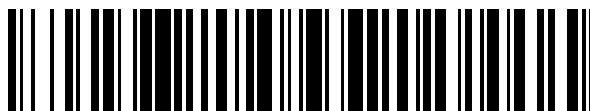


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 687 952**

51 Int. Cl.:

G10L 19/008 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **18.07.2014** **PCT/EP2014/065537**

87 Fecha y número de publicación internacional: **29.01.2015** **WO15011057**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **18.07.2014** **E 14748143 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **08.08.2018** **EP 3025336**

54 Título: **Reducción de fallas de filtro peine en mezcla descendente de canales múltiples con alineación de fase adaptativa**

30 Prioridad:

22.07.2013 EP 13177358
18.10.2013 EP 13189287

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
30.10.2018

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

FÜG, SIMONE;
KUNTZ, ACHIM;
KRATSCHMER, MICHAEL y
VILKAMO, JUHA

74 Agente/Representante:

ARIZTI ACHA, Monica

ES 2 687 952 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).

Reducción de fallas de filtro peine en mezcla descendente de canales múltiples con alineación de fase adaptativa

DESCRIPCIÓN

5 La presente invención se refiere al procesamiento de señales de audio, y, en particular, a una reducción de fallas de filtro peine en una mezcla descendente de canales múltiples con alineación de fase adaptativo.

10 Varios formatos de sonido de canales múltiples se han empleado, desde el sonido envolvente 5.1 que es típico de las bandas sonoras de películas, a los más amplios formatos de sonido envolvente 3D. En algunos escenarios, es necesario para transmitir el contenido del sonido sobre un menor número de altavoces.

Además, en métodos de codificación de audio de bajo bitrate recientes, como se describe en J. Breebaart, S. van de Par, A. Kohlrausch, y E. Schuijers "Parametric coding of stereoaudio", EURASIP Journal on Applied Signal Processing, vol. 2005, pp 1305-1322, 2005 y J. Herre, K. Kjörling, J. Breebaart, C. Faller, S. Disch, H. Purnhagen, J. Koppens, J. Hilpert, J. Roden, W. Oomen, K. Linzmeier y KS Chong, " MPEG Surround-The ISO/MPEG standard for efficient and compatible multichannel audio coding", J. Audio Eng.. Soc., vol. 56, no. 11, pp. 932-955, 2008, el mayor número de canales se transmite como un conjunto de señales de mezcla descendente e información lateral espacial con la que se recupera una señal de canales múltiples con la configuración del canal original. Estos casos de uso motivan el desarrollo de métodos de mezcla descendente que preserven bien la calidad del sonido.

20 El método más simple de mezcla descendente es la suma de canales usando una matriz de mezcla descendente estática. Sin embargo, si los canales de entrada contienen sonidos que son coherentes, pero no alineados en el tiempo, es probable que la señal de mezcla descendente alcance un sesgo espectral perceptible, tal como las características de un filtro peine.

25 En J. Breebaart y C. Faller, "Spatial audio processing: MPEG Surround and other applications ", Wiley-Interscience, 2008, se describe un método de alineación de fase de dos señales de entrada, que ajusta las fases de los canales de entrada con base en los parámetros de diferencia de fase entre canales estimados (CIPD) en las bandas de frecuencia. La solución proporciona una funcionalidad básica similar como el método propuesto en este trabajo, pero no es aplicable para someter a mezcla descendente más de dos canales inter-dependientes.

30 En el documento WO 2012/006770, PCT/CN2010/075107 (Huawei, Faller, Lang, Xu) se describe un procesamiento de alineación de fase para un caso de canal dos a uno (estéreo a mono). El tratamiento no es directamente aplicable para audio de canales múltiples.

35 En Wu et al, "Parametric Stereo Coding Scheme with a new Downmix Method and whole Band Inter Channel Time/Phase Differences", Proceedings of the ICASSP, 2013, se describe un método que utiliza la diferencia de fase toda la banda entre canales para una mezcla descendente estéreo. La fase de la señal mono se establece en la diferencia de fase entre el canal izquierdo y la diferencia de fase global. Una vez más, el método sólo es aplicable para una mezcla descendente estéreo a mono. No pueden remezclarse a dos pistas más de dos canales interdependientes con este método.

40 También se conoce de acuerdo con el documento US2011/0255588A1 una técnica de codificación para señales de múltiples canales, que puede desplazar una fase de las señales de múltiples canales en base a una característica de las señales de múltiples canales. El objetivo de la presente invención es proporcionar conceptos mejorados para el procesamiento de señales de audio. El objetivo de la presente invención se resuelve por un codificador de acuerdo con la reivindicación 1, por un decodificador de procesamiento de señales de audio de acuerdo con la reivindicación 17, por sistemas de acuerdo con las reivindicaciones 18 a 26, por un método para procesar una señal de audio de entrada de acuerdo con la reivindicación 27 y por un programa de ordenador para implementar dicho método de acuerdo con la reivindicación 28. Se proporciona un decodificador de procesamiento de señal de audio que tiene al menos una banda de frecuencia y que está configurado para el procesamiento de una señal de audio de entrada que tiene una pluralidad de canales de entrada en la al menos una banda de frecuencia. El decodificador está configurado para alinear las fases de los canales de entrada dependientes de las dependencias entre canales entre los canales de entrada, donde las fases de los canales de entrada están más alineadas entre sí cuanto mayor es su dependencia entre canales. Además, el decodificador está configurado para someter a mezcla descendente la señal de audio de entrada alineada con una señal de audio de salida que tiene un menor número de canales de salida que el número de canales de entrada.

60 El principio de funcionamiento básico del decodificador es que los canales de entrada (coherentes) mutuamente dependientes de la señal de audio de entrada se atraen entre sí en términos de la fase en la banda de frecuencia específica, mientras que los canales de entrada de la señal de audio de entrada que son mutuamente independientes (incoherentes) no se ven afectados. El objetivo del decodificador propuesto es mejorar la calidad de mezcla descendente en relación con el enfoque de post-ecualización en condiciones críticas de cancelación de señal, al tiempo que proporciona el mismo rendimiento en condiciones no críticas.

Además, al menos algunas funciones del decodificador pueden ser transferidas al dispositivo externo, tal como un codificador, que proporciona la señal de audio de entrada. Esto puede proporcionar la posibilidad de reaccionar a las señales, donde un decodificador del estado de la técnica podría producir las fallas. Además, es posible actualizar las reglas de procesamiento de mezcla descendente sin cambiar el decodificador y asegurar una alta calidad de mezcla descendente. La transferencia de las funciones del decodificador se describe a continuación en más detalles.

En algunas realizaciones, el decodificador puede estar configurado para analizar la señal de audio de entrada en la banda de frecuencia, con el fin de identificar las dependencias entre canales entre los canales de audio de entrada. En este caso, el codificador que proporciona la señal de audio de entrada puede ser un codificador estándar dado que el análisis de la señal de audio de entrada se lleva a cabo por el propio decodificador.

En realizaciones, el decodificador puede estar configurado para recibir las dependencias entre canales entre los canales de entrada desde un dispositivo externo, tal como un codificador, que proporciona la señal de audio de entrada. Esta versión permite configuraciones de renderizado flexibles en el decodificador, pero necesita más tráfico de datos adicional entre el codificador y el decodificador, por lo general en la corriente de bits que contiene la señal de entrada del decodificador.

En algunas realizaciones, el decodificador puede estar configurado para normalizar la energía de la señal de audio de salida con base en una energía determinada de la señal de audio de entrada, donde el decodificador está configurado para determinar la energía de señal de la señal de audio de entrada.

En algunas realizaciones, el decodificador puede estar configurado para normalizar la energía de la señal de audio de salida con base en una energía determinada de la señal de audio de entrada, donde el decodificador está configurado para recibir la energía determinada de la señal de audio de entrada desde un dispositivo externo, tal como un codificador, que proporciona la señal de audio de entrada.

Mediante la determinación de la energía de señal de la señal de audio de entrada y por la normalización de la energía de la señal de audio de salida se puede asegurar que la energía de la señal de audio de salida tiene un nivel adecuado en comparación con otras bandas de frecuencia. Por ejemplo, la normalización puede hacerse de tal manera que la energía de cada señal de salida de audio de banda de frecuencia sea igual a la suma de las energías de señal de audio de entrada de banda de frecuencia multiplicada con los cuadrados de las ganancias de mezcla descendente correspondientes.

En varias realizaciones, el decodificador puede comprender un elemento de mezcla descendente para la mezcla descendente de la señal de audio de entrada con base en una matriz de mezcla descendente, donde el decodificador está configurado para calcular la matriz de mezcla descendente de tal manera que las fases de los canales de entrada estén alineadas sobre la base de las dependencias entre canales identificados. Las operaciones de matriz son una herramienta matemática para la resolución efectiva de problemas multidimensionales. Por lo tanto, el uso de una matriz de mezcla descendente proporciona un método flexible y fácil de mezcla descendente de la señal de audio de entrada a una señal de audio de salida que tiene un menor número de canales de salida que el número de canales de entrada de la señal de audio de entrada.

En algunas realizaciones, el decodificador comprende un elemento de mezcla descendente para la mezcla descendente de la señal de audio de entrada con base en una matriz de mezcla descendente, donde el decodificador está configurado para recibir una matriz de mezcla descendente calculada de tal manera que las fases de los canales de entrada estén alineadas sobre la base de las dependencias entre canales identificados de un dispositivo externo, como por ejemplo a partir de un codificador, que proporciona la señal de audio de entrada. En la presente, se reduce fuertemente la complejidad de procesamiento de la señal de audio de salida en el decodificador.

En realizaciones particulares el decodificador puede estar configurado para calcular la matriz de mezcla descendente de tal manera que la energía de la señal de audio de salida se normalice con base en la energía determinada de la señal de audio de entrada. En este caso la normalización de la energía de la señal de audio de salida se integra en el proceso de mezcla descendente, de manera que el procesamiento de la señal se simplifica.

En realizaciones, el decodificador puede estar configurado para recibir la matriz de mezcla descendente M calculada de tal manera que la energía de la señal de audio de salida se normalice con base en la energía determinada de la señal de audio de entrada desde un dispositivo externo, tal como un codificador, que proporciona la señal de audio de entrada.

El paso del ecualizador de energía puede incluirse en el proceso de codificación o llevarse a cabo en el decodificador, porque es un paso de procesamiento claramente definido sin complicaciones.

En algunas realizaciones, el decodificador puede estar configurado para analizar los intervalos de tiempo de la señal de audio de entrada con una función de ventana, donde las dependencias entre canales se determinan para cada

marco de tiempo.

En realizaciones, el decodificador puede estar configurado para recibir un análisis de intervalos de tiempo de la señal de audio de entrada con una función de ventana, donde las dependencias entre canales se determinan para cada marco de tiempo, desde un dispositivo externo, tal como un codificador, que proporciona la señal de audio de entrada.

El procesamiento puede, en ambos casos, realizarse con superposición de marcos, aunque otras opciones también están disponibles, como el uso de una ventana recursiva para estimar los parámetros relevantes. En principio, cualquier función de ventana puede ser elegida.

En algunas realizaciones, el decodificador está configurado para calcular una matriz de covarianza de valor, donde los valores de covarianza expresan la dependencia entre canales de un par de canales de audio de entrada. El cálculo de una matriz de valores de covarianza es una manera fácil de capturar las propiedades estocásticas de tiempo corto de la banda de frecuencia que pueden ser utilizados con el fin de determinar la coherencia de los canales de entrada de la señal de audio de entrada.

En realizaciones, el decodificador está configurado para recibir una matriz de covarianza de valor, donde los valores de covarianza expresan la dependencia entre canales de un par de entrada del canal de audio, desde un dispositivo externo, tal como un codificador, que proporciona la señal de audio de entrada. En este caso, el cálculo de la matriz de covarianza puede ser transferido al codificador. Entonces, los valores de covarianza de la matriz de covarianza tienen que ser transmitidos en la corriente de bits entre el codificador y el decodificador. Esta versión permite configuraciones flexibles de renderización en el receptor, pero necesita datos adicionales en la señal de audio de salida.

En realizaciones preferidas, puede establecerse una matriz de valor de covarianza normalizada, donde la matriz de valor de covarianza normalizada se basa en la matriz de valor de covarianza. Por esta función, se puede simplificar el procesamiento posterior.

En algunas realizaciones, el decodificador puede estar configurado para establecer una matriz de valores de atracción mediante la aplicación de una función de mapeo a la matriz de valor de covarianza o a una matriz derivada de la matriz de valor de covarianza.

En algunas realizaciones, el gradiente de la función de mapeo puede ser mayor o igual a cero para todos los valores de covarianza o valores derivados de los valores de covarianza.

En realizaciones preferidas, la función de mapeo puede alcanzar valores entre cero y uno para los valores de entrada entre cero y uno.

En realizaciones, el decodificador puede estar configurado para recibir una matriz de valores de atracción A establecida mediante la aplicación de una función de mapeo a la matriz de valor de covarianza o a una matriz derivada de la matriz de valor de covarianza. Mediante la aplicación de una función no lineal a la matriz de valor de covarianza o a una matriz derivada de la matriz de valor de covarianza, tal como una matriz de covarianza normalizada, la alineación de fase se puede ajustar en ambos casos.

La matriz de valor de atracción de fase proporciona datos de control en la forma de coeficientes de atracción de fase que determina la atracción de fase entre los pares de canales. Los ajustes de fase derivados para cada figura de frecuencia de tiempo con base en la medición de la matriz de valor de covarianza de manera tal que los canales con valores bajos de covarianza no se afectan entre sí y que los canales con altos valores de covarianza son de fase se observaban con respecto a los otros.

En algunas realizaciones, la función de mapeo es una función no lineal.

En realizaciones, la función de mapeo es igual a cero para los valores de covarianza o valores derivados de los valores de covarianza siendo menor que un primer umbral de mapeo y/o donde la función de mapeo es igual a uno de los valores de covarianza o valores derivados de los valores de covarianza siendo mayor que un segundo umbral de mapeo. Por esta característica, la función de mapeo consiste en tres intervalos. Para todos los valores de covarianza o valores derivados de los valores de covarianza siendo menores que el primer umbral de mapeo, los coeficientes de atracción de fase se calculan a cero y, por lo tanto, no se ejecuta el ajuste de fase. Para todos los valores de covarianza o valores derivados de los valores de covarianza siendo mayores que el primer umbral de mapeo pero menores que el segundo umbral de mapeo, los coeficientes de atracción de fase se calculan a un valor entre cero y uno y, por lo tanto, se ejecuta un ajuste de fase parcial. Para todos los valores de covarianza o valores derivados de los valores de covarianza siendo mayores que el segundo umbral de mapeo los coeficientes de atracción de fase se calculan a uno y, por lo tanto, se realiza un ajuste de fase completa.

Un ejemplo está dado por la siguiente función de mapeo:

$$f(c'_{i,j}) = a_{i,j} = \max(0, \min(1, 3c'_{i,j} - 1)).$$

5

Otro ejemplo preferido se da como:

$$f(ICC_{A,B}) = T_{A,B} = \begin{cases} \min(0,25, \max(0, 0,625 \cdot ICC_{A,B} - 0,3)) & \text{para } A \neq B \\ 1 & \text{para } A = B \end{cases}$$

10 En algunas realizaciones, la función de mapeo puede ser representada por una función que forma una curva en forma de S.

15 En ciertas realizaciones, el decodificador está configurado para calcular una matriz de coeficiente de alineación de fase, donde la matriz de coeficiente de alineación de fase se basa en la matriz de valor de covarianza y en una matriz prototipo de mezcla descendente.

20 En realizaciones, el decodificador está configurado para recibir una matriz de coeficiente de alineación de fase, donde la matriz de coeficiente de alineación de fase se basa en la matriz de valor de covarianza y en una matriz prototipo de mezcla descendente, desde un dispositivo externo, tal como un codificador, que proporciona la señal de audio de entrada.

La matriz de coeficiente de alineación de fase describe la cantidad de alineación de fase que se necesita para alinear los canales de atracción de "no cero" de la señal de audio de entrada.

25 La matriz de mezcla descendente prototipo define cuál de los canales de entrada se mezclan en cuál de los canales de salida. Los coeficientes de la matriz de mezcla descendente pueden ser factores de escalada para someter a mezcla descendente un canal de entrada a un canal de salida.

30 Es posible transferir el cálculo completo de la matriz de coeficientes de alineación de fase al codificador. La matriz de coeficiente de alineación de fase luego necesita ser transmitida en la señal de audio de entrada, pero sus elementos son a menudo cero y puede cuantificarse de una manera motivada. Dado que la matriz de coeficiente de alineación de fase es fuertemente dependiente de la matriz prototipo de mezcla descendente, esta matriz tiene que ser conocida en el lado del codificador. Esto restringe la configuración posible del canal de salida.

35 En algunas realizaciones las fases y/o las amplitudes de los coeficientes de mezcla descendente de la matriz de mezcla descendente están formuladas para ser regulares en el tiempo, de modo que se eviten las fallas temporales debido a la cancelación de señal entre los marcos de tiempo adyacentes. En la presente, "regulares en el tiempo" significa que no se producen cambios bruscos en el tiempo en los coeficientes de mezcla descendente. En particular, los coeficientes de mezcla descendente pueden cambiar con el tiempo de acuerdo con una función continua o casi continua.

40 En realizaciones, las fases y/o las amplitudes de los coeficientes de mezcla descendente de la matriz de mezcla descendente se formulan para ser regulares en la frecuencia, de modo que se eviten las fallas espectrales debido a la cancelación de señal entre las bandas de frecuencia adyacentes. En la presente, "regulares en la frecuencia" significa que no se producen cambios bruscos en la frecuencia para los coeficientes de mezcla descendente. En particular, los coeficientes de mezcla descendente pueden cambiar en la frecuencia de acuerdo con una función continua o casi continua.

45 En algunas realizaciones, el decodificador está configurado para calcular o para recibir una fase de matriz de coeficientes de alineación normalizada, donde la matriz de coeficiente de alineación de fase normalizada se basa en la matriz de coeficiente de alineación de fase. Por esta función, se puede simplificar el procesamiento posterior.

50 En realizaciones preferidas, el decodificador está configurado para establecer una matriz de coeficiente de alineación de fase regularizada con base en la matriz de coeficiente de alineación de fase.

55

En realizaciones, el decodificador está configurado para recibir una matriz de coeficiente de alineación de fase regularizada con base en la fase de matriz de coeficientes de alineación desde un dispositivo externo, tal como un codificador, que proporciona la señal de audio de entrada.

El enfoque de someter a mezcla descendente propuesto proporciona una regularización efectiva en la condición crítica de las señales de fase opuesta, donde el procesamiento de alineación de fase puede cambiar abruptamente su polaridad.

- 5 El paso de regularización adicional se define para reducir las cancelaciones en las regiones transitorias entre marcos adyacentes debido a los cambios de fase abruptos de los coeficientes de ajuste. Esta regularización y la omisión de cambios bruscos de fase entre las figuras de frecuencia de tiempo adyacentes es una ventaja de este proceso de mezcla descendente propuesto. Esta reduce las fallas no deseadas que pueden ocurrir cuando la fase salta entre figuras de frecuencia de tiempo adyacentes o cuando aparecen muescas entre las bandas de frecuencias
- 10 adyacentes.

Una matriz de mezcla descendente de alineación de fase regularizada se obtiene mediante la aplicación de coeficientes de regularización de fase $\theta_{i,j}$ a la matriz de alineación de fase normalizada.

- 15 Los coeficientes de regularización pueden calcularse en un bucle de procesamiento sobre cada figura de tiempo-frecuencia. La regularización se puede aplicar de forma recursiva en dirección de tiempo y frecuencia. La diferencia de fase entre segmentos de tiempo adyacentes y bandas de frecuencia se toma en cuenta y se pesan por los valores de atracción resultantes en una matriz pesada. A partir de esta matriz, los coeficientes de regularización se pueden derivar como se discute a continuación en más detalle.

- 20 En realizaciones preferidas, la matriz de mezcla descendente se basa en la matriz de coeficiente de alineación de fase regularizada. De esta manera se asegura que los coeficientes de mezcla descendente de la matriz de mezcla descendente sean regulares en tiempo y frecuencia.

- 25 Además, un codificador de procesamiento de señal de audio que tiene al menos una banda de frecuencia y que está configurado para el procesamiento de una señal de audio de entrada que tiene una pluralidad de canales de entrada en la al menos una banda de frecuencia, donde el codificador está configurado para alinear las fases de los canales de entrada dependientes de las dependencias entre canales entre los canales de entrada, donde las fases de los canales de entrada están más alineadas con respecto a las otras cuanto mayor
- 30 es su dependencia entre canales; y
someter a mezcla descendente la señal de audio de entrada alineada con una señal de audio de salida que tiene un menor número de canales de salida que el número de canales de entrada.

- El codificador de procesamiento de señales de audio puede estar configurado de manera similar al decodificador de procesamiento de señales de audio discutido en esta solicitud. También se divulga, aunque no está de acuerdo con la invención como se reivindica, un codificador de procesamiento de señales de audio que tiene al menos una banda de frecuencia y que está configurado para dar salida a una corriente de bits, donde la corriente de bits contiene una señal de audio codificada en la banda de frecuencia, donde la señal de audio codificada tiene una pluralidad de canales codificados en el al menos una banda de frecuencia, donde el codificador está configurado
- 35 para determinar las dependencias entre canales entre los canales codificados de la señal de audio de entrada y dar salida a las dependencias entre canales dentro de la corriente de bits; y/o
para determinar la energía de la señal de audio codificada y dar salida a la energía determinada de la señal de audio codificada dentro de la corriente de bits; y/o

- 40 para calcular una matriz de mezcla descendente M para un elemento de mezcla descendente para someter a mezcla descendente la señal de audio de entrada con base en la matriz de mezcla descendente de tal manera que las fases de los canales codificados están alineadas sobre la base de las dependencias entre canales identificados, preferiblemente de tal manera que la energía de una señal de audio de salida del elemento de mezcla descendente se normalice con base en la energía determinada de la señal de audio codificada y transmitir la matriz de mezcla descendente M dentro de la corriente de bits, donde, en particular, los coeficientes de mezcla descendente de la
- 45 matriz de mezcla descendente están formulados para ser regulares en el tiempo, de modo que se evitan los las fallas temporales debido a la cancelación de la señal entre los marcos de tiempo adyacentes y/o donde, en particular, se formulan coeficientes de mezcla descendente de la matriz de mezcla descendente que sean suaves en la frecuencia, de modo que se eviten los las fallas espectrales debido a la cancelación de señal entre las bandas de frecuencia adyacentes; y/o

- 50 para analizar intervalos de tiempo de la señal de audio codificada usando una función de ventana, donde las dependencias entre canales se determinan para cada marco de tiempo y para dar salida a las dependencias entre canales para cada marco de tiempo dentro de la corriente de bits; y/o
para calcular una matriz de valor de covarianza, donde los valores de covarianza expresan la dependencia entre canales de un par de canales de audio codificados y para dar salida a la matriz de valor de covarianza dentro de la corriente de bits; y/o
- 55 para establecer una matriz de valor de atracción mediante la aplicación de una función de mapeo, donde el gradiente de la función de mapeo es preferiblemente mayor o igual a cero para todos los valores de covarianza o valores derivados de los valores de covarianza y donde la función de mapeo alcanza preferiblemente valores entre

- 60 para establecer una matriz de valor de atracción mediante la aplicación de una función de mapeo, donde el gradiente de la función de mapeo es preferiblemente mayor o igual a cero para todos los valores de covarianza o valores derivados de los valores de covarianza y donde la función de mapeo alcanza preferiblemente valores entre cero y uno para valores de entrada entre cero y uno, en particular, una función no lineal, en particular, una función

de mapeo, que es igual a cero para los valores de covarianza siendo menor que un primer umbral de mapeo y/o que es igual a uno para los valores de covarianza siendo mayor que un segundo umbral de mapeo y/o que está representado por una función que forma una curva en forma de S, a la matriz de valor de covarianza o a una matriz derivada de la matriz de covarianza y el valor de salida de la matriz de valor de atracción en la corriente de bits; y/o para calcular una matriz de coeficiente de alineación de fase, donde la matriz de coeficiente de alineación de fase se basa en la matriz del valor de covarianza y en una matriz prototipo de mezcla descendente, y/o para establecer una matriz de coeficiente de alineación de fase regularizada con base en la matriz de coeficiente de alineación de fase V y dar salida a la matriz de coeficiente de alineación fase regularizada dentro de la corriente de bits.

La corriente de bits de tales codificadores puede ser transmitida a y decodificada por un decodificador tal como se describe en el presente documento. Para más detalles véanse las explicaciones referentes al decodificador.

También se proporciona un sistema que comprende un decodificador de procesamiento de señales de audio de acuerdo con la invención y un codificador de procesamiento de señales de audio de acuerdo con la invención.

Además, se proporciona un método para procesar una señal de audio de entrada que tiene una pluralidad de canales de entrada en una banda de frecuencia, comprendiendo el método los pasos de: analizar la señal de audio de entrada en la banda de frecuencia, donde las dependencias entre canales entre los canales de audio de entrada se identifican; alinear las fases de los canales de entrada sobre la base de las dependencias entre canales identificados, donde las fases de los canales de entrada están más alineadas entre sí cuanto mayor es su dependencia entre canales; y someter a mezcla descendente la señal de audio de entrada alineada con una señal de audio de salida que tiene un menor número de canales de salida que el número de canales de entrada en la banda de frecuencia.

Además, se proporciona un programa de ordenador para implementar el método mencionado anteriormente cuando se ejecuta en un renderizador de ordenador o señal.

A continuación, las realizaciones de la presente invención se describen con más detalle con referencia a las figuras, donde:

La Fig. 1 muestra un diagrama de bloques de una mezcla descendente de alineación de fase adaptativa propuesta,

La Fig. 2 muestra el principio de funcionamiento del método propuesto,

La Fig. 3 describe los pasos de procesamiento para el cálculo de una matriz de mezcla descendente M ,

La Fig. 4 muestra una fórmula, que se puede aplicar a una matriz de covarianza normalizada C' para el cálculo de una matriz de valores de atracción A ,

La Fig. 5 muestra un diagrama de bloques esquemático de una visión general conceptual de un codificador de audio 3D,

La Fig. 6 muestra un diagrama de bloques esquemático de una visión general conceptual de un decodificador de audio-3D,

La Fig. 7 muestra un diagrama de bloques esquemático de una visión conceptual de un conversor de formatos,

La Fig. 8 muestra un ejemplo del procesamiento de una señal original que tiene dos canales en el tiempo,

La Fig. 9 muestra un ejemplo del transformamiento de una señal original que tiene dos canales de frecuencia y

La Fig. 10 ilustra un banco de filtros híbrido de banda 77.

Antes de describir las realizaciones de la presente invención, se proporcionan más antecedentes sobre los sistemas de codificador-decodificador del estado de la técnica.

La Fig. 5 muestra un diagrama de bloques esquemático de una visión general conceptual de un codificador de audio 3D 1, mientras que la Fig. 6 muestra un diagrama de bloques esquemático de una visión general conceptual de un decodificador de audio 3D 2.

Los Sistemas 3D Audio Códec 1, 2 pueden basarse en un discurso unificado MPEG-D y el codificador de codificación de audio (USAC) 3 para la codificación de señales de los canales 4 y las señales de los objetos 5 así

como sobre la base de un discurso unificado MPEG-D y la codificación de audio (USAC) del decodificador 6 para la decodificación de la señal de audio de salida 7 del codificador 3.

La corriente de bits 7 puede contener una señal de audio codificada 37 que se refiere a una banda de frecuencia del codificador 1, donde la señal de audio codificada 37 tiene una pluralidad de canales codificados 38. La señal codificada 37 puede ser alimentada a una banda de frecuencia 36 (véase la fig. 1) del decodificador 2 como una señal de audio de entrada 37.

Para aumentar la eficiencia de codificación de una gran cantidad de objetos 5, se ha adaptado la tecnología de codificación espacial de objetos de audio (SAOC). Tres tipos de renderizadores 8, 9, 10 realizan las tareas de renderización de objetos 11, 12 a los canales 13, canales de renderización 13 a los auriculares o canales de renderización a una configuración de altavoces diferente.

Cuando las señales de objetos se transmiten de manera explícita o se codifican paramétricamente utilizando SAOC, la información de Metadatos del Objeto (OAM) 14 correspondiente se comprime y multiplexa en la corriente de bits de audio 3D 7.

El prerenderizador/mezclador 15 puede utilizarse opcionalmente para convertir una escena de entrada de canal-y-objeto, 4, 5 en una escena de canal 4, 16 antes de la codificación. Funcionalmente es idéntico al renderizador/mezclador de objetos 15 descrito a continuación.

La prerenderización de objetos 5 asegura la entropía de la señal determinística en la entrada del codificador 3 que es básicamente independiente del número de señales de objetos simultáneamente activos 5. Con la prerenderización de objetos 5, no se requiere la transmisión de metadatos del objeto 14.

Señales de objetos discretos 5 se renderizan en el diseño del canal que el codificador 3 está configurado para utilizar. Los pesos de los objetos 5 para cada canal 16 se obtienen a partir de los metadatos de objeto asociados 14.

El codificador de núcleo para las señales de altavoz de canal 4, señales de objetos discretos 5, señales de mezcla descendente de objetos 14 y señales prerenderizadas 16 puede estar basado en la tecnología MPEG-D USAC. Esta se ocupa de la codificación de la multitud de señales 4, 5, 14 mediante la creación de información de mapeo de canales y objetos con base en la información geométrica y semántica de la asignación de canales y objetos de entrada. Esta información de mapeo describe cómo los canales 4 y objetos 5 se mapean a elementos USAC-canal, es decir, a los elementos de par de canales (CPE), elementos de un solo canal (CPE), efectos de baja frecuencia (LFE), y la información correspondiente se transmite al decodificador 6.

Todas las cargas adicionales como datos SAOC 17 o metadatos de objetos 14 pueden pasar a través de elementos de extensión y pueden ser considerados en el control de frecuencia del codificador 3.

La codificación de objetos 5 es posible de diferentes maneras, dependiendo de los requisitos de tasa/distorsión y los requisitos de interactividad para el renderizador. Las siguientes variantes de codificación de objetos son posibles:

- Objetos prerenderizados 16: Señales de objetos 5 son prerenderizados y mezclados a las señales de canal 4, por ejemplo, a 22.2 señales de canales 4, antes de la codificación. La cadena de codificación posterior ve 22.2 señales de canal 4.
- Formas de onda de objetos discretos: Objetos 5 se suministran en forma de ondas monofónicas al codificador 3. El codificador 3 utiliza elementos de un solo canal (SCE) para transmitir los objetos 5, además de las señales de canal 4. Los objetos decodificados 18 se renderizan y se mezclan en el lado del receptor. La información de metadatos de objetos comprimidos 19, 20 se transmite junto al receptor/renderizador 21.
- Formas de onda de objetos paramétricos 17: Se describen las propiedades de los objetos y su relación entre sí, mediante parámetros SAOC 22, 23 La mezcla descendente de las señales de objetos 17 se codifica con USAC. La información paramétrica 22 se transmite a lo largo. Se elige el número de canales de mezcla descendente 17 dependiendo del número de objetos 5 y la velocidad de datos global. La información de metadatos de objetos comprimidos 23 se transmite al renderizador SAOC 24.

El codificador SAOC y 25 el decodificador 24 para las señales de objeto 5 se basan en la tecnología MPEG SAOC. El sistema es capaz de recrear, modificar y renderizar una serie de objetos de audio 5 con base en un número menor de canales transmitidos 7 y datos paramétricos adicionales 22, 23, tales como las diferencias de nivel de objeto (OLD), las correlaciones entre objetos (IOC) y los valores de ganancia de mezcla descendente (DMG). Los datos paramétricos adicionales 22, 23 presentan una velocidad de datos significativamente más baja que la requerida para la transmisión de todos los objetos 5 de forma individual, tornando la codificación muy eficiente.

El codificador SAOC 25 toma como entrada las señales de objeto/canal 5 como formas de onda monofónicas y da

salida a la información paramétrica 22 (que se empaqueta en la corriente de bits de audio 3D 7) y los canales de transporte SAOC 17 (que son codificados utilizando elementos individuales de canal y transmitidos). El decodificador SAOC 24 reconstruye las señales objeto/canal 5 de los canales de transporte SAOC decodificados 26 y la información paramétrica 23, y genera el escenario de salida de audio 27 con base en el diseño de la reproducción, la información de metadatos de objeto descomprimido 20 y, opcionalmente, en la información de interacción del usuario.

Para cada objeto 5, los metadatos de objeto asociado 14 que especifican la posición geométrica y el volumen del objeto en el espacio 3D se codifican de manera eficiente por un codificador de metadatos de objeto 28 mediante la cuantificación de las propiedades de los objetos en tiempo y espacio. Los metadatos de objeto comprimido (cOAM) 19 se transmiten al receptor como información lateral 20 que puede decodificarse por un Decodificador OAM 29.

El renderizador de objetos 21 utiliza los metadatos de objeto comprimido 20 para generar formas de onda de objeto 12 de acuerdo con el formato de reproducción dado. Cada objeto 5 se renderiza en ciertos canales de salida 12 de acuerdo con sus metadatos 19, 20. La salida de este bloque de 21 resulta de la suma de los resultados parciales. Si tanto el contenido basado en el canal 11, 30, así como también los objetos discretos/paramétricos 12, 27 se decodifican, las formas de onda basadas en el canal 11, 30 y las formas de onda de objeto renderizado 12, 27 se mezclan antes de dar salida a las formas de onda resultantes 13 (o antes de ser alimentadas a un módulo post-procesador 9, 10 como el renderizador binaural 9 o el módulo de renderizador de altavoz 10) mediante un mezclador 8.

El módulo de renderizador binaural 9 produce una mezcla descendente binaural del material de audio de múltiples canales 13, de tal manera que cada canal de entrada 13 esté representado por una fuente de sonido virtual. El procesamiento se realiza en base a marcos en un dominio de filtro de espejo en cuadratura (QMF). La binauralización se basa en las respuestas de impulso a ambiente binaural medidas.

El renderizador de altavoz 10 mostrado en la Fig. 7 en más detalle convierte entre la configuración del canal transmitido 13 y el formato de reproducción deseado 31. Por lo tanto, se denomina "convertidor de formato" 10 a continuación. El convertidor de formato de 10 realiza conversiones para reducir el número de canales de salida 31, es decir, que crea la mezcla descendente por un elemento de mezcla descendente 32. El configurador DMX 33 genera automáticamente matrices de mezcla descendente optimizadas para la combinación dada de formatos de entrada 13 y formatos de salida 31 y aplica estas matrices en un proceso de mezcla descendente 32, donde se utiliza un diseño de salida de mezclador 34 y un diseño de reproducción 35. El convertidor de formato 10 permite configuraciones de altavoces estándar, así como configuraciones aleatorias con posiciones de altavoces no estándar.

La Fig. 1 muestra un dispositivo de procesamiento de señal de audio que tiene al menos una banda de frecuencia 36 y que está configurado para el procesamiento de una señal de audio de entrada 37 que tiene una pluralidad de canales de entrada 38 en la al menos una banda de frecuencias 36, donde el dispositivo está configurado para analizar la señal de audio de entrada 37, donde se identifican las dependencias entre canales 39 entre los canales de entrada 38; y para alinear las fases de los canales de entrada 38 sobre la base de las dependencias entre canales identificados 39, donde las fases de entrada de los canales 38 están más alineadas entre sí cuanto mayor es su dependencia entre canales 39; y someter a mezcla descendente la señal de audio de entrada alineada con una señal de audio de salida 40 que tiene un menor número de canales de salida 41 que el número de canales de entrada 38.

El dispositivo de procesamiento de señal de audio puede ser un codificador 1 o un decodificador, ya que la invención es aplicable tanto para codificadores 1 como para decodificadores.

El método de mezcla descendente propuesto, presentado como un diagrama de bloques en la Fig. 1, está diseñado con los siguientes principios:

1. Los ajustes de fase se derivan para cada figura de frecuencia de tiempo sobre la base de la matriz de covarianza de la señal medida C de manera que los canales con bajo C_{ij} no se afecten entre sí, y los canales con alto C_{ij} sean de fase cerrada con respecto al otro.
2. Los ajustes de fase están regularizados en tiempo y frecuencia para evitar las fallas de cancelación de señal debido a las diferencias de ajuste de fase en las áreas de superposición de las figuras de tiempo-frecuencia adyacentes.
3. Las ganancias de la matriz de mezcla descendente se ajustan para que la mezcla descendente preserve la energía.

El principio de funcionamiento básico del codificador 1 es que los canales de entrada (coherentes) mutuamente dependientes 38 de la señal de audio de entrada se atraen entre sí en términos de la fase en la banda de frecuencia específica 36, mientras que aquellos canales de entrada 38 de la señal de audio de entrada 37 que son mutuamente independientes (incoherentes) no se ven afectados. El objetivo del codificador 1 propuesto es mejorar la calidad de mezcla descendente con relación al enfoque de post-ecualización en condiciones críticas de cancelación de señal, al tiempo que proporciona el mismo rendimiento en condiciones no críticas.

Se propone un enfoque adaptativo de mezcla descendente dado que las dependencias entre canales 39 típicamente no se conocen a priori.

El enfoque directo para revivir el espectro de la señal es aplicar un ecualizador adaptativo 42 que atenúa o amplifica la señal en bandas de frecuencia 36. Sin embargo, si hay una muesca de frecuencia que es mucho más agudo que la resolución transformada de frecuencia aplicada, es razonable esperar que tal enfoque no pueda recuperar la señal 41 sólidamente. Este problema se resuelve por el preprocesamiento de las fases de la señal de entrada 37 antes de la mezcla descendente, con el fin de evitar tales muescas de frecuencia en el primer lugar.

Se discute a continuación una realización de acuerdo con la invención de un método para someter a mezcla descendente dos o más canales 38 a un menor número de canales 41 de forma adaptativa en las bandas de frecuencia 36, por ejemplo, en las denominadas figuras de tiempo-frecuencia. El método comprende las siguientes características:

- Análisis de energías de señal y dependencias entre canales 39 (contenidos por la matriz de covarianza C) en las bandas de frecuencia 36.
- Ajuste de las fases de las señales de canales de entrada de banda de frecuencia 38 antes de la mezcla descendente de modo que se reduzcan los efectos de cancelación de la señal en la mezcla descendente y/o se incremente la suma de la señal coherente.
- Ajustes de las fases de tal manera que un par o grupo de canales que tiene alta interdependencia (pero desplazamiento de fase potencial) estén más alineadas una con respecto a la otra, mientras que los canales que son menos interdependientes (también con un desplazamiento de fase potencial) estén menos o no estén alineados en fase entre sí.
- Los coeficientes de ajuste de fase $\hat{M}$ están (opcionalmente) formulados para ser regulares en tiempo, para evitar las fallas temporales debido a la cancelación de la señal entre los marcos de tiempo adyacentes.
- Los coeficientes de ajuste de fase $\hat{M}$ están (opcionalmente) formulados para ser regulares en frecuencia, para evitar las fallas espectrales debido a la cancelación de la señal entre las bandas de frecuencia adyacentes.
- Las energías de las señales de canales de mezcla descendente de banda de frecuencias 41 están normalizadas, por ejemplo, de manera tal que la energía de cada banda de frecuencia de señal de mezcla descendente 41 sea igual a la suma de las energías de señal de entrada de banda de frecuencia 38 multiplicada con los cuadrados de las ganancias de mezcla descendente correspondientes.

Además, el enfoque de mezcla descendente propuesto proporciona regularización efectiva en la condición crítica de las señales de fase opuesta, donde el procesamiento de alineación de fase puede cambiar abruptamente su polaridad.

La descripción matemática posteriormente proporcionada del elemento de mezcla descendente es una realización práctica de lo anterior. Para un ingeniero experto en la materia, es muy posible formular otra realización específica que tenga las características de acuerdo con la descripción anterior.

El principio de funcionamiento básico del método, ilustrado en la Fig. 2, es que las señales mutuamente coherentes SC1, SC2, SC3 se atraen entre sí en términos de la fase en las bandas de frecuencia 36, mientras que aquellas señales SI1 que son incoherentes no se ven afectadas. El objetivo del método propuesto es simplemente mejorar la calidad de mezcla descendente con relación al enfoque de post-ecualización en las condiciones críticas de cancelación de la señal, proporcionando a la vez el mismo rendimiento en la condición no crítica.

El método propuesto se diseñó para formular en bandas de frecuencia 36 de forma adaptativa una matriz de mezcla descendente de alineación de fase y ecualización de energía M, con base en las propiedades estocásticas de tiempo corto de la señal de banda de frecuencia 37 y una matriz prototipo de mezcla descendente estática Q. En particular, el método está configurado para aplicar la alineación de fase mutuamente sólo a aquellos canales SC1, SC2, SC3 que sean interdependientes.

El curso general de acción se ilustra en la Fig. 1. El procesamiento se realiza en marcos superpuestos, aunque otras opciones también están fácilmente disponibles, tales como el uso de una ventana recursiva para la estimación de los parámetros relevantes.

- 5 Para cada marco de la señal de entrada de audio 43, una matriz de mezcla descendente de alineación de fase M , que contiene los coeficientes de mezcla descendente de alineación de fase, se define dependiendo de los datos estocásticos del marco de la señal de entrada 43 y una matriz prototipo de mezcla descendente que define qué canal de entrada 38 se mezcla descendente en qué canal de salida 41. Los marcos de señal 43 son creados en una etapa de ventanas 44. Los datos estocásticos están contenidos en la matriz de covarianza valuada por el complejo C
- 10 de la señal de entrada 37 estimada a partir del marco de señal 43 (o por ejemplo, utilizando una ventana recursiva) en una etapa de estimación 45. A partir de la matriz de covarianza valuada por el complejo C se deriva una matriz de ajuste de fase $\hat{M}$ en una etapa 46 denominada formulación de coeficientes de mezcla descendente de alineación de fase.
- 15 Dejar que el número de canales de entrada sea N_x y el número de canales de mezcla descendente sea $N_y < N_x$. La matriz prototipo de mezcla descendente Q y la matriz prototipo de mezcla descendente M son típicamente escasas y de dimensión $N_y \times N_x$. La matriz de mezcla descendente de alineación de fase M varía típicamente como una función de tiempo y frecuencia.
- 20 La solución de mezcla descendente de alineación de fase reduce la cancelación de la señal entre los canales, pero puede introducir cancelación en la región de transición entre las figuras de tiempo-frecuencia adyacentes, si el coeficiente de ajuste de fase cambia bruscamente. El cambio de fase abrupto con el tiempo se puede producir cuando se remezclan a dos pistas señales de entrada de fase casi opuesta, pero varía al menos ligeramente en amplitud o fase. En este caso, la polaridad de la alineación de fase puede cambiar rápidamente, incluso si las propias señales sean razonablemente estables. Este efecto puede ocurrir por ejemplo cuando la frecuencia de un componente de señal tonal coincide con la diferencia de tiempo entre canales, que a su vez puede originarse por ejemplo a partir de la utilización de las técnicas de grabación de micrófono espaciado o de los efectos de audio basados en retardo.
- 25 En el eje de la frecuencia, el cambio de fase abrupto entre las figuras puede ocurrir, por ejemplo, cuando se remezclan a dos pistas dos señales de banda ancha coherentes, pero con retrasos diferentes. Las diferencias de fase se hacen más grandes hacia las bandas más altas, y el envolvimiento en ciertos bordes de banda de frecuencia puede causar una muesca en la región de transición.
- 30 Preferiblemente, los coeficientes de ajuste de fase en $\hat{M}$ se regularizarán en una etapa posterior para evitar las fallas de procesamiento debido a cambios de fase repentinos, ya sea en tiempo, o frecuencia, o ambos. De esa manera se puede obtener una matriz regularizada $\tilde{M}$. Si la regularización 47 se omite, puede haber las fallas de cancelación de señal debido a las diferencias de ajuste de fase en las áreas de superposición de los marcos de tiempo adyacentes, y/o bandas de frecuencia adyacentes.
- 40 La normalización de la energía 48 asegura entonces de forma adaptativa un nivel motivado de energía en la señal de mezcla descendente 40. Los marcos de señal procesada 43 se añaden por superposición en una etapa de superposición 49 a la corriente de datos de salida 40. Téngase en cuenta que hay muchas variaciones disponibles en el diseño de este tipo de estructuras de procesamiento de tiempo y frecuencia. Es posible obtener un procesamiento similar con un orden diferente de los bloques de procesamiento de señales. También, algunos de los bloques se pueden combinar en una etapa de procesamiento único. Además, el enfoque para procesamiento de ventanas 44 o bloques puede reformularse en varias maneras, logrando características de procesamiento similares.
- 45 Las diferentes etapas de la mezcla descendente de alineación de fase se representan en la Fig. 3. Después de tres etapas de procesamiento general se obtiene una matriz de mezcla descendente M , que se utiliza para someter a mezcla descendente la señal de entrada de audio de canales múltiples original 37 a un número de canal diferente.
- 50 La descripción detallada de las diversas subetapas que se necesitan para calcular la matriz M se describen a continuación.
- 55 El método de mezcla descendente de acuerdo con una realización de la invención puede implementarse en un dominio QMF de 64 bandas. Puede aplicarse un banco de filtro QMF uniforme modulado por compleja de 64 bandas.
- 60 A partir de la señal de audio de entrada x (que es equivalente a la señal de audio de entrada 38) en el dominio de tiempo-frecuencia, se calcula una matriz de covarianza valuada por complejo C como matriz $C = E\{x x^H\}$ donde $E\{\cdot\}$ es el operador esperado y x^H es la transposición conjugada de x . En la aplicación práctica, el operador esperado se

sustituye por un operador medio sobre varias muestras de tiempo y/o frecuencia.

El valor absoluto de esta matriz C luego se normaliza en una etapa de normalización de covarianza 50 de tal manera que contenga los valores entre 0 y 1 (los elementos se denominan $c'_{i,j}$ y la matriz se denomina C'. Estos valores expresan la porción de la energía de sonido que es coherente entre los diferentes pares de canales, pero puede tener un desplazamiento de fase. En otras palabras, las señales en fase, fuera de fase, y de fase invertida producen el valor normalizado 1, mientras que las señales incoherentes producen el valor 0.

Estas se transforman en una etapa de cálculo del valor de atracción 51 en datos de control (matriz de valores de atracción A) que representan la atracción de fase entre los pares de canales por una función de mapeo $f(c'_{i,j})$ que se aplica a todas las entradas de la matriz de covarianza absoluta normalizada M'. Aquí, puede utilizarse la fórmula

$$f(c'_{i,j}) = a_{i,j} = \max(0, \min(1, 3c'_{i,j} - 1))$$

(véase la función de mapeo en la Fig. 4).

En esta realización, la función de mapeo $f(c'_{i,j})$ es igual a cero para los valores de covarianza normalizados $c'_{i,j}$ siendo menor que un primer umbral de mapeo 54 y/o donde la función de mapeo $f(c'_{i,j})$ es igual a uno para los valores de covarianza normalizados $c'_{i,j}$ siendo mayor que un segundo umbral de mapeo 55. Por esta característica, la función de mapeo consiste en tres intervalos. Para todos los valores de covarianza normalizados $c'_{i,j}$ siendo menores que el primer umbral de mapeo 54 los coeficientes de atracción de fase $a_{i,j}$ se calculan a cero y, por lo tanto, no se ejecuta el ajuste de fase. Para todos los valores de covarianza normalizados siendo mayor que el primer umbral de mapeo 54 pero menor que el segundo umbral de mapeo 55 los coeficientes de atracción de fase se calculan a un valor entre cero y uno y, por lo tanto, se ejecuta un ajuste de fase parcial. Para todos los valores de covarianza normalizados $c'_{i,j}$ siendo mayor que el segundo umbral de mapeo 55 los coeficientes de atracción de fase se calculan a uno y, por lo tanto, se realiza un ajuste de fase completa.

A partir de estos valores de atracción, se calculan los coeficientes de alineación de fase $v_{i,j}$. Estos describen la cantidad de alineación de fase que se necesita para alinear los canales de atracción de "no cero" de la señal x.

$$v_i = \text{diag} \left(A \cdot D_{q_i^T} \cdot C_x \right)$$

con $D_{q_i^T}$ siendo una matriz diagonal con los elementos de q_i^T en su diagonal. El resultado es una matriz de coeficiente de alineación de fase V.

Los coeficientes $v_{i,j}$ luego se normalizan en una etapa de normalización de matriz de coeficiente de alineación de fase 52 a la magnitud de la matriz de mezcla descendente Q resultante en una matriz de mezcla descendente de alineación de fase normalizada $\hat{M}$ con los elementos

$$\hat{m}_{i,j} = \frac{q_{i,j}}{\|v_{i,j}\|} \cdot v_{i,j}$$

La ventaja de este proceso de mezcla descendente es que los canales con baja atracción no se afectan entre sí, debido a que los ajustes de fase se derivan de la matriz de covarianza de señal medida C. Los canales con alta atracción son de fase cerrada con uno respecto al otro. La fuerza de la modificación de fase depende de las propiedades de correlación.

La solución de la mezcla descendente de alineación de fase reduce la cancelación de la señal entre los canales, pero puede introducir cancelación en la región de transición entre las figuras de tiempo-frecuencia adyacentes, si el coeficiente de ajuste de fase cambia bruscamente. El cambio de fase abrupto en el tiempo puede ocurrir cuando se remezclan a dos pistas las señales de entrada de fase opuesta, pero varía al menos ligeramente en amplitud o fase. En este caso, la polaridad de la alineación de fase puede cambiar rápidamente.

Se define una etapa de regularización adicional 47 que reduce las cancelaciones en las regiones transitorias entre marcos adyacentes debido a los cambios abruptos de los coeficientes de ajuste de fase $v_{i,j}$. Esta regularización y la omisión de los cambios de fase bruscos entre marcos de audio es una ventaja de este proceso de mezcla

descendente propuesto. Este reduce las fallas no deseadas que pueden ocurrir cuando la fase salta entre marcos de audio adyacentes o muescas entre las bandas de frecuencias adyacentes.

5 Hay varias opciones para llevar a cabo la regularización para evitar grandes cambios de fase entre las figuras de tiempo-frecuencia adyacentes. En una realización, se utiliza un método de regularización simple, descrito en detalle a continuación. En el método, un bucle de procesamiento puede estar configurado para ejecutarse en cada figura en tiempo en forma secuencial a partir de la figura de frecuencia más baja a la más alta, y la regularización de fase puede aplicarse de forma recursiva con respecto a las figuras anteriores en tiempo y frecuencia.

10 El efecto práctico del proceso diseñado, descrito a continuación, se ilustra en las Figuras 8 y 9. La Figura 8 muestra un ejemplo de una señal original 37 que tiene dos canales 38 en tiempo. Entre los dos canales 38 existe una diferencia de fase entre canales que aumenta lentamente (IPD) 56. El cambio de fase repentino de $+\pi$ a $-\pi$ da lugar a un cambio abrupto del ajuste de fase no regularizado 57 del primer canal 38 y del ajuste de fase no regularizado 58 del segundo canal 38.

15 Sin embargo, el ajuste de fase regularizada 59 del primer canal 38 y el ajuste de fase regularizada 60 del segundo canal 38 no muestran cambios abruptos.

20 La Figura 9 muestra un ejemplo de una señal original 37 que tiene dos canales 38. Además, se muestra el espectro original 61 de un canal 38 de la señal 37. El espectro de mezcla descendente no alineado (espectro de mezcla descendente pasivo) 62 muestra los efectos de filtro peine. Estos efectos de filtro peine se reducen en el espectro de mezcla descendente no regularizado 63. Sin embargo, tales efectos de filtro peine no son perceptibles en el espectro de mezcla descendente regularizado 64.

25 Una matriz de mezcla descendente de alineación de fase regularizada $\tilde{M}$ puede obtenerse mediante la aplicación de coeficientes de regularización de fase $\theta_{i,j}$ a la matriz $\hat{M}$.

30 Los coeficientes de regularización se calculan en un bucle de procesamiento sobre cada marco de tiempo-frecuencia. La regularización 47 se aplica de forma recursiva en la dirección de tiempo y frecuencia. La diferencia de fase entre segmentos de tiempo adyacentes y bandas de frecuencia se toma en cuenta y son pesados por los valores de atracción resultantes en una matriz pesada M_{dA} . A partir de esta matriz, se derivan los coeficientes de regularización:

$$\hat{\theta}_{i,j} = -\arctan \frac{\text{Im}\{m_{dA_{l,j}}\}}{\text{Re}\{m_{dA_{l,j}}\}}$$

35 Los desplazamientos de fase constante se evitan mediante la aplicación de la regularización a desaparecer a cero por una etapa entre 0 y $\frac{\pi}{2}$, que es dependiente de la energía de señal relativa:

$$\theta_{i,j} = \text{sign}(\hat{\theta}_{i,j}) \cdot \max(0, \|\hat{\theta}_{i,j}\| - \theta_{\text{diff}_{l,j}})$$

40 con

$$\theta_{\text{diff}_{l,j}} = \frac{0,5\pi \cdot \|\hat{m}_{w_{l,j}}(k, l)\|^2}{\|\hat{m}_{w_{l,j}}(k, l)\|^2 + \|\hat{m}_{w_{l,j}}(k-1, l)\|^2 + \|\hat{m}_{w_{l,j}}(k, l-1)\|^2}$$

45 Las entradas de la matriz de mezcla descendente de alineación de fase regularizada $\tilde{M}$ son:

$$\tilde{m}_{i,j} = \hat{m}_{i,j} \cdot e^{i2\pi\theta_{i,j}}.$$

Por último, un vector de mezcla descendente de alineación de fase normalizado por energía se define en una etapa de normalización de energía 53 para cada canal j , formando las hileras de la matriz de mezcla descendente de alineación de fase final:

$$m_j^T = \tilde{m}_j^T \cdot \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N c_{k,k} \cdot q_{j,k}^2}{\tilde{m}_j^T \cdot C \cdot \tilde{m}_j^*}}$$

Después del cálculo de la matriz M , se calcula el material de audio de salida. Los canales de salida del dominio QMF son sumas pesadas de los canales de entrada QMF. Los pesos valuados por complejo que incorporan el procesamiento de alineación de fase adaptativa son los elementos de la matriz M :

$$y = M \cdot x$$

Es posible transferir algunas etapas de procesamiento al codificador 1. Esto reduciría fuertemente la complejidad de procesamiento de la mezcla descendente 7 en el decodificador 2. También proporcionaría la posibilidad de reaccionar a las señales de audio de entrada 37, donde la versión estándar del elemento de mezcla descendente produciría las fallas. Entonces, sería posible actualizar las reglas de procesamiento de mezcla descendente sin cambiar el decodificador 2 y podría mejorarse la calidad de mezcla descendente.

Existen múltiples posibilidades de que parte de la mezcla descendente de alineación de fase pueda transferirse al codificador 1. Es posible transferir el cálculo completo de los coeficientes de alineación de fase $v_{i,j}$ al codificador 1. Los coeficientes de alineación de fase $v_{i,j}$ entonces necesitan ser transmitidos en la corriente de bits 7, pero a menudo son cero y podrían ser cuantificados en una manera motivada. Dado que los coeficientes de alineación de fase $v_{i,j}$ son fuertemente dependientes de la matriz prototipo de mezcla descendente Q esta matriz Q tiene que ser conocida en el lado del codificador. Esto restringe la configuración posible del canal de salida. La etapa de ecualizador o de normalización de energía podría entonces incluirse en el proceso de codificación o llevarse a cabo en el decodificador 2, ya que es una etapa de procesamiento sin complicaciones y claramente definida.

Otra posibilidad es transferir el cálculo de la matriz de covarianza C al codificador 1. Entonces, los elementos de la matriz de covarianza C tienen que ser transmitidos en la corriente de bits 7. Esta versión permite configuraciones de renderización flexibles en el receptor 2, pero necesita más datos adicionales en la corriente de bits 7.

A continuación, se describe una realización preferida de la invención.

Las señales de audio 37 que se introducen en el convertidor de formato 42 se denominan, a continuación, señales de entrada. Las señales de audio 40 que son el resultado del proceso de conversión de formato se denominan señales de salida. Téngase en cuenta que las señales de entrada de audio 37 del convertidor de formato son señales de salida de audio del decodificador de núcleo 6.

Los vectores y matrices se indican mediante símbolos en negrita. Los elementos del vector o los elementos de la matriz se indican con variables cursivas suplementadas con índices que indican la hilera/columna del elemento de

vector/matriz en el vector/matriz, por ejemplo, $[y_1 \cdots y_A \cdots y_N] = \mathbf{y}$ indica un vector y sus elementos. Similarmente, $M_{a,b}$ indica el elemento en la a ésima hilera y en la b ésima columna de una matriz $\mathbf{M}$.

Se utilizan las siguientes variables:

N_{in}	Número de canales en la configuración del canal de entrada
N_{out}	Número de canales en la configuración del de salida
M_{DMX}	Matriz de mezcla descendente que contiene los coeficientes de mezcla descendente no negativos con valores reales (ganancias de mezcla descendente), M_{DMX} es de dimensión ($N_{out} \times N_{in}$)
G_{EQ}	Matriz que consiste en valores de ganancia por banda de procesamiento de determinación de las respuestas de frecuencia de filtros de ecualización
I_{EQ}	Vector que señala qué filtros de ecualizador aplican a los canales de entrada (si existe)

	L	Longitud de marco medido en muestras de audio de dominio de tiempo
	v	Índice de muestra de dominio de tiempo
	n	Índice de segmentos de tiempo QMF (= índice de muestra de sub-banda)
	L_n	Longitud de marco medido en segmentos QMF
5	F	Índice de marco (número de marco)
	K	Número de bandas de frecuencia QMF híbridas, $K = 77$
	k	Índice de banda QMF (1 .. 64) o índice de banda QMF híbrida (1 .. K)
	A, B	Índices de canal (números de canal de configuraciones de canal)
	ϵ	Constante numérica, $\epsilon = 10^{-35}$
10	Una inicialización del convertidor de formato 42 se lleva a cabo antes de que comience el procesamiento de las muestras de audio suministradas por el decodificador de núcleo 6.	
	La inicialización tiene en cuenta como parámetros de entrada	
15	La velocidad de muestreo de los datos de audio para procesar.	
	Un parámetro format_in que señala la configuración de canal de los datos de audio para procesar con el conversor de formatos.	
20	Un parámetro format_out que señala la configuración del canal del formato de salida deseado.	
	Opcional: Parámetros que señalan la desviación de las posiciones de los altavoces de una configuración de altavoces estándar (funcionalidad de configuración al azar).	
25	Devuelve	
	El número de canales de la configuración de altavoces de entrada, N_{in},	
	el número de canales de la configuración de salida de altavoz, N_{out},	
30	una matriz de mezcla descendente M_{DMX} y la ecualización de parámetros de filtro ($\mathbf{I}_{EQ}$, $\mathbf{G}_{EQ}$) que se aplican en el tratamiento de la señal de audio del convertidor de formato 42.	
	Valores de ganancia y retraso de recorte ($T_{g,A}$ y $T_{d,A}$) para compensar las distancias variables de los altavoces.	
	El bloque de procesamiento de audio del convertidor de formato de 42 obtiene muestras de audio de dominio de tiempo 37 para canales N_{in} 38 a partir del decodificador de núcleo 6 y genera una señal de salida de audio de	
35	dominio de tiempo remezclada a dos pistas 40 que consiste en canales N_{out} 41.	
	El procesamiento toma como entrada	
	Los datos de audio decodificados por el decodificador de núcleo 6,	
40	la matriz de mezcla descendente M_{DMX} devuelta por la inicialización del convertidor de formato 42,	
	los parámetros de filtro de ecualización ($\mathbf{I}_{EQ}$, $\mathbf{G}_{EQ}$) devueltos por la inicialización del convertidor de formato 42.	
	Se devuelve una señal de salida de dominio de tiempo de canal N_{out} 40 para la configuración de canal format_out señalada durante la inicialización del convertidor de formato 42.	
45	El convertidor de formato 42 puede operar en marcos contiguos, no superpuestos, de muestras de dominio de tiempo de longitud $L = 2048$ de las señales de audio de entrada y da salida a un marco de muestras L por marco de entrada procesado de longitud L .	
50	Además, un puede ejecutarse una transformada T/F (análisis de QMF híbrido). Como la primera etapa de procesamiento el convertidor transforma muestras $L=2048$ de la señal de entrada de dominio de tiempo de canal	

$N_{in} \left[\tilde{y}_{ch,1}^v \cdots \tilde{y}_{ch,N_{in}}^v \right] = \tilde{y}_{ch}^v$ a una representación de señal de canal QMF N_{in} híbrido que consiste en segmentos de tiempo QMF $L_n = 32$ (índice de segmentos n) y bandas de frecuencia $K = 77$ (índice de banda k). Un análisis de QMF de acuerdo con ISO/IEC 23003-2:2010, subsección 7.14.2.2, se realiza primero

$$\left[\hat{y}_{ch,1}^{n,k} \cdots \hat{y}_{ch,N_{in}}^{n,k} \right] = \hat{y}_{ch}^{n,k} = \text{AnálisisQmf} \left(\tilde{y}_{ch}^v \right)$$

Con $0 \leq v < L$ y $0 \leq n < L_n$,

seguido por un análisis híbrido

$$\left[y_{ch,1}^{n,k} \cdots y_{ch,N_{in}}^{n,k} \right] = y_{ch}^{n,k} = \text{Análisis Híbrido} \left(\hat{y}_{ch}^{n,k} \right).$$

El filtrado híbrido se llevará a cabo como se describe en 8.6.4.3 de la norma ISO/IEC 14496-3:2009. Sin embargo, la definición de división de frecuencia baja (Tabla 8.36 de la norma ISO/IEC 14496-3:2009) puede reemplazarse por la siguiente tabla:

Revisión de división de baja frecuencia para el banco de filtro híbrido de banda 77

QMF sub-banda p	Número de bandas Q^p	Filtro
0	8	Tipo A
1	4	
2	4	

Además, las definiciones del filtro prototipo tienen que ser reemplazadas por los coeficientes en la siguiente tabla:

Coeficientes del filtro prototipo para los filtros que dividen las sub-bandas de QMF menores para el banco de filtros híbrido de banda 77

n	$g^0[n], Q^0=8$	$g^{1,2}[n], Q^{1,2}=4$
0	0,00746082949812	-0,00305151927305
1	0,02270420949825	-0,00794862316203
2	0,04546865930473	0,0
3	0,07266113929591	0,04318924038756
4	0,09885108575264	0,12542448210445
5	0,11793710567217	0,21227807049160
6	0,125	0,25
7	0,11793710567217	0,21227807049160
8	0,09885108575264	0,12542448210445
9	0,07266113929591	0,04318924038756
10	0,04546865930473	0,0
11	0,02270420949825	-0,00794862316203
12	0,00746082949812	-0,00305151927305

Además, contrariamente a 8.6.4.3 de la norma ISO/IEC 14496-3:2009, no hay combinación de sub-sub-bandas, es decir, mediante la división de las 3 sub-bandas QMF en (8, 4, 4) sub-sub-bandas se forma un banco de filtro híbrido de banda 77. Las bandas QMF híbridas 77 no se reordenan, sino que se transmiten en el orden que sigue del banco de filtros híbrido, véase la Fig. 10.

Ahora, pueden aplicarse las ganancias del ecualizador estático. El convertidor 42 aplica ganancias de fase cero a los canales de entrada 38 según lo señalado por las variables I_{EQ} y G_{EQ} .

I_{EQ} es un vector de longitud N_{in} que señala para cada canal A de los canales de entrada N_{in}

- que ningún filtro de ecualización tiene que ser aplicado al canal de entrada particular: $I_{EQ,A} = 0$,

- o que tienen que ser aplicadas las ganancias de $\mathbf{G}_{EQ}$ correspondientes al filtro ecualizador con índice $I_{EQ,A} > 0$.

En el caso de $I_{EQ,A} > 0$ para el canal de entrada A , la señal de entrada del canal A se filtra por la multiplicación

- 5 con ganancias de fase cero obtenidas a partir de la columna de la $\mathbf{G}_{EQ}$ matriz señalada por $I_{EQ,A}$:

$$y_{EQ, ch, A}^{n,k} = \begin{cases} y_{ch, A}^{n,k} \cdot G_{EQ, I_{EQ,A}}^k & \text{si } I_{EQ,A} > 0 \\ y_{ch, A}^{n,k} & \text{si } I_{EQ,A} = 0 \end{cases}$$

- 10 Téngase en cuenta que todas las siguientes etapas de procesamiento hasta la transformación en señales de dominio de tiempo se llevan a cabo de forma individual para cada banda de frecuencia QMF híbrida k e independientemente de k . El parámetro de banda de frecuencia k por lo tanto se omite en las siguientes ecuaciones, por ejemplo, $y_{EQ, ch}^n = y_{EQ, ch}^{n,k}$ para cada banda de frecuencia k .

- 15 Además, se puede realizar una actualización de los datos de entrada y una ventana de datos de entrada de señal adaptativa. Dejar que F sea un índice de marco de incremento monótono que indique el marco actual de los datos de entrada, por ejemplo, $y_{EQ, ch}^{F,n} = y_{EQ, ch}^n$ para el marco F , a partir de $F = 0$ para el primer marco de datos de entrada después de la inicialización del convertidor de formato 42. Un marco de análisis de longitud $2 * L_n$ está formulado a partir de los espectros de QMF híbrido de entrada como

20

$$y_{in, ch}^{F,n} = \begin{cases} 0 & \text{para } 0 \leq n < L_n, F = 0 \\ y_{in, ch}^{F-1, n+L_n} & \text{para } 0 \leq n < L_n, F > 0 \\ y_{EQ, ch}^{F, n-L_n} & \text{para } L_n \leq n < 2L_n, F \geq 0 \end{cases}$$

El marco de análisis se multiplica por una ventana de análisis $w^{F,n}$ de acuerdo con

25

$$y_{w, ch}^{F,n} = y_{in, ch}^{F,n} \cdot w^{F,n} \quad \text{para } 0 \leq n < 2L_n,$$

donde $w^{F,n}$ es una ventana adaptativa de señal que se calcula para cada marco F como sigue:

$$U^{F,n} = \begin{cases} \text{eps} & \text{para } n = 0, F = 0 \\ \sum_{A=1}^{N_{in}} |y_{in, ch, A}^{F-1, L_n-1}|^2 & \text{para } n = 0, F > 0 \\ \text{eps} + \sum_{A=1}^{N_{in}} |y_{in, ch, A}^{F, n-1}|^2 & \text{para } 1 \leq n \leq L_n, F \geq 0 \end{cases},$$

$$W^{F,n} = \text{eps} + \left| 10 \log_{10} \left(\frac{U^{F,n+1}}{U^{F,n}} \right) \right| \cdot (U^{F,n+1} + U^{F,n}) \quad \text{para} \quad 0 \leq n < L_n ,$$

$$W_{\text{cumsum}}^{F,n} = \sum_{m=0}^n W^{F,m} \quad \text{para} \quad 0 \leq n < L_n ,$$

$$w^{F,n} = \begin{cases} 1 - w^{F-1,n+L_n} & \text{para} \quad 0 \leq n < L_n \\ 1 - \frac{W_{\text{cumsum}}^{F,n-L_n}}{W_{\text{cumsum}}^{F,L_n-1}} & \text{para} \quad L_n \leq n < 2L_n \end{cases}$$

Ahora, se puede realizar un análisis de covarianza. Un análisis de covarianza se realiza en los datos de entrada de ventana, donde el operador esperado $E(\cdot)$ se implementa como una suma de los auto-/cross-terms sobre los segmentos de tiempo QMF $2L_n$ del marco de datos de entrada de ventana F . Los próximos pasos de procesamiento se realizan de forma independiente para cada marco de procesamiento F . El índice F , por lo tanto, se omite hasta que se necesite por propósitos de claridad, por ejemplo, $\mathbf{y}_{w, \text{ch}}^n = \mathbf{y}_{w, \text{ch}}^{F,n}$ para el marco F .

- 10 Téngase en cuenta que $\mathbf{y}_{w, \text{ch}}^n$ indica un vector de fila con elementos N_{in} en caso de canales de entrada N_{in} . Entonces, la matriz del valor de covarianza se forma así

$$\mathbf{C}_y = E \left(\left(\mathbf{y}_{w, \text{ch}}^n \right)^T \left(\mathbf{y}_{w, \text{ch}}^n \right)^* \right) = \sum_{n=0}^{2L_n-1} \left(\mathbf{y}_{w, \text{ch}}^n \right)^T \left(\mathbf{y}_{w, \text{ch}}^n \right)^* ,$$

- 15 donde $(\cdot)^T$ denota la transpuesta y $(\cdot)^*$ denota el conjugado complejo de una variable y $\mathbf{C}_y$ es una matriz $N_{\text{in}} \times N_{\text{in}}$ que se calcula una vez por marco F .

Desde la matriz de covarianza $\mathbf{C}_y$ los coeficientes de correlación entre canales entre los canales A y B se derivan como

20

$$ICC_{A,B} = \frac{|C_{y,A,B}|}{\text{eps} + \sqrt{C_{y,A,A} \cdot C_{y,B,B}}} ,$$

donde los dos índices en una notación $C_{y,a,b}$ denotan el elemento de matriz en la a ésima hilera y b ésima columna de $\mathbf{C}_y$.

25

Además, puede formularse una matriz de alineación de fase. Los valores de $ICC_{A,B}$ se mapean a una matriz de medición de atracción $\mathbf{T}$ con elementos

$$T_{A,B} = \begin{cases} \min(0,25, \max(0, 0,625 \cdot ICC_{A,B} - 0,3)) & \text{para} \quad A \neq B \\ 1 & \text{para} \quad A = B \end{cases} ,$$

y se formula una matriz de mezcla de alineación de fase intermedia $\mathbf{M}_{\text{int}}$ (equivalente a la matriz de coeficiente de alineación fase normalizada en las realizaciones anteriores). Con una matriz de valor de atracción $\mathbf{M}$

$$P_{A,B} = T_{A,B} \cdot C_{y,A,B}$$

y

$$\mathbf{V} = \mathbf{M}_{\text{DMX}} \mathbf{P}$$

los elementos de matriz se derivan como

$$M_{\text{int},A,B} = M_{\text{DMX},A,B} \cdot \exp(j \arg(V_{A,B}))$$

donde $\exp(\cdot)$ denota la función exponencial, $j = \sqrt{-1}$ es la unidad imaginaria, y $\arg(\cdot)$ retorna el argumento de las variables valoradas por complejo.

La matriz de mezcla de alineación de fase intermedia $\mathbf{M}_{\text{int}}$ se modifica para evitar cambios de fase abruptos, resultantes en $\mathbf{M}_{\text{mod}}$: En primer lugar, una matriz de pesado $\mathbf{D}^F$ se define para cada marco F como una matriz diagonal con elementos $D_{A,A}^F = \sqrt{C_{y,A,A}^F}$. El cambio de fase de la matriz de mezcla en el tiempo (es decir, sobre los marcos) se mide mediante la comparación de la matriz de mezcla intermedia pesada corriente y la matriz de mezcla resultante pesada $\mathbf{M}_{\text{mod}}$ del marco anterior:

$$\mathbf{M}_{\text{cmp_curr}}^F = \mathbf{M}_{\text{int}}^F \mathbf{D}^F$$

$$\mathbf{M}_{\text{cmp_prev}}^F = \begin{cases} \mathbf{M}_{\text{DMX}} & \text{para } F = 0 \\ \mathbf{M}_{\text{mod}}^{F-1} \mathbf{D}^{F-1} & \text{para } F > 0 \end{cases}$$

$$M_{\text{cmp_cross},A,B}^F = M_{\text{cmp_curr},A,B}^F \cdot (M_{\text{cmp_prev},A,B}^F)^*$$

$$\mathbf{M}_{\text{cmp}}^F = \mathbf{M}_{\text{cmp_cross}}^F \mathbf{T}^F$$

$$\theta_{A,B}^F = \arg(M_{\text{cmp},A,B}^F)$$

El cambio de fase medido de la matriz de mezcla intermedia se procesa para obtener un parámetro de modificación de fase que se aplica a la matriz de mezcla intermedia $\mathbf{M}_{\text{int}}$, resultante en $\mathbf{M}_{\text{mod}}$ (equivalente a la matriz de coeficientes de alineación de fase regularizada):

$$\theta_{\text{mod},A,B}^F = -\text{sgn}(\theta_{A,B}^F) \cdot \max\left(0, \left|\theta_{A,B}^F\right| - \frac{\pi}{4}\right)$$

$$M_{\text{mod},A,B}^F = M_{\text{int},A,B}^F \cdot \exp(j \cdot \theta_{\text{mod},A,B}^F)$$

Una escalada de energía se aplica a la matriz de mezcla para obtener la matriz de mezcla de alineación de fase final $\mathbf{M}_{\text{PA}}$. Con

$$\mathbf{M}_{Cy} = \mathbf{M}_{\text{mod}} \mathbf{C}_y \mathbf{M}_{\text{mod}}^H,$$

donde $(\cdot)^H$ denota el operador de transposición conjugado, y

$$S_B = \sqrt{\frac{\sum_{A=1}^{N_{in}} M_{\text{DMX},B,A} \cdot M_{\text{DMX},B,A} \cdot C_{y,A,A}}{\text{eps} + M_{Cy,B,B}}},$$

$$S_{\text{lim},B} = \min(S_{\text{max}}, \max(S_{\text{min}}, S_B)),$$

donde los límites se definen como $S_{\text{max}} = 10^{0.4}$ y $S_{\text{min}} = 10^{-0.5}$, los elementos de matriz de mezclas de alineación de fase final siguen como

$$M_{\text{PA},B,A} = S_{\text{lim},B} \cdot M_{\text{mod},B,A}.$$

En una etapa adicional, se pueden calcular los datos de salida. Las señales de salida para el marco corriente F se calculan aplicando la misma matriz de mezcla descendente valuada por complejo $\mathbf{M}_{\text{PA}}^F$ a todos segmentos de tiempo n $2L_n$ del vector de datos de entrada de ventana $\mathbf{y}_{w, \text{ch}}^n$:

$$\tilde{\mathbf{z}}_{\text{ch}}^{F,n} = \left(\mathbf{M}_{\text{PA}}^F \left(\mathbf{y}_{w, \text{ch}}^{F,n} \right)^T \right)^T \quad \text{para} \quad 0 \leq n < 2L_n.$$

Una etapa de adición por superposición se aplica al marco de señal de salida recién calculado $\tilde{\mathbf{z}}_{\text{ch}}^{F,n}$ para llegar a las señales de salida de dominio de frecuencia final que comprenden muestras L_n por canal para el marco F ,

$$\mathbf{z}_{\text{ch}}^{F,n} = \begin{cases} \tilde{\mathbf{z}}_{\text{ch}}^{F,n} & \text{para} \quad F = 0, \quad 0 \leq n < L_n \\ \tilde{\mathbf{z}}_{\text{ch}}^{F,n} + \tilde{\mathbf{z}}_{\text{ch}}^{F-1, n+L_n} & \text{para} \quad F > 0, \quad 0 \leq n < L_n \end{cases}$$

Ahora, se puede realizar una transformación F/T (síntesis QMF híbrida). Téngase en cuenta que las etapas de procesamiento descritas anteriormente tienen que llevarse a cabo para cada banda de QMF híbrido k de forma independiente. En las siguientes formulaciones, el índice de banda k se reintroduce, es decir, $\mathbf{z}_{\text{ch}}^{F,n,k} = \mathbf{z}_{\text{ch}}^{F,n}$. La señal de salida en el dominio de frecuencia QMF híbrido $\mathbf{z}_{\text{ch}}^{F,n,k}$ se transforma en un marco de señal de dominio de tiempo del canal N_{out} de longitud de muestras de dominio de tiempo L por canal de salida B , produciendo la señal de salida en el dominio de tiempo final $\tilde{\mathbf{z}}_{\text{ch}}^{F,\nu}$:

La síntesis híbrida

$$\hat{\mathbf{z}}_{\text{ch}}^{F,n,k} = \text{Síntesis Híbrida} \left(\mathbf{z}_{\text{ch}}^{F,n,k} \right)$$

puede llevarse a cabo tal como se define en la Figura 8.21 de la norma ISO/IEC 14496-3:2009, es decir, mediante la suma de las sub-sub-bandas de las tres sub-bandas de QMF más bajas para obtener las tres sub-bandas de QMF más bajas de la representación de QMF de la banda 64. Sin embargo, el procesamiento mostrado en la Figura 8.21 de la norma ISO/IEC 14496-3:2009 tiene que adaptarse a la división de banda de baja frecuencia (8, 4, 4) en lugar de la división de baja frecuencia (6, 2, 2) mostrada.

La síntesis QMF posterior

$$\tilde{\mathbf{z}}_{\text{ch}}^{F,\nu} = \text{SíntesisQMF} \left(\hat{\mathbf{z}}_{\text{ch}}^{F,n,k} \right)$$

puede llevarse a cabo tal como se define en la norma ISO/IEC 23003-2:2010, 7.14.2.2 subcláusula.

5

Si las posiciones de altavoces de salida difieren en el radio (es decir, si trim_A no es igual para todos los canales de salida A), los parámetros de compensación derivados en la inicialización pueden aplicarse a las señales de salida.

La señal del canal de salida A se retrasa por muestras de dominio de tiempo $T_{d,A}$ y la señal también se multiplica por la ganancia lineal $T_{g,A}$.

10

Con respecto al decodificador y codificador y a los métodos de las realizaciones descritas se menciona lo siguiente: Aunque algunos aspectos se han descrito en el contexto de un aparato, es claro que estos aspectos también representan una descripción del método correspondiente, donde un bloque o dispositivo corresponde a una etapa de procedimiento o a una función de una etapa de procedimiento. Análogamente, los aspectos descritos en el contexto de una etapa de un método también representan una descripción de un bloque o elemento o función correspondiente de un aparato correspondiente.

15

Dependiendo de ciertos requisitos de implementación, las realizaciones de la invención pueden implementarse en hardware o en software. La implementación puede realizarse utilizando un medio de almacenamiento digital, por ejemplo, un disquete, un DVD, un CD, una ROM, una PROM, una EPROM, una EEPROM o una memoria FLASH, que tenga señales de control legibles electrónicamente almacenadas en el mismo, que cooperan (o son capaces de cooperar) con un sistema de ordenador programable de manera tal que se lleve a cabo el método respectivo.

20

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

25

En general, las realizaciones de la presente invención pueden implementarse como un producto de programa de ordenador con un código de programa, siendo el código de programa operativo para llevar a cabo uno de los métodos cuando el producto del programa de ordenador se ejecuta en un ordenador. El código de programa puede, por ejemplo, almacenarse en un soporte legible en una máquina.

30

Otras realizaciones comprenden el programa de ordenador para realizar uno de los métodos descritos en la presente, almacenado en un soporte legible en una máquina o un medio de almacenamiento no transitorio.

35

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

40

Una realización adicional de los métodos de la invención es, por lo 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 de ordenador para realizar uno de los métodos descritos en la presente.

45

Una realización adicional del método de la invención es, por lo tanto, una corriente de datos o una secuencia de señales que representa el programa de ordenador para realizar uno de los métodos descritos en la presente. La corriente de datos o la secuencia de señales pueden por ejemplo estar configuradas para ser transferidas a través de una conexión de comunicación de datos, por ejemplo, a través de Internet.

50

Una realización adicional comprende un medio de procesamiento, por ejemplo, un ordenador, o un dispositivo lógico programable, configurado para o adaptado para llevar a cabo uno de los métodos descritos en la presente.

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

55

En algunas realizaciones, un dispositivo lógico programable (por ejemplo, una matriz de puertas programables en campo) puede utilizarse para llevar a cabo todas o algunas de las funcionalidades de los métodos descritos en la presente. En algunas realizaciones, una matriz de puertas programables en campo puede cooperar con un microprocesador para llevar a cabo uno de los métodos descritos en la presente. En general, los métodos se llevan a cabo ventajosamente por cualquier aparato de hardware.

Aunque esta invención ha sido descrita en términos de varias formas realizaciones, hay alteraciones, permutaciones y equivalentes que están dentro del alcance de esta invención. Asimismo, hay que señalar que hay muchas formas alternativas de implementar los métodos y composiciones de la presente invención. Por tanto, se pretende que las

5 siguientes reivindicaciones adjuntas definan el alcance de protección de la presente invención.

REIVINDICACIONES

1. Un decodificador de procesamiento de señal de audio que tiene al menos una banda de frecuencia (36) y que está configurado para el procesamiento de una señal de audio de entrada (37) que tiene una pluralidad de canales de entrada (38) en la al menos una banda de frecuencia (36), **caracterizado porque** el decodificador (1) está configurado para alinear las fases de los canales de entrada (38) dependientes de las dependencias entre canales (39) entre los canales de entrada (38), en el que las fases de los canales de entrada (38) están más alineadas entre sí cuando más alta es la dependencia entre su canales (39); y someter a mezcla descendente la señal de audio de entrada alineada con una señal de audio de salida (40) que tiene un menor número de canales de salida (41) que el número de canales de entrada (38).
2. Un decodificador de acuerdo con la reivindicación 1, en el que el decodificador (2) está configurado para analizar la señal de audio de entrada (37) en la banda de frecuencia (36), con el fin de identificar las dependencias entre canales (39) entre los canales de audio de entrada (38) o para recibir las dependencias entre canales (39) entre los canales de entrada (38) desde un dispositivo externo, tal como desde un codificador (1), que proporciona la señal de audio de entrada (37).
3. Un decodificador de acuerdo con la reivindicación 1 o 2, en el que el decodificador (2) está configurado para normalizar la energía de la señal de audio de salida (40) con base en una determinada energía de la señal de audio de entrada (37), en el que el decodificador (2) es configurado para determinar la energía de señal de la señal de audio de entrada (37) o para recibir la energía determinada de la señal de audio de entrada (37) desde un dispositivo externo, tal como desde un codificador (1), que proporciona la señal de audio de entrada (37).
4. Un decodificador de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 3, en el que el decodificador (2) comprende un elemento de mezcla descendente (42) para someter a mezcla descendente la señal de entrada de audio (37) con base en una matriz de mezcla descendente (M, M_{PA}), en el que el decodificador (1) está configurado para calcular la matriz de mezcla descendente (M, M_{PA}), de tal manera que las fases de los canales de entrada (38) estén alineados sobre la base de las dependencias entre canales identificados (39) o para recibir una matriz de mezcla descendente (M, M_{PA}) calculada de tal manera que las fases de los canales de entrada (38) estén alineados sobre la base de las dependencias entre canales identificados (39) desde un dispositivo externo, tal como desde un codificador (1), que proporciona la señal de audio de entrada (37).
5. Un decodificador de acuerdo con la reivindicación 4, en el que el decodificador (2) está configurado para calcular la matriz de mezcla descendente (M, M_{PA}) de tal manera que la energía de la señal de audio de salida (41) esté normalizada con base en la energía determinada de la señal de audio de entrada (37) o para recibir la matriz de mezcla descendente (M, M_{PA}), calculada de tal manera que la energía de la señal de audio de salida (41) esté normalizada con base en la energía determinada de la señal de audio de entrada (37) desde un dispositivo externo, tal como de un codificador (1), que proporciona la señal de audio de entrada (37).
6. Un decodificador de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 5, en el que el decodificador (2) está configurado para analizar intervalos de tiempo (43) de la señal de entrada de audio (37) utilizando una función de ventana, donde las dependencias entre canales (39) están determinadas para cada marco de tiempo (43) o en el que el decodificador (2) está configurado para recibir un análisis de intervalos de tiempo (43) de la señal de audio de entrada (37) utilizando una función de ventana, donde las dependencias entre canales (39) están determinadas para cada marco de tiempo (43), desde un dispositivo externo, tal como desde un codificador (1), que proporciona la señal de audio de entrada (37).
7. Un decodificador de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 6, en el que el decodificador (2) está configurado para calcular una matriz de valores de covarianza (C, C_y), en el que los valores de covarianza ($c_{ij}, c_{y,A,B}$) expresan la dependencia entre canales (39) de un par de canales de audio de entrada (38) o donde el decodificador (2) está configurado para recibir una matriz de valores de covarianza (C, C_y), en el que los valores de covarianza ($c_{ij}, c_{y,A,B}$) expresan la dependencia entre canales (39) de un par de canales de audio de entrada (38), a partir de un dispositivo externo, tal como desde un codificador (1), que proporciona la señal de audio de entrada (37).
8. Un decodificador de acuerdo con la reivindicación 7, en el que el decodificador (2) está configurado para establecer una matriz de valores de atracción (A, P) mediante la aplicación de una función de mapeo ($f(c'_{ij}), T_{A,B}$) a la matriz de valor de covarianza (C, C_y) o a una matriz (C') derivado de la matriz de valor de covarianza (C, C_y) o para recibir una matriz de valor de atracción (A, P) establecida por la aplicación de una función de mapeo ($f(c'_{ij}), T_{A,B}$) a la matriz de valor de covarianza (C, C_y) o a una matriz (C') derivados de la matriz de valor de covarianza (C, C_y), en el que el gradiente de la función de mapeo ($f(c'_{ij}), T_{A,B}$) es preferiblemente mayor o igual a cero para todos los valores de covarianza ($c_{ij}, c_{y,A,B}$) o valores ($c'_{ij}, ICC_{A,B}$) derivados de los valores de covarianza ($c_{ij}, c_{y,A,B}$) y en

el que la función de mapeo $(f(c'_{ij}), T_{A,B})$ preferiblemente alcanza valores entre cero y uno para los valores de entrada entre cero y uno.

5 9. Un decodificador de acuerdo con la reivindicación 8, en el que la función de mapeo $(f(c'_{ij}), T_{A,B})$ es una función no lineal.

10. Un decodificador de acuerdo con la reivindicación 8 o 9, en el que la función de mapeo $(f(c'_{ij}), T_{A,B})$ es igual a cero para los valores de covarianza $(c_{ij}, C_{y,A,B})$ o valores $(c'_{ij}, ICC_{A,B})$ derivados de los valores de covarianza $(c_{ij}, C_{y,A,B})$ que es menor que un primer umbral de mapeo y/o en el que la función de mapeo $(f(c'_{ij}), T_{A,B})$ es igual a uno para los
10 valores de covarianza $(c_{ij}, C_{y,A,B})$ o valores $(c'_{ij}, ICC_{A,B})$ derivados de los valores de covarianza $(c_{ij}, C_{y,A,B})$ siendo más grande que un segundo umbral de mapeo.

11. Un decodificador de acuerdo con una de las reivindicaciones 8 a 10, en el que la función de mapeo $(f(c'_{ij}), T_{A,B})$ está representada por una función que forma una curva en forma de S.
15

12. Un decodificador de acuerdo con una de las reivindicaciones 7 a 11, en el que el decodificador (2) está configurado para calcular una matriz de coeficiente de alineación de fase (V, M_{int}) , donde la matriz de coeficiente de alineación de fase (V, M_{int}) se basa en la matriz de valor de covarianza (C, C_v) y en una matriz prototipo de mezcla descendente (Q, M_{DMX}) o para recibir una matriz de coeficiente de alineación de fase (V, M_{int}) , donde la matriz de
20 coeficiente de alineación de fase (V, M_{int}) se basa en la matriz de valor de covarianza (C, C_v) y en una matriz prototipo de mezcla descendente (Q, M_{DMX}) , desde un dispositivo externo, tal como desde un codificador (1), que proporciona la señal de audio de entrada (37).

13. Un decodificador de acuerdo con la reivindicación 12, en el que las fases y/o las amplitudes de los coeficientes
25 de mezcla descendente $(m_{ij}, M_{PA,A,B})$ de la matriz de mezcla descendente (M, M_{PA}) están formuladas para ser regular en el tiempo, de modo que se eviten las fallas temporales debido a la cancelación de señal entre los marcos de tiempo adyacentes (43).

14. Un decodificador de acuerdo con la reivindicación 12 o 13, en el que las fases y/o las amplitudes de los
30 coeficientes de mezcla descendente $(m_{ij}, M_{PA,A,B})$ de la matriz de mezcla descendente (M, M_{PA}) están formuladas para ser regulares sobre la frecuencia, de modo que se eviten las fallas espectrales debido a la cancelación de la señal entre las bandas de frecuencia adyacentes (36).

15. Un decodificador de acuerdo con una de las reivindicaciones 12 a 14, en el que el decodificador (2) está
35 configurado para establecer una matriz de coeficiente de alineación de fase regularizada $(\tilde{M}, M_{mod})$ sobre la base de la matriz de coeficientes de alineación de fase (V, M_{int}) o para recibir una matriz de coeficiente de alineación de fase regularizada $(\tilde{M}, M_{mod})$ con base en la matriz de coeficiente de alineación de fase (V, M_{int}) desde un dispositivo externo, tal como desde un codificador (1), que proporciona la señal de audio de entrada (37).

40 16. Un decodificador de acuerdo con la reivindicación 15, en el que la matriz de mezcla descendente (M, M_{PA}) se basa en la matriz de coeficiente de alineación de fase regularizada $(\tilde{M}, M_{mod})$.

17. Un codificador de procesamiento de señal de audio que tiene al menos una banda de frecuencia (36) y que está
45 configurado para el procesamiento de una señal de entrada de audio (37) que tiene una pluralidad de canales de entrada (38) en la al menos una banda de frecuencia (36), **caracterizado porque** el codificador (1) está configurado para alinear las fases de los canales de entrada (38) dependientes de las dependencias entre canales (39) entre los canales de entrada (38), donde las fases de los canales de entrada (38) están más alineadas entre sí cuando más alta es la dependencia entre sus canales (39); y
50 someter a mezcla descendente la señal de audio de entrada alineada con una señal de audio de salida (40) que tiene un menor número de canales de salida (41) que el número de canales de entrada (38).

18. Un sistema, que comprende:

55 un codificador de procesamiento de señal de audio (1) que tiene al menos una banda de frecuencia (36) y que está configurado para la salida de una corriente de bits (7), en el que la corriente de bits (7) contiene una señal de audio codificada (37) en la banda de frecuencia (36), en el que la señal de audio codificada (37) tiene una pluralidad de canales codificados (38) en la al menos una banda de frecuencia (36), y

un codificador de procesamiento de señal de audio (1) según la reivindicación 1, que está configurado para procesar la señal de audio codificada (37) como una señal de audio de entrada (37) que tiene una pluralidad de canales de entrada (38) en la al menos una banda de frecuencia (36);

en el que el codificador (1) está configurado para determinar las dependencias entre canales (39) entre los canales de entrada (38) de la señal de audio de entrada (37) y para dar salida a las dependencias entre canales (39) dentro de la corriente de bits (7);

en el que el decodificador (2) está configurado para recibir las dependencias entre canales (39) entre los canales de entrada (38) desde el decodificador (1).

19. Un sistema, que comprende:

un codificador de procesamiento de señal de audio (1) que tiene al menos una banda de frecuencia (36) y que está configurado para la salida de una corriente de bits (7), en el que la corriente de bits (7) contiene una señal de audio codificada (37) en la banda de frecuencia (36), en el que la señal de audio codificada (37) tiene una pluralidad de canales codificados (38) en la al menos una banda de frecuencia (36), y

un codificador de procesamiento de señal de audio (1) según la reivindicación 1, que está configurado para procesar la señal de audio codificada (37) como una señal de audio de entrada (37) que tiene una pluralidad de canales de entrada (38) en la al menos una banda de frecuencia (36);

en el que el codificador (1) está configurado para determinar una energía de la señal de audio codificada (37) y dar salida a la energía determinada de la señal de audio codificada (37) dentro de la corriente de bits (7);

en el que el decodificador (2) está configurado para normalizar la energía de una señal de audio de salida (40) basada en una energía determinada de la señal de audio de entrada (37), en el que el decodificador (2) está configurado para recibir la energía determinada de la señal de audio codificada (37) como la energía determinada de la señal de audio de entrada (37) desde el codificador (1).

20. Un sistema, que comprende:

un codificador de procesamiento de señal de audio (1) que tiene al menos una banda de frecuencia (36) y que está configurado para la salida de una corriente de bits (7), en el que la corriente de bits (7) contiene una señal de audio codificada (37) en la banda de frecuencia (36), en el que la señal de audio codificada (37) tiene una pluralidad de canales codificados (38) en la al menos una banda de frecuencia (36), y

un codificador de procesamiento de señal de audio (2) según la reivindicación 1, que está configurado para procesar la señal de audio codificada (37) como una señal de audio de entrada (37) que tiene una pluralidad de canales de entrada (38) en la al menos una banda de frecuencia (36), en el que el codificador comprende un mezclador descendente para mezclar de manera descendente la señal de audio de entrada en base a la matriz de mezcla descendente (M , M_{PA});

en el que el codificador (1) está configurado para calcular una matriz de mezcla descendente (M , M_{PA}) para un elemento de mezcla descendente (3) para someter a mezcla descendente la señal de audio codificada (37) sobre la base de la matriz de mezcla descendente (M , M_{PA}) de tal manera que las fases de los canales codificados (38) estén alineadas sobre la base de las dependencias entre canales identificados (39), y para dar salida a la matriz de mezcla descendente (M , M_{PA}) dentro de la corriente de bits (7), y en el que el decodificador (2) está configurado para recibir una matriz de mezcla descendente (M , M_{PA}) calculada de tal manera que las fases de los canales de entrada (38) están alineados en base a las dependencias entre canales identificadas (39) desde el codificador (1).

21. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 20:

en el que el codificador (1) está configurado

para calcular la matriz de mezcla descendente (M , M_{PA}) para el mezclador descendente (3) para mezclar la señal de audio codificada (37) basándose en la matriz de mezcla descendente (M , M_{PA}) de tal manera que las fases de los canales codificados (38) estén alineadas en base a dependencias entre canales identificadas (39), de tal manera que la energía de una señal de audio de salida del mezclador descendente (41) se normaliza en base a la energía determinada de la señal de audio codificada (37); y

en el que el decodificador (2) está configurado para recibir la matriz de mezcla descendente (M , M_{PA}), calculada de tal manera que la energía de la señal de audio de salida se normaliza basándose en la energía determinada de la señal de audio de entrada (37), desde el codificador.

22. Un sistema que comprende:

un codificador de procesamiento de señal de audio (1) que tiene al menos una banda de frecuencia (36) y configurado para emitir una corriente de bits (7), en el que la corriente de bits (7) contiene una señal de audio codificada (37) en la banda de frecuencia (36) en el que la señal de audio codificada (37) tiene una pluralidad de canales codificados (38) en la al menos una banda de frecuencia (36), y

un decodificador de procesamiento de señal de audio (2) según la reivindicación 1, que está configurado para procesar la señal de audio codificada (37) como una señal de audio de entrada (37) que tiene una pluralidad de

canales de entrada (38) en al menos una banda de frecuencia (36);
 en el que el codificador (1) está configurado para analizar los intervalos de tiempo (43) de la señal de audio
 codificada (37) utilizando una función de ventana, en la que se determinan las dependencias entre canales (39)
 para cada marco de tiempo (43) y para generar las dependencias entre canales (39) para cada marco de tiempo
 (43) dentro de la corriente de bits (7), y
 en el que el decodificador (2) está configurado para recibir un análisis de intervalos de tiempo (43) de la señal de
 audio de entrada (37) usando una función de ventana, en la que las dependencias entre canales (39) se
 determinan para cada marco de tiempo (43), desde el codificador (1).

23. Un sistema que comprende:

un codificador de procesamiento de señal de audio (1) que tiene al menos una banda de frecuencia (36) y
 configurado para emitir una corriente de bits (7), en el que la corriente de bits (7) contiene una señal de audio
 codificada (37) en la banda de frecuencia (36) en el que la señal de audio codificada (37) tiene una pluralidad de
 canales codificados (38) en la al menos una banda de frecuencia (36), y
 un decodificador de procesamiento de señal de audio (2) según la reivindicación 1, que está configurado para
 procesar la señal de audio codificada (37) como una señal de audio de entrada (37) que tiene una pluralidad de
 canales de entrada (38) en al menos una banda de frecuencia (36);
 en el que el codificador (1) está configurado para calcular una matriz de valores de covarianza (C , C_y), en el que
 los valores de covarianza (c_{ij}) expresan la dependencia entre canales (39) de un par de canales de audio
 codificados (38) y para dar salida a la matriz de valores de covarianza (C , C_y) dentro de la corriente de bits (7), y
 en el que el decodificador (2) está configurado para recibir la matriz de valor de covarianza (C , C_y), donde los
 valores de covarianza (c_{ij} , $C_{y,A,B}$) expresan la dependencia entre canales (39) de un par de canales de audio de
 entrada (38), desde el codificador (1).

24. Un sistema que comprende:

un codificador de procesamiento de señal de audio (1) que tiene al menos una banda de frecuencia (36) y
 configurado para emitir una corriente de bits (7), en el que la corriente de bits (7) contiene una señal de audio
 codificada (37) en la banda de frecuencia (36) en el que la señal de audio codificada (37) tiene una pluralidad de
 canales codificados (38) en la al menos una banda de frecuencia (36), y
 un decodificador de procesamiento de señal de audio (2) según la reivindicación 1, que está configurado para
 procesar la señal de audio codificada (37) como una señal de audio de entrada (37) que tiene una pluralidad de
 canales de entrada (38) en al menos una banda de frecuencia (36);
 en el que el codificador (1) está configurado para establecer una matriz de valor de atracción (A , P) aplicando
 una función de mapeo ($f(c'_{ij})$, $T_{A,B}$) a una matriz de valor de covarianza (C , C_y) o a una matriz (C') derivada de la
 matriz de valor de covarianza (C , C_y) y para generar la matriz de valor de atracción (A , P) dentro de la corriente
 de bits (7) en el que el decodificador (2) está configurado para recibir una matriz de valor de atracción (A , P)
 establecida al aplicar una función de mapeo ($f(c'_{ij})$, $T_{A,B}$) a la matriz de valores de covarianza (C , C_y) o a una
 matriz (C') derivada de la matriz de valores de covarianza (C , C_y), del codificador (1).

25. Un sistema que comprende:

un codificador de procesamiento de señal de audio (1) que tiene al menos una banda de frecuencia (36) y
 configurado para emitir una corriente de bits (7), en el que la corriente de bits (7) contiene una señal de audio
 codificada (37) en la banda de frecuencia (36) en el que la señal de audio codificada (37) tiene una pluralidad de
 canales codificados (38) en la al menos una banda de frecuencia (36), y
 un decodificador de procesamiento de señal de audio (2) según la reivindicación 1, que está configurado para
 procesar la señal de audio codificada (37) como una señal de audio de entrada (37) que tiene una pluralidad de
 canales de entrada (38) en al menos una banda de frecuencia (36);
 en el que el codificador (1) está configurado para calcular una matriz de coeficientes de alineación de fase (V ,
 M_{int}), en el que la matriz de coeficientes de alineación de fase (V , M_{int}) se basa en una matriz de valores de
 covarianza (C , C_y) y en una matriz prototipo de mezcla descendente (Q , M_{DMX}) y dar salida a la matriz del
 coeficiente de alineación de fase (V , M_{int}); y
 en el que el decodificador (2) está configurado para recibir la matriz del coeficiente de alineación de fase (V , M_{int}),
 en el que la matriz del coeficiente de alineación de fase (V , M_{int}) se basa en la matriz de valores de covarianza
 (C , C_y) y en la matriz prototipo de mezcla descendente (Q , M_{DMX}), desde el codificador (1).

26. Un sistema que comprende:

un codificador de procesamiento de señal de audio (1) que tiene al menos una banda de frecuencia (36) y
 configurado para emitir una corriente de bits (7), en el que la corriente de bits (7) contiene una señal de audio
 codificada (37) en la banda de frecuencia (36) en el que la señal de audio codificada (37) tiene una pluralidad de
 canales codificados (38) en la al menos una banda de frecuencia (36), y

un decodificador de procesamiento de señal de audio (2) según la reivindicación 1, que está configurado para procesar la señal de audio codificada (37) como una señal de audio de entrada (37) que tiene una pluralidad de canales de entrada (38) en al menos una banda de frecuencia (36); en el que el codificador (1) está configurado para establecer una matriz de coeficiente de alineación de fase

5 regularizada $(\tilde{M}, M_{mod})$ con base en la matriz de coeficiente de alineación de fase V y para dar salida a la matriz de coeficientes de alineación de fase regularizada $(\tilde{M}, M_{mod})$ dentro de la corriente de bits (7), y en el que el decodificador (2) está configurado para recibir la matriz de coeficiente de alineación de fase regularizada $(\tilde{M}, M_{mod})$ basada en la matriz de coeficientes de alineación de fase (V , M_{int}) desde el codificador (1).

10 27. Un método para procesar una señal de audio de entrada (37) que tiene una pluralidad de canales de entrada (38) en una banda de frecuencia (36), comprendiendo el método los pasos:

15 analizar la señal de audio de entrada (37) en la banda de frecuencia (36), en la que se identifican las dependencias entre canales (39) entre los canales de audio de entrada (38); estando el método **caracterizado por** los pasos de:

20 alinear las fases de los canales de entrada (38) basándose en las dependencias intercanales identificadas (39), en el que las fases de los canales de entrada (38) están más alineadas entre sí cuanto mayor es su dependencia entre canales (39); someter a mezcla descendente la señal de audio de entrada alineada a una señal de audio de salida (40) que tiene un número menor de canales de salida (41) que el número de canales de entrada (38) en la banda de frecuencia (36).

25 28. Un programa de ordenador para implementar el método de la reivindicación 27 cuando se ejecuta en un ordenador o procesador de señal.

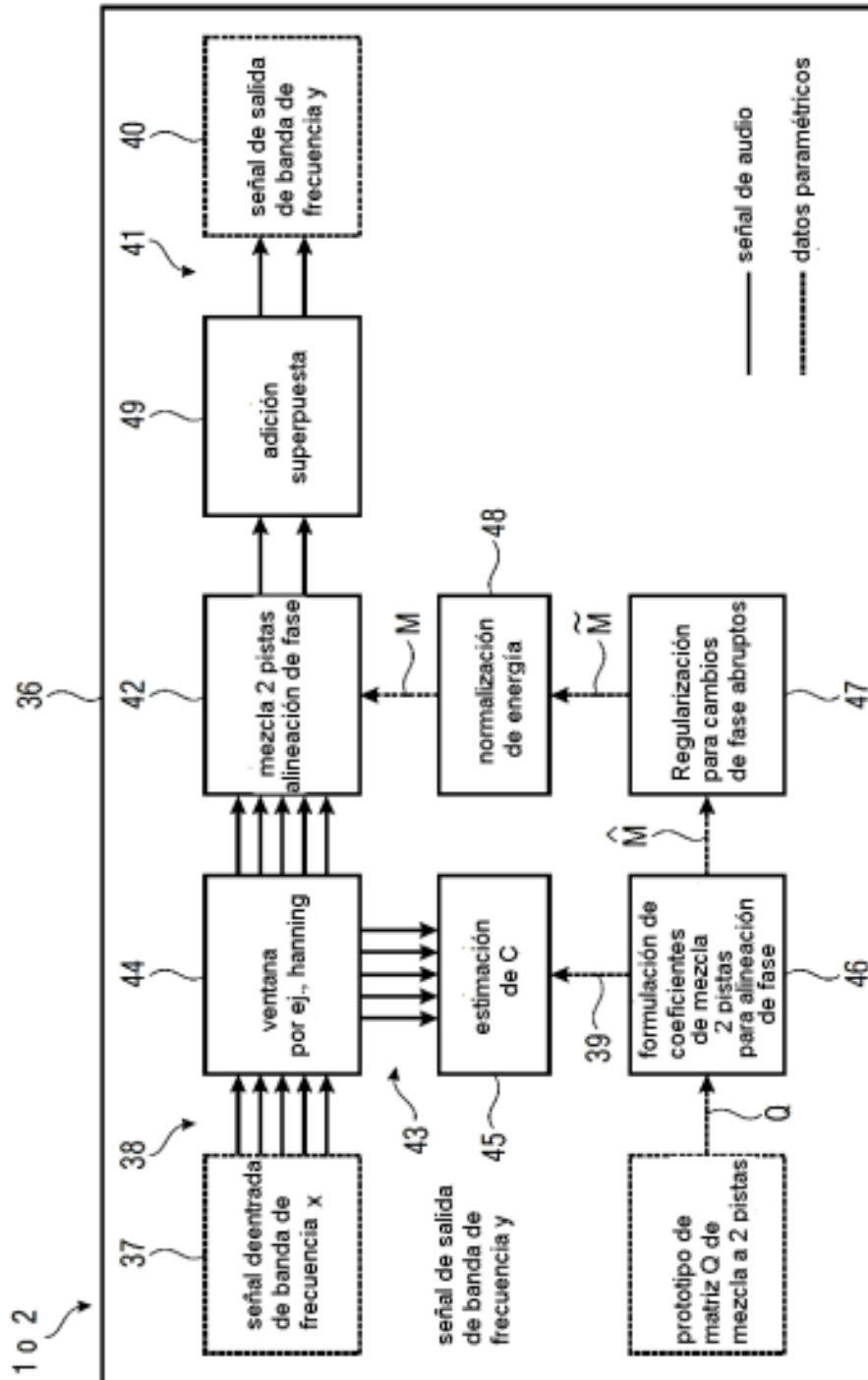


FIG. 1

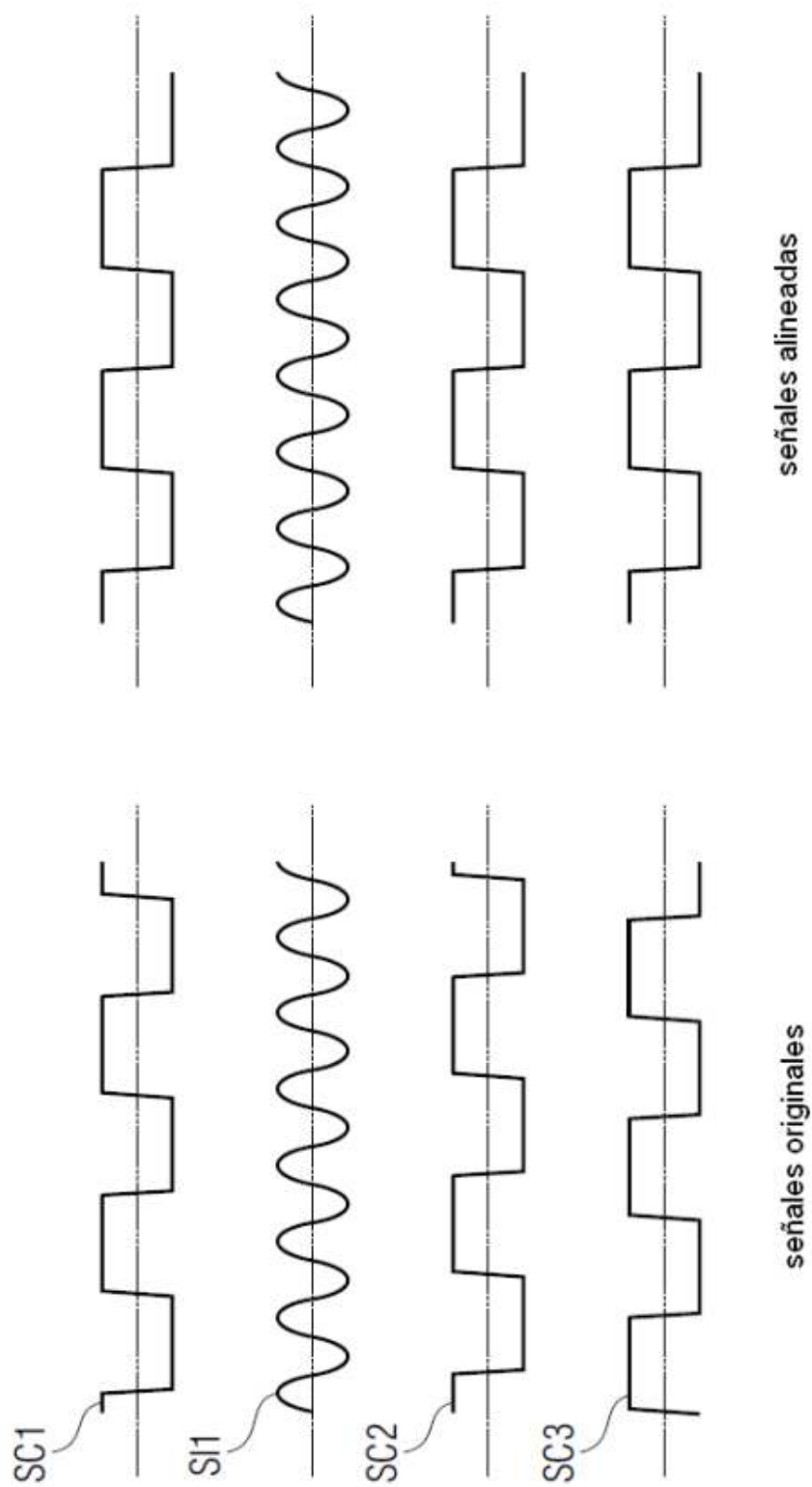


FIG. 2

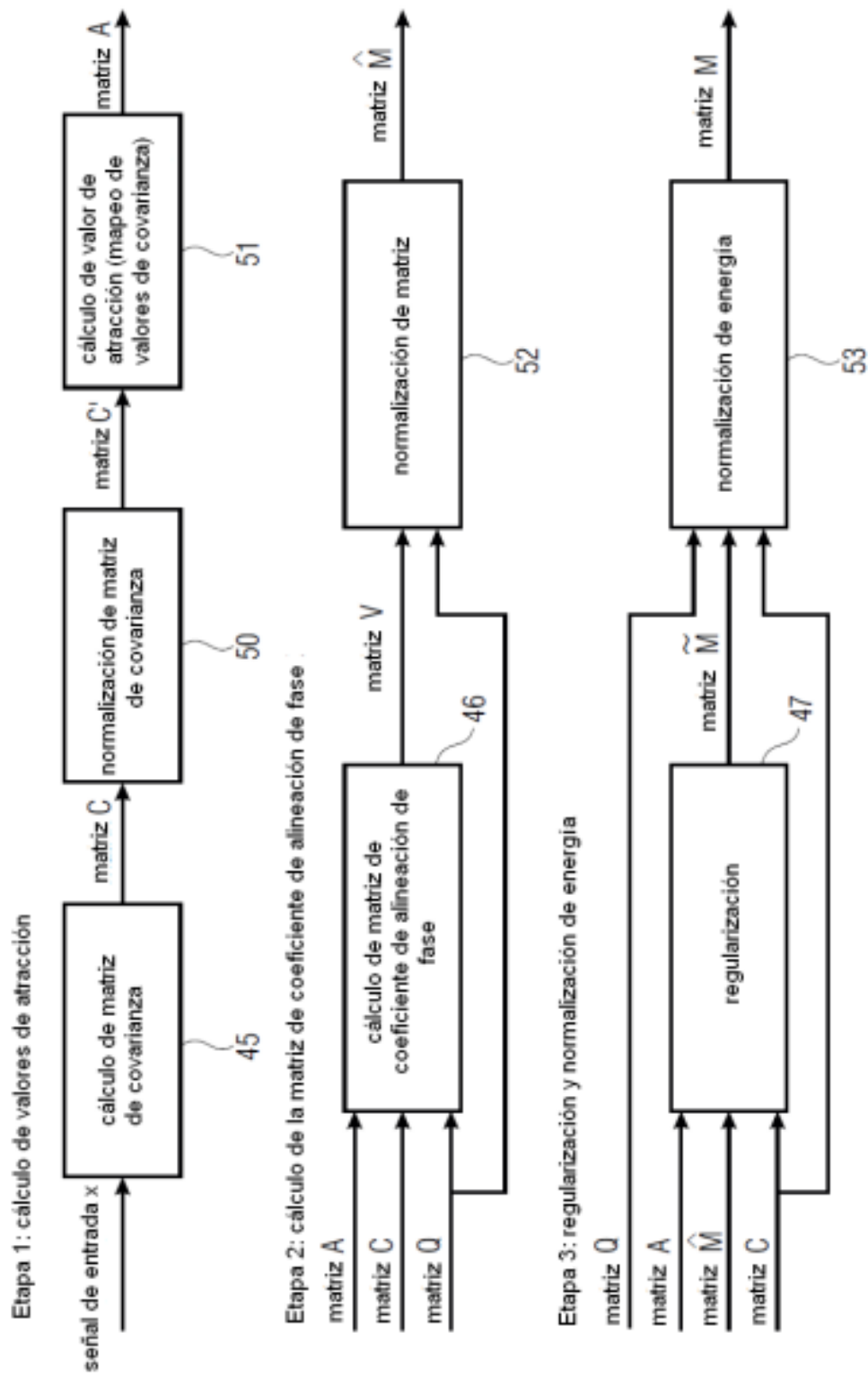


FIG. 3

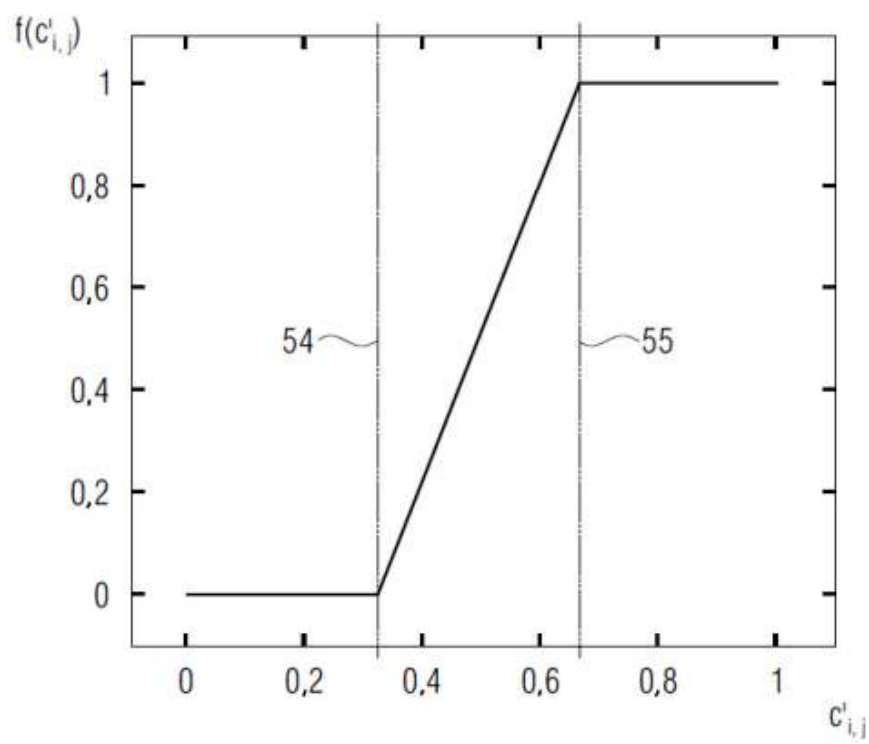


FIG. 4

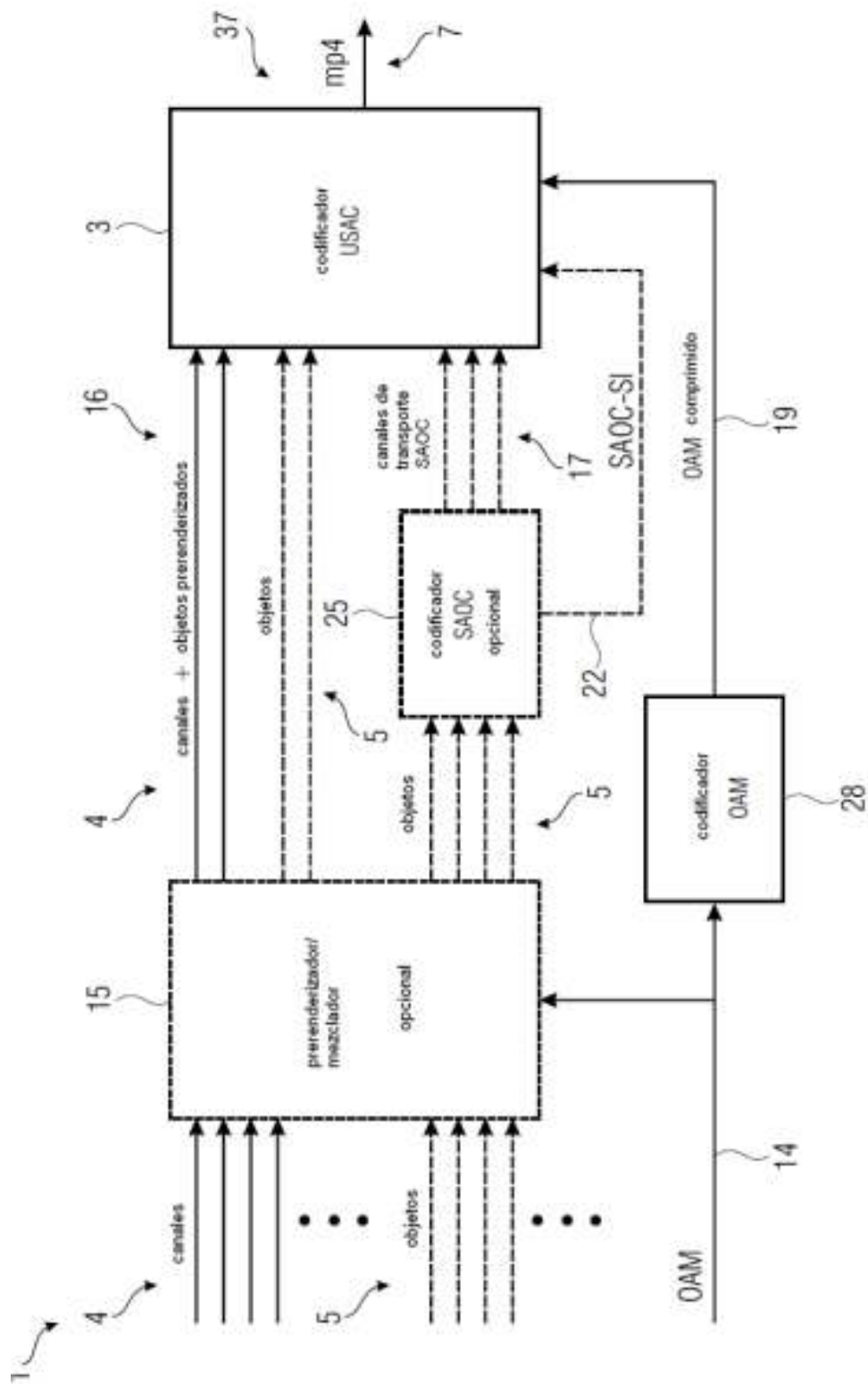


FIG. 5

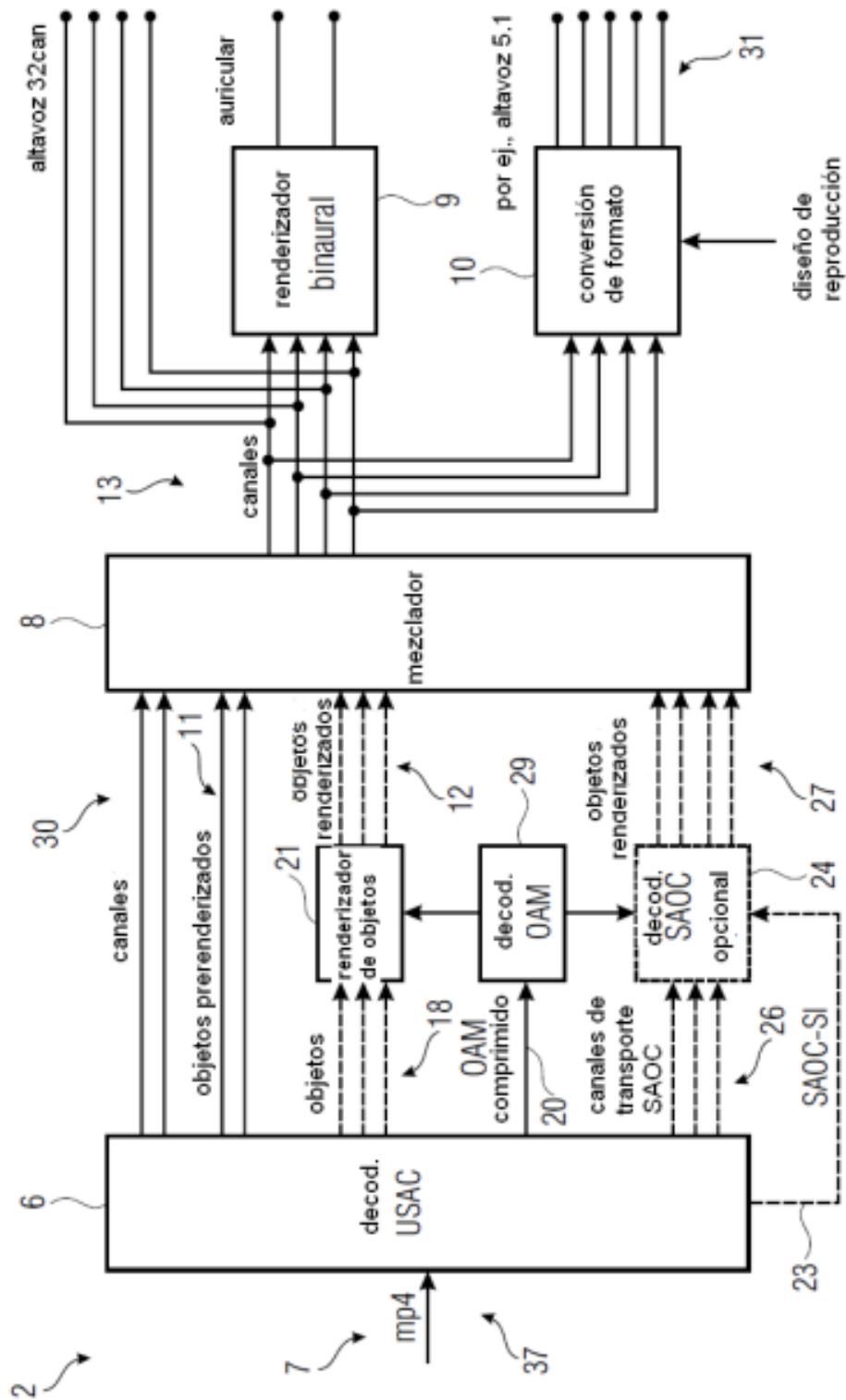


FIG. 6

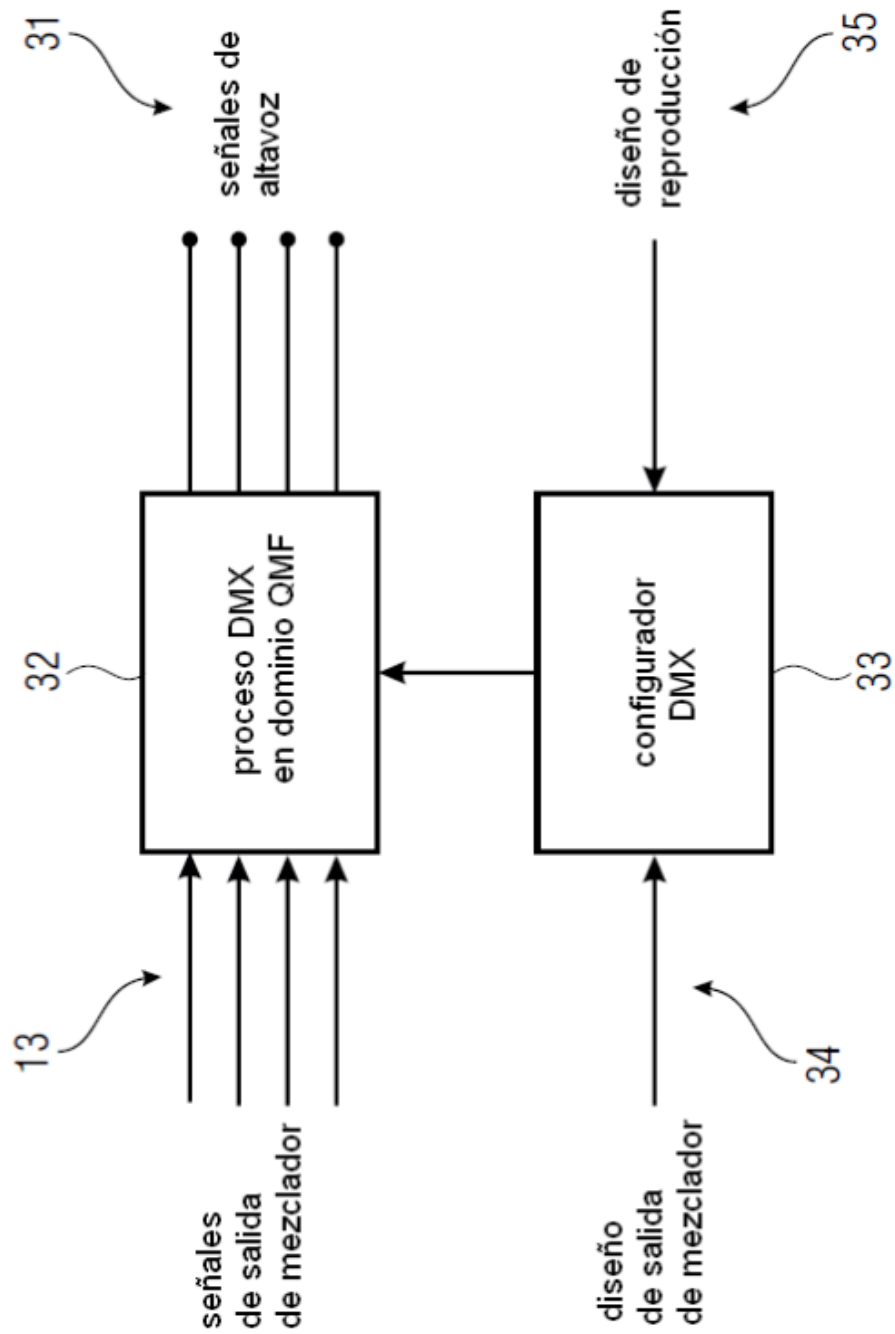


FIG. 7

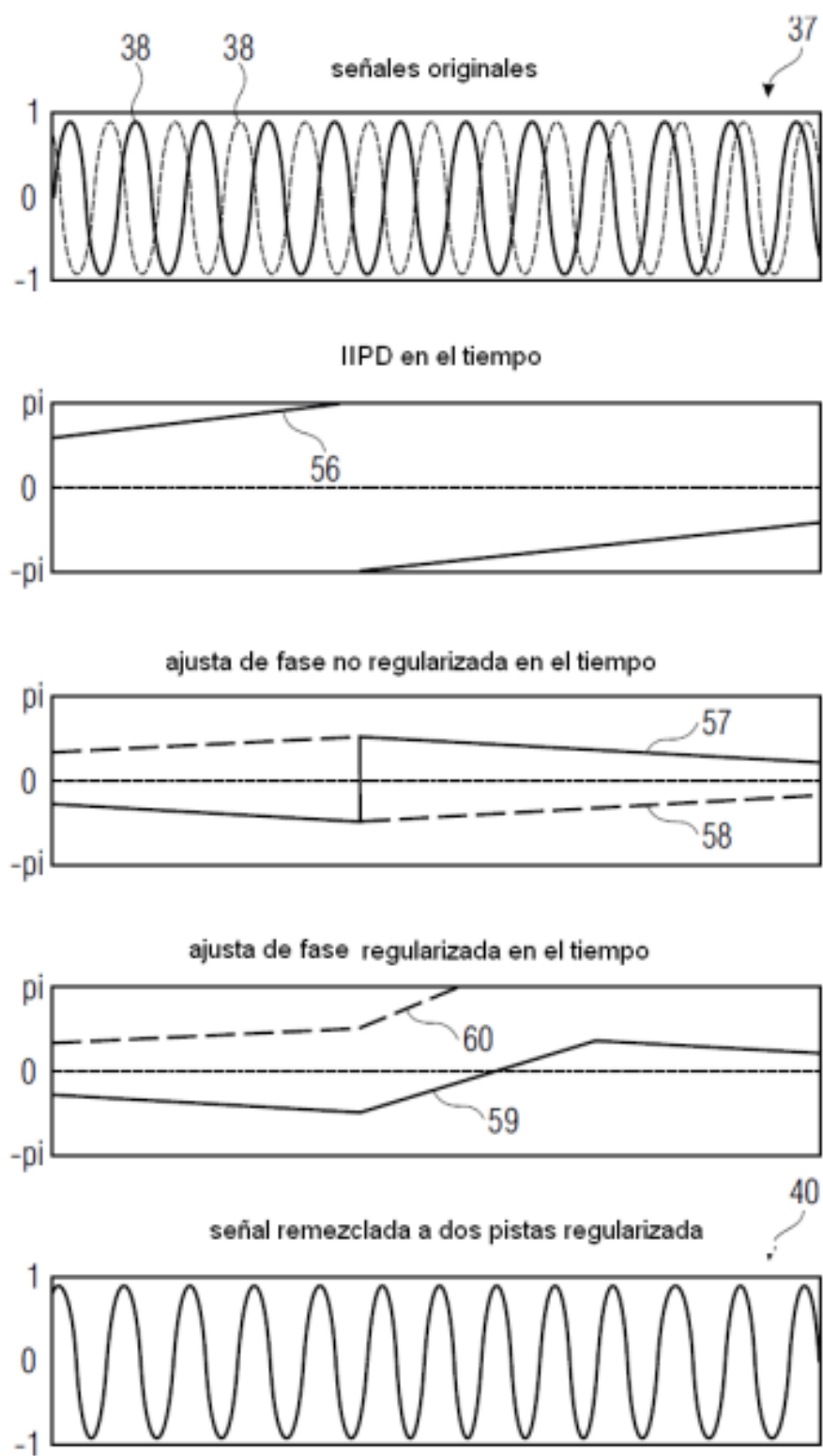


FIG. 8

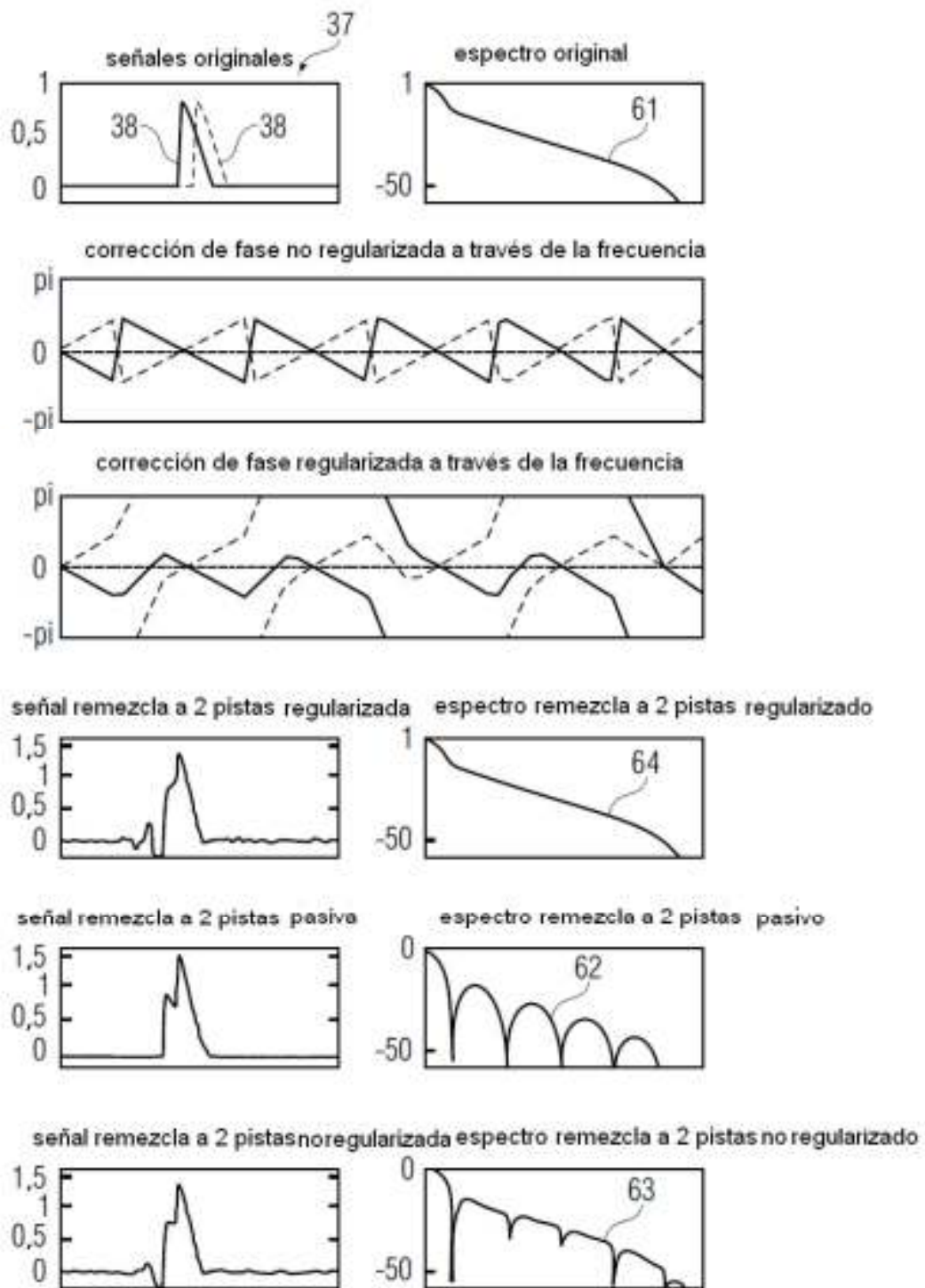


FIG. 9

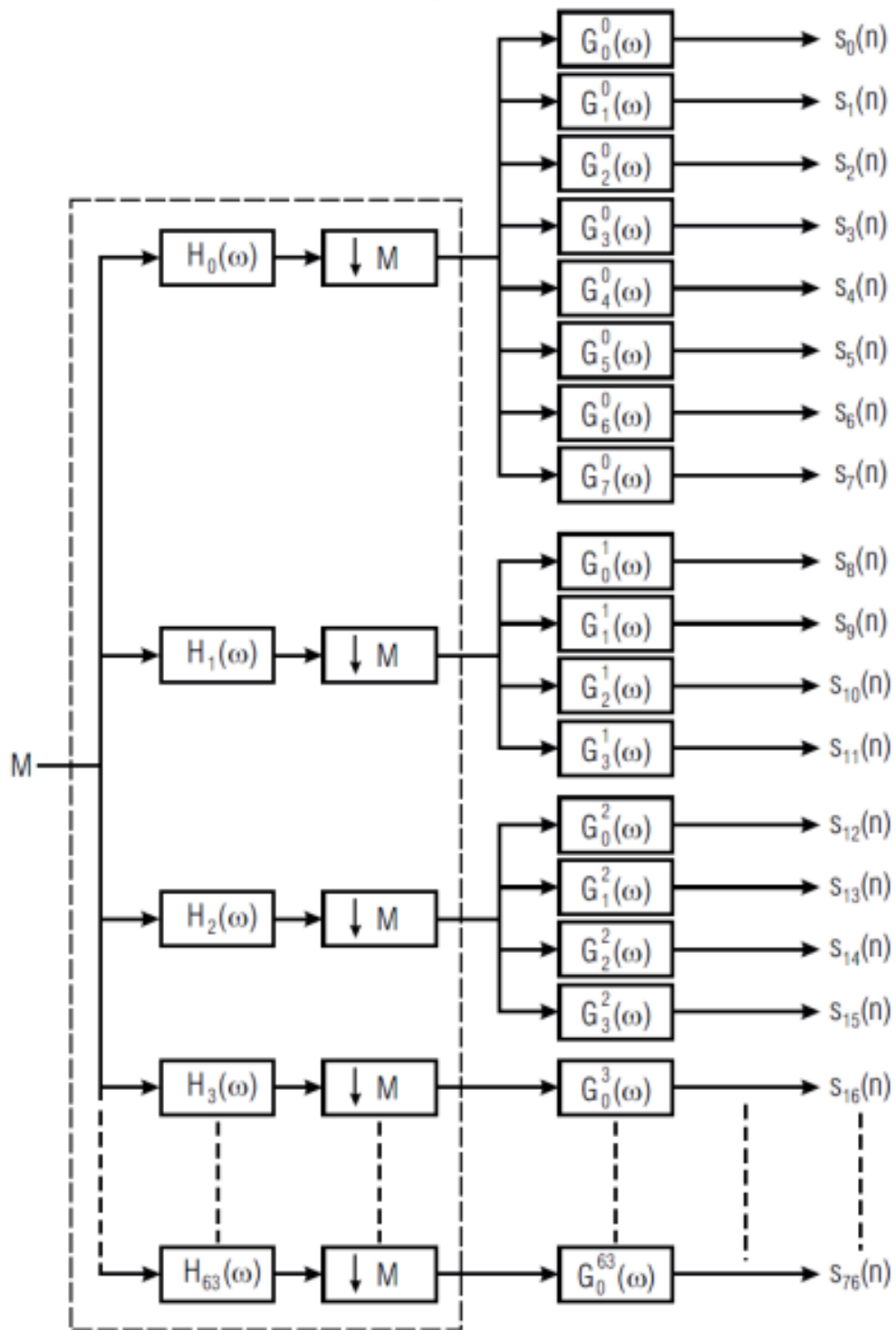


FIG. 10