canal y la segunda característica relacionada con la amplitud del segundo canal y un valor derivado del producto interno, y en el que el denominador comprende la suma de la característica relacionada con la amplitud del primer canal, la característica relacionada con la amplitud del segundo canal y un valor derivado del producto interno.

13. Aparato según una de las reivindicaciones 3, 5, 8 a 12,

en el que el calculador de parámetros (140) está configurado para calcular la ganancia lateral para una subbanda y para calcular la ganancia residual para la subbanda usando (28) la ganancia lateral para la subbanda.

14. Aparato según una de las reivindicaciones 3, 5, 8 a 12,

en el que el calculador de parámetros (140) está configurado para calcular la ganancia lateral de modo que los valores para la ganancia lateral están en un intervalo de $\pm 20\%$ de los valores determinados basándose en la siguiente ecuación:

$$g_{t,b} = \frac{E_{L,t,b} - E_{R,t,b}}{E_{L,t,b} + E_{R,t,b} + 2X_{L/R,t,b}},$$

o

en el que el calculador de parámetros (140) está configurado para calcular la ganancia residual de modo que los valores para la ganancia residual están en un intervalo de $\pm 20\%$ de los valores determinados basándose en la siguiente ecuación:

$$r_{t,b} = \left(\frac{(1-g_{t,b})E_{L,t,b} + (1+g_{t,b})E_{R,t,b} - 2X_{L/R,t,b}}{E_{L,t,b} + E_{R,t,b} + 2X_{L/R,t,b}} \right)^{1/2},$$

en la que t es un índice de trama, en la que b es un índice de subbanda, en la que E_L es una energía del canal izquierdo en la trama y la subbanda, en el que E_R es una energía del segundo canal en la trama t y la subbanda b, y en la que X es el producto interno entre el primer canal y el segundo canal en la trama t y la subbanda b.

15. Aparato según una de las reivindicaciones 3, 5, 8 a 14,

en el que el calculador de parámetros (140) está configurado para calcular una representación en forma de subbanda del primer canal y el segundo canal como una secuencia de espectros valorados complejos, en el que cada espectro se relaciona con una trama de tiempo del primer o el segundo canal, en el que las tramas de tiempo de la secuencia son adyacentes en la secuencia de los espectros y se superponen entre sí, o

en el que el calculador de parámetros (140) está configurado para calcular la primera medición relacionada con la amplitud y la segunda medición relacionada con la amplitud mediante la elevación al cuadrado de las magnitudes de los valores espectrales complejos en una subbanda y mediante la suma de las magnitudes al cuadrado de la subbanda, o

en el que el calculador de parámetros (140) está configurado para calcular un producto interno mediante la suma, en la subbanda, de productos, en el que cada producto implica un valor espectral en un bin de frecuencia del primer canal y un valor espectral complejo conjugado del segundo canal para el bin de frecuencia, y mediante la formación de una magnitud de un resultado de la suma.

16. Aparato según una de las reivindicaciones anteriores,

en el que la interfaz de salida (160) comprende un codificador con forma de onda configurado para codificar en forma de onda la señal de mezcla descendente (122) para obtener la información sobre la señal de mezcla

descendente (122), o

en el que el mezclador descendente está configurado para hacer rotar el canal que tiene la energía menor más que el canal que tiene la energía mayor solo cuando la diferencia de energía entre los canales es mayor que un umbral predefinido.

17. Aparato para realizar la mezcla ascendente de una señal multicanal codificada (200), que comprende:

una interfaz de entrada (204) para recibir la señal multicanal codificada (200) y para obtener una señal de mezcla descendente (207) a partir de la señal multicanal codificada (200);

un mezclador ascendente (212) para realizar la mezcla ascendente de la señal de mezcla descendente (207), en el que el mezclador ascendente está configurado para calcular un primer canal reconstruido (213) y un segundo canal reconstruido (214) usando una compensación de fase absoluta, de modo que la señal de mezcla descendente, en la reconstrucción de un canal que tiene una energía menor entre el primer canal reconstruido (213) y un segundo canal reconstruido (214), se hace rotar solo o se hace rotar más fuerte que un canal que tiene una energía mayor entre el primer canal reconstruido (213) y un segundo canal reconstruido (214).

18. Aparato según una reivindicación 17,

en el que la interfaz de entrada (204) está configurada para obtener, a partir de la señal multicanal codificada (200), valores de la diferencia de fase entre canales, y

en el que el mezclador ascendente (212) está configurado para aplicar los valores de la diferencia de fase entre canales cuando se calculan los canales primero y segundo reconstruidos.

19. Aparato según la reivindicación 18, en el que el mezclador ascendente (212) está configurado

para calcular un parámetro de rotación de fase a partir de un valor de la diferencia de fase entre canales y

para aplicar el parámetro de rotación de fase cuando se calcula el primer canal reconstruido de una primera manera y para aplicar el valor de la diferencia de fase entre canales y/o el parámetro de rotación de fase cuando se calcula el segundo canal reconstruido de una segunda manera, en el que la primera manera es diferente de la segunda manera.

20. Aparato según la reivindicación 19,

en el que la interfaz de entrada (204) está configurada para recibir la señal multicanal codificada (200) y para obtener una ganancia lateral (206) de la señal multicanal codificada (200);

en el que el mezclador ascendente (212) está configurado para calcular el parámetro de rotación de fase de modo que el parámetro de rotación de fase absoluta está dentro de $\pm 20\%$ de los valores determinados por la siguiente ecuación:

$$\beta = \text{atan}(\sin(IPD_{t,b}), \cos(IPD_{t,b})) + A \frac{1+g_{t,b}}{1-g_{t,b}}$$

en la que atan es una función arcotangente, en la que β es el parámetro de rotación de fase absoluta, en la que IPD es la diferencia de fase entre canales, en la que t es un índice de trama, b es un índice de subbanda y $g_{t,b}$ es la ganancia lateral para la trama t y la subbanda b, y en la que A es un valor entre 0,1 y 100 o entre -0,1 y -100.

21. Aparato según la reivindicación 20, en el que la función atan comprende una función atan2, siendo la función atan2 (y,x) la función arcotangente de dos argumentos cuyo valor es el ángulo entre el punto (x,y) y el eje x positivo.

22. Aparato según la reivindicación 20 o 21,

en el que el mezclador ascendente (212) está configurado para calcular el primer canal reconstruido y el segundo canal reconstruido de modo que el primer canal reconstruido y el segundo canal reconstruido tienen valores que están en el intervalo de $\pm 20\%$ con respecto a los valores tal como se determina por las siguientes ecuaciones:

$$\tilde{L}_{t,k} = \frac{e^{i\tilde{R}} \tilde{M}_{t,k}}{\sqrt{2}}$$

y

$$\tilde{R}_{t,k} = \frac{e^{i(\tilde{R}-\tilde{P}D_b)} \tilde{M}_{t,k}}{\sqrt{2}}$$

5 en el que $\tilde{M}_{t,k}$ es la señal de mezcla descendente para la trama t y el bin de frecuencia k.

23. Aparato según la reivindicación 19 o 20 o 21,

10 en el que el mezclador ascendente (212) está configurado para calcular el primer canal reconstruido y el segundo canal reconstruido de modo que el primer canal reconstruido y el segundo canal reconstruido tienen valores que están en el intervalo de $\pm 20\%$ con respecto a los valores tal como se determina por las siguientes ecuaciones:

$$\tilde{L}_{t,k} = \frac{e^{i\tilde{R}} (\tilde{M}_{t,k} (1 + \tilde{g}_{t,b}) + \tilde{r}_{t,b} g_{\text{norm}} \tilde{\rho}_{t,k})}{\sqrt{2}}$$

15 y

$$\tilde{R}_{t,k} = \frac{e^{i(\tilde{R}-\tilde{P}D_b)} (\tilde{M}_{t,k} (1 - \tilde{g}_{t,b}) - \tilde{r}_{t,b} g_{\text{norm}} \tilde{\rho}_{t,k})}{\sqrt{2}}$$

20 en el que $\tilde{M}_{t,k}$ es la señal de mezcla descendente para la trama t y el bin de frecuencia k, en el que $\tilde{g}_{t,b}$ es la ganancia lateral para la trama t y la subbanda b, en el que $\tilde{r}_{t,b}$ es una ganancia residual para la trama t y la subbanda b, en el que g_{norm} es un factor de ajuste de energía que puede haber o no, y en el que $\tilde{\rho}_{t,k}$ es una señal residual bruta para la trama t y el bin de frecuencia k.

24. Aparato según una cualquiera de las reivindicaciones 17 a 23,

25 en el que la interfaz de entrada (204) está configurada para recibir la señal multicanal codificada (200) y para obtener una ganancia lateral (206) y una ganancia residual (205) a partir de la señal multicanal codificada (200);

30 en el que el aparato comprende, además, un sintetizador de señal residual (208) para sintetizar una señal residual (209) usando la ganancia residual (205);

35 en el que el mezclador ascendente (212) está configurado para realizar una primera operación de ponderación (70) de la señal de mezcla descendente (207) usando la ganancia lateral (206) para obtener una primera señal de mezcla descendente ponderada (76),

40 en el que el mezclador ascendente (212) está configurado para realizar una segunda operación de ponderación (71) usando la ganancia lateral (206) y la señal de mezcla descendente (207) para obtener una segunda señal de mezcla descendente ponderada (77),

45 en el que la primera operación de ponderación (70) es diferente de la segunda operación de ponderación (71), de modo que la primera señal de mezcla descendente ponderada (76) es diferente de la segunda señal de mezcla descendente ponderada (77), y

50 en el que el mezclador ascendente (212) está configurado para calcular el primer canal reconstruido usando una combinación (72) de la primera señal de mezcla descendente ponderada (76) y la señal residual (209) y usando una segunda combinación (73) de la segunda señal de mezcla descendente ponderada (77) y la señal residual (209).

25. Aparato según la reivindicación 24,

55 en el que el mezclador ascendente (212) está configurado para combinar (72) la señal de mezcla descendente ponderada (76) y la señal residual (209) en el cálculo del primer canal reconstruido, y

en el que el mezclador ascendente (212) está configurado para combinar (73) la segunda señal de mezcla descendente ponderada (77) y la señal residual (209) usando una segunda regla de combinación (73) en el cálculo del segundo canal reconstruido, en el que la primera regla de combinación (72) y la segunda regla de combinación (73) son diferentes entre sí, o

en el que una de las reglas de combinación primera y segunda (72, 73) es una operación de adición y la otra de las reglas de combinación primera y segunda es una operación de sustracción.

26. Aparato según una de las reivindicaciones 23 a 25,

en el que el mezclador ascendente (212) está configurado para realizar la primera operación de ponderación (70) que comprende un factor de ponderación derivado de una suma de la ganancia lateral y el primer número predeterminado, y

en el que el mezclador ascendente (212) está configurado para realizar la segunda operación de ponderación (71) que comprende un factor de ponderación derivado de una diferencia entre un segundo número predeterminado y la ganancia lateral, en el que los números predeterminados primero y segundo son iguales entre sí o son diferentes entre sí.

27. Aparato según una de las reivindicaciones 23 a 26,

en el que el sintetizador de señal residual (208) está configurado para ponderar una señal de mezcla descendente (207) de una trama anterior usando la ganancia residual (209) para una trama actual para obtener la señal residual (209) para la trama actual, o

para ponderar (88) una señal decorrelacionada derivada (80) de la trama actual o de una o más tramas anteriores usando la ganancia residual (205) para la trama actual para obtener la señal residual (209) para la trama actual.

28. Aparato según una de las reivindicaciones 23 a 27,

en el que el calculador de señal residual (208) está configurado para calcular la señal residual (209) de modo que una energía de la señal residual (209) es igual a una energía de señal indicada por la ganancia residual (205).

29. Aparato según una de las reivindicaciones 23 a 28,

en el que el calculador de señal residual (208) está configurado para calcular la señal residual de modo que los valores de la señal residual están en un intervalo de $\pm 20\%$ de los valores determinados basándose en la siguiente ecuación:

$$\tilde{R}_{t,k} = \frac{\tilde{r}_{t,b} g_{norm} \tilde{\rho}_{t,k}}{\sqrt{2}},$$

en la que $R_{t,k}$ es la señal residual para la trama t y bin de frecuencia k, en la que $\tilde{r}_{t,b}$ es la ganancia residual para la trama t y la subbanda b que comprende el bin de frecuencia k, y en la que $\tilde{\rho}_{t,k}$ es una señal residual, y en la que g_{norm} es un factor de ajuste de energía que puede estar presente o no.

30. Aparato según una de las reivindicaciones 23 a 29,

en el que g_{norm} es un factor de normalización de energía que tiene valores en el intervalo de $\pm 20\%$ de los valores determinados por la siguiente ecuación:

$$\sqrt{\frac{E_{\tilde{M},t,b}}{E_{\tilde{\rho},t,b}}},$$

en la que $E_{\tilde{M},t,b}$ es la energía de la señal de mezcla descendente para la trama t y la subbanda b, y en la que $E_{\tilde{\rho},t,b}$ es la energía de la señal residual para la subbanda b y la trama t, o

en el que una señal bruta para la señal residual se determina basándose en la siguiente ecuación:

$$\tilde{\rho}_{t,k} = \tilde{M}_{t-d_b,k},$$

en la que $\tilde{\rho}_{t,k}$ es la señal bruta para la señal residual,

en la que $\tilde{M}_{t-d_b,k}$ es la señal de mezcla descendente para la trama t- t_b y el bin de frecuencia k, en la que d_b es un retardo de la trama mayor de 0, o

en el que el mezclador ascendente (212) está configurado para calcular el primer canal reconstruido y el segundo canal reconstruido de modo que el primer canal reconstruido y el segundo canal reconstruido tienen

valores que están en el intervalo de $\pm 20\%$ con respecto a los valores tal como se determina por las siguientes ecuaciones:

$$\tilde{L}_{t,k} = \frac{e^{i\tilde{R}}(\tilde{M}_{t,k}(1+\tilde{g}_{t,b})+\tilde{r}_{t,b}g_{norm}\tilde{\rho}_{t,k})}{\sqrt{2}}$$

y

$$\tilde{R}_{t,k} = \frac{e^{i(\tilde{R}-\tilde{P}D_b)}(\tilde{M}_{t,k}(1-\tilde{g}_{t,b})-\tilde{r}_{t,b}g_{norm}\tilde{\rho}_{t,k})}{\sqrt{2}}$$

en la que $\tilde{M}_{t,k}$ es la señal de mezcla descendente para la trama t y el bin de frecuencia k, en la que $\tilde{g}_{t,b}$ es la ganancia lateral para la trama t y la subbanda b, en la que $\tilde{r}_{t,b}$ es la ganancia residual para la trama t y la subbanda b, en la que g_{norm} es un factor de ajuste de energía que puede haber o no, y en la que $\tilde{\rho}_{t,k}$ es una señal residual bruta para la trama t y el bin de frecuencia k.

31. Aparato según una de las reivindicaciones 17 a 30,

en el que el mezclador ascendente (212) está configurado para calcular el primer canal reconstruido (213) y el segundo canal reconstruido (214) en un dominio espectral,

en el que el aparato comprende, además, un convertidor de tiempo del espectro (216) para convertir el primer canal reconstruido y el segundo canal reconstruido en un dominio de tiempo,

en el que el mezclador ascendente está configurado para hacer rotar el canal que tiene la energía menor más que el canal que tiene la energía mayor solo cuando la diferencia de energía entre los canales es mayor que un umbral predefinido.

32. Aparato según la reivindicación 31,

en el que el convertidor de tiempo del espectro (216) está configurado para (301) convertir, para cada uno de los canales reconstruidos primero y segundo, tramas posteriores en una secuencia de tramas de tiempo.

para ponderar (1312) cada trama de tiempo usando una ventana de síntesis; y

para superponer y añadir (1314) tramas de tiempo con ventanas posteriores para obtener un bloque de tiempo del primer canal reconstruido (217) y el bloque de tiempo del segundo canal reconstruido 218.

33. Método de mezcla descendente de una señal multicanal (100) que comprende al menos dos canales (101, 102), que comprende:

calcular (34) una señal de mezcla descendente (122) a partir de la señal multicanal (100), en el que el cálculo comprende calcular la mezcla descendente usando una compensación de fase absoluta, de modo que un canal que tiene una energía menor entre los al menos dos canales solo se hace rotar o se hace rotar más fuerte que un canal que tiene una energía mayor en el cálculo de la señal de mezcla descendente (122); y

generar (160) una señal de salida, comprendiendo la señal de salida información sobre la señal de mezcla descendente (122).

34. Método de mezcla ascendente de una señal multicanal codificada (200), que comprende:

recibir (204) la señal multicanal codificada (200) y obtener una señal de mezcla descendente (207) a partir de la señal multicanal codificada (200);

realizar la mezcla ascendente (212) de la señal de mezcla descendente (207), comprendiendo la mezcla ascendente calcular un primer canal reconstruido (213) y un segundo canal reconstruido (214) usando una compensación de fase absoluta, de modo que la señal de mezcla descendente, en la reconstrucción de un canal que tiene una energía menor entre el primer canal reconstruido (213) y un segundo canal reconstruido (214), solo se hace rotar o se hace rotar más fuerte que un canal que tiene una energía mayor entre el primer canal reconstruido (213) y un segundo canal reconstruido (214).

35. Programa informático para realizar, cuando se ejecuta en el ordenador o un procesador, el método según la reivindicación 33 o el método según la reivindicación 34.

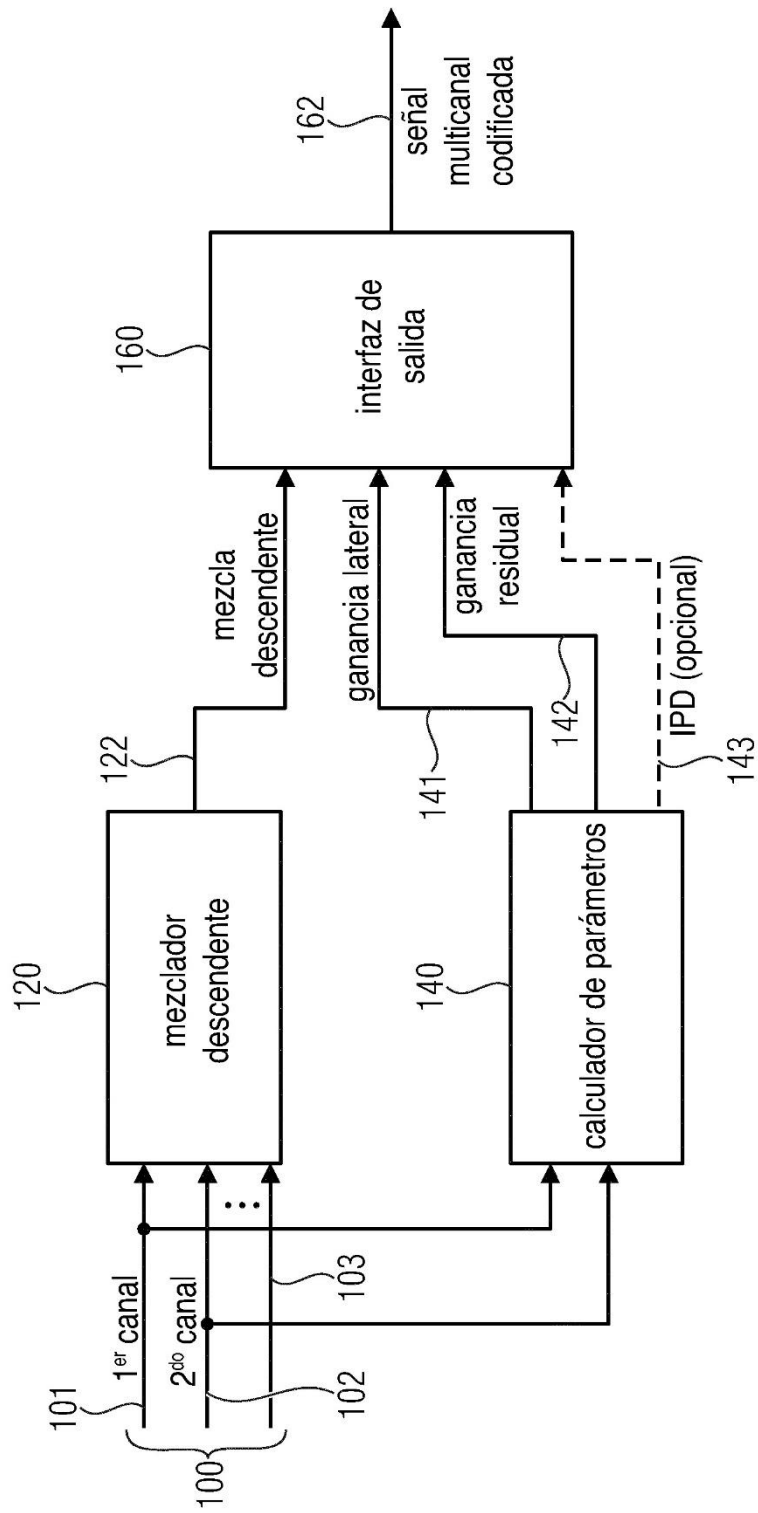


Fig. 1

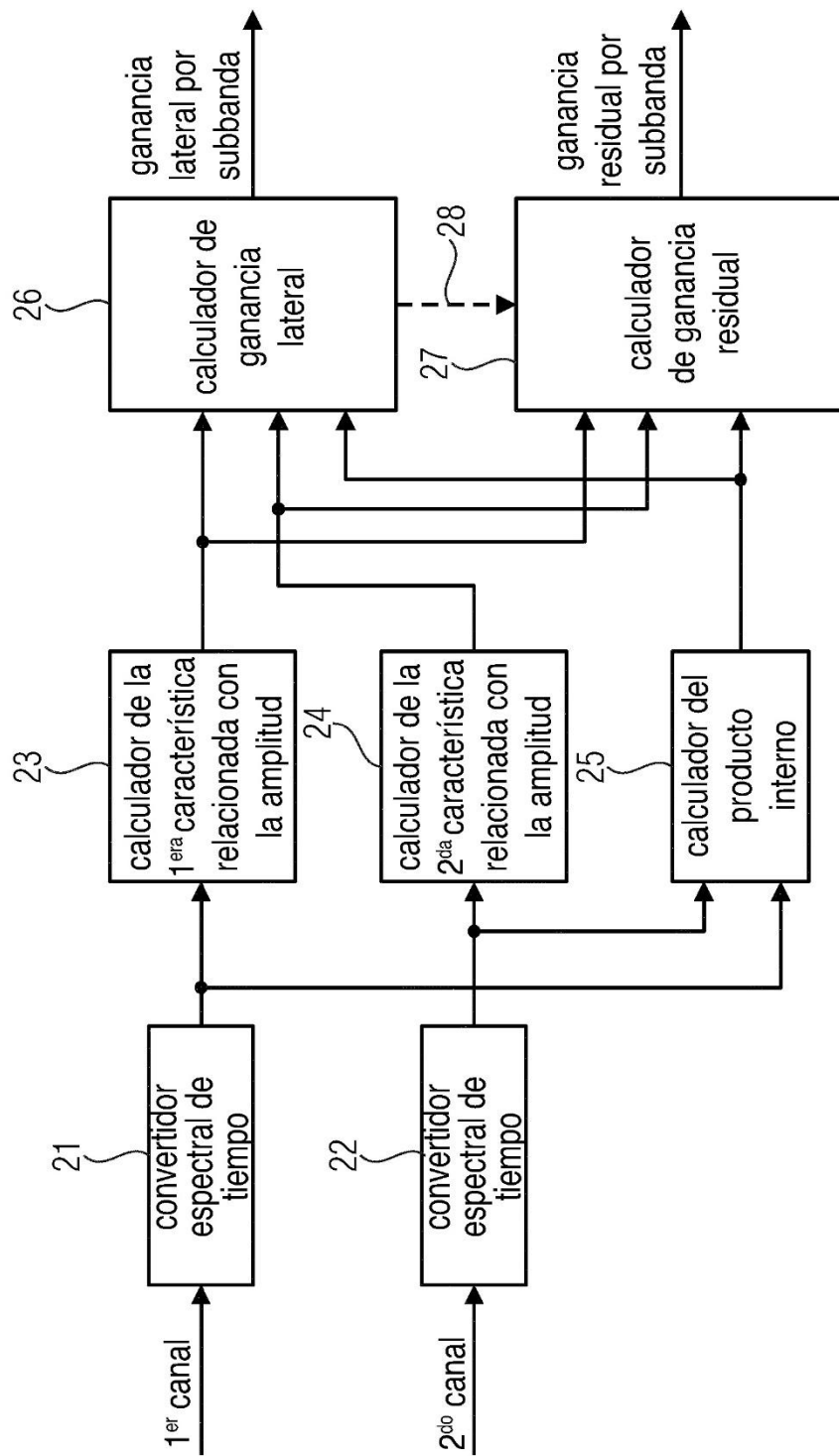


Fig. 2

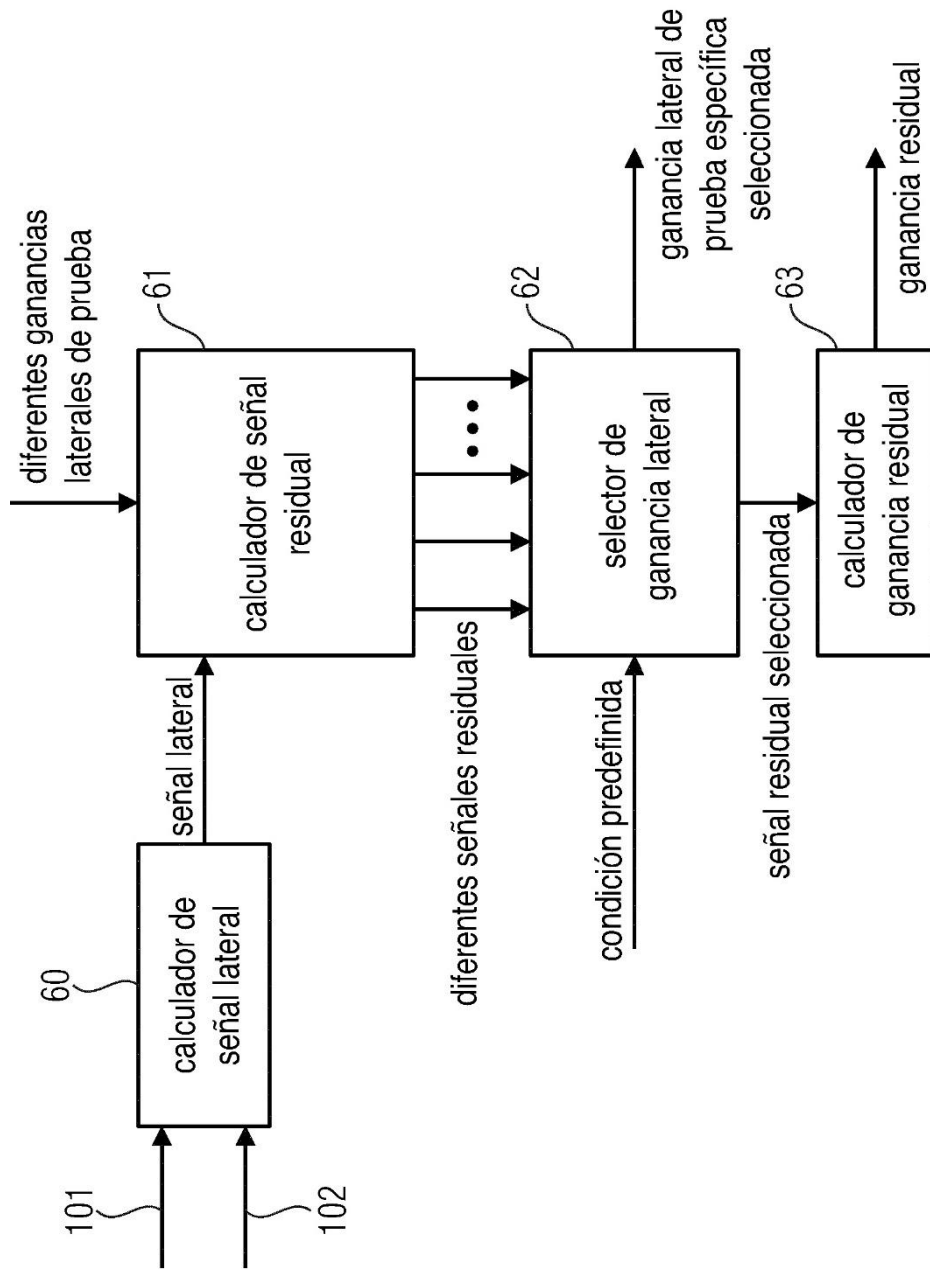


Fig. 3

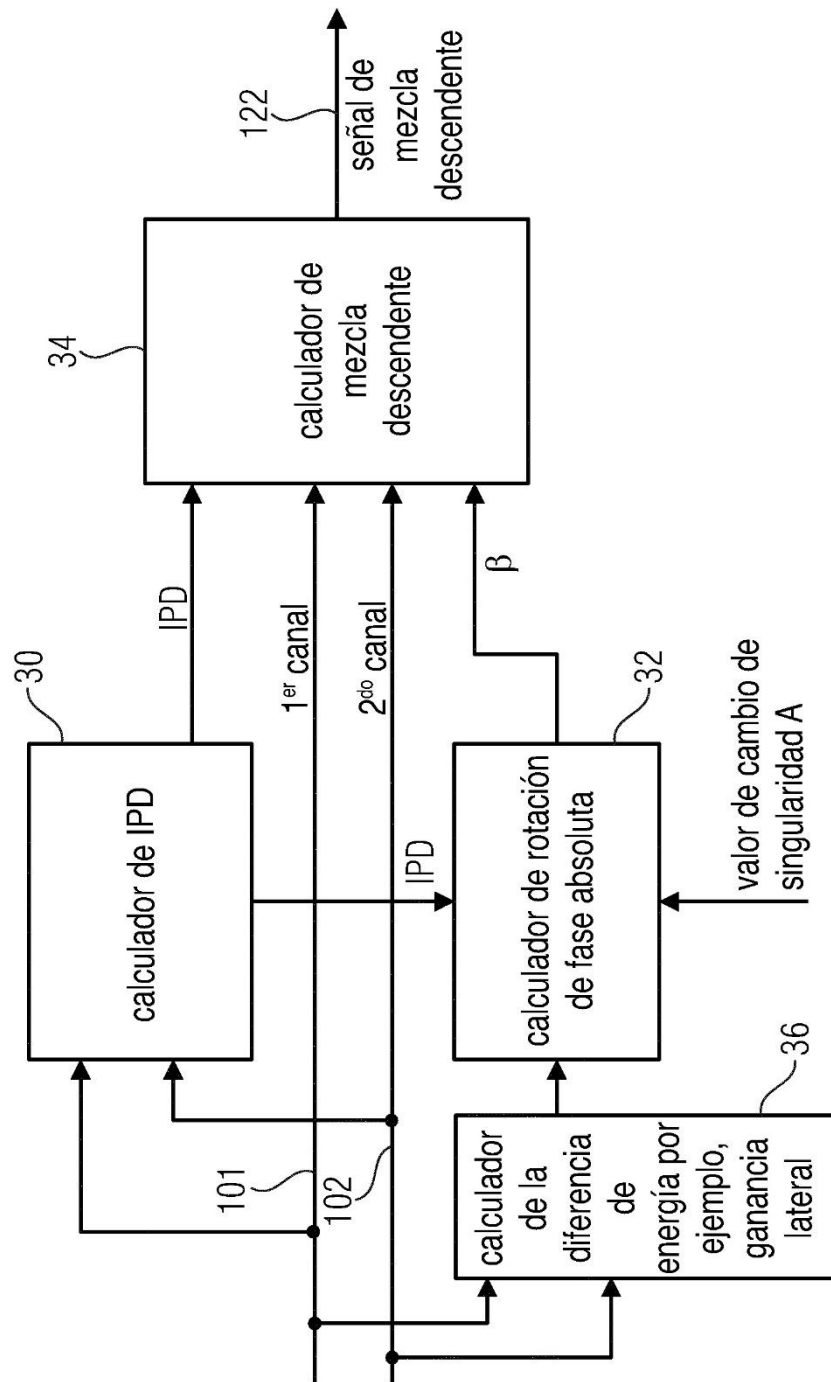


Fig. 4

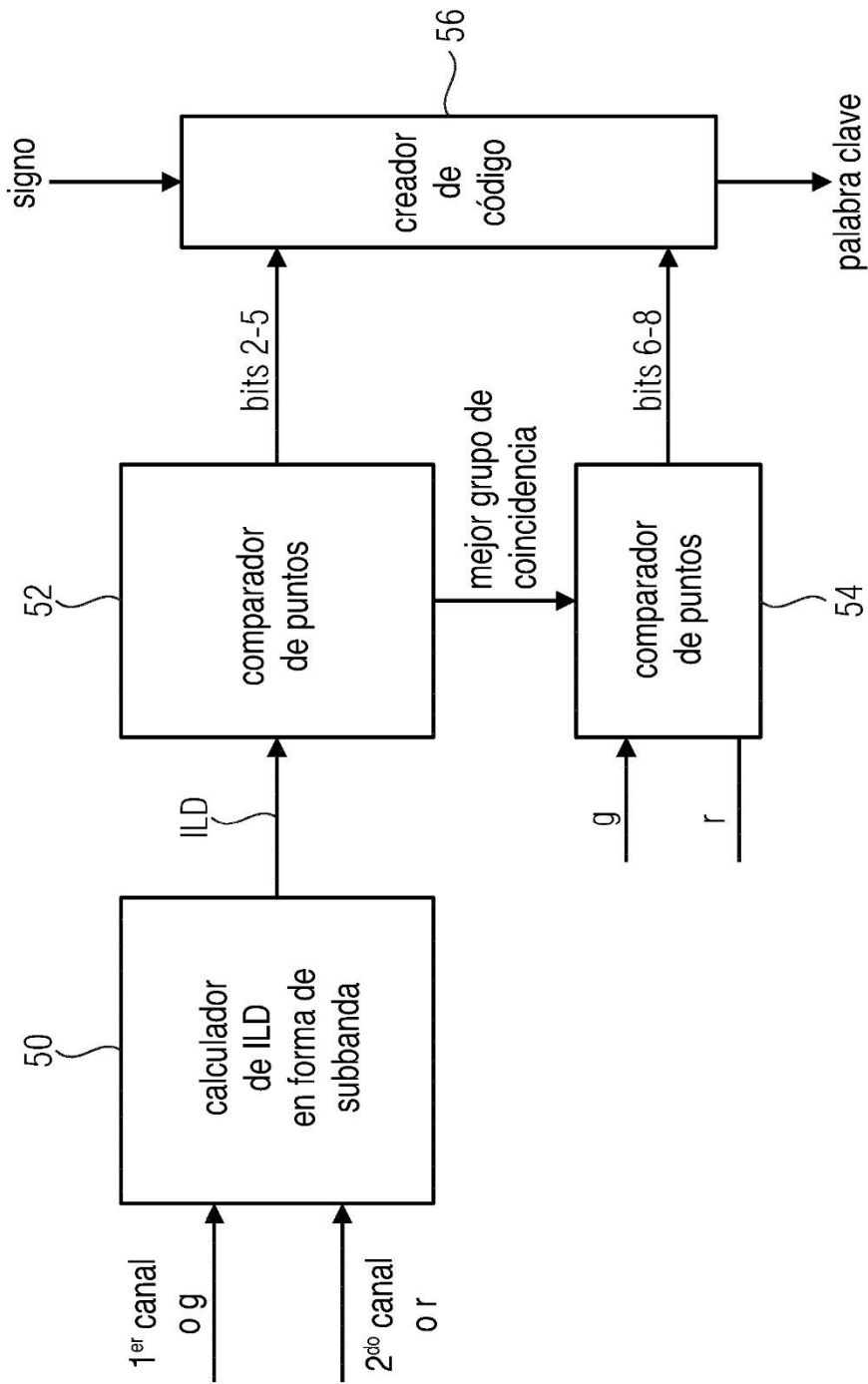


Fig. 5a

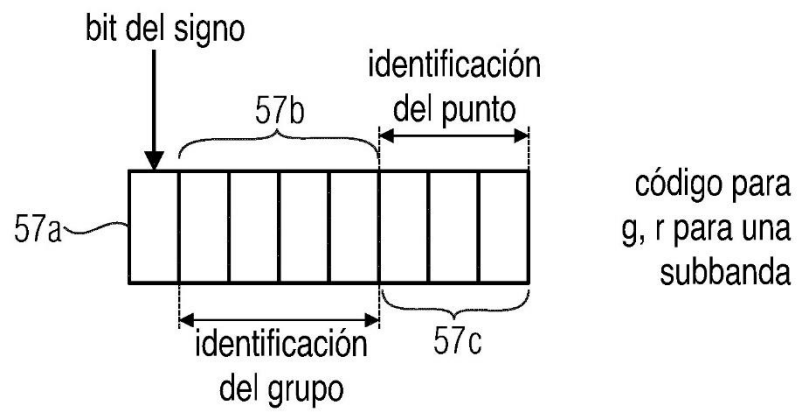


Fig. 5b

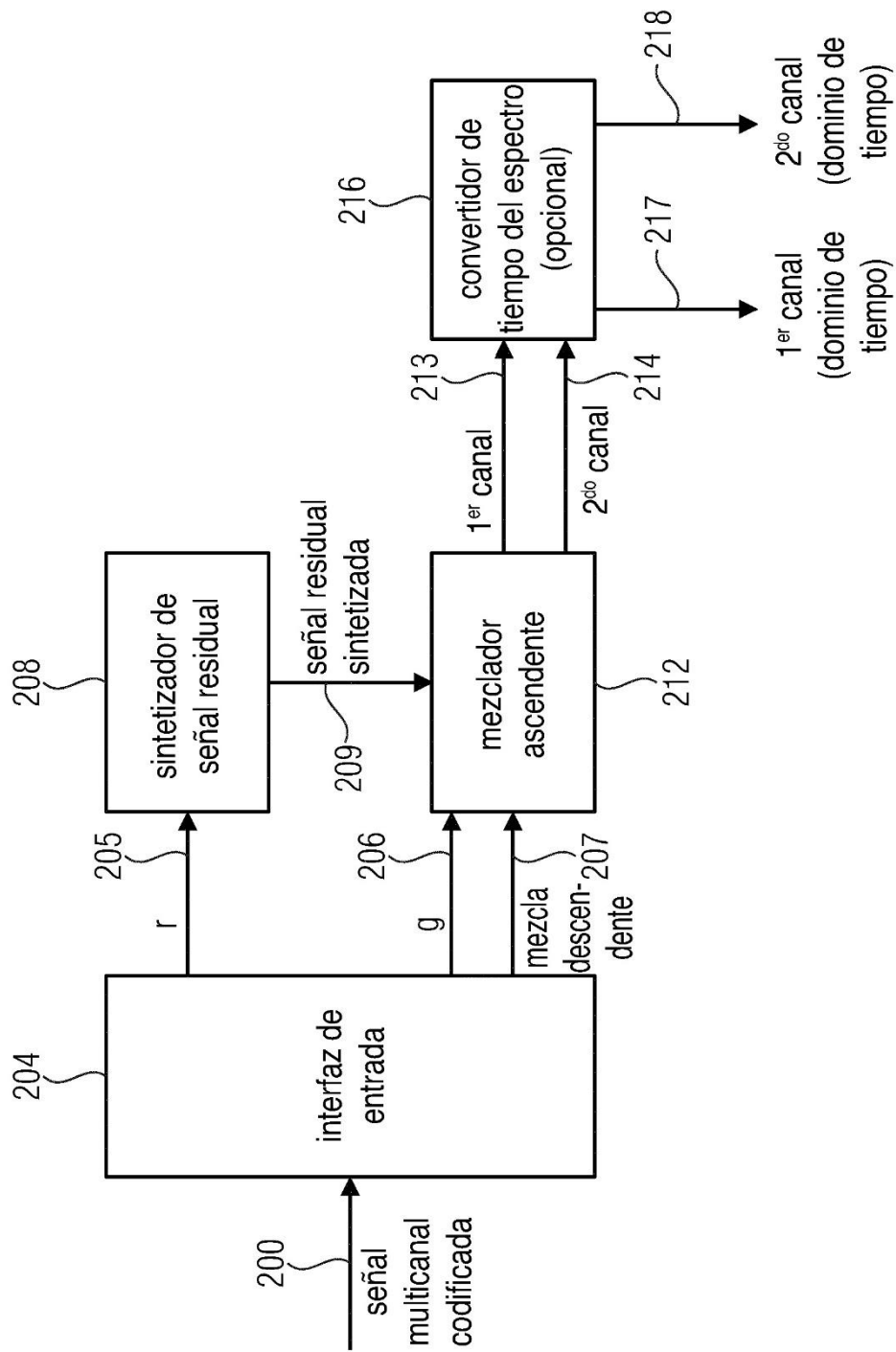


Fig. 6

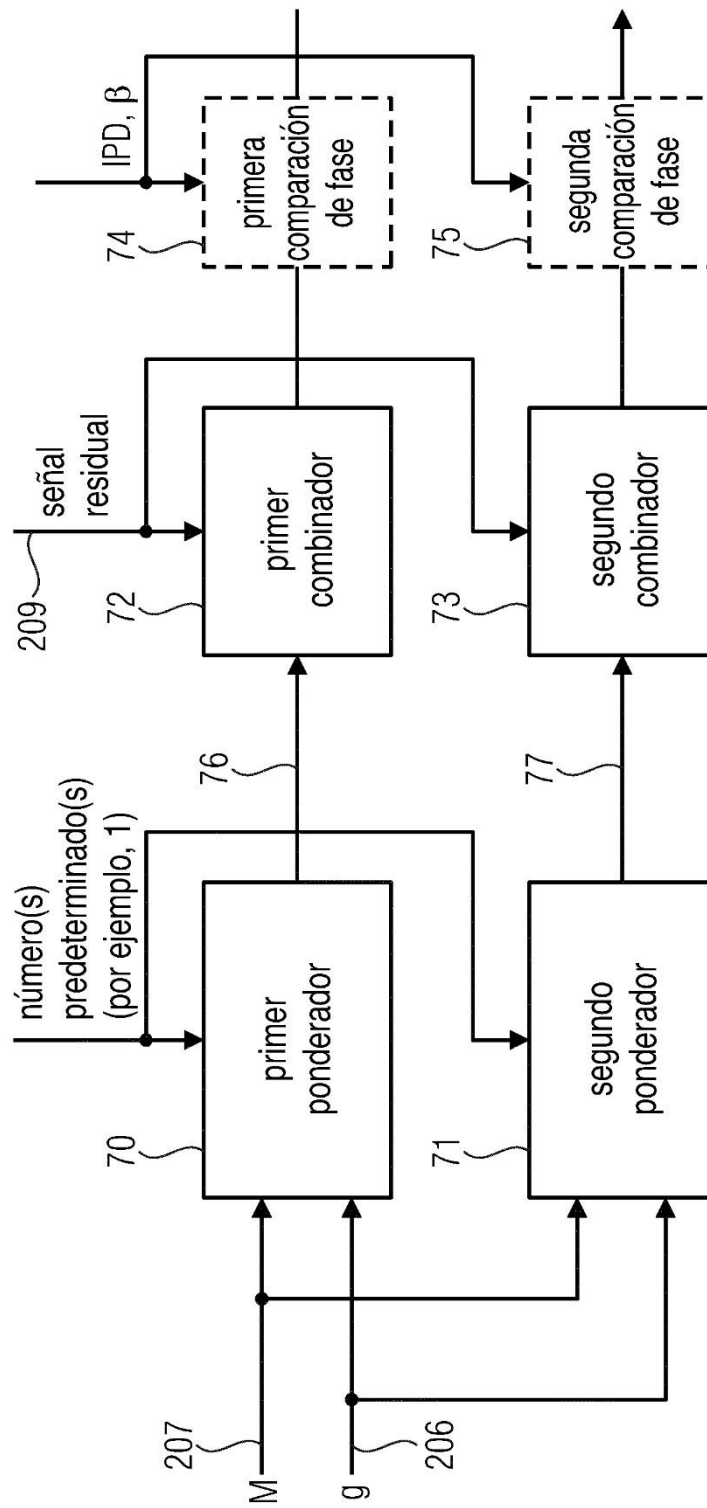


Fig. 7

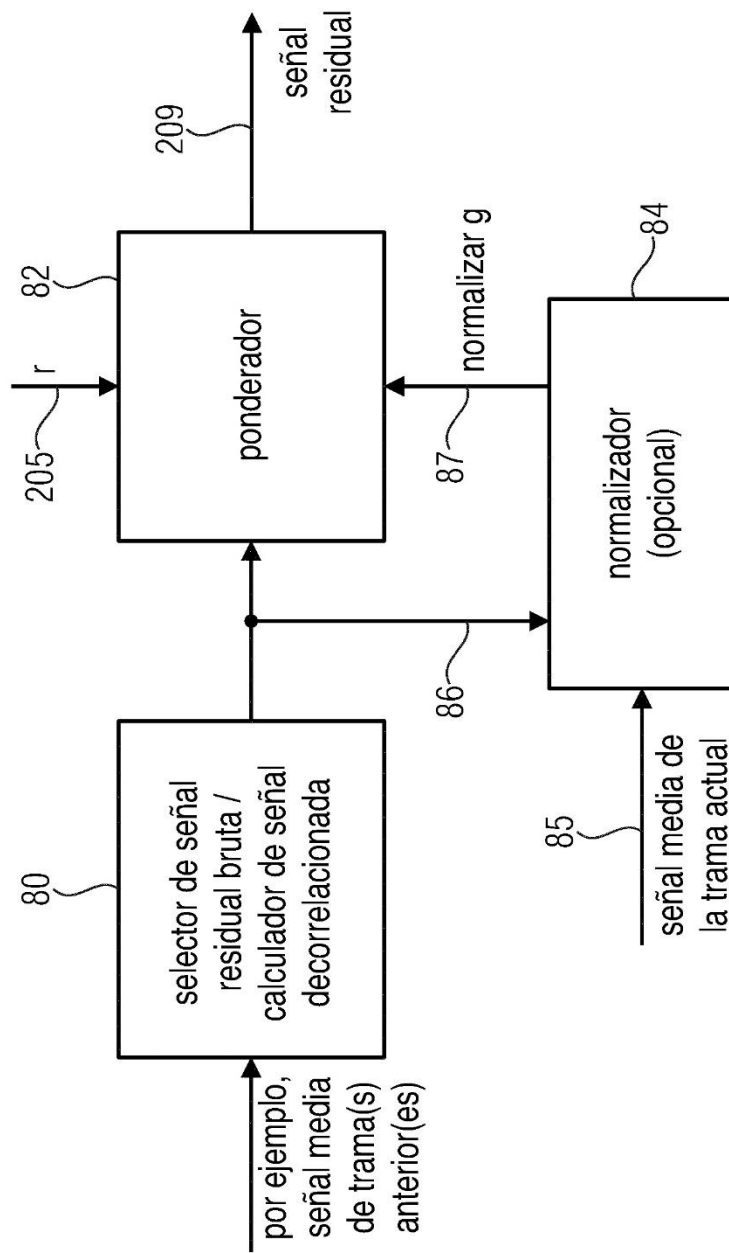


Fig. 8

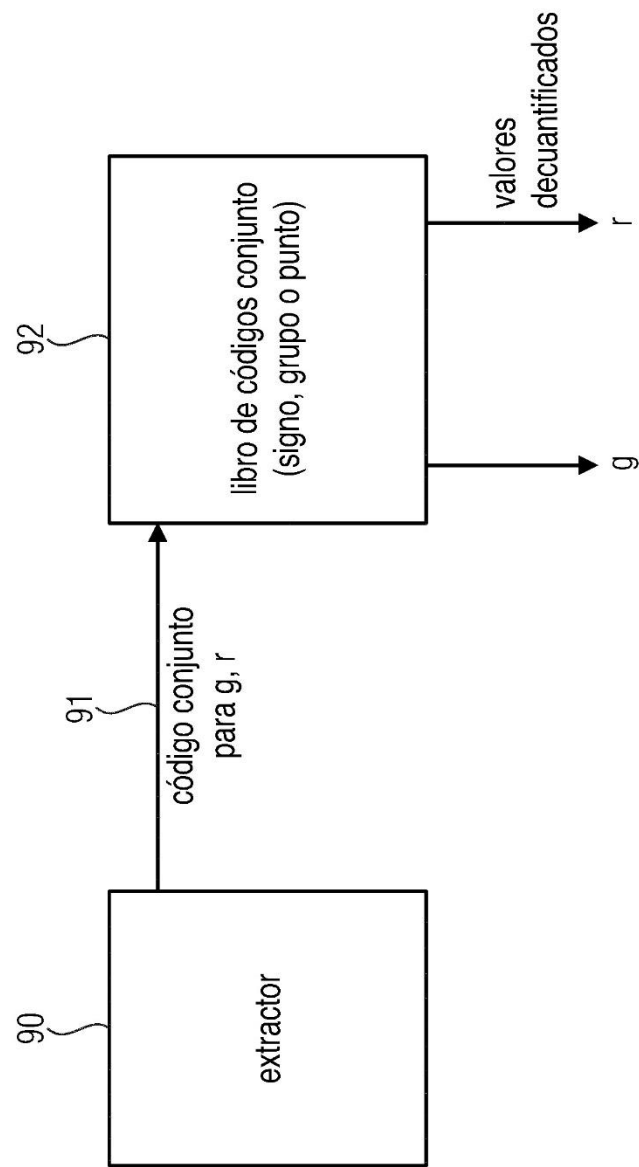


Fig. 9

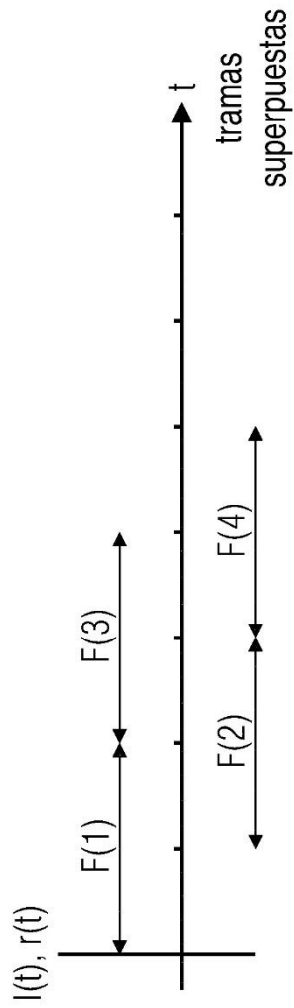


Fig. 10a

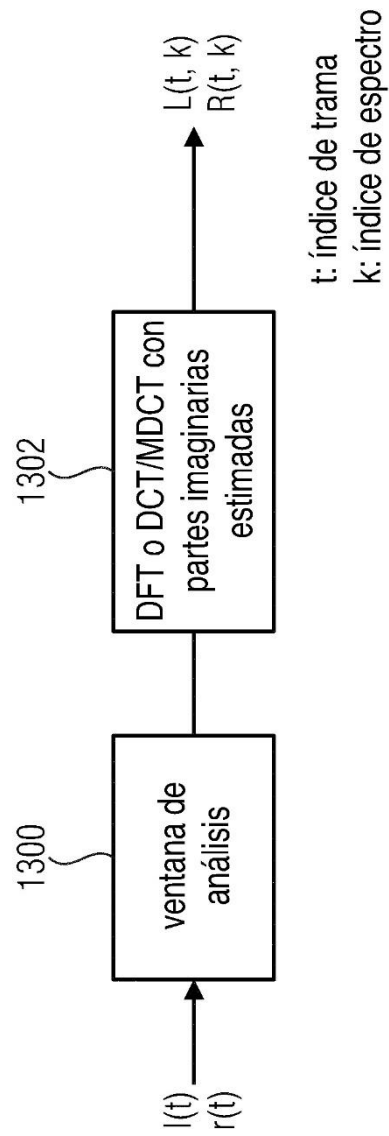


Fig. 10b

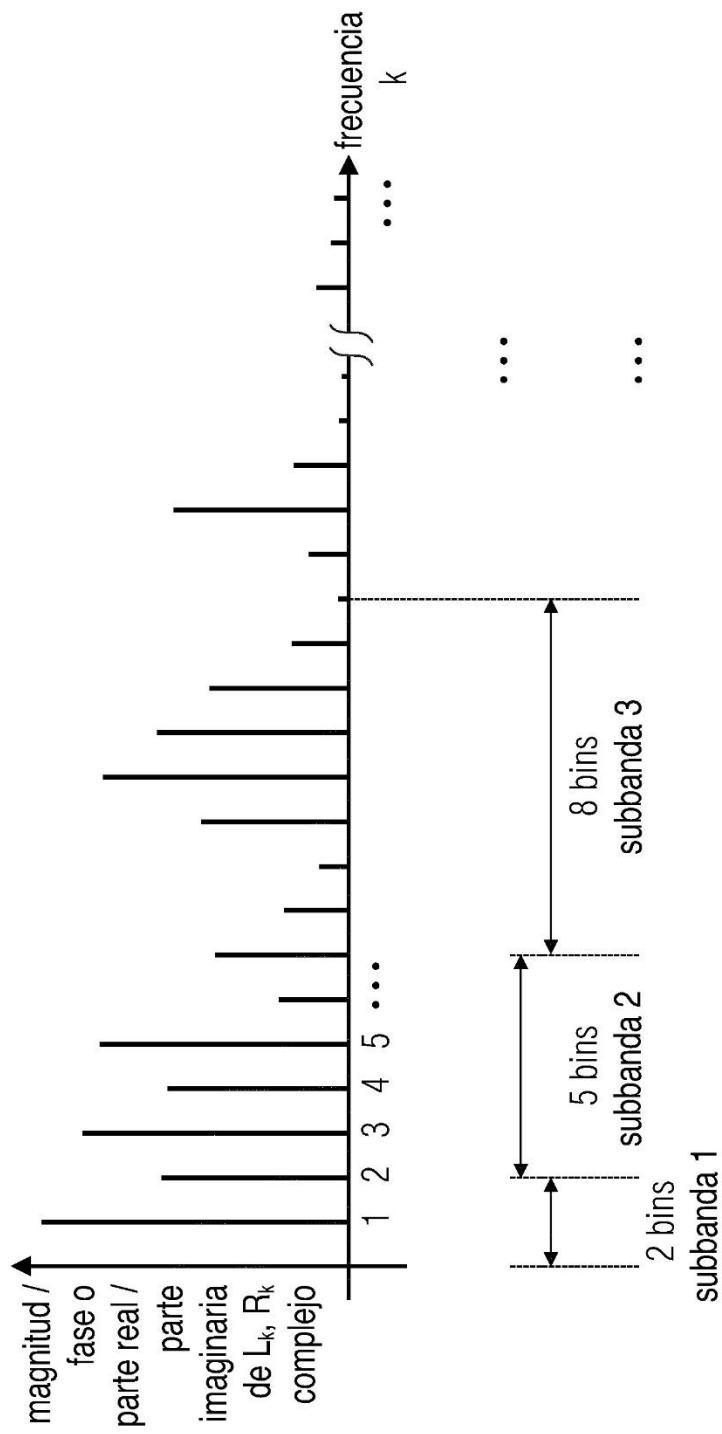


Fig. 10c

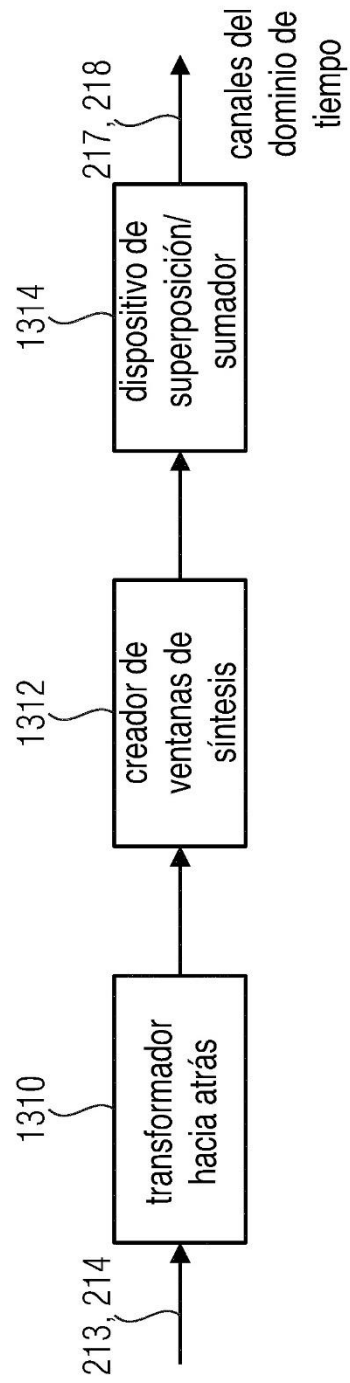


Fig. 10d

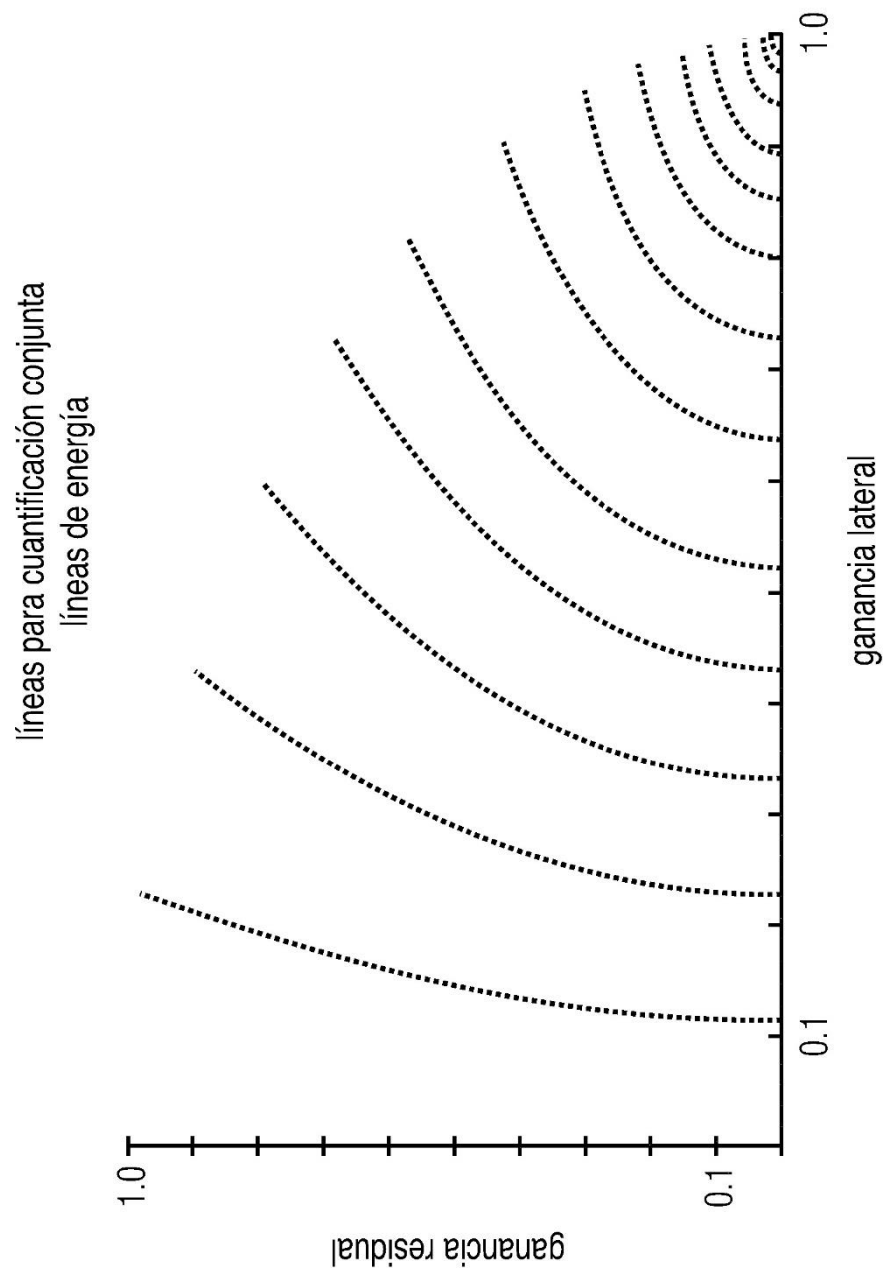


Fig. 11

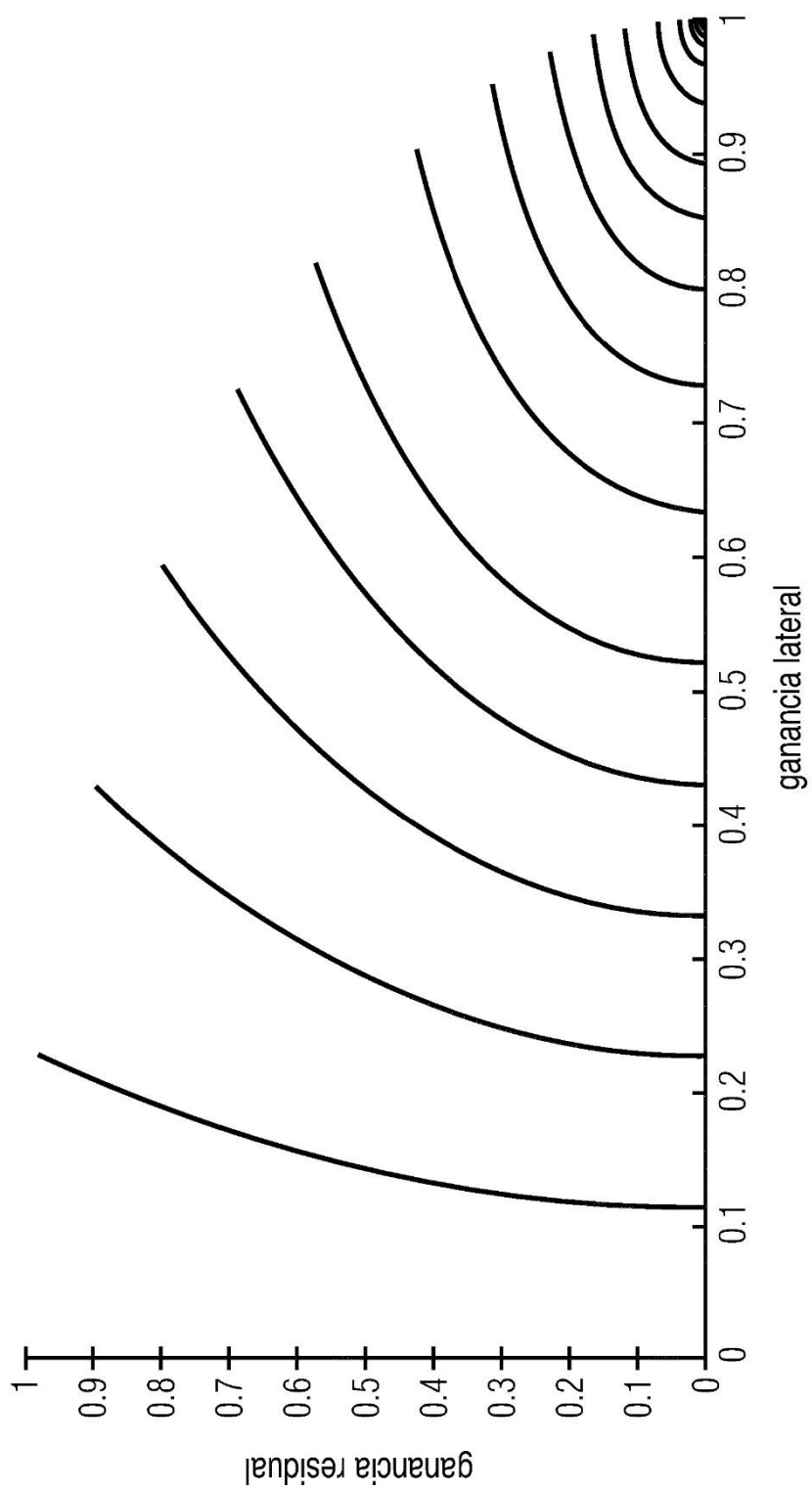


Fig. 12

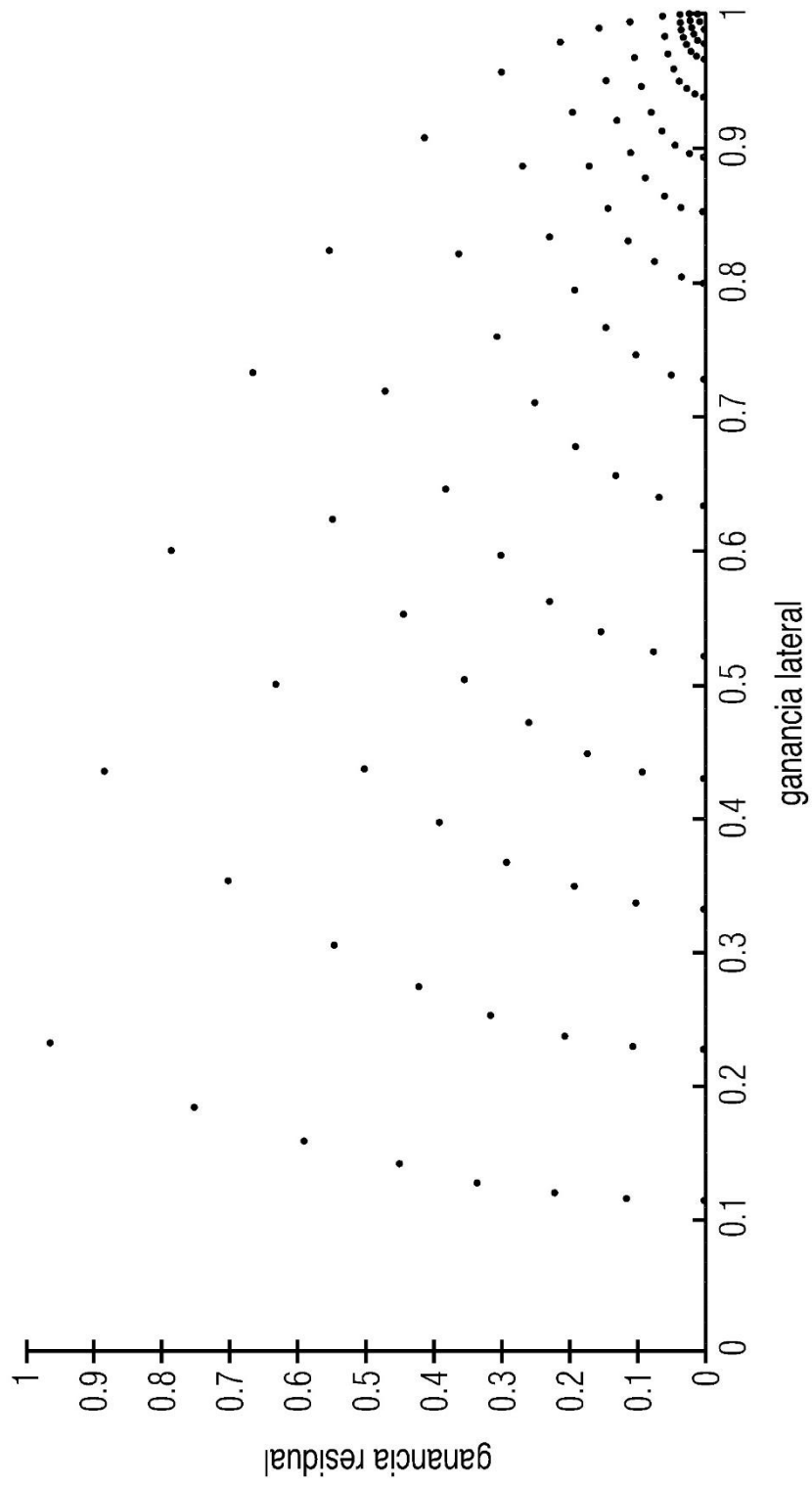


Fig. 13