

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 613 478**

51 Int. Cl.:

G10L 19/008 (2013.01)

G10L 19/02 (2013.01)

H04S 5/00 (2006.01)

H04S 3/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **22.01.2014** **PCT/US2014/012453**

87 Fecha y número de publicación internacional: **21.08.2014** **WO2014126682**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **22.01.2014** **E 14703015 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **16.11.2016** **EP 2956933**

54 Título: **Decorrelación de señales en un sistema de procesamiento de audio**

30 Prioridad:

14.02.2013 US 201361764837 P

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
24.05.2017

73 Titular/es:

**DOLBY LABORATORIES LICENSING
CORPORATION (100.0%)**

**100 Potrero Avenue
San Francisco, CA 94103, US**

72 Inventor/es:

**MELKOTE, VINAY;
YEN, KUAN-CHIEH;
DAVIDSON, GRANT A.;
FELLERS, MATTHEW;
VINTON, MARK S. y
KUMAR, VIVEK**

74 Agente/Representante:

LEHMANN NOVO, María Isabel

ES 2 613 478 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Decorrelación de señales en un sistema de procesamiento de audio.

Campo técnico

Esta descripción se refiere al procesamiento de señales.

5 Antecedentes

El desarrollo de procesos de codificación y decodificación digitales para datos de audio y de vídeo continúa teniendo un efecto significativo en el suministro de contenido de entretenimiento. A pesar de la mayor capacidad de los dispositivos de memoria y del suministro de datos ampliamente disponible en anchos de banda cada vez más altos, existe una presión continua de minimizar la cantidad de datos que vayan a almacenarse y/o transmitirse. Los datos de audio y vídeo se suministran a menudo juntos, y el ancho de banda para los datos de audio se limita a menudo por los requisitos de la porción de vídeo.

Por consiguiente, los datos de audio se codifican a menudo en factores de compresión altos, a veces en factores de compresión de 30:1 o más altos. Como la distorsión de señales aumenta con la cantidad de compresión aplicada, pueden hacerse compensaciones entre la fidelidad de los datos de audio decodificados y la eficiencia de almacenaje y/o transmisión de los datos codificados.

Además, es deseable reducir la complejidad de los algoritmos de codificación y decodificación. Los datos adicionales de codificación respecto al proceso de codificación pueden simplificar el proceso de decodificación, pero a costa de almacenar y/o transmitir los datos codificados adicionales. Aunque los métodos de codificación y de decodificación de audio existentes, tales como los descritos en "Digital Audio Compression Standard (AC-3, E-AC-3)", Documento A152:2010, 22 de noviembre de 2010, Comité de Sistemas de Televisión Avanzados, Inc., XP055162626, son generalmente satisfactorios, serían deseables métodos mejorados.

Compendio

Según la presente invención, se proporciona un método, un aparato y un medio no transitorio, como se expone en las reivindicaciones independientes 1, 4 y 15. Las realizaciones preferidas se definen por las reivindicaciones dependientes.

Se exponen a continuación en los dibujos adjuntos y en la memoria descriptiva detalles de una o más implementaciones de la materia descrita en esta memoria descriptiva. Otras características, aspectos y ventajas resultarán evidentes a partir de la memoria descriptiva, de los dibujos y de las reivindicaciones. Obsérvese que las dimensiones relativas de las figuras siguientes pueden no estar dibujadas a escala.

30 Breve descripción de los dibujos.

Las Figuras 1A y 1B son gráficos que muestran ejemplos de acoplamiento de canales durante un proceso de codificación de audio.

La Figura 2A es un diagrama de bloques que ilustra elementos de un sistema de procesamiento de audio.

La Figura 2B proporciona una visión general de las operaciones que puede llevar a cabo el sistema de procesamiento de audio de la Figura 2A.

La Figura 2C es un diagrama de bloques que muestra elementos de un sistema alternativo de procesamiento de audio.

La Figura 2D es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo de cómo puede usarse un decorrelador en un sistema de procesamiento de audio.

La Figura 2E es un diagrama de bloques que ilustra elementos de un sistema alternativo de procesamiento de audio.

La Figura 2F es un diagrama de bloques que muestra ejemplos de elementos de decorrelador.

La Figura 3 es un diagrama de flujo que ilustra un ejemplo de proceso de decorrelación.

La Figura 4 es un diagrama de bloques que ilustra ejemplos de componentes de decorrelador que pueden estar configurados para llevar a cabo el proceso de decorrelación de la Figura 3.

La Figura 5A es un gráfico que muestra un ejemplo de mover los polos de un filtro de todo paso.

Las Figuras 5B y 5C son gráficos que muestran ejemplos alternativos de mover los polos de un filtro de todo paso.

Las Figuras 5D y 5E son gráficos que muestran ejemplos alternativos de áreas de restricción que pueden aplicarse cuando se mueven los polos de un filtro de todo paso.

La Figura 6A es un diagrama de bloques que ilustra una implementación alternativa de un decorrelador.

La Figura 6B es un diagrama de bloques que ilustra otra implementación de un decorrelador.

5 La Figura 6C ilustra una implementación alternativa de un sistema de procesamiento de audio.

Las Figuras 7A y 7B son diagramas de vectores que proporcionan una ilustración simplificada de parámetros espaciales.

La Figura 8A es un diagrama de flujo que ilustra bloques de algunos métodos de decorrelación proporcionados en el mismo.

10 La Figura 8B es un diagrama de flujo que ilustra bloques de un método de cambio de signo lateral.

Las Figuras 8C y 8D son diagramas de bloques que ilustran componentes que pueden usarse para implementar algunos métodos de cambio de signo.

La Figura 8E es un diagrama de flujo que ilustra bloques de un método para determinar coeficientes de sintetización y coeficientes de mezcla a partir de datos de parámetros espaciales.

15 La Figura 8F es un diagrama de bloques que muestra ejemplos de componentes mezcladores.

La Figura 9 es un diagrama de flujo que describe un proceso para sintetizar señales de decorrelación en cajas multicanal.

La Figura 10A es un diagrama de flujo que proporciona una visión general de un método para estimar parámetros espaciales.

20 La Figura 10B es un diagrama de flujo que proporciona una visión general de un método alternativo para estimar parámetros espaciales.

La Figura 10C es un gráfico que indica la relación entre el término de escalamiento V_B y el índice de banda l .

La Figura 10D es un gráfico que indica la relación entre las variables V_M y q .

25 La Figura 11A es un diagrama de flujo que describe algunos métodos de determinación transitoria y de controles relacionado con el transitorio.

La Figura 11B es un diagrama de bloques que incluye ejemplos de diversos componentes de determinación transitoria y de controles relacionado con el transitorio.

La Figura 11C es un diagrama de flujo que describe algunos métodos para determinar valores de control transitorios en base, al menos parcialmente, a variaciones de potencia temporales de los datos de audio.

30 La Figura 11D es un gráfico que ilustra un ejemplo de mapeo de valores transitorios en bruto a valores de control transitorios.

La Figura 11E es un diagrama de flujo que describe un método para codificar información transitoria.

La Figura 12 es un diagrama de bloques que proporciona ejemplos de componentes de un aparato que puede estar configurado para implementar aspectos de los procesos descritos en la presente memoria.

35 Números de referencia y designaciones similares en los diversos dibujos indican elementos similares.

Descripción de ejemplos de realizaciones

La siguiente memoria descriptiva está dirigida a ciertas implementaciones con los propósitos de describir algunos aspectos innovadores de esta descripción, así como ejemplos de contextos en los cuales pueden implementarse estos aspectos innovadores. Sin embargo, las enseñanzas de la presente memoria pueden aplicarse de diversas formas diferentes. Aunque los ejemplos proporcionados en esta solicitud se describen principalmente en términos del códec de audio AC-3 y del códec de audio AC-3 mejorado (también conocido como E-AC-3), los conceptos proporcionados en la presente memoria se aplican a otros códecs de audio, incluyendo pero no limitados a MPEG-2 AAC y MPEG-4 AAC. Además, las implementaciones descritas pueden realizarse en diversos dispositivos de procesamiento de audio, incluyendo pero no limitándose a los codificadores y/o descodificadores, que puedan incluirse en teléfonos móviles, smartphones, ordenadores de sobremesa, ordenadores portátiles, netbooks,

notebooks, smartbooks, tabletas, sistemas de estéreo, televisiones, reproductores de DVD, dispositivos de grabación digitales y una variedad de otros dispositivos. Por consiguiente, las enseñanzas de esta descripción no están destinadas a limitarse a las implementaciones mostradas en las figuras y/o descritas en la presente memoria, sino que, en su lugar, tienen una amplia aplicabilidad.

5 Algunos códecs de audio, incluyendo los códecs de audio AC-3 y E-AC-3 (implementaciones de propietario las cuales se licencian como "Dolby Digital" y "Dolby Digital Plus"), emplean alguna forma de acoplamiento de canales para explotar las redundancias entre los canales, codificar datos de forma más eficiente y reducir la tasa de bits de codificación. Por ejemplo, con los códecs AC-3 y E-AC-3, en un intervalo de frecuencias de canales de
10 transformada de coseno discreta modificada (MDCT) de los canales discretos (referidos también en la presente memoria como "canales individuales") se mezclan descendientemente a un monocanal, que puede referirse en la presente memoria como un "canal compuesto" o un "canal de acoplamientos." Algunos códecs pueden formar dos o más canales de acoplamientos.

15 Los descodificadores AC-3 y E-AC-3 mezclan ascendientemente la monoseñal del canal de acoplamientos en los canales discretos que usan factores de escala en base a coordenadas de acoplamientos enviadas en el flujo de bits. De esta manera, el descodificador restaura un envolvente de alta frecuencia, pero no la fase, de los datos de audio en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamientos de cada canal.

20 Las Figuras 1A y 1B son gráficos que muestran ejemplos de acoplamiento de canales durante un proceso de codificación de audio. El gráfico 102 de la Figura 1A indica una señal de audio que corresponde a un canal izquierdo antes del acoplamiento de canales. El gráfico 104 indica una señal de audio que corresponde a un canal derecho antes del acoplamiento de canales. La Figura 1B muestra los canales izquierdo y derecho después de codificar, incluyendo el acoplamiento de canales, y de descodificar. En este ejemplo simplificado, el gráfico 106 indica que los datos de audio para el canal izquierdo están sustancialmente sin cambiar, mientras que el gráfico 108 indica que los datos de audio para el canal derecho están ahora en fase con los datos de audio para el canal izquierdo.

25 Como se muestra en las Figuras 1A y 1B, la señal descodificada más allá de la frecuencia de comienzo del acoplamiento puede ser coherente entre los canales. Por consiguiente, la señal descodificada más allá de la frecuencia de comienzo del acoplamiento puede sonar espacialmente colapsada, en comparación con la señal original. Cuando se mezclan descendientemente los canales descodificados, por ejemplo, en el rendimiento binaural a través de la virtualización de auriculares o de la reproducción en altavoces estéreo, los canales acoplados pueden
30 añadirse de forma coherente. Esto puede conducir a un desajuste de timbre en comparación con la señal de referencia original. Los efectos negativos del acoplamiento de canales pueden ser, en particular, evidentes cuando la señal descodificada se emite por los auriculares.

35 Diversas implementaciones descritas en la presente memoria pueden mitigar estos efectos, al menos parcialmente. Algunas implementaciones de este tipo implican herramientas nuevas de codificación y/o de descodificación de audio. Las implementaciones de este tipo pueden estar configuradas para restaurar la diversidad de fase de los canales de salida en las regiones de frecuencia codificadas mediante el acoplamiento de canales. De acuerdo con diversas implementaciones, una señal decorrelacionada puede sintetizarse a partir de los coeficientes espectrales descodificados en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamientos en cada canal de salida.

40 Sin embargo, se describen en la presente memoria muchos otros tipos de dispositivos y métodos de procesamiento de audio. La Figura 2A es un diagrama de bloques que ilustra elementos de un sistema de procesamiento de audio. En esta implementación, el sistema de procesamiento de audio 200 incluye una memoria intermedia 201, un conmutador 203, un decorrelador 205 y un módulo de transformada inversa 255. El conmutador 203 puede ser, por ejemplo, un conmutador de punto de cruce. La memoria intermedia 201 recibe elementos de datos de audio 220a a 220n, envía elementos de datos de audio 220a a 220n al conmutador 203 y envía copias de los elementos de datos
45 de audio 220a a 220n al decorrelador 205.

50 En este ejemplo, los elementos de datos de audio 220a a 220n corresponden a una pluralidad de canales de audio 1 a N . Aquí, los elementos de datos de audio 220a a 220n incluyen representaciones de un dominio de frecuencia correspondientes a coeficientes del banco de filtros de un sistema de codificación o de procesamiento de audio, que puede ser un sistema de codificación o de procesamiento de audio heredado. Sin embargo, en implementaciones alternativas, los elementos de datos de audio 220a a 220n pueden corresponder a una pluralidad de bandas de frecuencia 1 a N .

55 En esta implementación, todos los elementos de datos de audio 220a a 220n se reciben tanto por el conmutador 203 y el decorrelador 205. Aquí, todos los elementos de datos de audio 220a a 220n se procesan mediante el decorrelador 205 para producir elementos de datos de audio decorrelacionados 230a a 230n. Además, todos los elementos de datos de audio decorrelacionados 230a a 230n se reciben por el conmutador 203.

Sin embargo, no todos los elementos de datos de audio decorrelacionados 230a a 230n se reciben por el módulo de transformada inversa 255 y se convierten en datos de audio de dominio de tiempo 260. En su lugar, el conmutador

203 selecciona cuál de los elementos de datos de audio decorrelacionados 230a a 230n se recibirá por el módulo de transformada inversa 255. En este ejemplo, el conmutador 203 selecciona, según el canal, cuál de los elementos de datos de audio 230a a 230n se recibirá por el módulo de transformada inversa 255. Aquí, por ejemplo, el elemento de datos de audio 230a se recibe por el módulo de transformada inversa 255, mientras que el elemento de datos de audio 230n no. En su lugar, el conmutador 203 envía el elemento de datos de audio 220n, que no se ha procesado mediante el decorrelador 205, al módulo de transformada inversa 255.

En algunas implementaciones, el conmutador 203 puede determinar si enviar un elemento de datos de audio directo 220 o un elemento de datos de audio decorrelacionado 230 al módulo de transformada inversa 255 según los ajustes predeterminados correspondientes a los canales 1 a N . Como alternativa, o adicionalmente, el conmutador 203 puede determinar si enviar un elemento de datos de audio 220 o un elemento de datos de audio decorrelacionado 230 al módulo de transformada inversa 255 según los componentes específicos del canal de la información de selección 207, que pueden generarse o almacenarse localmente o recibirse con los datos de audio 220. Por consiguiente, el sistema de procesamiento de audio 200 puede proporcionar una decorrelación selectiva de canales de audio específicos.

Como alternativa, o adicionalmente, el conmutador 203 puede determinar si enviar un elemento de datos de audio directo 220 o un elemento de datos de audio decorrelacionado 230 al módulo de transformada inversa 255 según los cambios en los datos de audio 220. Por ejemplo, el conmutador 203 puede determinar cuáles, si hay, de los elementos de datos de audio decorrelacionados 230 se envían al módulo de transformada inversa 255 según los componentes adaptables a señales de la información de selección 207, que pueden indicar cambios transitorios y de tonalidad en los datos de audio 220. En implementaciones alternativas, el conmutador 203 puede recibir una información adaptable de este tipo a señales del decorrelador 205. En incluso otras implementaciones, el conmutador 203 puede estar configurado para determinar cambios en los datos de audio, tales como cambios transitorios o de tonalidad. Por consiguiente, el sistema de procesamiento de audio 200 puede proporcionar una decorrelación adaptable a señales de canales de audio específicos.

Como se señaló anteriormente, en algunas implementaciones, los elementos de datos de audio 220a a 220n pueden corresponder a una pluralidad de bandas de frecuencia 1 a N . En algunas implementaciones de este tipo, el conmutador 203 puede determinar si enviar un elemento de datos de audio 220 o un elemento de datos de audio decorrelacionado 230 al módulo de transformada inversa 255 según los ajustes predeterminados correspondientes a las bandas de frecuencias y/o según la información de selección 207 recibida. Por consiguiente, el sistema de procesamiento de audio 200 puede proporcionar una decorrelación selectiva de bandas de frecuencia específicas.

Como alternativa, o adicionalmente, el conmutador 203 puede determinar si enviar un elemento de datos de audio directo 220 o un elemento de datos de audio decorrelacionado 230 al módulo de transformada inversa 255 según los cambios en los datos de audio 220, que pueden indicarse mediante la información de selección 207 o mediante la información recibida del decorrelador 205. En algunas implementaciones, el conmutador 203 puede estar configurado para determinar los cambios en los datos de audio. Por lo tanto, el sistema de procesamiento de audio 200 puede proporcionar una decorrelación adaptable a señales de bandas de frecuencia específicas.

La Figura 2B proporciona una visión general de las operaciones que pueden llevarse a cabo por el sistema de procesamiento de audio de la Figura 2A. En este ejemplo, el método 270 comienza con un proceso para recibir datos de audio correspondientes a una pluralidad de canales de audio (bloque 272). Los datos de audio pueden incluir una representación del dominio de frecuencia correspondiente a los coeficientes del banco de filtros de un sistema de codificación o de procesamiento de audio. El sistema de codificación o de procesamiento de audio puede, por ejemplo, ser un sistema de codificación o de procesamiento de audio heredado tal como AC-3 o E-AC-3. Algunas implementaciones pueden implicar recibir elementos de mecanismo de control en un flujo de bits producido por el sistema de codificación o de procesamiento de audio heredado, tal como indicaciones de conmutación de bloques, etc. El proceso de decorrelación puede ser en base, al menos parcialmente, a los elementos de mecanismo de control. Se proporcionan ejemplos detallados a continuación. En este ejemplo, el método 270 implica también aplicar un proceso de decorrelación a al menos algunos de los datos de audio (bloque 274). El proceso de decorrelación puede llevarse a cabo con los mismos coeficientes del banco de filtros usados por el sistema de codificación o de procesamiento de audio.

Con referencia otra vez a la Figura 2A, el decorrelador 205 puede llevar a cabo diversos tipos de operaciones de decorrelación, dependiendo de la implementación particular. Se proporcionan muchos ejemplos en la presente memoria. En algunas implementaciones, el proceso de decorrelación se lleva a cabo sin convertir los coeficientes de la representación del dominio de frecuencia de los elementos de datos de audio 220 en otra representación del dominio de frecuencia o del dominio de tiempo. El proceso de decorrelación puede implicar generar señales de reverberación o señales de decorrelación aplicando filtros lineales a al menos una porción de la representación del dominio de frecuencia. En algunas implementaciones, el proceso de decorrelación puede implicar aplicar un algoritmo de decorrelación que funcione por completo en coeficientes con valores reales. Como se usa en la presente memoria, "con valores reales" significa usar solo uno de un banco de filtros modulado de coseno o de uno de seno.

El proceso de decorrelación puede implicar aplicar un filtro de decorrelación a una porción de los elementos de datos de audio 220a a 220n recibidos para producir elementos de datos de audio filtrados. El proceso de decorrelación puede implicar usar un mezclador no jerárquico para combinar una porción directa de los datos de audio recibidos (a los cuales no se haya aplicado ningún filtro de decorrelación) con los datos de audio filtrados según los parámetros espaciales. Por ejemplo, una porción directa de los elementos de datos de audio 220a pueden mezclarse con una porción filtrada de los elementos de datos de audio 220a de una manera específica del canal de salida. Algunas implementaciones pueden incluir un combinador específico de canal de salida (por ejemplo, un combinador lineal) de señales de decorrelación o de reverberación. Se describen diversos ejemplos a continuación.

En algunas implementaciones, los parámetros espaciales pueden determinarse por el sistema de procesamiento de audio 200 de acuerdo con el análisis de los datos de audio 220 recibidos. Como alternativa, o adicionalmente, los parámetros espaciales pueden recibirse en un flujo de bits, junto con los datos de audio 220 como parte de o toda la información de decorrelación 240. En algunas implementaciones, la información de decorrelación 240 puede incluir coeficientes de correlación entre los canales discretos individuales y un canal de acoplamiento, coeficientes de correlación entre los canales discretos individuales, información de tonalidad explícita y/o información transitoria. El procesamiento de decorrelación puede implicar decorrelacionar al menos una porción de los datos de audio 220 en base, al menos, parcialmente, a la información de decorrelación 240. Algunas implementaciones pueden estar configuradas para usar parámetros espaciales determinados y recibidos localmente y/u otra información de decorrelación. Se describen diversos ejemplos a continuación.

La Figura 2C es un diagrama de bloques que muestra elementos de un sistema alternativo de procesamiento de audio. En este ejemplo, los elementos de datos de audio 220a a 220n incluyen datos de audio para N canales de audio. Los elementos de audio 220a a 220n incluyen representaciones del dominio de frecuencia correspondientes a coeficientes del banco de filtros de un sistema de codificación o de procesamiento de audio. En esta implementación, las representaciones del dominio de frecuencia son el resultado de aplicar una reconstrucción perfecta, un banco de filtros muestreado de forma crítica. Por ejemplo, las representaciones del dominio de frecuencia pueden ser el resultado de aplicar una transformada de seno discreta modificada, una transformada de coseno discreta modificada o una transformada ortogonal solapada a los datos de audio en un dominio de tiempo.

El decorrelador 205 aplica un proceso de decorrelación a al menos una porción de los elementos de datos de audio 220a a 220n. Por ejemplo, el proceso de decorrelación puede implicar generar señales de reverberación o señales de correlación aplicando filtros lineales a al menos una porción de los elementos de datos de audio 220a a 220b. El proceso de decorrelación puede llevarse a cabo, al menos parcialmente, según la información de decorrelación 240 recibida por el decorrelador 205. Por ejemplo, la información de decorrelación 240 puede recibirse en un flujo de bits junto con las representaciones del dominio de frecuencia de los elementos de datos de audio 220a a 220n. Como alternativa, o adicionalmente, al menos alguna información de decorrelación puede determinarse localmente, por ejemplo, por el decorrelador 205.

El módulo de transformada inversa 255 aplica una transformada inversa para producir los datos de audio de dominio de tiempo 260. En este ejemplo, el módulo de transformada inversa 255 aplica una transformada inversa equivalente a una reconstrucción perfecta, un banco de filtros muestreado de forma crítica. La reconstrucción perfecta, el banco de filtros muestreado de forma crítica, puede corresponder a la que se aplica a los datos de audio en el dominio de tiempo (por ejemplo, por un dispositivo de codificación) para producir las representaciones del dominio de frecuencia de los elementos de datos de audio 220a a 220n.

La Figura 2D es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo de cómo puede usarse un decorrelador en un sistema de procesamiento de audio. En este ejemplo, el sistema de procesamiento de audio 200 es un decodificador que incluye un decorrelador 205. En algunas implementaciones, el decodificador puede estar configurado para funcionar según los códecs de audio AC-3 o E-AC-3. Sin embargo, en algunas implementaciones, el sistema de procesamiento de audio puede estar configurado para procesar datos de audio para otros códecs de audio. El decorrelador 205 puede incluir diversos subcomponentes, tales como los que se describen en otra parte en la presente memoria. En este ejemplo, un mezclador ascendente 225 recibe los datos de audio 210, que incluyen representaciones del dominio de frecuencia de datos de audio de un canal de acoplamiento. Las representaciones del dominio de frecuencia son coeficientes MDCT en este ejemplo.

El mezclador ascendente 225 recibe también las coordenadas de acoplamiento 212 para cada canal y cada intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento. En esta implementación, la información de escalamiento en forma de coordenadas de acoplamiento 212, se ha computado en un codificador Dolby Digital o Dolby Digital Plus en forma de exponente mantisa. El mezclador ascendente 225 puede computar coeficientes de frecuencias para cada canal de salida multiplicando las coordenadas de frecuencia de canales de acoplamiento por las coordenadas de acoplamiento para ese canal.

En esta implementación, el mezclador ascendente 225 emite coeficientes MDCT desacoplados de canales individuales en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento al decorrelador 205. Por consiguiente, en este ejemplo, los datos de audio 220 que se introducen en el decorrelador 205 incluyen coeficientes MDCT.

En el ejemplo mostrado en la Figura 2D, los datos de audio decorrelacionados 230 emitidos por el decorrelador 205 incluyen coeficientes MDCT decorrelacionados. En este ejemplo, no todos los datos de audio recibidos por el sistema de procesamiento de audio 200 se decorrelacionan también por el decorrelador 205. Por ejemplo, las representaciones de los dominios de frecuencia de los datos de audio 245a, para las frecuencias por debajo del intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento, así como las representaciones de los dominios de frecuencia de los datos de audio 245b por encima del intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento, no se decorrelacionan por el decorrelador 205. Estos datos, junto con los coeficientes MDCT decorrelacionados 230 que se emiten por el decorrelador 205, se introducen en un proceso MDCT inverso 255. En este ejemplo, los datos de audio 245b incluyen coeficientes MDCT determinados por la herramienta de Extensión Espectral, una herramienta de extensión de ancho de banda de audio del códec de audio E-AC-3.

En este ejemplo, la información de decorrelación 240 se recibe por el decorrelador 205. El tipo de información de decorrelación 240 recibida puede variar según la implementación. En algunas implementaciones, la información de decorrelación 240 puede incluir información explícita de control específico del decorrelador y/o información explícita que pueda formar la base de una información de control de este tipo. La información de decorrelación 240 puede incluir, por ejemplo, parámetros espaciales tales como coeficientes de correlación entre los canales discretos individuales y un canal de acoplamiento y/o coeficientes de correlación entre los canales discretos individuales. Una información de decorrelación explícita 240 de este tipo puede incluir también información de tonalidad y/o información transitoria explícitas. Esta información puede usarse para determinar, al menos parcialmente, parámetros de filtro de decorrelación para el decorrelador 205.

Sin embargo, en implementaciones alternativas, ninguna información de decorrelación explícita 240 de este tipo se recibe por el decorrelador 205. Según algunas implementaciones de este tipo, la información de decorrelación 240 puede incluir información de un flujo de bits de un códec de audio heredado. Por ejemplo, la información de decorrelación 240 puede incluir información de segmentación de tiempo que esté disponible en un flujo de bits codificado según el códec de audio AC-3 o el códec de audio E-AC-3. La información de decorrelación 240 puede incluir información de acoplamiento en uso, información de conmutación de bloques, información exponencial, información de estrategia exponencial, etc. Una información de este tipo puede haberse recibido por un sistema de procesamiento de audio en un flujo de bits junto con los datos de audio 210.

En algunas implementaciones, el decorrelador 205 (u otro elemento del sistema de procesamiento de audio 200) puede determinar los parámetros espaciales, información de tonalidad y/o información transitoria en base a uno o más atributos de los datos de audio. Por ejemplo, el sistema de procesamiento de audio 200 puede determinar los parámetros espaciales para las frecuencias en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento en base a los datos de audio 245a o 245b, en el exterior del intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento. Como alternativa, o adicionalmente, el sistema de procesamiento de audio 200 puede determinar la información de tonalidad en base a la información a partir un flujo de bits de un códec de audio heredado. Se describirán a continuación algunas implementaciones de este tipo.

La Figura 2E es un diagrama de bloques que ilustra elementos de un sistema alternativo de procesamiento de audio. En esta implementación, el sistema de procesamiento de audio 200 incluye un mezclador ascendente/mezclador descendente N-a-M 262 y un mezclador ascendente/mezclador descendente M-a-K 264. Aquí, los elementos de datos de audio 220a-220n, que incluyen coeficientes de transformada para N canales de audio, se reciben por el mezclador ascendente/mezclador descendente N-a-M 262 y el decorrelador 205.

En este ejemplo, el mezclador ascendente/mezclador descendente N-a-M 262 puede estar configurado para mezclar ascendente o descendientemente los datos de audio para N canales a los datos de audio para M canales, según la información de mezcla 266. Sin embargo, en algunas implementaciones, el mezclador ascendente/mezclador descendente N-a-M 262 puede ser un elemento pasante. En implementaciones de este tipo, $N=M$. La información de mezcla 266 puede incluir ecuaciones de mezcla N-a-M. La información de mezcla 266 puede recibirse, por ejemplo, por el sistema de procesamiento de audio 200 en un flujo de bits junto con la información de decorrelación 240, las representaciones del dominio de frecuencia correspondientes a un canal de acoplamiento, etc. En este ejemplo, la información de decorrelación 240 que se recibe por el decorrelador 205 indica que el decorrelador 205 debería emitir M canales de los datos de audio decorrelacionados 230 al conmutador 203.

El conmutador 203 puede determinar, según la información de selección 207, si los datos de audio directos del mezclador ascendente/mezclador descendente N-a-M 262 o los datos de audio decorrelacionados 230 se enviarán al mezclador ascendente/mezclador descendente M-a-K 264. El mezclador ascendente/mezclador descendente M-a-K 264 puede estar configurado para mezclar ascendente o descendientemente los datos de audio para M canales a los datos de audio para K canales, según la información de mezcla 268. En implementaciones de este tipo, la información de mezcla 268 puede incluir ecuaciones de mezcla M-a-K. Para las implementaciones en las cuales $N=M$, el mezclador ascendente/mezclador descendente M-a-K 264 puede mezclar ascendente o descendientemente los datos de audio para N canales a los datos de audio para K canales según la información de mezcla 268. En implementaciones de este tipo, la información de mezcla 268 puede incluir ecuaciones de mezcla N-a-K. La

información de mezcla 268 puede recibirse, por ejemplo, por el sistema de procesamiento de audio 200 en un flujo de bits con la información de decorrelación 240 y otros datos.

Las ecuaciones de mezcla N-a-M, M-a-K o N-a-K pueden ser ecuaciones de mezcla ascendente o descendente. Las ecuaciones de mezcla N-a-M, M-a-K o N-a-K pueden ser un conjunto de coeficientes de combinación lineal que mapeen señales de audio de entrada para emitir señales de audio. Según algunas implementaciones de este tipo, las ecuaciones de mezcla M-a-K pueden ser ecuaciones de mezcla descendente de estéreo. Por ejemplo, el mezclador ascendente/mezclador descendente M-a-K 264 puede estar configurado para hacer una mezcla descendente de los datos de audio para 4, 5, 6 o más canales a datos de audio para 2 canales, según las ecuaciones de mezcla M-a-K en la información de mezcla 268. En algunas implementaciones de este tipo, pueden combinarse los datos de audio para un canal izquierdo ("L"), un canal central ("C") y un canal circundante izquierdo ("Ls"), según las ecuaciones de mezcla M-a-K, en un canal de salida de estéreo izquierdo Lo. Pueden combinarse los datos de audio para un canal derecho ("R"), el canal central y un canal circundante derecho ("Rs"), según las ecuaciones de mezcla M-a-K, en un canal de salida de estéreo derecho Ro. Por ejemplo, las ecuaciones de mezcla M-a-K pueden ser de la forma siguiente:

$$\begin{aligned} L_o &= L + 0.707C + 0.707L_s \\ R_o &= R + 0.707C + 0.707R_s \end{aligned}$$

Como alternativa, las ecuaciones de mezcla M-a-K pueden ser de la forma siguiente:

$$\begin{aligned} L_o &= L + -3dB \cdot C + att \cdot L_s \\ R_o &= R + -3dB \cdot C + att \cdot R_s, \end{aligned}$$

donde *att* puede representar, por ejemplo, un valor tal como -3dB, -6dB, -9dB o cero. Para las implementaciones en las cuales N=M, las ecuaciones anteriores pueden considerarse ecuaciones de mezcla N-a-K.

En este ejemplo, la información de decorrelación 240 que se recibe por el decorrelador 205 indica que los datos de audio para M canales luego se mezclarán ascendente o descendentemente a K canales. El decorrelador 205 puede estar configurado para usar un proceso de decorrelación diferente, dependiendo de si los datos para M canales luego se mezclarán ascendente o descendentemente en los datos de audio para K canales. Por consiguiente, el decorrelador 205 puede estar configurado para determinar los procesos de filtración de decorrelación en base, al menos parcialmente, a las ecuaciones de mezcla M-a-K. Por ejemplo, si los M canales luego se mezclan descendentemente a K canales, pueden usarse filtros de decorrelación diferentes para los canales que se combinarán en la reducción posterior. Según un ejemplo de este tipo, si la información de decorrelación 240 indica que los datos de audio para los canales L, R, Ls y Rs se mezclarán descendentemente a 2 canales, puede usarse un filtro de decorrelación para los canales L y R y puede usarse otro filtro de decorrelación para los canales Ls y Rs.

En algunas implementaciones, M = K. En implementaciones de este tipo, el mezclador ascendente/mezclador descendente M-a-K 264 puede ser un elemento pasante.

Sin embargo, en otras implementaciones, M>K. En implementaciones de este tipo, el mezclador ascendente/mezclador descendente M-a-K 264 puede funcionar como un mezclador descendente. Según algunas implementaciones de este tipo, puede usarse un método menos intensivo computacionalmente para generar la mezcla descendente decorrelacionada. Por ejemplo, el decorrelador 205 puede estar configurado para generar los datos de audio decorrelacionados 230 solo para los canales que el conmutador 203 enviará al módulo de transformada inversa 255. Por ejemplo, si N = 6 y M = 2, el decorrelador 205 puede estar configurado para generar los datos de audio decorrelacionados 230 para solo 2 canales mezclados descendentemente. En el proceso, el decorrelador 205 puede usar filtros de decorrelación para solo 2 canales en vez de 6, que reduzcan la complejidad. Puede incluirse la información de mezcla correspondiente en la información de decorrelación 240, en la información de mezcla 266 y en la información de mezcla 268. Por consiguiente, el decorrelador 205 puede estar configurado para determinar procesos de filtración de decorrelación en base, al menos parcialmente, a las ecuaciones de mezcla N-a-M, N-a-K o M-a-K.

La Figura 2F es un diagrama de bloques que muestra ejemplos de elementos de decorrelador. Los elementos mostrados en la Figura 2F puede, por ejemplo, implementarse en un sistema lógico de un aparato de descodificación, tal como el aparato descrito a continuación con referencia a la Figura 12. La Figura 2F representa un decorrelador 205 que incluye un generador de señales de decorrelación 218 y un mezclador 215. En algunas realizaciones, el decorrelador 205 puede incluir otros elementos. Se exponen en otra parte en la presente memoria ejemplos de otros elementos del decorrelador 205 y de cómo pueden funcionar.

En este ejemplo, los datos de audio 220 se introducen en el generador de señales de decorrelación 218 y en el mezclador 215. Los datos de audio 220 pueden corresponder a una pluralidad de canales de audio. Por ejemplo, los datos de audio 220 pueden incluir datos que resulten del acoplamiento de canales durante un proceso de codificación de audio que se haya mezclado ascendentemente antes de recibirse por el decorrelador 205. En algunas realizaciones, los datos de audio 220 pueden estar en el dominio de tiempo, mientras que, en otras

realizaciones, los datos de audio 220 pueden estar en el dominio de frecuencia. Por ejemplo, los datos de audio 220 pueden incluir secuencias de tiempo de coeficientes de transformada.

El generador de señales de decorrelación 218 puede formar uno o más filtros de decorrelación, aplicar los filtros de decorrelación a los datos de audio 220 y proporcionar las señales de decorrelación 227 resultantes al mezclador 215. En este ejemplo, el mezclador combina los datos de audio 220 con las señales de decorrelación 227 para producir los datos de audio decorrelacionados 230.

En algunas realizaciones, el generador de señales de decorrelación 218 puede determinar información de control de filtro de decorrelación para un filtro de decorrelación. Según algunas realizaciones de este tipo, la información de control de filtro de decorrelación puede corresponder a un desplazamiento máximo del polo del filtro de decorrelación. El generador de señales de decorrelación 218 puede determinar los parámetros de filtro de decorrelación para los datos de audio 220 en base, al menos parcialmente, a la información de control de filtro de decorrelación.

En algunas implementaciones, determinar la información de control de filtro de decorrelación puede implicar recibir una indicación expresa de la información de control de filtro de decorrelación (por ejemplo, una indicación expresa de un desplazamiento máximo del polo) con los datos de audio 220. En implementaciones alternativas, determinar la información de control de filtro de decorrelación puede implicar determinar información de la característica de audio y determinar los parámetros de filtro de decorrelación (tales como un desplazamiento máximo del polo) en base, al menos parcialmente, a la información de la característica de audio. En algunas implementaciones, la información de la característica de audio puede incluir información espacial, información de tonalidad y/o información transitoria.

Algunas implementaciones del decorrelador 205 se describirán ahora con más detalle con referencia a las Figuras 3-5E. La Figura 3 es un diagrama de flujo que ilustra un ejemplo de un proceso de decorrelación. La Figura 4 es un diagrama de bloques que ilustra ejemplos de componentes de decorrelador que pueden estar configurados para llevar a cabo el proceso de decorrelación de la Figura 3. El proceso de decorrelación 300 de la Figura 3 puede llevarse a cabo, al menos parcialmente, en un aparato de descodificación tal como el descrito a continuación con referencia a la Figura 12.

En este ejemplo, el proceso 300 empieza cuando un decorrelador recibe datos de audio (bloque 305). Como se describió anteriormente con referencia a la Figura 2F, los datos de audio pueden recibirse por el generador de señales de decorrelación 218 y por el mezclador 215 del decorrelador 205. Aquí, al menos algunos de los datos de audio se reciben por un mezclador ascendente, tal como el mezclador ascendente 225 de la Figura 2D. Como tal, los datos de audio corresponden a una pluralidad de canales de audio. En algunas implementaciones, los datos de audio recibidos por el decorrelador pueden incluir una secuencia de tiempo de representaciones del dominio de frecuencia de datos de audio (tales como coeficientes MDCT) en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento de cada canal. En implementaciones alternativas, los datos de audio pueden estar en el dominio de tiempo.

En el bloque 310, se determina información de control de filtro de decorrelación. La información de control de filtro de decorrelación puede determinarse, por ejemplo, según las características de audio de los datos de audio. En algunas implementaciones, tales como el ejemplo mostrado en la Figura 4, las características de audio de este tipo pueden incluir información espacial explícita, información de tonalidad y/o información transitoria codificada con los datos de audio.

En la realización mostrada en la Figura 4, el filtro de decorrelación 410 incluye un retardo fijo 415 y una porción con tiempo variable 420. En este ejemplo, el generador de señales de decorrelación 218 incluye un módulo de control de filtro de decorrelación 405 para controlar la porción con tiempo variable 420 del filtro de decorrelación 410. En este ejemplo, el módulo de control de filtro de decorrelación 405 recibe la información de tonalidad explícita 425 en forma de bandera de tonalidad. En esta implementación, el módulo de control de filtro de decorrelación 405 recibe también la información transitoria explícita 430. En algunas implementaciones, la información de tonalidad explícita 425 y/o la información transitoria explícita 430 pueden recibirse con los datos de audio, p. ej., como parte de la información de decorrelación 240. En algunas implementaciones, pueden generarse localmente la información de tonalidad explícita 425 y/o la información transitoria explícita 430.

En algunas implementaciones, ninguna información espacial explícita ni ninguna información de tonalidad ni ninguna información transitoria se recibe por el decorrelador 205. En algunas implementaciones de este tiempo, un módulo de control transitorio del decorrelador 205 (u otro elemento del sistema de procesamiento de audio) puede estar configurado para determinar información transitoria en base a uno o más atributos de los datos de audio. Un módulo de parámetro espacial del decorrelador 205 puede estar configurado para determinar los parámetros espaciales en base a uno o más atributos de los datos de audio. Se describen algunos ejemplos en otra parte en la presente memoria.

En el bloque 315 de la Figura 3, se determinan parámetros de filtro de decorrelación para los datos de audio, al menos parcialmente, en base a la información de control de filtro de correlación determinada en el bloque 310. Un

filtro de decorrelación puede formarse luego según los parámetros de filtro de decorrelación, como se muestra en el bloque 320. El filtro puede ser, por ejemplo, un filtro lineal con al menos un elemento de retardo. En algunas implementaciones, el filtro puede ser en base, el menos parcialmente, a una función meromórfica. Por ejemplo, el filtro puede incluir un filtro de todo paso.

- 5 En la implementación mostrada en la Figura 4, el módulo de control de filtro de decorrelación 405 puede controlar la porción con tiempo variable 420 del filtro de decorrelación 410 en base, al menos parcialmente, a las banderas de tonalidad 425 y/o a la información transitoria explícita 430 recibida por el decorrelador 205 en el flujo de bits. Se describen a continuación algunos ejemplos. En este ejemplo, el filtro de decorrelación 410 sólo se aplica a los datos de audio en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamientos.
- 10 En esta realización, el filtro de decorrelación 410 incluye un retardo fijo 415 seguido por la porción con tiempo variable 420, que es un filtro de todo paso en este ejemplo. En algunas realizaciones, el generador de señales de decorrelación 218 puede incluir un banco de filtros pasa todo. Por ejemplo, en algunas realizaciones en donde los datos de audio 220 están en el dominio de frecuencia, el generador de señales de decorrelación 218 puede incluir un filtro de todo paso para cada una de una pluralidad de cajas de frecuencia. Sin embargo, en implementaciones alternativas, puede aplicarse el mismo filtro a cada caja de frecuencia. Como alternativa, pueden agruparse las cajas de frecuencia y puede aplicarse el mismo filtro a cada grupo. Por ejemplo, las cajas de frecuencia pueden agruparse en bandas de frecuencia, pueden agruparse por canal y/o agruparse por banda de frecuencia y por canal.
- 15

- La cantidad del retardo fijo puede ser seleccionable, p. ej., mediante un dispositivo lógico y/o según la entrada de usuario. Con el fin de introducir un caos controlado en las señales de decorrelación 227, el control de filtros de decorrelación 405 puede aplicar parámetros de filtro de decorrelación para controlar los polos de el/los filtro(s) pasa todo de modo que uno o más de los polos se muevan de forma aleatoria o pseudoaleatoria en una región restringida.
- 20

- Por consiguiente, los parámetros de filtro de decorrelación pueden incluir parámetros para mover al menos un polo del filtro de todo paso. Los parámetros de este tipo pueden incluir parámetros para hacer oscilar uno o más polos del filtro de todo paso. Como alternativa, los parámetros de filtro de decorrelación pueden incluir parámetros para seleccionar un lugar de polo desde entre una pluralidad de lugares de polo para cada polo del filtro de todo paso. En un intervalo de tiempo predeterminado (por ejemplo, una vez cada bloque de Dolby Digital Plus), un nuevo lugar para cada polo del filtro de todo paso puede elegirse de forma aleatoria o pseudoleatoria.
- 25

- Algunas implementaciones de este tipo se describirán ahora con referencia a las Figuras 5A-5E. La Figura 5A es un gráfico que muestra un ejemplo de mover los polos de un filtro de todo paso. El gráfico 500 es un diagrama de polo de un filtro de todo paso de 3^{er} orden. En este ejemplo, el filtro tiene dos polos complejos (polos 505a y 505c) y un polo real (polo 505b). El círculo grande es el círculo de unidad 515. A lo largo del tiempo, los lugares de polo pueden hacerse oscilar (o cambiarse de otra forma) de tal manera que se muevan dentro de las áreas de restricción 510a, 510b y 510c, que restrinjan las trayectorias posibles de los polos 505a, 505b y 505c, respectivamente.
- 30

- En este ejemplo, las áreas de restricción 510a, 510b y 510c son circulares. Los lugares iniciales (o "semillas") de los polos 505a, 505b y 505c se indican mediante los círculos de los centros de las áreas de restricción 510a, 510b y 510c. En el ejemplo de la Figura 5A, las áreas de restricción 510a, 510b y 510c son círculos de radios centrados 0,2 en los lugares de polo iniciales. Los polos 505a y 505c corresponden a un par conjugado complejo, mientras que el polo 505b es un polo real.
- 35

- Sin embargo, otras implementaciones pueden incluir más o menos polos. Las implementaciones alternativas pueden incluir también áreas de restricción de tamaños o formas diferentes. Se muestran algunos ejemplos en las Figuras 5D y 5E y se describen a continuación.
- 40

- En algunas implementaciones, los canales diferentes de audio comparten las mismas áreas de restricción. Sin embargo, en implementaciones alternativas, los canales de los datos de audio no comparten las mismas áreas de restricción. Si los canales de los datos de audio comparten o no las mismas áreas de restricción, los polos pueden hacerse oscilar (o moverse de otra forma) independientemente para cada canal de audio.
- 45

- Una trayectoria de muestra del polo 505a se indica mediante flechas dentro del área de restricción 510a. Cada flecha representa un movimiento o "avance" 520 del polo 505a. Aunque no se muestran en la Figura 5A, los dos polos del par conjugado complejo, los polos 505a y 505c, se mueven conjuntamente, de modo que los polos conservan su relación conjugada.
- 50

- En algunas implementaciones, el movimiento de un polo puede controlarse cambiando un valor máximo de avance. El valor máximo de avance puede corresponder a un desplazamiento máximo de polo desde el lugar de polo más reciente. El valor máximo de avance define un círculo que tiene un radio igual al valor máximo de avance.
- 55

- Un ejemplo de este tipo se muestra en la Figura 5A. El polo 505a se desplaza desde su lugar inicial mediante el avance 520a hasta el lugar 505a'. El avance 520a puede haberse limitado según un valor máximo de avance

anterior, p. ej., un valor máximo de avance inicial. Después de que el polo 505a se mueve desde su lugar inicial hasta el lugar 505a', se determina un nuevo valor máximo de avance. El valor máximo de avance define el círculo máximo de avance 525, que tiene un radio igual al valor máximo de avance. En el ejemplo mostrado en la Figura 5A, ocurre que el avance siguiente (el avance 520b) es igual al valor máximo de avance. Por lo tanto, el avance 520b mueve el polo hacia el lugar 505a", sobre la circunferencia del círculo máximo de avance 525. Sin embargo, los avances 520 pueden ser generalmente menores que el valor máximo de avance.

En algunas implementaciones, el valor máximo de avance puede reiniciarse después de cada avance. En otras implementaciones, el valor máximo de avance puede reiniciarse después de múltiples avances y/o según cambios en los datos de audio.

El valor máximo de avance puede determinarse y/o controlarse de diversas formas. En algunas implementaciones, el valor máximo de avance puede ser en base, al menos parcialmente, a uno o más atributos de los datos de audio a los que se aplicarán el filtro de decorrelación.

Por ejemplo, el valor máximo de avance puede ser en base, al menos parcialmente, a la información de tonalidad y/o a la información transitoria. Según algunas implementaciones de este tipo, el valor máximo de avance puede estar en o cerca de cero para señales altamente tonales de los datos de audio (tales como datos de audio para un diapason, un clavicordio, etc.), que causan que se produzca poca o ninguna variación en los polos. En algunas implementaciones, el valor máximo de avance puede estar en o cerca de cero en el instante de un ataque de una señal transitoria (tal como datos de audio para una explosión, un portazo, etc.). Posteriormente (por ejemplo, a lo largo de un periodo de pocos bloques), el valor máximo de avance puede ascender a un valor mayor.

En algunas implementaciones, puede detectarse en el descodificador información de tonalidad y/o transitoria, en base a uno o más atributos de los datos de audio. Por ejemplo, puede determinarse información de tonalidad y/o transitoria según uno o más atributos de los datos de audio mediante un módulo tal como el receptor/generador de información de control 640, que se describe a continuación con referencia a las Figuras 6B y 6C. Como alternativa, puede transmitirse información de tonalidad y/o transitoria explícita desde un codificador y recibirse en un flujo de bits recibido por un descodificador, p. ej., a través de banderas de tonalidad y/o transitorias.

En esta implementación, el movimiento de un polo puede controlarse según parámetros de oscilación. Por consiguiente, mientras que el movimiento de un polo puede limitarse según un valor máximo de avance, la dirección y/o extensión del movimiento del polo puede incluir un componente aleatorio o cuasialeatorio. Por ejemplo, el movimiento de un polo puede ser en base, al menos parcialmente, a la emisión de un algoritmo de generador de números aleatorios o de generador de números pseudoaleatorios implementado en el software. Un software de este tipo puede almacenarse en un medio no transitorio y ejecutarse por un sistema lógico.

Sin embargo, en implementaciones alternativas, los parámetros de filtro de decorrelación pueden no implicar parámetros de oscilación. En su lugar, el movimiento del polo puede limitarse a lugares de polo predeterminados. Por ejemplo, un número de lugares de polo predeterminados puede situarse en un radio definido por un valor máximo de avance. Un sistema lógico puede seleccionar de forma aleatoria o pseudoaleatoria uno de estos lugares de polo predeterminados como el lugar siguiente de polo.

Diversos otros métodos pueden emplearse para controlar el movimiento del polo. En algunas implementaciones, si un polo está acercándose al límite de un área de restricción, la selección de movimientos de polo puede inclinarse hacia lugares nuevos de polo que estén más cerca del centro del área de restricción. Por ejemplo, si el polo 505a se mueve hacia el límite del área de restricción 510a, el centro del círculo máximo de avance 525 puede desplazarse hacia dentro hacia el centro del área de restricción 510a, de modo que el círculo máximo de avance 525 se sitúa siempre en el límite del área de restricción 510a.

En algunas implementaciones de este tipo, puede aplicarse una función de ponderación con el fin de crear una inclinación que tienda a mover un lugar de polo fuera de un límite de área de restricción. Por ejemplo, los lugares de polo predeterminados dentro del círculo máximo de avance 525 pueden no asignarse como probabilidades iguales de seleccionarse como el próximo lugar de polo. En su lugar, los lugares de polo predeterminados que estén más cerca del centro del área de restricción pueden asignarse como una probabilidad más alta que los lugares de polo predeterminados que estén más lejos del centro del área de restricción. Según algunas implementaciones de este tipo, cuando el polo 505a esté cerca del límite del área de restricción 510a, es más probable que el próximo movimiento del polo sea hacia el centro del área restringida 510a.

En este ejemplo, los lugares del polo 505b cambian también, pero se controlan de tal manera que el polo 505b continúa permaneciendo real. Por consiguiente, los lugares del polo 505b están restringidos para encontrarse a lo largo del diámetro 530 del área de restricción 510b. En implementaciones alternativas, sin embargo, el polo 505b puede moverse hacia los lugares que tengan un componente imaginario.

En otras implementaciones, los lugares de todos los polos pueden limitarse para moverse solo a lo largo del radio. En algunas implementaciones de este tipo, los cambios en el lugar del polo sólo aumentan o disminuyen los polos

(en términos de magnitud) pero no afectan su fase. Pueden ser útiles implementaciones de este tipo, por ejemplo, para impartir una reverberación de tiempo seleccionada constante.

Los polos para los coeficientes de frecuencias correspondientes a frecuencias más altas pueden estar relativamente más cerca del centro del círculo de unidad 515 que los polos para los coeficientes de frecuencias correspondientes a frecuencias más bajas. Usaremos la Figura 5B, una variación de la Figura 5A, para ilustrar una implementación de ejemplo. Aquí, en un instante de tiempo dado, los triángulos 505a", 505b" y 505c" indican los lugares del polo en la frecuencia f_0 obtenida después de oscilar o algunos otros procesos que describen su variación de tiempo. El polo en 505a" se indica con z_1 y el polo en 505b" se indica con z_2 . El polo en 505c" es el conjugado complejo del polo en 505a" y se representa por lo tanto con z_1^* donde el asterisco indica una conjugación compleja.

Los polos para el filtro usado en cualquier otra frecuencia f se obtiene en este ejemplo escalando los polos z_1 , z_2 y z_1^* mediante un factor $a(f)/a(f_0)$, donde $a(f)$ es una función que disminuye con la frecuencia de datos de audio f . Cuando $f=f_0$, el factor de escalamiento es igual a 1 y los polos están en los lugares esperados. Según algunas implementaciones de este tipo, pueden aplicarse retardos de grupos más pequeños a los coeficientes de frecuencias correspondientes a frecuencias más altas que los coeficientes de frecuencias correspondientes a frecuencias más bajas. En la realización descrita aquí, los polos se hacen oscilar en una frecuencia y se escalan para obtener lugares de polo para otras frecuencias. La frecuencia f_0 podría ser, por ejemplo, la frecuencia de comienzo de acoplamiento. En implementaciones alternativas, los polos podrían oscilarse por separado en cada frecuencia y las áreas de restricción (510a, 510b y 510c) pueden estar sustancialmente más cerca del origen en frecuencias más altas en comparación con frecuencias más bajas.

Según diversas implementaciones descritas en la presente memoria, los polos 505 pueden ser móviles, pero pueden mantener una relación espacial o angular sustancialmente consistente entre sí. En algunas implementaciones de este tipo, los movimientos de los polos 505 pueden no limitarse según las áreas de restricción.

La Figura 5C muestra un ejemplo de este tipo. En este ejemplo, los polos conjugados complejos 505a y 505c pueden ser móviles en un sentido horario o antihorario dentro del círculo de unidad 515. Cuando los polos 505a y 505c se muevan (por ejemplo, en un intervalo de tiempo predeterminado), ambos polos pueden hacerse rotar un ángulo θ que se seleccione de forma aleatoria o cuasialeatoria. En algunas realizaciones, este movimiento angular puede restringirse según un valor máximo de avance angular. En el ejemplo mostrado en la Figura 5C, el polo 505a se ha movido un ángulo θ en un sentido horario. Por consiguiente, el polo 505c se ha movido un ángulo θ en un sentido antihorario, con el fin de mantener la relación conjugada compleja entre el polo 505a y el polo 505c.

En este ejemplo, el polo 505b se restringe para moverse a lo largo del eje real. En algunas implementaciones de este tipo, los polos 505a y 505c pueden ser también móviles hacia o fuera del centro del círculo de unidad 515, p. ej., como se describió anteriormente con referencia a la Figura 5B. En implementaciones alternativas, el polo 505b puede no moverse. En otras implementaciones, el polo 505b puede moverse desde el eje real.

En los ejemplos mostrados en las Figuras 5A y 5B, las áreas de restricción 510a, 510b y 510c son circulares. Sin embargo, diversas otras formas de áreas de restricción se contemplan por los inventores. Por ejemplo, el área de restricción 510d de la Figura 5D es de forma sustancialmente oval. El polo 505d puede estar colocado en diversos lugares dentro del área de restricción oval 510d. En el ejemplo de la Figura 5E, el área de restricción 510e es un anillo. El polo 505e puede estar colocado en diversos lugares dentro del anillo del área de restricción 510d.

Volviendo ahora a la Figura 3, en el bloque 325 se aplica un filtro de decorrelación a al menos algunos de los datos de audio. Por ejemplo, el generador de señales de decorrelación 218 de la Figura 4 puede aplicar un filtro de decorrelación a al menos algunos de los datos de audio de entrada 220. La salida del filtro de decorrelación 227 puede no correlacionarse con los datos de audio de entrada 220. Además, la salida del filtro de decorrelación puede tener sustancialmente la misma densidad espectral de potencia que la señal de entrada. Por lo tanto, la salida del filtro de decorrelación 227 puede sonar natural. En el bloque 330, la salida del filtro de decorrelación se mezcla con los datos de audio de entrada. En el bloque 335, se emiten datos de audio decorrelacionados. En el ejemplo de la Figura 4, en el bloque 330, el mezclador 215 combina la emisión del filtro de decorrelación 227 (que puede referirse en la presente memoria como "datos de audio filtrados") con los datos de audio de entrada 220 (que pueden referirse en la presente memoria como "datos de audio directos"). En el bloque 335, el mezclador 215 emite los datos de audio decorrelacionados 230. Si se determina en el bloque 340 que se procesarán más datos de audio, el proceso de decorrelación 300 vuelve al bloque 305. Por el contrario, termina el proceso de decorrelación 300. (Bloque 345.)

La Figura 6A es un diagrama de bloques que ilustra una implementación alternativa de un decorrelador. En este ejemplo, el mezclador 215 y el generador de señales de decorrelación 218 reciben elementos de datos de audio 220 correspondientes a una pluralidad de canales. Al menos algunos de los elementos de datos de audio 220 pueden emitirse, por ejemplo, por un mezclador ascendente, tal como un mezclador ascendente 225 de la Figura 2D.

Aquí, el mezclador 215 y el generador de señales de decorrelación 218 reciben también diversos tipos de información de decorrelación. En algunas implementaciones, puede recibirse al menos alguna información de decorrelación en un flujo de bits junto con los elementos de datos de audio 220. Como alternativa, o adicionalmente, al menos alguna información de decorrelación puede determinarse localmente, p. ej., por otros componentes del decorrelador 205 o por uno o más de otros componentes del sistema de procesamiento de audio 200.

En este ejemplo, la información de decorrelación recibida incluye información de control de generador de señales de decorrelación 625. La información de control de generador de señales de decorrelación 625 puede incluir información de filtro de decorrelación, información de ganancia, información de control de entrada, etc. El generador de señales de decorrelación produce las señales de decorrelación 227 en base, al menos parcialmente, a la información de control de generador de señales de decorrelación 625.

Aquí, la información de decorrelación recibida incluye también información de control transitoria 430. Se proporcionan en otra parte en esta descripción diversos ejemplos de cómo el decorrelador 205 puede usar y/o generar la información de control transitoria 430.

En esta implementación, el mezclador 215 incluye el sintetizador 605 y el mezclador de señales directas y señales de decorrelación 610. En este ejemplo, el sintetizador 605 es un combinador específico del canal de salida de señales de decorrelación o reverberación, tales como las señales de decorrelación 227 recibidas por el generador de señales de decorrelación 218. Según algunas implementaciones de este tipo, el sintetizador 605 puede ser un combinador lineal de las señales de decorrelación o de reverberación. En este ejemplo, las señales de decorrelación 227 corresponden a elementos de datos de audio 220 para una pluralidad de canales, a las cuales se han aplicado uno o más filtros de decorrelación por el generador de señales de decorrelación. Por consiguiente, las señales de decorrelación 227 pueden referirse también en la presente memoria como "datos de audio filtrados" o "elementos de datos de audio filtrados".

Aquí, el mezclador de señales directas y de señales de decorrelación 610 es un combinador específico del canal de salida de los elementos de datos de audio filtrados con los elementos de datos de audio "directos" 220 correspondientes a una pluralidad de canales, para producir los datos de audio decorrelacionados 230. Por consiguiente, el decorrelador 205 puede proporcionar una decorrelación específica del canal y no jerárquica de datos de audio.

En este ejemplo, el sintetizador 605 combina las señales de decorrelación 227 según los parámetros de sintetización de señales de decorrelación 615, que pueden referirse también en la presente memoria como "coeficientes de sintetización de señales de decorrelación". De manera similar, el mezclador de señales directas y señales de decorrelación 610 combina los elementos de datos de audio directos y filtrados según los coeficientes de mezcla 620. Los parámetros de sintetización de señales de decorrelación 615 y los coeficientes de mezcla 620 pueden ser en base, al menos parcialmente, a la información de decorrelación recibida.

Aquí, la información de decorrelación recibida incluye la información de parámetros espaciales 630, que es específica del canal en este ejemplo. En algunas implementaciones, el mezclador 215 puede estar configurado para determinar los parámetros de sintetización de señales de decorrelación 615 y/o los coeficientes de mezcla 620 en base, al menos parcialmente, a la información de parámetros espaciales 630. En este ejemplo, la información de decorrelación recibida incluye también información de mezclado ascendente/mezclado descendente 635. Por ejemplo, la información de mezclado descendente/mezclado ascendente 635 puede indicar cuántos canales de datos de audio se combinaban para producir datos de audio mezclados descendentemente, lo que puede corresponder a uno o más canales de acoplamientos en un intervalo de frecuencias de canales de acoplamientos. La información de mezclado descendente/mezclado ascendente 635 puede indicar también un número de canales de salida deseados y/o de características de los canales de salida. Como se describió anteriormente con referencia a la Figura 2E, en algunas implementaciones, la información de mezclado descendente/mezclado ascendente 635 puede incluir información correspondiente a la información de mezcla 266 recibida por el mezclador ascendente/mezclador descendente N-a-M 262 y/o la información de mezcla 268 recibida por el mezclador ascendente/mezclador descendente M-a-K 264.

La Figura 6B es un diagrama de bloques que ilustra otra implementación de un decorrelador. En este ejemplo, el decorrelador 205 incluye un receptor/generador de información de control 640. Aquí, el receptor/generador de información de control 640 recibe los elementos de datos de audio 220 y 245. En este ejemplo, los elementos de datos de audio 220 correspondientes se reciben también por el mezclador 215 y el generador de señales de decorrelación 218. En algunas implementaciones, los elementos de datos de audio 220 pueden corresponder a datos de audio en un intervalo de frecuencias de canales de acoplamientos, mientras que los elementos de datos de audio 245 pueden corresponder a datos de audio que estén en uno o más intervalos de frecuencias en el exterior del intervalo de frecuencias de canales de acoplamientos.

En esta implementación, el receptor/generador de información de control 640 determina la información de control de generador de señales de decorrelación 625 y la información de control de mezclador 645 según la información de

decorrelación 240 y/o los elementos de datos de audio 220 y/o 245. Se describen a continuación algunos ejemplos del receptor/generador de información de control 640 y su funcionalidad.

La Figura 6C ilustra una implementación alternativa de un sistema de procesamiento de audio. En este ejemplo, el sistema de procesamiento de audio 200 incluye un decorrelador 205, un conmutador 203 y un módulo de transformada inversa 255. En algunas implementaciones, el conmutador 203 y el módulo de transformada inversa 255 pueden ser sustancialmente como se describió anteriormente con referencia a la Figura 2A. De manera similar, el mezclador 215 y el generador de señales de decorrelación pueden ser sustancialmente como se describió en otra parte en la presente memoria.

El receptor/generador de información de control 640 puede tener una funcionalidad diferente, según la implementación específica. En esta implementación, el receptor/generador de información de control 640 incluye un módulo de control de filtro 650, un módulo de control transitorio 655, un módulo de control de mezclador 660 y un módulo de parámetros espaciales 665. Como con otros componentes del sistema de procesamiento de audio 200, los elementos del receptor/generador de información de control 640 pueden implementarse a través de hardware, firmware, software almacenados en un medio no transitorio y/o en combinaciones de los mismos. En algunas implementaciones, estos componentes pueden implementarse mediante un sistema lógico tal como el descrito en otra parte en esta descripción.

El módulo de control de filtro 650 puede estar configurado, por ejemplo, para controlar el generador de señales de decorrelación como se describió anteriormente con referencia a las Figuras 2E-5E y/o como se describe a continuación con referencia a la Figura 11B. Se proporcionan a continuación diversos ejemplos de la funcionalidad del módulo de control transitorio 655 y del módulo de control de mezclador 660.

En este ejemplo, el receptor/generador de información de control 640 recibe los elementos de datos de audio 220 y 245, que pueden incluir al menos una porción de los datos de audio recibidos por el conmutador 203 y/o el decorrelador 205. Los elementos de datos de audio 220 se reciben por el mezclador 215 y por el generador de señales de decorrelación 218. En algunas implementaciones, los elementos de datos de audio 220 pueden corresponder a datos de audio en un intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento, mientras que los elementos de datos de audio 245 pueden corresponder a datos de audio que estén en un intervalo de frecuencias en el exterior del intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento. Por ejemplo, los elementos de datos de audio 245 pueden corresponder a datos de audio que estén en un intervalo de frecuencias por encima y/o por debajo de los del intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento.

En esta implementación, el receptor/generador de información de control 640 determina la información de control de generador de control de señales de decorrelación 625 y la información de control de mezclador 645 según la información de decorrelación 240, los elementos de datos de audio 220 y/o los elementos de datos de audio 245. El receptor/generador de información de control 640 proporciona la información de control de generador de señales de decorrelación 625 y la información de control de mezclador 645 al generador de señales de decorrelación 218 y al mezclador 215, respectivamente.

En algunas implementaciones, el receptor/generador de información de control 640 puede estar configurado para determinar la información de tonalidad y para determinar la información de control de generador de señales de decorrelación 625 y/o la información de control de mezclador 645 en base, al menos parcialmente, a la información de tonalidad. Por ejemplo, el receptor/generador de información de control 640 puede estar configurado para recibir información de tonalidad explícita a través de información de tonalidad explícita, tal como banderas de tonalidad, como parte de la información de decorrelación 240. El receptor/generador de información de control 640 puede estar configurado para procesar la información de tonalidad explícita recibida y para determinar información de control de tonalidad.

Por ejemplo, si el receptor/generador de información de control 640 determina que los datos de audio en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento son altamente tonales, el receptor/generador de información de control 640 puede configurarse para proporcionar información de control de generador de señales de decorrelación 625 que indique que el valor máximo de avance debería establecerse en cero o cerca de cero, lo que causa que se produzca poca o ninguna variación en los polos. Posteriormente (por ejemplo, a lo largo de un periodo de pocos bloques), el valor máximo de avance puede ascender a un valor mayor. En algunas implementaciones, si el receptor/generador de información de control 640 determina que los datos de audio en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento son altamente tonales, el receptor/generador de información de control 640 puede configurarse para indicar al módulo de parámetros espaciales 665 que puede aplicarse un grado relativamente más alto de suavización al calcular diversas cantidades, tales como las energías usadas en la estimación de los parámetros espaciales. Se proporcionan en otra parte en la presente memoria otros ejemplos de respuestas para determinar datos de audio altamente tonales.

En algunas implementaciones, el receptor/generador de información de control 640 puede estar configurado para determinar la información de tonalidad según uno o más atributos de los datos de audio 220 y/o según la información

de un flujo de bits de un códec de audio heredado que se reciba a través de la información de decorrelación 240, tal como la información exponencial y/o la información de estrategia exponencial.

Por ejemplo, en el flujo de bits de datos de audio codificados según el códec de audio E-AC-3, los exponentes para los coeficientes de transformada se codifican de forma. La cantidad de diferencias exponenciales absolutas en un intervalo de frecuencias es una medida de distancia desplazada a lo largo del envolvente espectral de la señal en un dominio de registro-magnitud. Las señales tales como el diapason o el clavicordio tienen un espectro de cerca y, por lo tanto, la trayectoria a lo largo de la cual se mide esta distancia se caracteriza por muchos máximos y mínimos. Así, para las señales de este tipo, la distancia desplazada a lo largo del envolvente espectral en el mismo intervalo de frecuencias es más grande que para las señales para los datos de audio correspondientes a, p. ej., aplausos o lluvia, que tienen un espectro relativamente plano.

Por lo tanto, en algunas implementaciones, el receptor/generador de información de control 640 puede estar configurado para determinar una métrica de tonalidad basada, al menos parcialmente, según las diferencias exponenciales en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento. Por ejemplo, el receptor/generador de información de control 640 puede estar configurado para determinar una métrica de tonalidad en base a la diferencia exponencial absoluta media en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento. Según algunas implementaciones de este tipo, la métrica de tonalidad solo se calcula cuando la estrategia exponencial de acoplamiento se comparte para todos los bloques en un marco y no indica el intercambio de frecuencias exponenciales, en cuyo caso es significativo definir la diferencia exponencial desde una caja de frecuencias hasta la siguiente. Según algunas implementaciones, la métrica de tonalidad solo se calcula si la bandera de transformada híbrida adaptable (AHT) E-AC-3 se establece para el canal de acoplamiento.

Si la métrica de tonalidad se determina como la diferencia exponencial absoluta de los datos de audio E-AC-3, en algunas implementaciones, la métrica de tonalidad puede tomar un valor entre 0 y 2, porque -2, -1, 0, 1 y 2 son las únicas diferencias exponenciales permitidas según E-AC-3. Uno o más umbrales de tonalidad pueden establecerse con el fin de diferenciar señales tonales y no tonales. Por ejemplo, algunas implementaciones implican establecer un umbral para entrar en un estado de tonalidad y otro umbral para salir del estado de tonalidad. El umbral para salir del estado de tonalidad puede ser inferior que el umbral para entrar en el estado de tonalidad. Las implementaciones de este tipo proporcionan un grado de histéresis, de tal manera que los valores de tonalidad ligeramente por debajo del umbral superior no causarán de forma involuntaria un cambio de estado de tonalidad. En un ejemplo, el umbral para salir del estado de tonalidad es de 0,40, mientras que el umbral para entrar en el estado de tonalidad es de 0,45. Sin embargo, otras implementaciones pueden incluir más o menos umbrales y los umbrales pueden tener valores diferentes.

En algunas implementaciones, el cálculo de la métrica de tonalidad puede ponderarse según la energía presente en la señal. Esta energía puede derivarse directamente de los exponentes. La métrica de energía de registro puede ser inversamente proporcional a los exponentes porque los exponentes se representan como potencias negativas de dos en E-AC-3. Según las implementaciones de este tipo, esas partes del espectro que son de bajo valor energético contribuirán menos a la métrica de tonalidad general que esas partes del espectro que son de alto valor energético. En algunas implementaciones, el cálculo de métrica de tonalidad puede llevarse a cabo sólo en el bloque cero de un marco.

En el ejemplo mostrado en la Figura 6C, los datos de audio decorrelacionados 230 del mezclador 215 se proporcionan al conmutador 203. En algunas implementaciones, el conmutador 203 puede determinar qué componentes de los datos de audio directos 220 y de los datos de audio decorrelacionados 230 se enviarán al módulo de transformada inversa 255. Por consiguiente, en algunas implementaciones, el sistema de procesamiento de audio 200 puede proporcionar una decorrelación selectiva o adaptable a señales de componentes de datos de audio. Por ejemplo, en algunas implementaciones, el sistema de procesamiento de audio 200 puede proporcionar una decorrelación selectiva o adaptable a señales de canales específicos de datos de audio. Como alternativa, o adicionalmente, en algunas implementaciones, el sistema de procesamiento de audio 200 puede proporcionar una decorrelación selectiva o adaptable a señales de bandas de frecuencia específicas de datos de audio.

En diversas implementaciones del sistema de procesamiento de audio 200, el receptor/generador de información de control 640 puede estar configurado para determinar uno o más tipos de parámetros espaciales de los datos de audio 220. En algunas implementaciones, al menos alguna funcionalidad de este tipo puede proporcionarse por el módulo de parámetros espaciales 665 mostrado en la Figura 6C. Algunos parámetros espaciales de este tipo pueden ser coeficientes de correlación entre los canales discretos individuales y un canal de acoplamiento, que puede referirse también en la presente memoria como "alfa". Por ejemplo, si el canal de acoplamiento incluye datos de audio para cuatro canales, pueden existir cuatro alfas, un alfa para cada canal. En algunas implementaciones de este tipo, los cuatro canales pueden ser el canal izquierdo ("L"), el canal derecho ("R"), el canal circundante izquierdo ("Ls") y el canal circundante derecho ("Rs"). En algunas implementaciones, el canal de acoplamiento puede incluir datos de audio para los canales descritos anteriormente y un canal central. Un alfa puede calcularse o no para el canal central, dependiendo de si se decorrelacionará el canal central se. Otras implementaciones pueden implicar un número mayor o menor de canales.

Otros parámetros espaciales pueden ser coeficientes de correlación intercanal que indiquen una correlación entre pares de canales discretos individuales. Los parámetros de este tipo pueden referirse algunas veces en la presente memoria como "coherencia intercanal" o "ICC" reflectante. En el ejemplo de cuatro canales referido anteriormente, pueden existir seis valores ICC implicados, para el par L-R, para el par L-Ls, para el par L-Rs, para el par R-Ls, el par R-Rs y para el par Ls-Rs.

En algunas implementaciones, la determinación de los parámetros espaciales por el receptor/generador de información de control 640 puede implicar recibir parámetros espaciales explícitos en un flujo de bits, p. ej., a través de la información de decorrelación 240. Como alternativa, o adicionalmente, el receptor/generador de información de control 640 puede estar configurado para estimar al menos algunos parámetros espaciales. El receptor/generador de información de control 640 puede estar configurado para determinar los parámetros de mezcla en base, al menos parcialmente, a parámetros espaciales. Por consiguiente, en algunas implementaciones, las funciones relacionadas con la determinación y el procesamiento de parámetros espaciales pueden llevarse a cabo, al menos parcialmente, mediante el módulo de control de mezclador 660.

Las Figuras 7A y 7B son diagramas de vectores que proporcionan una ilustración simplificada de parámetros espaciales. Las Figuras 7A y 7B pueden considerarse como una representación conceptual en 3-D de señales en un espacio de vector N-dimensional. Cada vector N-dimensional puede representar una variable aleatoria con valor real o complejo cuyas N coordenadas correspondan a cualquiera de N pruebas independientes. Por ejemplo, las N coordenadas pueden corresponder a una recogida de N coeficientes de dominio de frecuencia de una señal dentro de un intervalo de frecuencias y/o dentro de un intervalo de tiempo (por ejemplo, durante unos bloques de audio).

Con referencia primero al panel izquierdo de la Figura 7A, este diagrama de vector representa las relaciones espaciales entre un canal de entrada izquierdo l_{in} , un canal de entrada derecho r_{in} y un canal de acoplamiento x_{mono} , una mezcla descendente mono formada añadiendo l_{in} y r_{in} . La Figura 7A es un ejemplo simplificado de la formación de un canal de acoplamiento, que puede llevarse a cabo mediante un aparato de codificación. El coeficiente de correlación entre el canal de entrada izquierdo l_{in} y el canal de acoplamiento x_{mono} es α_L y el coeficiente de correlación entre el canal de entrada derecho r_{in} y el canal de acoplamiento es α_R . Por consiguiente, el ángulo θ_L entre los vectores que representan el canal de entrada izquierdo l_{in} y el canal de acoplamiento x_{mono} es igual al arco (α_L) y el ángulo θ_R entre los vectores que representan el canal de entrada derecho r_{in} y el canal de acoplamiento x_{mono} es igual al arco (α_R).

El panel derecho de la Figura 7A muestra un ejemplo simplificado de decorrelacionar un canal de salida individual desde un canal de acoplamiento. Un proceso de decorrelación de este tipo puede llevarse a cabo, por ejemplo, mediante un aparato de descodificación. Generando una señal de decorrelación y_L que esté no correlacionada con (perpendicular a) el canal de acoplamiento x_{mono} y mezclándola con el canal de acoplamiento x_{mono} usando ponderaciones apropiadas, la amplitud del canal de salida individual (l_{out} , en este ejemplo) y su separación angular del canal de acoplamiento x_{mono} pueden reflejar con precisión la amplitud del canal de entrada individual y su relación espacial con el canal de acoplamiento. La señal de decorrelación y_L debería tener la misma distribución de potencia (representada aquí por la longitud de vector) que el canal de acoplamiento x_{mono} . En este ejemplo,

$$l_{out} = \alpha_L x_{mono} + \sqrt{1 - \alpha_L^2} y_L. \text{ Indicando } \sqrt{1 - \alpha_L^2} = \beta_L, l_{out} = \alpha_L x_{mono} + \beta_L y_L.$$

Sin embargo, restaurar la relación espacial entre los canales discretos individuales y un canal de acoplamiento no garantiza la restauración de las relaciones espaciales entre los canales discretos (representados por las ICC). Este hecho se ilustra en la Figura 7B. Los dos paneles en la Figura 7B muestran dos casos extremos. La separación entre l_{out} y r_{out} se maximiza cuando las señales de decorrelación y_L e y_R se separan 180° , como se muestra en el panel izquierdo de la Figura 7B. En este caso, la ICC entre los canales izquierdo y derecho se minimiza y la diversidad de fases entre l_{out} y r_{out} se maximiza. Por el contrario, como se muestra en el panel derecho de la Figura 7B, la separación entre l_{out} y r_{out} se minimiza cuando las señales de decorrelación y_L e y_R se separan 0° . En este caso, la ICC entre los canales izquierdo y derecho se maximiza y la diversidad de fases entre l_{out} y r_{out} se minimiza.

En los ejemplos mostrados en la Figura 7B, todos los vectores ilustrados están en el mismo plano. En otros ejemplos, y_L e y_R pueden estar colocados en otros ángulos uno respecto del otro. Sin embargo, es preferible que y_L e y_R sean perpendiculares o, al menos, sustancialmente perpendiculares al canal de acoplamiento x_{mono} . En algunos ejemplos, tanto y_L como y_R pueden extenderse, al menos parcialmente, en un plano que sea ortogonal al plano de la Figura 7B.

Como los canales discretos se reproducen y se presentan finalmente a los oyentes, una restauración apropiada de las relaciones espaciales entre los canales discretos (las ICC) puede mejorar considerablemente la restauración de las características espaciales de los datos de audio. Como puede verse por los ejemplos de la Figura 7B, una restauración precisa de las ICC depende de crear señales de decorrelación (aquí, y_L e y_R) que tengan relaciones espaciales apropiadas entre sí. Esta correlación entre las señales de decorrelación puede referirse en la presente memoria como la coherencia de señales de interdecorrelación o "IDC".

En el panel izquierdo de la Figura 7B, la IDC entre y_L e y_R es -1. Como se señaló anteriormente, esta IDC se corresponde con una ICC máxima entre los canales izquierdo y derecho. Comparando el panel izquierdo de la

Figura 7B con el panel izquierdo de la Figura 7A, puede observarse que, en este ejemplo con dos canales acoplados, la relación espacial entre l_{out} y r_{out} refleja de forma precisa la relación espacial entre l_{in} y r_{in} . En el panel derecho de la Figura 7B, la IDC entre y_L y y_R es 1 (correlación completa). Comparando el panel derecho de la Figura 7B con el panel izquierdo de la Figura 7A, uno puede ver que, en este ejemplo, la relación espacial entre l_{out} y r_{out} no refleja de forma precisa la relación espacial entre l_{in} y r_{in} .

Por consiguiente, estableciendo la IDC entre los canales individuales espacialmente adyacentes en -1, la ICC entre estos canales puede minimizarse y la relación espacial entre estos canales puede restaurarse minuciosamente cuando estos canales sean dominantes. Esto da como resultado una imagen de sonido general que se aproxima de forma perceptual a la imagen de sonido de la señal de audio original. Los métodos de este tipo pueden referirse en la presente memoria como métodos "de cambio de signo". En los métodos de este tipo, no se requiere ningún conocimiento de las ICC reales.

La Figura 8A es un diagrama de flujo que ilustra bloques de algunos métodos de decorrelación proporcionados en la presente memoria. Como con otro método descrito en la presente memoria, los bloques del método 800 no se llevan a cabo necesariamente en el orden indicado. Además, algunas implementaciones del método 800 y otros métodos pueden incluir más o menos bloques que los indicados o descritos. El método 800 empieza con el bloque 802, en donde se reciben datos de audio correspondientes a una pluralidad de canales de audio. Los datos de audio pueden recibirse, por ejemplo, por un componente de un sistema de descodificación de audio. En algunas implementaciones, los datos de audio pueden recibirse por un decorrelador de un sistema de descodificación de audio, tal como una de las implementaciones del decorrelador 205 descrito en la presente memoria. Los datos de audio incluyen elementos de datos de audio para una pluralidad de canales de audio producidos mediante la mezcla ascendente de datos de audio correspondientes a un canal de acoplamiento. Según algunas implementaciones, los datos de audio pueden haberse mezclado ascendentemente aplicando factores específicos de canales y de escalamiento con variación de tiempo a los datos de audio correspondientes al canal de acoplamiento. Se proporcionan a continuación algunos ejemplos.

En este ejemplo, el bloque 804 implica determinar características de audio de los datos de audio. Aquí, las características de audio incluyen datos de parámetros espaciales. Los datos de parámetros espaciales pueden incluir alfas, los coeficientes de correlación entre los canales de audio individuales y el canal de acoplamiento. El bloque 804 puede implicar recibir datos de los parámetros espaciales, p. ej., a través de la información de decorrelación 240 descrita anteriormente con referencia a las Figuras 2A *et seq.* Como alternativa, o adicionalmente, el bloque 804 puede implicar estimar parámetros espaciales localmente, p. ej., mediante el receptor/generador de información de control 640 (véase, p. ej., la Figura 6B o 6C). En algunas implementaciones, el bloque 804 puede implicar determinar otras características de audio, tales como características transitorias o características de tonalidad.

Aquí, el bloque 806 implica determinar al menos dos procesos de filtración de decorrelación para los datos de audio en base, al menos parcialmente, a las características de audio. Los procesos de filtración de decorrelación pueden ser procesos de filtración de decorrelación específicos de canal. Según algunas implementaciones, cada uno de los procesos de filtración de decorrelación determinados en el bloque 806 incluye una secuencia de operaciones relacionadas con la decorrelación.

Aplicar al menos dos procesos de filtración de decorrelación determinados en el bloque 806 puede producir señales de decorrelación específicas de canal. Por ejemplo, aplicar los procesos de filtración de decorrelación determinados en el bloque 806 puede causar una coherencia de señales de interdecorrelación específica ("IDC") entre las señales de decorrelación específicas del canal para al menos un par de canales. Algunos procesos de filtración de decorrelación de este tipo pueden implicar aplicar al menos un filtro de decorrelación a al menos una porción de los datos de audio (p. ej., como se describe a continuación con referencia al bloque 820 de la Figura 8B o de la Figura 8E) para producir datos de audio filtrados, también referidos en la presente memoria como señales de decorrelación. Pueden llevarse a cabo operaciones adicionales en los datos de audio filtrados para producir las señales de decorrelación específicas de canal. Algunos procesos de filtración de decorrelación de este tipo pueden implicar un proceso de cambio de signo lateral, tal como uno de los procesos de cambio de signo lateral descritos a continuación con referencia a las Figuras 8B-8D.

En algunas implementaciones, puede determinarse en el bloque 806 que se usará el mismo filtro de decorrelación para producir datos de audio filtrados correspondientes a todos los canales que se decorrelacionarán, mientras que, en otras implementaciones, puede determinarse en el bloque 806 que se usará un filtro de decorrelación diferente para producir datos de audio filtrados para al menos algunos canales que se decorrelacionarán. En algunas implementaciones, puede determinarse en el bloque 806 que no se decorrelacionarán datos de audio correspondientes a un canal central, mientras que, en otras implementaciones, el bloque 806 puede implicar determinar un filtro de decorrelación diferente para los datos de audio de un canal central. Además, aunque, en algunas implementaciones, cada uno de los procesos de filtración de decorrelación determinados en el bloque 806 incluye una secuencia de operaciones relacionadas con la decorrelación, en las implementaciones alternativas, cada uno de los procesos de filtración de decorrelación determinados en el bloque 806 puede corresponderse con una

etapa particular de un proceso de decorrelación general. Por ejemplo, en implementaciones alternativas, cada uno de los procesos de filtración de decorrelación determinados en el bloque 806 puede corresponderse con una operación particular (o un grupo de operaciones relacionadas) dentro de una secuencia de operaciones relacionadas con generar una señal de decorrelación para al menos dos canales.

- 5 En el bloque 808, se implementarán los procesos de filtración de decorrelación determinados en el bloque 806. Por ejemplo, el bloque 808 puede implicar aplicar un filtro o filtros de decorrelación a al menos una porción de los datos de audio recibidos, para producir datos de audio filtrados. Los datos de audio filtrados pueden corresponderse, por ejemplo, con las señales de decorrelación 227 producidas por el generador de señales de decorrelación 218, como se describió anteriormente con referencia a las Figuras 2F, 4 y/o 6A-6C. El bloque 808 puede implicar también
- 10 diversas otras operaciones, ejemplos de las cuales se proporcionarán a continuación.

Aquí, el bloque 810 implica determinar los parámetros de mezcla en base, al menos parcialmente, a las características de audio. El bloque 810 puede llevarse a cabo, al menos parcialmente, mediante el módulo de control de mezclador 660 del receptor/generador de información de control 640 (véase la Figura 6C). En algunas implementaciones, los parámetros de mezcla pueden ser parámetros de mezcla específicos de canal de salida. Por

15 ejemplo, el bloque 810 puede implicar recibir o estimar valores alfa para cada uno de los canales de audio que se decorrelacionarán y determinar los parámetros de mezcla en base, al menos parcialmente, a los alfas. En algunas implementaciones, los alfas pueden modificarse según la información de control transitoria, que puede determinarse por el módulo de control transitorio 655 (véase la Figura 6C). En el bloque 812, los datos de audio filtrados pueden mezclarse con una porción directa de los datos de audio según los parámetros de mezcla.

20 La Figura 8B es un diagrama de flujo que ilustra bloques de un método de cambio de signo lateral. En algunas implementaciones, los bloques mostrados en la Figura 8B son ejemplos de "determinación" del bloque 806 y de "aplicación" del bloque 808 de la Figura 8A. Por consiguiente, estos bloques se marcan como "806a" y "808a" en la Figura 8B. En este ejemplo, el bloque 806a implica determinar los filtros de decorrelación y la polaridad para las

25 señales de decorrelación para al menos dos señales adyacentes para causar una IDC específica entre las señales de decorrelación para el par de canales. En esta implementación, el bloque 820 implica aplicar uno o más de los filtros de decorrelación determinados en el bloque 806a a al menos una porción de los datos de audio recibidos, para producir datos de audio filtrados. Los datos de audio filtrados pueden corresponderse, por ejemplo, con las señales de decorrelación 227 producidas por el generador de señales de decorrelación 218, como se describió anteriormente con referencia a las Figuras 2E y 4.

30 En algunos ejemplos de cuatro canales, el bloque 820 puede implicar aplicar un primer filtro de decorrelación a los datos de audio para un primer y un segundo canales para producir datos filtrados del primer canal y datos filtrados del segundo canal y aplicar un segundo filtro de decorrelación a los datos de audio para un tercer y un cuarto canales para producir datos filtrados del tercer canal y datos filtrados del cuarto canal. Por ejemplo, el primer canal puede ser un canal izquierdo, el segundo canal puede ser un canal derecho, el tercer canal puede ser un canal

35 circundante izquierdo y el cuarto canal puede ser un canal circundante derecho.

Los filtros de decorrelación pueden aplicarse antes o después de que se mezclen ascendientemente los datos de audio, dependiendo de la implementación particular. En algunas implementaciones, por ejemplo, puede aplicarse un filtro de decorrelación a un canal de acoplamiento de los datos de audio. Posteriormente, puede aplicarse un factor de escalamiento apropiado para cada canal. Se describen algunos ejemplos a continuación con referencia a la

40 Figura 8C.

Las Figuras 8C y 8D son un diagrama de bloques que ilustran componentes que pueden usarse para implementar algunos métodos de cambio de signo. Con referencia primero a la Figura 8B, en esta implementación, se aplica un filtro de decorrelación a un canal de acoplamiento de los datos de audio de entrada en el bloque 820. En el ejemplo

45 mostrado en la Figura 8C, la información de control de generador de señales de decorrelación 625 y los datos de audio 210, que incluyen representaciones del dominio de frecuencia correspondientes al canal de acoplamiento, se reciben por el generador de señales de decorrelación 218. En este ejemplo, el generador de señales de decorrelación 218 emite señales de decorrelación 227 que son las mismas para todos los canales que se decorrelacionarán.

El proceso 808a de la Figura 8B puede implicar llevar a cabo operaciones en los datos de audio filtrados para

50 producir señales de decorrelación que tengan una coherencia de señales de interdecorrelación específicas (IDC) entre las señales de decorrelación para al menos un par de canales. En esta implementación, el bloque 825 implica aplicar una polaridad a los datos de audio filtrados producidos en el bloque 820. En este ejemplo, la polaridad aplicada en el bloque 820 se determinaba en el bloque 806a. En algunas implementaciones, el bloque 825 implica invertir una polaridad entre los datos de audio filtrados para los canales adyacentes. Por ejemplo, el bloque 825

55 puede implicar multiplicar datos de audio filtrados correspondientes a un canal izquierdo o a un canal derecho por -1. El bloque 825 puede implicar invertir una polaridad de datos de audio filtrados correspondiente a un canal circundante izquierdo con referencia a los datos de audio filtrados correspondientes al canal izquierdo. El bloque 825 puede implicar también invertir una polaridad de datos de audio filtrados correspondiente a un canal circundante

derecho con referencia a los datos de audio filtrados correspondientes al canal derecho. En el ejemplo de cuatro canales descrito anteriormente, el bloque 825 puede implicar invertir una polaridad de los datos filtrados del primer canal relacionados con los datos filtrados del segundo canal e invertir una polaridad de datos filtrados del tercer canal relacionados con los datos filtrados del cuarto canal.

En el ejemplo mostrado en la Figura 8C, las señales de decorrelación 227, que se indican también como y , se reciben por el módulo de inversión de polaridad 840. El módulo de inversión de polaridad 840 está configurado para invertir la polaridad de las señales de decorrelación para los canales adyacentes. En este ejemplo, el módulo de inversión de polaridad 840 está configurado para invertir la polaridad de las señales de decorrelación para el canal derecho y para el canal circundante izquierdo. Sin embargo, en otras implementaciones, el módulo de inversión de polaridad 840 puede estar configurado para invertir la polaridad de las señales de decorrelación para otros canales. Por ejemplo, el módulo de inversión de polaridad 840 puede estar configurado para invertir la polaridad de las señales de decorrelación para el canal izquierdo y para el canal circundante derecho. Otras implementaciones pueden implicar invertir la polaridad de las señales de decorrelación para otros canales, dependiendo del número de canales implicados y de sus relaciones espaciales.

El módulo de inversión de polaridad 840 proporciona las señales de decorrelación 227, incluyendo las señales de decorrelación de signos cambiados 227, a los mezcladores específicos de canal 215a-215d. Los mezcladores específicos de canal 215a-215d reciben también datos de audio no filtrados directos 210 de la información del canal de acoplamientos y de parámetros espaciales específicos de canal de salida 630a-630d. Como alternativa, o adicionalmente, en algunas implementaciones, los mezcladores específicos de canal 215a-215d pueden recibir los coeficientes de mezcla 890 modificados que se describen a continuación con referencia a la Figura 8F. En este ejemplo, la información de parámetros espaciales específicos de canal de salida 630a-630d se ha modificado según datos transitorios, p. ej., según la entrada desde un módulo de control transitorio tal como el representado en la Figura 6C. Se proporcionan a continuación ejemplos de modificar parámetros espaciales según datos transitorios.

En esta implementación, los mezcladores específicos de canal 215a-215d mezclan las señales de decorrelación 227 con los datos de audio directos 210 del canal de acoplamientos según la información de parámetros espaciales específicos de canal de salida 630a-630d y emite los datos de audio mezclados específicos de canal de salida 845a-845d resultantes a los módulos de control de ganancia 850a-850d. En este ejemplo, los módulos de control de ganancia 850a-850d están configurados para aplicar ganancias específicas de canal de salida, referidas también en la presente memoria como factores de escalamiento, a los datos de audio mezclados específicos de canal de salida 845a-845d.

Se describirá ahora un método alternativo de cambio de signo con referencia a la Figura 8D. En este ejemplo, los filtros de decorrelación específicos de canal, en base al menos parcialmente a la información de control de decorrelación específica de canal 847a-847d, se aplican mediante los generadores de señales de decorrelación 218a-218d a los datos de audio 210a-210d. En algunas implementaciones, la información de control de generador de señales de decorrelación 847a-847d puede recibirse en un flujo de bits junto con datos de audio, mientras que, en otras implementaciones, la información de control de generador de señales de decorrelación 847a-847d puede generarse localmente (al menos parcialmente), p. ej., mediante el información de control de filtro de decorrelación 405. Aquí, los generadores de señales de decorrelación 218a-218d pueden generar también los filtros de decorrelación específicos de canal según la información de coeficientes de filtros de decorrelación recibida por la información de control de filtro de decorrelación 405. En algunas implementaciones, puede generarse una memoria descriptiva de filtro individual mediante la información de control de filtro de decorrelación 405, que se comparte por todos los canales.

En este ejemplo, se ha aplicado un factor de ganancia/escalamiento específico de canal a los datos de audio 210a-210d antes de que se reciban los datos de audio 210a-210d por los generadores de señales de decorrelación 218a-218d. Por ejemplo, si los datos de audio se han codificado según los códecs de audio AC-3 o E-AC-3, los factores de escalamiento puede ser coordenadas o "coordenadas de CPL" que se codifiquen con el resto de los datos de audio y se reciban en un flujo de bits por un sistema de procesamiento de audio tal como un dispositivo de decodificación. En algunas implementaciones, las coordenadas de CPL pueden ser la base para los factores de escalamiento específicos de canal de salida aplicados por los módulos de control de ganancia 850a-850d a los datos de audio mezclados específicos de canal de salida 845a-845d (véase la Figura 8C).

Por consiguiente, los generadores de señales de decorrelación 218a-218d emiten las señales de decorrelación específicas de canal de salida 227a-227d para todos los canales que se decorrelacionarán. Las señales de decorrelación 227a-227d se refieren también como y_L , y_R , y_{LS} e y_{RS} , respectivamente, en la Figura 8D.

Las señales de decorrelación 227a-227d se reciben por el módulo de inversión de polaridad 840. El módulo de inversión de polaridad 840 está configurado para invertir la polaridad de las señales de decorrelación para los canales adyacentes. En este ejemplo, el módulo de inversión de polaridad 840 está configurado para invertir la polaridad de las señales de decorrelación para el canal derecho y para el canal circundante izquierdo. Sin embargo, en otras implementaciones, el módulo de inversión de polaridad 840 puede estar configurado para invertir la

polaridad de las señales de decorrelación para otros canales. Por ejemplo, el módulo de inversión de polaridad 840 puede estar configurado para invertir la polaridad de las señales de decorrelación para los canales circundantes izquierdo y derecho. Otras implementaciones pueden implicar invertir la polaridad de las señales de decorrelación para otros canales, dependiendo del número de canales implicados y de sus relaciones espaciales.

5 El módulo de inversión de polaridad 840 proporciona las señales de decorrelación 227a-227d, incluyendo las señales de decorrelación de signos cambiados 227b y 227c, a los mezcladores específicos de canal 215a-215d. Aquí, los mezcladores específicos de canal 215a-215d reciben también datos de audio directos 210a-210d e información de parámetros espaciales específica de canal de salida 630a-630d. En este ejemplo, la información de parámetros espaciales específicos de canal de salida 630a-630d se ha modificado según los datos transitorios.

10 En esta implementación, los mezcladores específicos de canal 215a-215d mezclan las señales de decorrelación 227 con los datos de audio directos 210a-210d según la información de parámetros espaciales específicos de canal de salida 630a-630d y emite los datos de audio mezclados específicos de canal de salida 845a-845d.

Se proporcionan en la presente memoria métodos alternativos para restaurar la relación espacial entre los canales entre los canales de entrada discretos. Los métodos pueden implicar determinar de forma sistemática coeficientes de sintetización para determinar cómo se sintetizarán las señales de decorrelación o de reverberación. Según algunos métodos de este tipo, las IDC óptimas se determinan a partir de alfas y de ICC objetivo. Los métodos de este tipo pueden implicar sintetizar de forma sistemática un conjunto de señales de decorrelación específicas de canal según las IDC que se determinen que son óptimas.

15 Una visión general de algunos métodos sistemáticos de este tipo se describirá ahora con referencia a las Figuras 8E y 8F. Se describirán después detalles adicionales, incluyendo las fórmulas matemáticas subyacentes de algunos ejemplos.

La Figura 8E es un diagrama de flujo que ilustra bloques de un método para determinar coeficientes de sintetización y coeficientes de mezcla a partir de datos de parámetros espaciales. La Figura 8F es un diagrama de bloques que muestra ejemplos de componentes mezcladores. En este ejemplo, el método 851 comienza después de los bloques 802 y 804 de la Figura 8A. Por consiguiente, los bloques mostrados en la Figura 8E pueden considerarse ejemplos adicionales del bloque de "determinación" 806 y del bloque de "aplicación" 808 de la Figura 8A. Por lo tanto, los bloques 855-865 de la Figura 8E se marcan como "806b" y los bloques 820 y 870 se marcan como "808b".

20 Sin embargo, en este ejemplo, los procesos de decorrelación determinados en el bloque 806 pueden implicar llevar a cabo operaciones en los datos de audio filtrados según coeficientes de sintetización. Se proporcionan a continuación algunos ejemplos.

El bloque opcional 855 puede implicar convertir una forma de parámetros espaciales en una representación equivalente. Con referencia a la Figura 8F, por ejemplo, el módulo de generación de coeficientes de sintetización y mezcla 880 puede recibir información de parámetros espaciales 630b, que incluye la información que describe relaciones espaciales entre N canales de entrada o un subconjunto de estas relaciones espaciales. El módulo 880 puede estar configurado para convertir al menos algo de la información de parámetros espaciales 630b a partir de una forma de parámetros espaciales en una representación equivalente. Por ejemplo, los alfas pueden convertirse en ICC o viceversa.

En implementaciones alternativas de sistemas de procesamiento de audio, al menos algo de la funcionalidad del módulo de generación de coeficientes de sintetización y mezcla 880 puede llevarse a cabo mediante elementos distintos al mezclador 215. Por ejemplo, en algunas implementaciones alternativas, al menos algo de la funcionalidad del módulo de generación de coeficientes de sintetización de mezcla 880 puede llevarse a cabo mediante un receptor/generador de información de control 640 tal como el mostrado en la Figura 6C y descrito anteriormente.

En esta implementación, el bloque 860 implica determinar una relación espacial deseada entre los canales de salida en términos de una representación de parámetros espaciales. Como se muestra en la Figura 8F, en algunas implementaciones, el módulo de generación de coeficientes de sintetización y mezcla 880 puede recibir la información de mezclado descendente/mezclado ascendente 635, que puede incluir la información correspondiente a la información de mezcla 266 recibida por el mezclador ascendente/mezclador descendente N-a-M 262 y/o la información de mezcla 268 recibida por el mezclador ascendente/mezclador descendente M-a-K 264 de la Figura 2E. El módulo de generación de coeficientes de sintetización y mezcla 880 puede recibir también la información de parámetros espaciales 630a, que incluye información que describe relaciones espaciales entre K canales de salida o un conjunto de estas relaciones espaciales. Como se describió anteriormente con referencia a la Figura 2E, el número de canales de entrada puede ser o no igual al número de canales de salida. El módulo 880 puede estar configurado para calcular una relación espacial deseada (por ejemplo, una ICC) entre al menos algunos pares de K canales de salida.

En este ejemplo, el bloque 865 implica determinar coeficientes de sintetización en base a las relaciones espaciales deseadas. Pueden determinarse también coeficientes de mezcla, en base al menos parcialmente a las relaciones espaciales deseadas. Con referencia otra vez a la Figura 8F, en el bloque 865, el módulo de generación de coeficientes de sintetización y mezcla 880 puede determinar los parámetros de sintetización de señales de decorrelación 615 según las relaciones espaciales deseadas entre los canales de salida. El módulo de generación de coeficientes de sintetización y mezcla 880 puede determinar también los coeficientes de mezcla 620 según las relaciones espaciales deseadas entre los canales de salida.

El módulo de generación de coeficientes de sintetización y mezcla 880 puede proporcionar los parámetros de sintetización de señales de decorrelación 615 al sintetizador 605. En algunas implementaciones, los parámetros de sintetización de señales de decorrelación 615 pueden ser específicos de canal de salida. En este ejemplo, el sintetizador 605 recibe también las señales de decorrelación 227, que pueden producirse mediante un generador de señales de decorrelación 218 como el mostrado en la Figura 6A.

En este ejemplo, el bloque 820 implica aplicar uno o más filtros de decorrelación a al menos una porción de los datos de audio recibidos, para producir datos de audio filtrados. Los datos de audio filtrados pueden corresponderse, por ejemplo, con las señales de decorrelación 227 producidas por el generador de señales de decorrelación 218, como se describió anteriormente con referencia a las Figuras 2E y 4.

El bloque 870 puede implicar sintetizar señales de decorrelación según los coeficientes de sintetización. En algunas implementaciones, el bloque 870 puede implicar sintetizar señales de decorrelación llevando a cabo operaciones en los datos de audio filtrados producidos en el bloque 820. Como tal, las señales de decorrelación sintetizadas pueden considerarse como una versión modificada de los datos de audio filtrados. En el ejemplo mostrado en la Figura 8F, el sintetizador 605 puede estar configurado para llevar a cabo operaciones en las señales de decorrelación 227 según los parámetros de sintetización de señales de decorrelación 615 y para emitir las señales de decorrelación sintetizadas 886 al mezclador de señales directas y señales de decorrelación 610. Aquí, las señales de decorrelación sintetizadas 886 son señales de decorrelación sintetizadas específicas de canal. En algunas implementaciones de este tipo, el bloque 870 puede implicar multiplicar las señales de decorrelación sintetizadas específicas de canal con factores de escalamiento apropiados para que cada canal produzca señales de decorrelación sintetizadas específicas de canal 886 escaladas. En este ejemplo, el sintetizador 605 hace combinaciones lineales de las señales de decorrelación 227 según los parámetros de sintetización de señales de decorrelación 615.

El módulo de generación de coeficientes de sintetización y mezcla 880 puede proporcionar los coeficientes de mezcla 620 a un módulo de control transitorio de mezclador 888. En esta implementación, los coeficientes de mezcla 620 son coeficientes de mezcla específicos de canal de salida. El módulo de control transitorio de mezclador 888 puede recibir la información de control transitorio 430. La información de control transitorio 430 puede recibirse junto con los datos de audio o puede determinarse localmente, p. ej., mediante un módulo de control transitorio tal como el módulo de control transitorio 655 mostrado en la Figura 6C. El módulo de control transitorio de mezclador 888 puede producir coeficientes de mezcla modificados 890, en base al menos parcialmente a la información de control transitorio 430, y puede proporcionar los coeficientes de mezcla modificados 890 al mezclador de señales directas y de señales de decorrelación 610.

El mezclador de señales directas y de señales de decorrelación 610 puede mezclar las señales de decorrelación sintetizadas 886 con los datos de audio 220 no filtrados y directos. En este ejemplo, los datos de audio 220 incluyen elementos de datos de audio correspondientes a N canales de entrada. El mezclador de señales directas y de señales de decorrelación 610 mezcla los elementos de datos de audio y las señales de decorrelación sintetizadas específicas de canal 886 en una base específica de canal de salida y emite los datos de audio decorrelacionados 230 para N o M canales de salida, dependiendo de la implementación particular (véase, p. ej., la Figura 2E y la memoria descriptiva correspondiente).

A continuación están los ejemplos detallados de algunos de los procesos del método 851. Aunque se describen estos métodos, al menos parcialmente, con referencia a las características de los códecs de audio AC-3 y E-AC-3, métodos tienen una amplia aplicabilidad a muchos otros códecs de audio.

El objetivo de algunos métodos de este tipo es reproducir todas las ICC (o un conjunto seleccionado de ICC) de forma precisa, con el fin de restaurar las características espaciales de los datos de audio de origen que puedan haberse perdido debido al acoplamiento de canales. La funcionalidad de un mezclador puede formularse como:

$$y_i = g_i \left[\alpha_i x + \sqrt{1 - |\alpha_i|^2} D_i(x) \right] \quad \forall i \text{ (Ecuación 1)}$$

En la Ecuación 1, x representa una señal de canal de acoplamiento, α_i representa el parámetro espacial alfa para el canal i, g_i representa la "coordenada CPL" (correspondiente a un factor de escalamiento) para el canal i, y_i representa la señal decorrelacionada y $D_i(x)$ representa la señal de decorrelación generada a partir del filtro de

decorrelación D_i . Es deseable para la salida del filtro de decorrelación tener la misma distribución de potencia espectral que los datos de audio de entrada, pero para no correlacionarse con los datos de audio de entrada. Según los códecs de audio AC-3 y E-AC-3, las coordenadas CPL y los alfas son una banda de frecuencia de canales por acoplamiento, mientras que las señales y el filtro son por caja de frecuencia. También, las muestras de las señales corresponden a los bloques de los coeficientes de banco de filtros. Estos índices de tiempo y frecuencia se omiten aquí en aras de la simplicidad.

Los valores alfa representan la correlación entre los canales discretos de los datos de audio de origen y del canal de acoplamientos, que puede expresarse de la forma siguiente

$$\alpha_i = \frac{E\{s_i x^*\}}{\sqrt{E\{|x|^2\}E\{|s_i|^2\}}} \quad (\text{Ecuación 2})$$

- 10 En la Ecuación 2, E representa el valor de expectativas del/los término(s) dentro de los soportes enroscados, x^* representa el conjugado complejo de x y s_i representa una señal discreta para el canal i .

La coherencia intercanal o ICC entre un par de señales decorrelacionadas puede derivarse a partir de la forma siguiente:

$$ICC_{i1,i2}^{output} = \frac{E\{y_{i1} y_{i2}^*\}}{\sqrt{E\{|y_{i1}|^2\}E\{|y_{i2}|^2\}}} = \left(\alpha_{i1} \alpha_{i2}^* + \sqrt{1-|\alpha_{i1}|^2} \sqrt{1-|\alpha_{i2}|^2} IDC_{i1,i2} \right) \quad (\text{Ecuación 3})$$

- 15 En la Ecuación 3, $IDC_{i1,i2}$ representa la coherencia de señales de interdecorrelación ("IDC") entre $D_{i1}(x)$ y $D_{i2}(x)$. Con los alfas fijos, la ICC se maximiza cuando la IDC es +1 y se minimiza cuando la IDC es -1. Cuando la ICC de los datos de audio de origen es conocida, la IDC óptima requerida para replicarlos puede resolverse como:

$$IDC_{i1,i2}^{opt} = \frac{ICC_{i1,i2} - \alpha_{i1} \alpha_{i2}^*}{\sqrt{1-|\alpha_{i1}|^2} \sqrt{1-|\alpha_{i2}|^2}} \quad (\text{Ecuación 4})$$

- 20 La ICC entre las señales decorrelacionadas puede controlarse seleccionando señales de decorrelación que satisfagan las condiciones de IDC óptimas de la Ecuación 4. Se mencionarán a continuación algunos métodos para generar las señales de decorrelación de este tipo. Antes de esa mención, puede ser útil describir las relaciones entre algunos de estos parámetros espaciales, en particular, los que estén entre las ICC y los alfas.

- 25 Como se señaló anteriormente con referencia al bloque opcional 855 del método 851, algunas implementaciones proporcionadas en la presente memoria pueden implicar convertir una forma de parámetros espaciales en una representación equivalente. En algunas implementaciones de este tipo, el bloque opcional 855 puede implicar convertir alfas en ICC o viceversa. Por ejemplo, los alfas pueden determinarse únicamente si las coordenadas CPL (o los factores de escalamiento comparables) y las ICC son conocidas.

Puede generarse un canal de acoplamientos de la forma siguiente:

$$x = g_x \sum_{\forall i} s_i \quad (\text{Ecuación 5})$$

- 30 En la Ecuación 5, s_i representa la señal discreta para el canal i implicado en el acoplamiento y g_x representa un ajuste de ganancia arbitrario aplicado en x . Reemplazando el término x de la Ecuación 2 con la expresión equivalente de la Ecuación 5, un alfa para el canal i puede expresarse de la forma siguiente:

$$\alpha_i = \frac{E\{s_i x^*\}}{\sqrt{E\{|x|^2\}E\{|s_i|^2\}}} = \frac{g_x \sum_{\forall j} E\{s_i s_j^*\}}{\sqrt{E\{|x|^2\}E\{|s_i|^2\}}}$$

- 35 La potencia de cada canal discreto puede representarse mediante la potencia del canal de acoplamientos y la potencia de la coordenada CPL correspondiente de la forma siguiente:

$$E\{|s_i|^2\} = g_i^2 E\{|x|^2\}$$

Los términos correlación transversal pueden sustituirse de la forma siguiente:

$$E\{s_i s_j^*\} = g_i g_j E\{|x|^2\} ICC_{i,j}$$

Por lo tanto, los alfas pueden expresarse de esta manera:

$$\alpha_i = g_x \sum_{j \neq i} g_j ICC_{i,j} = g_x \left(g_i + \sum_{j \neq i} g_j ICC_{i,j} \right)$$

En base a la Ecuación 5, la potencia de x puede expresarse de la forma siguiente:

$$\begin{aligned} E\{x^2\} &= g_x^2 E\left\{ \left| \sum_{i \neq j} s_i \right|^2 \right\} \\ &= g_x^2 \sum_{i \neq j} E\{s_i s_j^*\} \\ &= g_x^2 E\{x^2\} \sum_{i \neq j} g_i g_j ICC_{i,j} \end{aligned}$$

- 5 Por lo tanto, el ajuste de ganancia g_x puede expresarse de la forma siguiente:

$$g_x = \frac{1}{\sqrt{\sum_{i \neq j} g_i g_j ICC_{i,j}}} = \frac{1}{\sqrt{\sum_{i \neq j} g_i^2 + \sum_{i \neq j} g_i g_j ICC_{i,j}}}$$

Por consiguiente, si todas las coordenadas CPL y las ICC son conocidas, los alfas pueden computarse según la expresión siguiente:

$$\alpha_i = \frac{g_i + \sum_{j \neq i} g_j ICC_{i,j}}{\sqrt{\sum_{j \neq i} g_j^2 + \sum_{j \neq i} \sum_{k \neq j} g_j g_k ICC_{j,k}}}, \quad \forall i \quad (\text{Ecuación 6})$$

- 10 Como se señaló anteriormente, la ICC entre las señales decorrelacionadas puede controlarse seleccionando señales de decorrelación que satisfagan la Ecuación 4. En la caja de estéreo, puede formarse un filtro de decorrelación individual que genere señales de decorrelación no correlacionadas a la señal del canal de acoplamiento. La IDC óptima de -1 puede lograrse simplemente cambiando signos, p. ej., según uno de los métodos de cambio de signo descritos anteriormente.

- 15 Sin embargo, la tarea de controlar las ICC para las cajas multicanal es más compleja. Además de garantizar que todas las señales de decorrelación se correlacionen sustancialmente con el canal de acoplamiento, las IDC entre las señales de decorrelación deberían satisfacer también la Ecuación 4.

- 20 Con el fin de generar las señales de decorrelación con las IDC deseadas, puede generarse primero un conjunto de señales de decorrelación "semilla" mutuamente no correlacionadas. Por ejemplo, pueden generarse las señales de decorrelación 227 según los métodos descritos en otra parte en la presente memoria. Posteriormente, las señales de decorrelación deseadas pueden sintetizarse combinando linealmente estas semillas con las ponderaciones apropiadas. Una visión general de algunos ejemplos se describió anteriormente con referencia a las Figuras 8E y 8F.

- 25 Puede ser desafiante generar muchas señales de decorrelación (p. ej., ortogonales) de alta calidad y mutuamente no correlacionadas a partir de una mezcla descendente. Además, calcular las ponderaciones de combinación apropiadas puede implicar la inversión de la matriz, lo que podría plantear desafíos en términos de complejidad y de estabilidad.

- 30 Por consiguiente, en algunos ejemplos proporcionados en la presente memoria, puede implementarse un proceso de "anclaje y expansión". En algunas implementaciones, algunas IDC (e ICC) pueden ser más significativas que otras. Por ejemplo, las ICC laterales pueden ser más importantes perceptualmente que las ICC diagonales. En un ejemplo de canal Dolby 5.1., las ICC para los pares de canales L-R, L-Ls, R-Rs y Ls-Rs pueden ser más importantes de forma perceptual que las ICC para los pares de canales L-Rs y R-Ls. Los canales frontales pueden ser más importantes de forma perceptual que los canales traseros o circundantes.

- 35 En algunas implementaciones de este tipo, los términos de la Ecuación 4 para las IDC más importantes pueden satisfacerse primero combinando dos señales de decorrelación (semilla) ortogonales para sintetizar las señales de decorrelación para los dos canales implicados. Luego, usando estas señales de decorrelación sintetizadas como anclajes y añadiendo nuevas semillas, pueden satisfacerse los términos de la Ecuación 4 para las IDC secundarias y pueden sintetizarse las señales de decorrelación correspondientes. Este proceso puede repetirse hasta que los términos de la Ecuación 4 se satisfagan para todas las IDC. Las implementaciones de este tipo permiten el uso de señales de decorrelación de calidad más alta para controlar ICC relativamente más críticas.

La Figura 9 es un diagrama de flujo que describe un proceso para sintetizar señales de decorrelación en cajas multicanal. Los bloques del método 900 pueden considerarse ejemplos adicionales del proceso del bloque de "determinación" 806 de la Figura 8A y del proceso del bloque de "aplicación" 808 de la Figura 8A. Por consiguiente, en la Figura 9, los bloques 905-915 se marcan como "806c" y los bloques 920 y 925 del método 900 se marcan como "808c". El método 900 proporciona un ejemplo en un contexto de canal 5.1. Sin embargo, el método 900 tiene una aplicabilidad amplia a otros contextos.

En este ejemplo, los bloques 905-915 implican calcular parámetros de síntesis que vayan a aplicarse a un conjunto de señales de decorrelación semilla mutuamente no correlacionadas, $D_{ni}(x)$, que se generan en el bloque 920. En algunas implementaciones de canales 5.1, $i=\{1, 2, 3, 4\}$. Si el canal central se decorrelaciona, puede implicarse una quinta señal de decorrelación semilla. En algunas implementaciones, pueden generarse señales de decorrelación (ortogonales) no correlacionadas $D_{ni}(x)$ introduciendo la señal de mezcla descendente mono en diversos filtros de decorrelación diferentes. Como alternativa, las señales mezcladas ascendentemente iniciales pueden introducirse cada una en un único filtro de decorrelación. Se proporcionan a continuación diversos ejemplos.

Como se señaló anteriormente, los canales frontales pueden ser perceptualmente más importantes que los canales traseros o circundantes. Por lo tanto, en el método 900, las señales de decorrelación para los canales L y R se anclan con juntas en las dos primeras semillas, luego, las señales de decorrelación para los canales Ls y Rs se sintetizan usando estos anclajes y las semillas restantes.

En este ejemplo, el bloque 905 implica calcular parámetros de síntesis ρ y ρ_r para los canales frontales L y R. Aquí, ρ y ρ_r se derivan de la IDC L-R como:

$$\rho = \sqrt{\frac{1 + \sqrt{1 - |IDC_{L,R}|^2}}{2}}$$

$$\rho_r = \exp(j\angle IDC_{L,R}) \sqrt{1 - \rho^2} \quad (\text{Ecuación 7})$$

Por lo tanto, el bloque 905 implica también calcular la IDC L-R a partir de la Ecuación 4. Por consiguiente, en este ejemplo, la información de la ICC se usa para calcular la IDC L-R. Otros procesos del método pueden usar también los valores ICC como entrada. Los valores ICC pueden obtenerse a partir del flujo de bits codificado o mediante la estimación en el lado descodificador, p. ej., en base a una frecuencia inferior desacoplada o a bandas de frecuencia más altas, a coordenadas CPL, a alfas, etc.

Los parámetros de síntesis ρ y ρ_r pueden usarse para sintetizar las señales de decorrelación para los canales L y R en el bloque 925. Las señales de decorrelación para los canales Ls y Rs pueden sintetizarse usando las señales de decorrelación para los canales L y R como anclajes.

En algunas implementaciones, puede ser deseable controlar la ICC de Ls-Rs. Según el método 900, sintetizar las señales de decorrelación intermedias $D'_{Ls}(x)$ y $D'_{Rs}(x)$ con dos de las señales de decorrelación semilla implica calcular los parámetros de síntesis σ y σ_r . Por lo tanto, el bloque opcional 910 implica calcular los parámetros de síntesis σ y σ_r para los canales circundantes. Puede derivarse que el coeficiente de correlación requerido entre las señales de decorrelación intermedias $D'_{Ls}(x)$ y $D'_{Rs}(x)$ puede expresarse de la forma siguiente:

$$C_{D'_{Ls}, D'_{Rs}} = \frac{IDC_{Ls, Rs} - IDC_{L,R} IDC_{L, Ls}^* IDC_{R, Rs}}{\sqrt{1 - |IDC_{L, Ls}|^2} \sqrt{1 - |IDC_{R, Rs}|^2}}$$

Las variables σ y σ_r pueden derivarse a partir de su coeficiente de correlación:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1 + \sqrt{1 - |C_{D'_{Ls}, D'_{Rs}}|^2}}{2}}$$

$$\sigma_r = \exp(j\angle C_{D'_{Ls}, D'_{Rs}}) \sqrt{1 - \sigma^2}$$

Por lo tanto, $D'_{Ls}(x)$ y $D'_{Rs}(x)$ pueden definirse como:

$$D'_{Ls}(x) = \sigma D_{n3}(x) + \sigma_r D_{n4}(x)$$

$$D'_{Rs}(x) = \sigma D_{n4}(x) + \sigma_r D_{n3}(x)$$

Sin embargo, si la ICC de Ls-Rs no es una preocupación, el coeficiente de correlación entre $D'_{Ls}(x)$ y $D'_{Rs}(x)$ puede establecerse en -1. Por consiguiente, las dos señales pueden ser simplemente versiones de signos cambiados entre sí construidas por las señales de decorrelación semilla restantes.

El canal central puede o no estar decorrelacionado, dependiendo de la implementación particular. Por consiguiente, es opcional el proceso del bloque 915 de calcular los parámetros de síntesis t_1 y t_2 para el canal central. Pueden calcularse parámetros de síntesis para el canal central, por ejemplo, si es deseable controlar las ICC de L-C y de R-C. Si es así, una quinta semilla $D_{n5}(x)$ puede añadirse y la señal de decorrelación para el canal C puede expresarse de la forma siguiente:

$$D_C(x) = t_1 D_{n1}(x) + t_2 D_{n2}(x) + \sqrt{1 - |t_1|^2 - |t_2|^2} D_{n5}(x)$$

Con el fin de lograr las ICC de L-C y de R-C deseadas, la Ecuación 4 debería satisfacerse para las IDC de L-C y de R-C.

$$IDC_{L,C} = \rho t_1^* + \rho_r t_2^*$$

$$IDC_{R,C} = \rho_r t_1^* + \rho t_2^*$$

Los asteriscos indican conjugados complejos. Por consiguiente, los parámetros de síntesis t_1 y t_2 para el canal central pueden expresarse de la forma siguiente:

$$t_1 = \left(\frac{\rho IDC_{L,C} - \rho_r IDC_{R,C}}{\rho^2 - \rho_r^2} \right)^*$$

$$t_2 = \left(\frac{\rho IDC_{R,C} - \rho_r IDC_{L,C}}{\rho^2 - \rho_r^2} \right)^*$$

En el bloque 920, puede generarse un conjunto de señales de decorrelación semilla mutuamente no correlacionadas, $D_{ni}(x)$, $i = \{1, 2, 3, 4\}$. Si el canal central está decorrelacionado, puede generarse una quinta señal de decorrelación semilla en el bloque 920. Pueden generarse estas señales de decorrelación (ortogonales) no correlacionadas $D_{ni}(x)$ introduciendo la señal de mezcla descendente mono en diversos filtros de decorrelación diferentes.

En este ejemplo, el bloque 925 implica aplicar los términos derivados anteriormente para sintetizar señales de decorrelación, de la forma siguiente:

$$D_L(x) = \rho D_{n1}(x) + \rho_r D_{n2}(x)$$

$$D_R(x) = \rho D_{n2}(x) + \rho_r D_{n1}(x)$$

$$D_{Ls}(x) = IDC_{L,Ls}^* \rho D_{n1}(x) + IDC_{L,Ls}^* \rho_r D_{n2}(x) + \sqrt{1 - |IDC_{L,Ls}|^2} \sigma D_{n3}(x) + \sqrt{1 - |IDC_{L,Ls}|^2} \sigma_r D_{n4}(x)$$

$$D_{Rs}(x) = IDC_{R,Rs}^* \rho D_{n2}(x) + IDC_{R,Rs}^* \rho_r D_{n1}(x) + \sqrt{1 - |IDC_{R,Rs}|^2} \sigma D_{n4}(x) + \sqrt{1 - |IDC_{R,Rs}|^2} \sigma_r D_{n3}(x)$$

$$D_C(x) = t_1 D_{n1}(x) + t_2 D_{n2}(x) + \sqrt{1 - |t_1|^2 - |t_2|^2} D_{n5}(x)$$

En este ejemplo, las ecuaciones para sintetizar señales de decorrelación para los canales Ls y Rs ($D_{Ls}(x)$ y $D_{Rs}(x)$) son dependientes de las ecuaciones para sintetizar las señales de decorrelación para los canales L y R ($D_L(x)$ y $D_R(x)$). En el método 900, las señales de decorrelación para los canales L y R están ancladas con juntas para mitigar la inclinación izquierda-derecha potencial debido a las señales de decorrelación imperfectas.

En el ejemplo anterior, las señales de decorrelación semilla se generan a partir de la señal de mezcla descendente mono x en el bloque 920. Como alternativa, las señales de decorrelación semilla pueden generarse introduciendo cada señal mezclada ascendente inicial en un único filtro de decorrelación. En este caso, las señales de decorrelación semilla generadas serían específicas de canal: $D_{ni}(g_i x)$, $i = \{L, R, Ls, Rs, C\}$. Estas señales de decorrelación semilla específicas de canal tendrían generalmente niveles de potencia diferentes debido al proceso de mezclado ascendente. Por consiguiente, es deseable alinear el nivel de potencia entre estas semillas cuando se combinen. Para lograr esto, las ecuaciones de sintetización para el bloque 925 pueden modificarse de la forma siguiente:

$$D_L(x) = \rho D_{nL}(g_L x) + \rho_r \lambda_{L,R} D_{nR}(g_R x)$$

$$D_R(x) = \rho D_{nR}(g_R x) + \rho_r \lambda_{R,L} D_{nL}(g_L x)$$

$$\begin{aligned} D_{Ls}(x) &= IDC_{L,Ls}^* \rho \lambda_{Ls,L} D_{nL}(g_L x) + IDC_{L,Ls}^* \rho_r \lambda_{Ls,R} D_{nR}(g_R x) \\ &\quad + \sqrt{1 - |IDC_{L,Ls}|^2} \sigma D_{nLs}(g_{Ls} x) + \sqrt{1 - |IDC_{L,Ls}|^2} \sigma_r \lambda_{Ls,Rs} D_{nRs}(g_{Rs} x) \\ D_{Rs}(x) &= IDC_{R,Rs}^* \rho \lambda_{Rs,R} D_{nR}(g_R x) + IDC_{R,Rs}^* \rho_r \lambda_{Rs,L} D_{nL}(g_L x) \\ &\quad + \sqrt{1 - |IDC_{R,Rs}|^2} \sigma D_{nRs}(g_{Rs} x) + \sqrt{1 - |IDC_{R,Rs}|^2} \sigma_r \lambda_{Rs,Ls} D_{nLs}(g_{Ls} x) \\ D_C(x) &= t_1 \lambda_{C,L} D_{nL}(g_L x) + t_2 \lambda_{C,R} D_{nR}(g_R x) + \sqrt{1 - |t_1|^2 - |t_2|^2} D_{nC}(g_C x) \end{aligned}$$

5

En las ecuaciones de sintetización modificadas, todos los parámetros de sintetización siguen siendo los mismos. Sin embargo, se requiere que los parámetros de ajuste de nivel $\lambda_{i,j}$ alineen el nivel de potencia cuando se use una señal de decorrelación semilla generada a partir del canal j para sintetizar la señal de decorrelación para el canal i . Estos parámetros de ajuste de nivel específicos de par de canales pueden computarse en base a las diferencias estimadas de nivel de canal, tales como:

10

$$\lambda_{i,j} = \sqrt{\frac{E\{g_i x\}^2}{E\{g_j x\}^2}} \quad \text{o} \quad \frac{E\{g_i\}}{E\{g_j\}}$$

Además, como los factores de escalamiento específicos de canal se incorporan ya a las señales de decorrelación sintetizadas en este caso, la ecuación del mezclador para el bloque 812 (Figura 8A) debería modificarse a partir de la Ecuación 1 como:

15

$$y_i = \alpha_i g_i x + \sqrt{1 - |\alpha_i|^2} D_i(x), \quad \forall i$$

Como se señala en otra parte en la presente memoria, en algunas implementaciones pueden recibirse parámetros espaciales junto con los datos de audio. Los parámetros espaciales pueden haberse codificado, por ejemplo, con los datos de audio. Los parámetros espaciales codificados y los datos de audio pueden recibirse en un flujo de datos por un sistema de procesamiento de audio tal como un decodificador, p. ej., como se describió anteriormente con referencia a la Figura 2D. En ese ejemplo, los parámetros espaciales se reciben por el decorrelador 205 a través de la información de decorrelación explícita 240.

20

Sin embargo, en implementaciones alternativas, no se recibe ningún parámetro espacial (ni un conjunto incompleto de parámetros espaciales) por el decorrelador 205. Según algunas implementaciones de este tipo, el receptor/generador de información de control 640, descrito anteriormente con referencia a las Figuras 6B y 6C (u otro elemento de un sistema de procesamiento de audio 200), puede estar configurado para estimar parámetros espaciales en base a uno o más atributos de los datos de audio. En algunas implementaciones, el receptor/generador de información de control 640 puede incluir un módulo de parámetros espaciales 665 que esté configurado para la estimación de parámetros espaciales y para la funcionalidad relacionada descritas en la presente memoria. Por ejemplo, el módulo de parámetros espaciales 665 puede estimar parámetros espaciales para frecuencias en un intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento en base a características del exterior de los datos de audio del intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento. Algunas implementaciones de este tipo se describirán ahora con referencia a las Figuras 10A *et seq.*

25

30

La Figura 10A es un diagrama de flujo que proporciona una visión general de un método para estimar parámetros espaciales. En el bloque 1005, se reciben datos de audio que incluyen un primer conjunto de coeficientes de frecuencias y un segundo conjunto de coeficientes de frecuencias por un sistema de procesamiento de audio. Por ejemplo, el primer y segundo conjuntos de coeficientes de frecuencias pueden ser resultado de aplicar una transformada de seno discreta modificada, una transformada de coseno discreta modificada o una transformada ortogonal solapada a datos de audio en un dominio de tiempo. En algunas implementaciones, los datos de audio pueden haberse codificado según un proceso de codificación heredada. Por ejemplo, el proceso de codificación heredada puede ser un proceso del códec de audio AC-3 o del códec de audio AC-3 mejorado. Por consiguiente, en algunas implementaciones, el primer y segundo conjuntos de coeficientes de frecuencias pueden ser coeficientes de frecuencias con valor real. Sin embargo, el método 1000 no se limita en su aplicación a estos códecs, sino que es ampliamente aplicable a muchos códecs de audio.

35

40

El primer conjunto de coeficientes de frecuencias puede corresponder a un primer intervalo de frecuencias y el segundo conjunto de coeficientes de frecuencias puede corresponder a un segundo intervalo de frecuencias. Por ejemplo, el primer intervalo de frecuencias puede corresponder a un intervalo de frecuencias de canal individual y el segundo intervalo de frecuencias puede corresponder a un intervalo de frecuencias de canal de acoplamiento recibido. En algunas implementaciones, el primer intervalo de frecuencias puede estar por debajo del segundo

45

intervalo de frecuencias. Sin embargo, en implementaciones alternativas, el primer intervalo de frecuencias puede estar por encima del segundo intervalo de frecuencias.

Con referencia ahora a la Figura 2D, en algunas implementaciones, el primer conjunto de coeficientes de frecuencias puede corresponder a los datos de audio 245a o 245b, que incluyen representaciones del dominio de frecuencia de datos de audio en el exterior de un intervalo de frecuencias de canales de acoplamientos. Los datos de audio 245a y 245b no se decorrelacionan en este ejemplo, sino que pueden usarse, a pesar de ello, como entrada para estimaciones de parámetros espaciales llevadas a cabo por el decorrelador 205. El segundo conjunto de coeficientes de frecuencias puede corresponder a los datos de audio 210 o 220, que incluyen las representaciones del dominio de frecuencia correspondientes a un canal de acoplamientos. Sin embargo, a diferencia del ejemplo de la Figura 2D, el método 1000 puede no implicar recibir datos de parámetros espaciales junto con los coeficientes de frecuencias para el canal de acoplamientos.

En el bloque 1010, se estiman parámetros espaciales para al menos parte del segundo conjunto de coeficientes de frecuencias. En algunas implementaciones, la estimación se basa en uno o más aspectos de la teoría de estimación. Por ejemplo, el proceso de estimación puede ser en base, al menos parcialmente, a un método de probabilidad máxima, a un estimador Bayes, a un método de estimador de momentos, a un estimador de error cuadrado medio mínimo y/o un estimador no inclinado de varianza mínima.

Algunas implementaciones de este tipo pueden implicar estimar las funciones de densidad de probabilidad de junta ("PDF") de los parámetros espaciales de las frecuencias inferiores y de las frecuencias superiores. Por ejemplo, digamos que tenemos dos canales L y R y que en cada canal tenemos una banda baja en el intervalo de frecuencias de canales individuales y una banda alta en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamientos. Así, podemos tener una ICC_lo que represente la coherencia intercanal entre los canales L y R en el intervalo de frecuencias de canales individuales y una ICC_hi que exista en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamientos.

Si tenemos una gran preparación en señales de audio, podemos segmentarlas y pueden calcularse para cada segmento ICC_lo e ICC_hi. Así, podemos tener una gran formación en pares de ICC (ICC_lo, ICC_hi). Una junta PDF de este par de parámetros puede calcularse como histogramas y/o modelarse a través de modelos paramétricos (por ejemplo, Modelos de Mezcla Gaussian). Este modelo podría ser un modelo de tiempo invariable que sea conocido en el descodificador. Como alternativa, los parámetros de modelos pueden enviarse regularmente al descodificador a través del flujo de bits.

En el descodificador, puede calcularse la ICC_lo para un segmento particular de datos de audio recibidos, p. ej., según cómo se calculen los coeficientes de correlación transversal entre los canales individuales y el canal de acoplamientos compuesto como se describe en la presente memoria. Dados este valor de la ICC_lo y el modelo de la junta PDF de los parámetros, el descodificador puede intentar estimar qué ICC_hi es. Una estimación de este tipo es la estimación de probabilidad máxima ("ML"), en donde el descodificador puede calcular la PDF condicional de la ICC_hi dado el valor de la ICC_lo. Esta PDF condicional es ahora esencialmente una función con valor real positivo que puede representarse en un eje x-y, representando el eje x la continuidad de los valores de ICC-hi y representando el eje y la probabilidad condicional de cada valor de este tipo. La estimación de la ML puede implicar elegir como la estimación de la ICC_hi ese valor donde esta función llegue al máximo. Por otro lado, la estimación de error cuadrado medio mínimo ("MMSE") es la media de esta PDF condicional, que es otra estimación válida de la ICC_hi. La teoría de estimación proporciona muchas herramientas de este tipo para proponer una estimación de la ICC_hi.

El ejemplo anterior de dos parámetros es un caso muy simple. En algunas implementaciones, puede existir un número más grande de canales así como de bandas. Los parámetros espaciales pueden ser alfas o ICC. Además, el modelo de PDF puede condicionarse en el tipo de señal. Por ejemplo, puede existir un modelo diferente de señales transitorias, un modelo diferente de señales tonales, etc.

En este ejemplo, la estimación del bloque 1010 es en base al menos parcialmente al primer conjunto de coeficientes de frecuencias. Por ejemplo, el primer conjunto de coeficientes de frecuencias puede incluir datos de audio para dos o más canales individuales en un primer intervalo de frecuencias que esté en el exterior de un intervalo de frecuencias de canales de acoplamientos recibido. El proceso de estimación puede implicar calcular coeficientes de frecuencias combinados de un canal de acoplamientos compuesto dentro del primer intervalo de frecuencias, en base a los coeficientes de frecuencias de los dos o más canales. El proceso de estimación puede implicar también computar coeficientes de correlación transversal entre los coeficientes de frecuencias combinados y los coeficientes de frecuencias de los canales individuales dentro del primer intervalo de frecuencias. Los resultados del proceso de estimación pueden variar según los cambios temporales de las señales de audio de entrada.

En el bloque 1015, los parámetros espaciales estimados pueden aplicarse al segundo conjunto de coeficientes de frecuencias, para generar un segundo conjunto modificado de coeficientes de frecuencias. En algunas implementaciones, el proceso de aplicar los parámetros espaciales estimados al segundo conjunto de coeficientes de frecuencias puede formar parte de un proceso de decorrelación. El proceso de decorrelación puede implicar generar una señal de reverberación o una señal de decorrelación y aplicarla al segundo conjunto de coeficientes de

frecuencias. En algunas implementaciones, el proceso de decorrelación puede implicar aplicar un algoritmo de decorrelación que funcione por completo en coeficientes con valores reales. El proceso de decorrelación puede implicar una decorrelación selectiva o adaptable a las señales de canales específicos y/o de bandas de frecuencia específicas.

- 5 Se describirá ahora un ejemplo más detallado con referencia a la Figura 10B. La Figura 10B es un diagrama de flujo que proporciona una visión general de un método alternativo para estimar parámetros espaciales. El método 1020 puede llevarse a cabo mediante un sistema de procesamiento de audio, tal como un descodificador. Por ejemplo, el método 1020 puede llevarse a cabo, al menos parcialmente, mediante un receptor/generador de información de control 640 como el que se ilustra en la Figura 6C.
- 10 En este ejemplo, el primer conjunto de coeficientes de frecuencias está en un intervalo de frecuencias de canales individuales. El segundo conjunto de coeficientes de frecuencias corresponde a un canal de acoplamiento que se recibe por un sistema de procesamiento de señales. El segundo conjunto de coeficientes de frecuencias está en un intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento recibido, que está por encima de un intervalo de frecuencias de canales individuales en este ejemplo.
- 15 Por consiguiente, el bloque 1022 implica recibir datos de audio para los canales individuales y para el canal de acoplamiento recibido. En algunas implementaciones, los datos de audio pueden haberse codificado según un proceso de codificación heredada. Aplicar los parámetros espaciales que se estimen según el método 1000 o el método 1020 a los datos de audio del canal de acoplamiento recibido puede producir una reproducción de audio más precisa espacialmente que la obtenida descodificando los datos de audio recibidos según un proceso de descodificación heredada que corresponda con el proceso de codificación heredada. En algunas implementaciones,
- 20 el proceso de codificación heredada puede ser un proceso de los códecs de audio AC-3 o de los códecs de audio AC-3 mejorados. Por consiguiente, en algunas implementaciones, el bloque 1022 puede implicar recibir coeficientes de frecuencias con valor real pero no coeficientes de frecuencias que tengan valores imaginarios. Sin embargo, el método 1020 no se limita a estos códecs, sino que es ampliamente aplicable a muchos códecs de audio.
- 25 En el bloque 1025 del método 1020, al menos una porción del intervalo de frecuencias de canales individuales está dividida en una pluralidad de bandas de frecuencia. Por ejemplo, el intervalo de frecuencias de canales individuales puede estar dividido en 2, 3, 4 o más bandas de frecuencia. En algunas implementaciones, cada una de las bandas de frecuencia puede incluir un número predeterminado de coeficientes de frecuencias consecutivos, p. ej., 6, 8, 10, 12 o más coeficientes de frecuencias consecutivos. En algunas implementaciones, solo parte del intervalo de
- 30 canales individuales puede estar dividida en bandas de frecuencia. Por ejemplo, algunas implementaciones pueden implicar dividir solo una porción de frecuencia más alta del intervalo de frecuencias individuales (relativamente más cerca del intervalo de frecuencias de canales acoplados recibido) en bandas de frecuencia. Según algunos ejemplos en base al E-AC-3, una porción de frecuencia más alta del intervalo de frecuencias de canales individuales puede estar dividida en 2 o 3 bandas cada una de las cuales incluye 12 coeficientes MDCT. Según algunas
- 35 implementaciones de este tipo, solo esa porción del intervalo de frecuencias de canales individuales que está por encima de 1 kHz, por encima de 1,5 kHz, etc. puede estar dividida en bandas de frecuencia.

En este ejemplo, el bloque 1030 implica computar la energía en las bandas de frecuencia de canales individuales. En este ejemplo, si un canal individual se ha excluido del acoplamiento, luego la energía con banda del canal excluido no se computará en el bloque 1030. En algunas implementaciones, pueden suavizarse los valores de

- 40 energía computados en el bloque 1030.
- En esta implementación, un canal de acoplamiento compuesto, en base a datos de audio de los canales individuales en el intervalo de frecuencias de canales individuales, se crea en el bloque 1035. El bloque 1035 puede implicar calcular los coeficientes de frecuencias para el canal de acoplamiento compuesto, que puede referirse en la presente memoria como "coeficientes de frecuencias combinados". Los coeficientes de frecuencias combinados
- 45 pueden crearse usando coeficientes de frecuencias de dos o más canales en el intervalo de frecuencias de canales individuales. Por ejemplo, si los datos de audio se han codificado según el códec de audio E-AC-3, el bloque 1035 puede implicar computar una mezcla descendente local de coeficientes MDCT por debajo de la "frecuencia de comienzo de acoplamiento", que es la frecuencia más baja en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento.
- 50 La energía del canal de acoplamiento compuesto, dentro de cada banda de frecuencia del intervalo de frecuencias de canales individuales, puede determinarse en el bloque 1040. En algunas implementaciones, pueden suavizarse los valores de energía computados en el bloque 1040.

- En este ejemplo, el bloque 1045 implica determinar coeficientes de correlación transversal, que correspondan a la correlación entre las bandas de frecuencia de los canales individuales y las bandas de frecuencia correspondientes del canal de acoplamiento compuesto. Aquí, computar coeficientes de correlación transversal en el bloque 1045 implica también computar la energía en las bandas de frecuencia de cada uno de los canales individuales y la energía en las bandas de frecuencia correspondientes del canal de acoplamiento compuesto. Pueden normalizarse los coeficientes de correlación transversal. Según algunas implementaciones, si un canal individual se ha excluido
- 55

del acoplamiento, luego los coeficientes de frecuencias del canal excluido no se usarán en la computación de los coeficientes de correlación transversal.

El bloque 1050 implica estimar parámetros espaciales para cada canal que se haya acoplado en el canal de acoplamientos recibido. En esta implementación, el bloque 1050 implica estimar los parámetros espaciales en los coeficientes de correlación transversal. El proceso de estimación puede implicar situarse en una media de coeficientes de correlación transversal normalizados a través de todas las bandas de frecuencia de canales individuales. El proceso de estimación puede implicar también aplicar un factor de escalamiento a la media de los coeficientes de correlación transversal para obtener los parámetros espaciales estimados para canales individuales que se hayan acoplado en el canal de acoplamientos recibido. En algunas implementaciones, el factor de escalamiento puede disminuir con el aumento de la frecuencia.

En este ejemplo, el bloque 1055 implica añadir ruido a los parámetros espaciales estimados. El ruido puede añadirse para modelar la varianza de los parámetros espaciales estimados. El ruido puede añadirse según un conjunto de reglas correspondientes a una predicción esperada de los parámetros espaciales a través de las bandas de frecuencia. Las reglas pueden ser en base a datos empíricos. Los datos empíricos pueden corresponder a observaciones y/o mediciones derivadas de un amplio conjunto de muestras de datos de audio. En algunas implementaciones, la varianza del ruido añadido puede ser en base a los parámetros espaciales estimados para una banda de frecuencia, para un índice de banda de frecuencia y/o para una varianza de los coeficientes de correlación transversal normalizados.

Algunas implementaciones pueden implicar recibir o determinar la información de tonalidad respecto al primer o segundo conjunto de coeficientes de frecuencias. Según algunas implementaciones de este tipo, el proceso del bloque 1050 y/o 1055 puede variarse según la información de tonalidad. Por ejemplo, si el receptor/generador de información de control 640 de la Figura 6B o de la Figura 6C determina que los datos de audio en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamientos son altamente tonales, el receptor/generador de información de control 640 puede configurarse para reducir temporalmente la cantidad de ruido añadido en el bloque 1055.

En algunas implementaciones, los parámetros espaciales estimados pueden estimarse alfas para las bandas de frecuencia de canales de acoplamientos recibidos. Algunas implementaciones de este tipo pueden implicar aplicar los alfas a los datos de audio correspondientes al canal de acoplamientos, p. ej., como parte de un proceso de decorrelación.

Se describirán ahora ejemplos más detallados del método 1020. Estos ejemplos se proporcionan en el contexto del códec de audio E-AC-3. Sin embargo, los conceptos ilustrados por estos ejemplos no se limitan al contexto del códec de audio E-AC-3, sino que, en su lugar, son ampliamente aplicables a muchos códecs de audio.

En este ejemplo, el canal de acoplamientos compuesto se computa como una mezcla de fuentes discretas.

$$\mathbf{x}_D = g_x \sum_{i \in I} \mathbf{s}_{Di} \quad (\text{Ecuación 8})$$

En la Ecuación 8, donde $\mathbf{s}_{Di}$ representa el vector de filas de una transformada MDCT de un intervalo de frecuencias específico ($k_{inicio}..k_{fin}$) del canal i , con $k_{fin} = K_{CPL}$, correspondiendo el índice de cajas a la frecuencia de comienzo de acoplamiento de E-AC-3, la frecuencia más baja del intervalo de frecuencias de canales de acoplamientos recibidos. Aquí, g_x representa un término de normalización que no impacta con el proceso de estimación. En algunas implementaciones, g_x puede establecerse en 1.

La decisión respecto al número de cajas analizadas entre k_{inicio} y k_{fin} puede ser en base a una compensación entre las restricciones de complejidad y la precisión deseada de estimar alfas. En algunas implementaciones, k_{inicio} puede corresponder a una frecuencia en o por encima de un umbral particular (p. ej., 1 kHz) de tal manera que se usen datos de audio en un intervalo de frecuencias que esté relativamente más cerca del intervalo de frecuencias de canales de acoplamientos, con el fin de mejorar la estimación de valores alfa. La región de frecuencia ($k_{inicio}..k_{fin}$) puede estar dividida en bandas de frecuencia. En algunas implementaciones, los coeficientes de correlación transversal para estas bandas de frecuencia pueden computarse de la forma siguiente:

$$cc_i(l) = \frac{E\{\mathbf{s}_{Di}(l)\mathbf{x}_D^T(l)\}}{\sqrt{E\{|\mathbf{x}_D(l)|^2\}E\{|\mathbf{s}_{Di}(l)|^2\}}} \quad (\text{Ecuación 9})$$

En la Ecuación 9, $\mathbf{s}_{Di}(l)$ representa ese segmento $\mathbf{s}_{Di}$ que corresponde a la banda l del intervalo de frecuencias inferior y $\mathbf{x}_D(l)$ representa el segmento correspondiente de $\mathbf{x}_D$. En algunas implementaciones, la expectación $E\{\}$ puede aproximarse usando un simple filtro de respuesta al impulso infinita ("IIR") de polo cero, p. ej., de la forma siguiente:

$$\hat{E}\{y\}(n) = y(n) \cdot a + \hat{E}\{y\}(n-1) \cdot (1-a) \quad (\text{Ecuación 10})$$

En la Ecuación 10, $\hat{E}\{y\}(n)$ representa la estimación de $E\{y\}$ usando muestras hasta el bloque n . En este ejemplo, $cc(i)$ solo se computa para estos canales que están en acoplamiento para el bloque actual. Para el propósito de suavizar la estimación de potencia dados solo los coeficientes MDCT basados en valores reales, un valor de $a = 0,2$ se encontraba suficiente. Para las transformadas distintas a las MDCT, y, específicamente, para las transformadas complejas, puede usarse un valor más grande de a . En casos de este tipo, un valor de a en el intervalo de $0,2 < a < 0,5$ sería razonable. Algunas implementaciones de complejidad inferior pueden implicar la suavización temporal del coeficiente de correlación computada $cc(i)$ en vez de las potencias y de los coeficientes de correlación transversal. Aunque no sean matemáticamente equivalentes a estimar el numerador y el denominador por separado, se encontraba que una suavización de complejidad inferior de este tipo proporcionaba una estimación suficientemente precisa de los coeficientes de correlación transversal. La implementación particular de la función de estimación como filtro IIR de primer orden no impide la implementación a través de otros esquemas, tales como la basada en una primera memoria intermedia de entrar y última en salir ("FILO"). En implementaciones de este tipo, la muestra más antigua en la memoria intermedia puede sustraerse de la estimación actual $E\{y\}$, mientras que la muestra más nueva puede añadirse a la estimación actual $E\{y\}$.

En algunas implementaciones, el proceso de suavización tiene en cuenta si, para el bloque anterior, los coeficientes s_{Di} estaban en acoplamiento. Por ejemplo, si, en el bloque anterior, el canal i no estuviera en acoplamiento, luego, para el bloque actual, a puede establecerse en 1,0, puesto que los coeficientes MDCT, para el bloque anterior, no se habrían incluido en el canal de acoplamientos. También, la transformada MDCT anterior podría haberse codificado usando el modo de bloque corto de E-AC-3, que valida además el establecimiento de a en 1,0 en este caso.

En esta etapa, se han determinado coeficientes de correlación transversal entre los canales individuales y un canal de acoplamientos compuesto. En el ejemplo de la Figura 10B, se han llevado a cabo los procesos correspondientes a los bloques 1022 a través de 1045. Los procesos siguientes son ejemplos de estimar parámetros espaciales en base a los coeficientes de correlación transversal. Estos procesos son ejemplos del bloque 1050 del método 1020.

En un ejemplo, usar los coeficientes de correlación transversal para las bandas de frecuencia por debajo de K_{CPL} (la frecuencia más baja del intervalo de frecuencias de canales de acoplamientos recibido), puede generarse una estimación de los alfas que vayan a usarse para la decorrelación de coeficientes MDCT por encima de K_{CPL} . El pseudocódigo para computar los alfas estimados a partir de los valores $cc(i)$ según una de las implementaciones de este tipo es de la forma siguiente:

```
for (reg = 0; reg < numRegions; reg++)
{
    for (chan = 0; chan < numChans; chan++)
    {
        Compute the ICC mean and variance for the current region:
        CCm = MeanRegion(chan, iCCs, blockStart[reg], blockEnd[reg])
        CCv = VarRegion(chan, iCCs, blockStart[reg], blockEnd[reg])

        for (block = blockStart[reg]; block < blockEnd[reg]; block++)
        {
            If channel is not in coupling then skip block:
            if (chanNotInCpl[block][chan])
                continue;

            fAlphaRho = CCm * MAPPED_VAR_RHO;
            fAlphaRho = (fAlphaRho > -1.0f) ? fAlphaRho : -1.0f;
            fAlphaRho = (fAlphaRho < 1.0f) ? fAlphaRho : 0.99999f;

            for (band = cplStartBand[blockStart]; band < iBandEnd[blockStart]; band++)
            {
                iAlphaRho = floor(fAlphaRho * 128) + 128;
                fEstimatedValue = fAlphaRho + w[iNoiseIndex++] * Vb[band] * Vm[iAlphaRho]
                    * sqrt(CCv);

                fAlphaRho = fAlphaRho * MAPPED_VAR_RHO;
                EstAlphaArray[block][chan][band] = Smooth(fEstimatedValue);
            }
        }
    }
} end channel loop
} end region loop
```

Una entrada principal al proceso de extrapolación anterior que genera alfas es CCm , que representa la media de los coeficientes de correlación ($cc(i)$) sobre la región actual. Una "región" puede ser una agrupación arbitraria de bloques de E-AC-3 consecutivos. Un marco de E-AC-3 podría estar compuesto de más de una región. Sin embargo, en algunas implementaciones, las regiones no abarcan los límites del marco. CCm puede computarse de la forma siguiente (indicado como la función *MeanRegion()* en el pseudocódigo anterior):

$$CCm(i) = \frac{1}{N \cdot L} \sum_{0 \leq n < N} \sum_{0 \leq l < L} cc_i(n, l) \quad (\text{Ecuación 11})$$

En la Ecuación 11, i representa el índice de canal, L representa el número de bandas de frecuencia inferior (por debajo de K_{CPL}) usadas para la estimación, y N representa el número de bloques dentro de la región actual. Aquí, extendemos la notación $cc_i(l)$ para incluir el índice de bloque n . El coeficiente de correlación transversal medio puede extrapolarse a continuación al intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento recibido a través de la aplicación repetida de la operación de escalamiento siguiente para generar un valor alfa predicho para cada banda de frecuencia de canales de acoplamiento:

$$fAlphaRho = fAlphaRho * MAPPED_VAR_RHO \quad (\text{Ecuación 12})$$

Cuando se aplica la Ecuación 12, $fAlphaRho$ para la primera banda de frecuencia de canales de acoplamiento puede ser $CCm(i) * MAPPED_VAR_RHO$. En el ejemplo de pseudocódigo, el $MAPPED_VAR_RHO$ variable se derivaba de forma heurística observando que los valores alfas medios tendían a disminuir con el aumento del índice de banda. Como tal, se establece que $MAPPED_VAR_RHO$ es menor que 1,0. En algunas implementaciones, $MAPPED_VAR_RHO$ se establece en 0,98.

En esta etapa, se han estimado parámetros espaciales (alfas en este ejemplo). En el ejemplo de la Figura 10B, se han llevado a cabo los procesos correspondientes a los bloques 1022 a 1050. Los procesos siguientes son ejemplos de añadir ruido o de "hacer oscilar" los parámetros espaciales estimados. Estos procesos son ejemplos del bloque 1055 del método 1020.

En base a un análisis de cómo varía el error de predicción con la frecuencia para un gran corpus de tipos diferentes de señales de entrada multicanal, los inventores han formulado reglas heurísticas que controlan el grado de aleatorización que se impone sobre los valores alfa estimados. Los parámetros espaciales estimados en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento (obtenido mediante el cálculo de correlación a partir de frecuencias inferiores seguidas por la extrapolación) pueden tener finalmente las mismas estadísticas que si estos parámetros se hubieran calculado directamente en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento a partir de la señal original, cuando todos los canales individuales estuvieran disponibles sin estar acoplados. El objetivo de añadir ruido es impartir una variación estadística similar a la que se observaba empíricamente. En el pseudocódigo anterior, V_B representa un término de escalamiento derivado empíricamente que dicta cómo cambia la varianza en función del índice de banda. V_M representa la característica derivada empíricamente que es en base a la predicción de alfas antes de que se aplique la varianza sintetizada. Esto representa el hecho de que la varianza del error de predicción es realmente una función de la predicción. Por ejemplo, cuando la predicción lineal del alfa para una banda está cerca de 1,0, la varianza es muy baja. El término CCv representa un control en base a la varianza local de los valores cc_i computados para la región de bloque compartida actual. CCv puede computarse de la forma siguiente (indicado mediante $VarRegion()$ en el pseudocódigo anterior):

$$CCv(i) = \frac{1}{N \cdot L} \sum_{0 \leq n < N} \sum_{0 \leq l < L} [cc_i(n, l) - CCm(i)]^2 \quad (\text{Ecuación 13})$$

En el ejemplo, V_B controla la varianza de oscilación según el índice de banda. V_B se derivaba empíricamente examinando la varianza a través de las bandas del error de predicción de alfas calculado a partir de la fuente. Los inventores descubrieron que la relación entre la varianza normalizada y el índice de banda l puede modelarse según la ecuación siguiente:

$$V_B(l) = \begin{cases} 1.0 & 0 \leq l < 4 \\ \sqrt{1 + \frac{(1 - 0.8^{(l-4)})}{2}} & l \geq 4 \end{cases}$$

La Figura 10C es un gráfico que indica la relación entre el término de escalamiento V_B y el índice de banda l . La Figura 10C muestra que la incorporación de la característica V_B conducirá a un alfa estimado que tendrá progresivamente una varianza mayor en función del índice de banda. En la Ecuación 13, un índice de banda $l \leq 3$ corresponde a la región por debajo de 3,42 kHz, la frecuencia de comienzo de acoplamiento más baja del códec de audio E-AC-3. Por lo tanto, los valores de V_B para esos índices de banda son inmatrimoniales.

El parámetro V_M se derivaba examinando el comportamiento del error de predicción de alfa en función de la propia predicción. En particular, los inventores descubrieron a través del análisis de un gran grupo de contenido multicanal que, cuando el valor alfa predicho es negativo, la varianza de error de predicción aumenta, con un pico en alfa = -0,59375. Esto implica que, cuando el canal actual bajo análisis se correlaciona de forma negativa con la mezcla

descendente α_D , el alfa estimado puede ser generalmente más caótico. La Ecuación 14, a continuación, modela el comportamiento deseado:

$$V_M(q) = \begin{cases} \sqrt{1.5 \frac{q}{128} + 1.58} & -128 \leq q < -76 \\ \sqrt{1.6 \left(\frac{q}{128} \right)^2 + 0.055} & -76 \leq q < 0 \\ \sqrt{-0.01 \frac{q}{128} + 0.055} & 0 \leq q < 128 \end{cases} \quad (\text{Ecuación 14})$$

En la Ecuación 14, q representa la versión cuantificada de la predicción (indicada mediante $f\alpha_{rho}$ en el pseudocódigo) y puede computarse según:

$$q = \text{floor}(f\alpha_{rho} * 128)$$

La Figura 10D es un gráfico que indica la relación entre las variables V_M y q . Obsérvese que V_M se normaliza mediante el valor en $q = 0$, de tal manera que V_M modifica los otros factores que contribuyen a la varianza de error de predicción. Así, el término V_M sólo afecta la varianza de error de predicción general para valores distintos de $q = 0$. En el pseudocódigo, el símbolo $i\alpha_{rho}$ se establece en $q + 128$. Este mapeo evita la necesidad de valores negativos de $i\alpha_{rho}$ y permite leer valores de $V_M(q)$ directamente a partir de una estructura de datos, tal como una tabla.

En esta implementación, la próxima etapa es escalar la variable aleatoria w mediante los tres factores V_M , V_b y CCV . La media geométrica entre V_M y CCV puede computarse y aplicarse como el factor de escalamiento a la variable aleatoria. En algunas implementaciones, w puede implementarse como una tabla muy grande de números aleatorios con una distribución de Gaussian de varianza de unidad media de cero.

Después del proceso de escalamiento, puede aplicarse un proceso de suavización. Por ejemplo, los parámetros espaciales estimados oscilados pueden suavizarse en el tiempo, p. ej., usando un simple polo cero o FILO más suave. El coeficiente de suavización puede establecerse en 1,0 si el bloque anterior no estaba en acoplamiento o si el bloque actual está en el primer bloque en una región de bloques. Por consiguiente, el número aleatorio escalado a partir del registro de ruido w puede filtrarse por paso bajo, que se encontraba que unía mejor la varianza de los valores alfa estimados a la varianza de alfas en el origen. En algunas implementaciones, este proceso de suavización puede ser menos agresivo (es decir, la IIR con una respuesta al impulso más corta) que la suavización para el $cc_i(l)$ s

Como se señaló anteriormente, los procesos implicados en estimar alfas y/u otros parámetros espaciales pueden llevarse a cabo, al menos parcialmente, mediante un receptor/generador de información de control 640 tal como el que se ilustra en la Figura 6C. En algunas implementaciones, el módulo de control transitorio 655 del receptor/generador de información de control 640 (o uno o más de otros componentes de un sistema de procesamiento de audio) puede estar configurado para proporcionar una funcionalidad relacionada transitoria. Algunos ejemplos de detección transitoria y, por consiguiente, de controlar un proceso de decorrelación, se describirán ahora con referencia a las Figuras 11A *et seq.*

La Figura 11A es un diagrama de flujo que describe algunos métodos de controles de determinación transitorios y de controles relacionados transitorios. En el bloque 1105, se reciben datos de audio correspondientes a una pluralidad de canales de audio, p. ej. por un dispositivo de decodificación u otro sistema de procesamiento de audio de este tipo. Como se describe a continuación, en algunas implementaciones, pueden llevarse a cabo procesos similares mediante un dispositivo de codificación.

La Figura 11B es un diagrama de bloques que incluye ejemplos de diversos componentes para controles de determinación transitorios y controles relacionados transitorios. En algunas implementaciones, el bloque 1105 puede implicar recibir los datos de audio 220 y los datos de audio 245 por un sistema de procesamiento de audio que incluya el módulo de control transitorio 655. Los datos de audio 220 y 245 pueden incluir representaciones del dominio de frecuencia de señales de audio. Los datos de audio 220 pueden incluir elementos de datos de audio en un intervalo de frecuencias de canales de acoplamientos, mientras que los elementos de datos de audio 245 pueden incluir datos de audio en el exterior del intervalo de frecuencias de canales de acoplamientos. Los elementos de datos de audio 220 y/o 245 pueden dirigirse a un decorrelador que incluya el módulo de control transitorio 655.

Además de los elementos de datos de audio 245 y 220, el módulo de control transitorio 655 puede recibir otra información de audio asociada, tal como la información de decorrelación 240a y 240b, en el bloque 1105. En este

- ejemplo, la información de decorrelación 240a puede incluir información explícita de control específica de decorrelador. Por ejemplo, la información de decorrelación 240a puede incluir información explícita transitoria tal como la descrita a continuación. La información de decorrelación 240b puede incluir información de un flujo de bits de un códec de audio heredado. Por ejemplo, la información de decorrelación 240b puede incluir información de segmentación temporal que esté disponible en un flujo de bits codificado según el códec de audio AC-3 o el códec de audio E-AC-3. Por ejemplo, la información de decorrelación 240b puede incluir información de acoplamiento en uso, información de conmutación de bloque, información exponencial, información de estrategia exponencial, etc. Una información de este tipo puede haberse recibido por un sistema de procesamiento de audio en un flujo de bits junto con los datos de audio 220.
- 10 El bloque 1110 implica determinar características de audio de los datos de audio. En diversas implementaciones, el bloque 1110 implica determinar información transitoria, p. ej., mediante el módulo de control transitorio 655. El bloque 1115 implica determinar una cantidad de decorrelación para los datos de audio en base, al menos parcialmente, a las características de audio. Por ejemplo, el bloque 1115 puede implicar determinar información de control de decorrelación en base, al menos parcialmente, a información transitoria.
- 15 En el bloque 1115, el módulo de control transitorio 655 de la Figura 11B puede proporcionar la información de control de generador de señales de decorrelación 625 a un generador de señales de decorrelación, tal como el generador de señales de decorrelación 218 descrito en otra parte en la presente memoria. En el bloque 1115, el módulo de control transitorio 655 puede proporcionar también la información de control de mezclador 645 a un mezclador, tal como el mezclador 215. En el bloque 1120, los datos de audio pueden procesarse según las determinaciones hechas en el bloque 1115. Por ejemplo, las operaciones del generador de señales de decorrelación 218 y del mezclador 215 pueden llevarse a cabo, al menos parcialmente, según la información de control de decorrelación proporcionada por el módulo de control transitorio 655.
- 20 En algunas implementaciones, el bloque 1110 de la Figura 11A puede implicar recibir información transitoria explícita con los datos de audio y determinar la información transitoria, al menos parcialmente, según la información transitoria explícita.
- 25 En algunas implementaciones, la información transitoria explícita puede indicar un valor transitorio correspondiente a un caso transitorio definitivo. Un valor transitorio de este tipo puede ser un valor transitorio relativamente alto (o máximo). Un valor transitorio alto puede corresponder a una alta probabilidad y/o a una alta intensidad de un caso transitorio. Por ejemplo, si los valores transitorios posibles oscilan de 0 a 1, un intervalo de valores transitorios entre ,9 y 1 puede corresponder a un caso transitorio definitivo y/o a uno transitorio intenso. Sin embargo, puede usarse cualquier intervalo apropiado de valores transitorios, p. ej., 0 a 9, 1 a 100, etc.
- 30 La información transitoria explícita puede indicar un valor transitorio correspondiente a un caso no transitorio definitivo. Por ejemplo, si los valores transitorios posibles oscilan de 1 a 100, un valor en el intervalo de 1-5 puede corresponder a un caso no transitorio definitivo o a un caso transitorio muy leve.
- 35 En algunas implementaciones, la información transitoria explícita puede tener una representación binaria, p. ej. de 0 o 1. Por ejemplo, un valor de 1 puede corresponder con un caso transitorio definitivo. Sin embargo, un valor de 0 puede no indicar un caso no transitorio definitivo. En su lugar, en algunas implementaciones de este tipo, un valor de 0 puede indicar simplemente la falta de un caso transitorio definitivo y/o uno intenso.
- 40 Sin embargo, en algunas implementaciones, la información transitoria explícita puede incluir valores transitorios intermedios entre un valor transitorio mínimo (p. ej., 0) y un valor transitorio máximo (p. ej., 1). Un valor transitorio intermedio puede corresponder a una probabilidad intermedia y/o a una intensidad intermedia de un caso transitorio.
- 45 El módulo de control de entrada 1125 de filtro de decorrelación de la Figura 11B puede determinar información transitoria en el bloque 1110 según la información transitoria explícita recibida a través de la información de decorrelación 240a. Como alternativa, o adicionalmente, el módulo de control de entrada 1125 de filtro de decorrelación puede determinar información transitoria en el bloque 1110 según la información de un flujo de bits de un códec de audio heredado. Por ejemplo, en base a la información de decorrelación 240b, el módulo de control de entrada 1125 de filtro de decorrelación puede determinar que el acoplamiento de canales no está en uso para el bloque actual, que el canal está fuera de acoplamiento en el bloque actual y/o que el canal está conmutado en bloques en el bloque actual.
- 50 En base a la información de decorrelación 240a y/o 240b, el módulo de control de entrada 1125 de filtro de decorrelación puede determinar algunas veces un valor transitorio correspondiente a un caso transitorio definitivo en el bloque 1110. Si es así, en algunas implementaciones, el módulo de control de entrada 1125 de filtro de decorrelación puede determinar en el bloque 1115 que un proceso de decorrelación (y/o un proceso de oscilación de filtro de decorrelación) debería detenerse temporalmente. Por consiguiente, en el bloque 1120, el módulo de control de entrada 1125 de filtro de decorrelación puede generar información de control de generador de señales de decorrelación 625e que indique que un proceso de decorrelación (y/o un proceso de oscilación de filtro de decorrelación) debería detenerse temporalmente. Como alternativa, o adicionalmente, en el bloque 1120, la
- 55

calculadora transitoria suave 1130 puede generar la información de control de generador de señales de decorrelación 625f, que indica que un proceso de oscilación de filtro de decorrelación debería detenerse o ralentizarse temporalmente.

En implementaciones alternativas, el bloque 1110 puede implicar no recibir ninguna información transitoria explícita con los datos de audio. Sin embargo, si se recibe o no información transitoria explícita, algunas implementaciones del método 1100 pueden implicar detectar un caso transitorio según un análisis de los datos de audio 220. Por ejemplo, en algunas implementaciones, un caso transitorio puede detectarse en el bloque 1110 incluso cuando la información transitoria explícita no indique un caso transitorio. Un caso transitorio que se determine o se detecte por un decodificador o por un sistema de procesamiento de audio similar, según un análisis de los datos de audio 220, pueden referirse en la presente memoria como un "caso transitorio suave".

En algunas implementaciones, si un valor transitorio se proporciona como un valor transitorio explícito o se determina como un valor transitorio suave, el valor transitorio puede ser objeto de una función de deterioro exponencial. Por ejemplo, la función de deterioro exponencial puede causar que el valor transitorio se deteriore suavemente desde un valor inicial a cero a lo largo de un periodo de tiempo. Someter un valor transitorio a una función de deterioro exponencial puede impedir accidentes asociados con una conmutación brusca.

En algunas implementaciones, detectar un caso transitorio suave puede implicar evaluar la probabilidad y/o la intensidad de un caso transitorio. Las evaluaciones de este tipo pueden implicar calcular una variación de potencia temporal en los datos de audio 220.

La Figura 11C es un diagrama de flujo que describe algunos métodos para determinar valores de control transitorio en base, al menos parcialmente, a variaciones de potencia temporales de los datos de audio. En algunas implementaciones, el método 1150 puede llevarse a cabo, al menos parcialmente, mediante la calculadora transitoria suave 1130 del módulo de control transitorio 655. Sin embargo, en algunas implementaciones, el método 1150 puede llevarse a cabo mediante un dispositivo de codificación. En algunas implementaciones de este tipo, puede determinarse información transitoria explícita mediante el dispositivo de codificación según el método 1150 e incluirse en un flujo de bits junto con otros datos de audio.

El método 1150 empieza con el bloque 1152, en donde se reciben datos de audio mezclados ascendentemente en un intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento. En la Figura 11B, los elementos de datos de audio 220 mezclados ascendentemente pueden recibirse por la calculadora transitoria suave 1130 en el bloque 1152. En el bloque 1154, el intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento recibido está dividido en una o más bandas de frecuencia, que pueden referirse también en la presente memoria como "bandas de potencia".

El bloque 1156 implica computar la potencia logarítmica ponderada de banda de frecuencia ("WLP") para cada canal y bloque de los datos de audio mezclados ascendentemente. Para computar la WLP, puede determinarse la potencia de cada banda de potencia. Estas potencias pueden convertirse en valores logarítmicos y luego situarse en una media a través de las bandas de potencia. En algunas implementaciones, el bloque 1156 puede llevarse a cabo según la expresión siguiente:

$$WLP[ch][blk] = \text{mean}_{pwr_bnd} \{ \log(P[ch][blk][pwr_bnd]) \} \quad (\text{Ecuación 15})$$

En la Ecuación 15, $WLP[ch][blk]$ representa la potencia logarítmica ponderada para un canal y un bloque, $[pwr_bnd]$ representa una banda de frecuencia o una "banda de potencia" dentro de la cual se ha dividido el intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento recibidos y $\text{mean}_{pwr_bnd} \{ \log(P[ch][blk][pwr_bnd]) \}$ representa una media de los logaritmos de potencia a través de las bandas de potencia del canal y del bloque.

Dividir en bandas puede enfatizar previamente la variación de potencia en frecuencias más altas, por las razones siguientes. Si el intervalo entero de frecuencias de canales de acoplamiento fuera una banda, luego $P[ch][blk][pwr_bnd]$ sería la media aritmética de la potencia en cada frecuencia en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento y las frecuencias inferiores que tienen habitualmente una potencia más alta tenderían a saturar el valor de $P[ch][blk][pwr_bnd]$ y, por lo tanto, el valor de $\log(P[ch][blk][pwr_bnd])$. (En este caso, $\log(P[ch][blk][pwr_bnd])$ tendría el mismo valor que la media de $\log(P[ch][blk][pwr_bnd])$, porque solo habría una banda.) Por consiguiente, la detección transitoria sería en base, en gran medida, a la variación temporal en las frecuencias inferiores. Dividir el intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento en, por ejemplo, una banda de frecuencia inferior y una banda de frecuencia superior y luego situar en una media la potencia de las dos bandas en el dominio de registro es, más bien, equivalente a calcular la media geométrica de la potencia de las frecuencias inferiores y de la potencia de las frecuencias más altas. Una media geométrica de este tipo estaría más cerca de la potencia de las frecuencias más altas que lo que estaría una media aritmética. Por lo tanto, dividir en marcas, determinar el registro (potencia) y luego determinar la media tendería a dar como resultado una cantidad que es más sensible a una variación temporal en las frecuencias más altas.

En esta implementación, el bloque 1158 implica determinar un diferencial de potencia asimétrica ("APD") en base a la WLP. Por ejemplo, el APD puede determinarse de la forma siguiente:

$$dWLP[ch][blk] = \begin{cases} WLP[ch][blk] - WLP[ch][blk-2], & WLP[ch][blk] \geq WLP[ch][blk-2] \\ \frac{WLP[ch][blk] - WLP[ch][blk-2]}{2}, & WLP[ch][blk] < WLP[ch][blk-2] \end{cases} \quad (\text{Ecuación 16})$$

En la Ecuación 16, $dWLP[ch][blk]$ representa la potencia logarítmica ponderada diferencial para un canal y un bloque, y $WLP[ch][blk][blk-2]$ representa la potencia logarítmica ponderada para el canal de dos bloques antes. El ejemplo de la Ecuación 16 es útil para procesar los datos de audio codificados a través de códecs de audio tales como E-AC-3 y AC-3, en los cuales existe un 50% de solapamiento entre bloques consecutivos. Por consiguiente, la WLP del bloque actual se compara con la WLP de dos bloques antes. Si no existe ningún solapamiento entre bloques consecutivos, la WLP del bloque actual puede compararse con la WLP del bloque anterior.

Este ejemplo aprovecha el posible efecto de enmascaramiento temporal de bloques anteriores. Por consiguiente, si la WLP del bloque actual es mayor o igual a la del bloque anterior (en este ejemplo, la WLP de los dos bloques anteriores), el APD se establece en el diferencial de WLP real. Sin embargo, si la WLP del bloque actual es mejor que la del bloque anterior, el APD se establece en la mitad del diferencial de WLP real. Por consiguiente, el APD enfatiza el aumento de potencia y quita el énfasis de la disminución de potencia. En otras implementaciones, puede usarse una fracción diferente del diferencial de WLP real, p. ej. $\frac{1}{4}$ del diferencial de WLP real.

El bloque 1160 puede implicar determinar una medición transitoria en bruto ("RTM") en base al APD. En esta implementación, determinar la medición transitoria en puro implica calcular una función de probabilidad de casos transitorios en base a una suposición de que el diferencial de potencia asimétrica temporal se distribuye según una distribución Gaussian.

$$RTM[ch][blk] = 1 - \exp\left(-0.5 * \left(\frac{dWLP[ch][blk]}{S_{APD}}\right)^2\right) \quad (\text{Ecuación 17})$$

En la Ecuación 17, $RTM[ch][blk]$ representa una medición transitoria en bruto para un canal y un bloque y S_{APD} representa un parámetro de ajuste. En este ejemplo, cuando se aumente S_{APD} , se requerirá un diferencial de potencia relativamente mayor para producir el mismo valor de la RTM.

Un valor de control transitorio, que puede referirse también en la presente memoria como una "medición transitoria", puede determinarse a partir de la RTM en el bloque 1162. En este ejemplo, el valor de control transitorio se determina según la Ecuación 18:

$$TM[ch][blk] = \begin{cases} 1.0 & , \quad RTM[ch][blk] \geq T_H \\ \frac{RTM[ch][blk] - T_L}{T_H - T_L} & , \quad T_L < RTM[ch][blk] < T_H \\ 0.0 & , \quad RTM[ch][blk] \leq T_L \end{cases} \quad (\text{Ecuación 18})$$

En la Ecuación 18, $TM[ch][blk]$ representa la medición transitoria para un canal y un bloque, T_H representa un umbral superior y T_L representa un umbral inferior. La Figura 11D proporciona un ejemplo de aplicación de la Ecuación 18 y de cómo pueden usarse los umbrales T_H y T_L . Otras implementaciones pueden implicar otros tipos de mapeos lineales y no lineales de RTM a TM. Según algunas implementaciones de este tipo, TM es una función de no disminución de la RTM.

La Figura 11D es un gráfico que ilustra un ejemplo de mapear valores transitorios en bruto a valores de control transitorios. Aquí, los valores transitorios en bruto y los valores de control transitorios oscilan de 0,0 a 1,0, pero otras implementaciones pueden implicar otros intervalos de valores. Como se muestra en la Ecuación 18 y en la Figura 11D, si un valor transitorio en bruto es mayor o igual que el umbral superior T_H , el valor de control transitorio se establece en su valor máximo, que es 1,0 en este ejemplo. En algunas implementaciones, un valor de control transitorio máximo puede corresponder con un caso transitorio definitivo.

Si un valor transitorio en bruto es menor o igual que el umbral inferior T_L , el valor de control transitorio se establece en su valor mínimo, que es 0,0 en este ejemplo. En algunas implementaciones, un valor de control transitorio mínimo puede corresponderse con un caso no transitorio definitivo.

Sin embargo, si un valor transitorio en bruto está dentro del intervalo 1166 entre el umbral inferior T_L y el umbral superior T_H , el valor de control transitorio puede escalar a un valor de control transitorio intermedio, que está entre 0,0 y 1,0 en este ejemplo. El valor de control transitorio intermedio puede corresponderse con una probabilidad relativa y/o intensidad relativa de un caso transitorio.

- 5 Con referencia otra vez a la Figura 11C, en el bloque 1164, una función de deterioro exponencial puede aplicarse al valor de control transitorio que se determine en el bloque 1162. Por ejemplo, la función de deterioro exponencial puede causar el valor de control transitorio al deterioro suavemente a partir de un valor inicial a cero a lo largo de un periodo de tiempo. Someter un valor de control transitorio a una función de deterioro exponencial puede impedir accidentes asociados con una conmutación brusca. En algunas implementaciones, un valor de control transitorio de cada bloque actual puede calcularse y compararse con la versión deteriorada exponencial del valor de control transitorio del bloque anterior. El valor de control transitorio final para el bloque actual puede establecerse como el máximo de los dos valores de control transitorio.

- 10 Puede usarse información transitoria, si se recibe junto con otros datos de audio o si se determina por un decodificador, para controlar los procesos de decorrelación. La información transitoria puede incluir valores de control transitorio tales como los descritos anteriormente. En algunas implementaciones, puede modificarse una cantidad de decorrelación para los datos de audio (p. ej., reducirse), en base al menos parcialmente a una información transitoria de este tipo.

- 20 Como se describió anteriormente, los procesos de decorrelación de este tipo pueden implicar aplicar un filtro de decorrelación a una porción de los datos de audio, para producir datos de audio filtrados y mezclar los datos de audio filtrados con una porción de los datos de audio recibidos según una relación de mezcla. Algunas implementaciones pueden implicar controlar el mezclador 215 según la información transitoria. Por ejemplo, las implementaciones de este tipo pueden implicar modificar la relación de mezcla en base, al menos parcialmente, a la información transitoria. Puede incluirse una información transitoria de este tipo, por ejemplo, en la información de control de mezclador 645 mediante el módulo de control transitorio de mezclador 1145. (Véase la Figura 11B).

- 25 Según algunas implementaciones de este tipo, pueden usarse valores de control transitorio mediante el mezclador 215 para modificar los alfas con el fin de suspender o reducir la decorrelación durante los casos transitorios. Por ejemplo, los alfas pueden modificarse según el pseudocódigo siguiente:

```
if (alpha[ch][bnd] >= 0)
    alpha[ch][bnd] = alpha[ch][bnd] + (1-alpha[ch][bnd])
* decorrelationDecayArray[ch];
else
    alpha[ch][bnd] = alpha[ch][bnd] + (-1-alpha[ch][bnd])
* decorrelationDecayArray[ch];
```

- 30 En el pseudocódigo siguiente, $\alpha[ch][bnd]$ representa un valor alfa de una banda de frecuencia para un canal. El término $\text{decorrelationDecayArray}[ch]$ representa una variable de deterioro exponencial que toma un valor que oscila de 0 a 1. En algunos ejemplos, los alfas pueden modificarse hacia +/-1 durante los casos transitorios. La extensión de modificación puede ser proporcional a $\text{decorrelationDecayArray}[ch]$, lo que reduciría las ponderaciones de mezcla para las señales de decorrelación hacia 0 y así suspendería o reduciría la decorrelación. El deterioro exponencial de $\text{decorrelationDecayArray}[ch]$ restaura lentamente el proceso de decorrelación normal.

- 35 En algunas implementaciones, la calculadora transitoria suave 1130 puede proporcionar información transitoria suave al módulo de parámetros espaciales 665. En base al menos parcialmente a la información transitoria suave, el módulo de parámetros espaciales 665 puede seleccionar un suavizador tanto para suavizar los parámetros espaciales recibidos en el flujo de bits como para suavizar la energía y otras cantidades implicadas en la estimación de parámetros espaciales.

- 40 Algunas implementaciones pueden implicar controlar el generador de señales de decorrelación 218 según la información transitoria. Por ejemplo, las implementaciones de este tipo pueden implicar modificar o detener temporalmente un proceso de oscilación de filtro de decorrelación en base, al menos parcialmente, a la información transitoria. Esto puede ser ventajoso porque hacer oscilar los polos de los filtros pasa todo durante los casos transitorios puede causar accidentes de zumbidos indeseados. En algunas implementaciones de este tipo, el valor máximo de avance para hacer oscilar los polos de un filtro de decorrelación puede modificarse en base, al menos parcialmente, a la información transitoria.

- 45 Por ejemplo, la calculadora transitoria suave 1130 puede proporcionar la información de control de generador de señales de decorrelación 625f al información de control de filtro de decorrelación 405 del generador de señales de decorrelación 218 (véase también la Figura 4). El módulo de control de filtro de decorrelación 405 puede generar filtros con tiempo variable 1127 en respuesta a la información de control de generador de señales de decorrelación

625f. Según algunas implementaciones, la información de control de generador de señales de decorrelación 625f puede incluir información para controlar el valor máximo de avance según el valor máximo de una variable de deterioro exponencial, tal como:

$$1 - \max_{ch} decorrelationDecayArray[ch]$$

- 5 Por ejemplo, el valor máximo de avance puede multiplicarse por la expresión anterior cuando se detecten los casos transitorios en cualquier canal. Por consiguiente, el proceso de oscilación puede detenerse o ralentizarse.

En algunas implementaciones, puede aplicarse una ganancia a datos de audio filtrados en base, al menos parcialmente, a la información transitoria. Por ejemplo, la potencia de los datos de audio filtrados puede unirse con la potencia de los datos de audio directos. En algunas implementaciones, puede aplicarse una funcionalidad de este tipo por el módulo atenuador 1135 de la Figura 11B.

- 10 El módulo atenuador 1135 puede recibir información transitoria, tal como valores de control transitorio, de la calculadora transitoria suave 1130. El módulo atenuador 1135 puede determinar la información de control de generador de señales de decorrelación 625h según los valores de control transitorio. El módulo atenuador 1135 puede proporcionar la información de control de generador de señales de decorrelación 625h al generador de señales de decorrelación 218. Por ejemplo, la información de control de generador de señales de decorrelación 625h incluye un valor de ganancia que el generador de señales de decorrelación 218 puede aplicar a las señales de decorrelación 227 con el fin de mantener la potencia de los datos de audio filtrados en un nivel que sea menor o igual que la potencia de los datos de audio directos. El módulo atenuador 1135 puede determinar la información de control de generador de señales de decorrelación 625h calculando, para cada canal recibido en acoplamiento, la energía por banda de frecuencia en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamientos.

- 20 El módulo atenuador 1135 puede, por ejemplo, incluir un banco de atenuadores. En algunas implementaciones de este tipo, los atenuadores pueden incluir memorias intermedias para almacenar la energía por banda de frecuencia en el intervalo de frecuencias de canales de acoplamientos determinado por el módulo atenuador 1135. Puede aplicarse un retardo fijo a los datos de audio filtrados y puede aplicarse el mismo retardo a las memorias intermedias.

- 25 El módulo atenuador 1135 puede determinar también la información relacionada con el mezclador y puede proporcionar la información relacionada con el mezclador al módulo de control transitorio de mezclador 1145. En algunas implementaciones, el módulo atenuador 1135 puede proporcionar información para controlar el mezclador 215 para modificar la relación de mezcla en base a una ganancia que vaya a aplicarse a los datos de audio filtrados. Según algunas implementaciones de este tipo, el módulo atenuador 1135 puede proporcionar información para controlar el mezclador 215 para suspender o reducir la decorrelación durante los casos transitorios. Por ejemplo, el módulo atenuador 1135 puede proporcionar la información siguiente relacionada con el mezclador:

```
TransCtrlFlag      =      max(decorrelationDecayArray[ch],      1-
DecorGain[ch][bnd]);
if (alpha[ch][bnd] >= 0)
    alpha[ch][bnd] = alpha[ch][bnd] + (1-alpha[ch][bnd])
    * TransCtrlFlag;
else
    alpha[ch][bnd] = alpha[ch][bnd] + (-1-alpha[ch][bnd])
    * TransCtrlFlag;
```

- 35 En el pseudocódigo anterior, *TransCtrlFlag* representa un valor de control transitorio y *DecorGain[ch][bnd]* representa la ganancia que vaya a aplicarse a una banda de un canal de datos de audio filtrados.

- En algunas implementaciones, una ventana de suavización de estimación de potencia para los atenuadores puede ser en base, al menos parcialmente, a la información transitoria. Por ejemplo, puede aplicarse una ventana de suavización más corta cuando sea relativamente más probable un caso transitorio o cuando se detecte un caso transitorio relativamente más fuerte. Puede aplicarse una ventana de suavización más larga cuando sea relativamente menos probable un caso transitorio, cuando se detecte un caso transitorio relativamente más débil o cuando no se detecte ningún caso transitorio. Por ejemplo, la longitud de la ventana de suavización puede ajustarse dinámicamente en base a los valores de control transitorios de tal manera que la longitud de la ventana sea más corta cuando el valor de bandera esté cerca de un valor máximo (p. ej., 1,0) y más larga cuando el valor de bandera esté cerca de un valor mínimo (p. ej., 0,0). Las implementaciones de este tipo pueden ayudar a evitar deformaciones temporales durante los casos transitorios mientras que dan como resultado factores de ganancia suaves durante las situaciones no transitorias.

Como se señaló anteriormente, en algunas implementaciones, puede determinarse información transitoria mediante un dispositivo de codificación. La Figura 11E es un diagrama de flujo que describe un método para codificar

información transitoria. En el bloque 1172, se reciben datos de audio que corresponden a una pluralidad de canales de audio. En este ejemplo, se reciben los datos de audio por un dispositivo de codificación. En algunas implementaciones, los datos de audio pueden transformarse a partir del dominio de tiempo en el dominio de frecuencia (bloque opcional 1174).

5 En el bloque 1176, se determinan características de audio, incluyendo información transitoria. Por ejemplo, la información transitoria puede determinarse como se describió anteriormente con referencia a las Figuras 11A-11D. Por ejemplo, el bloque 1176 puede implicar evaluar una variación de potencia temporal en los datos de audio. El bloque 1176 puede implicar determinar valores de control transitorio según la variación de potencia temporal en los datos de audio. Los valores de control transitorio de este tipo pueden indicar un caso transitorio definitivo, un caso no transitorio definitivo, la probabilidad de un caso transitorio y/o la intensidad de un caso transitorio. El bloque 1176 puede implicar aplicar una función de deterioro exponencial a los valores de control transitorio.

10 En algunas implementaciones, las características de audio determinadas en el bloque 1176 pueden incluir parámetros espaciales, que pueden determinarse sustancialmente como se describe en otra parte en la presente memoria. Sin embargo, en vez de calcular correlaciones en el exterior del intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento, los parámetros espaciales pueden determinarse calculando correlaciones dentro del intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento. Por ejemplo, los alfas para un canal individual que se codificarán con el acoplamiento pueden determinarse calculando correlaciones entre los coeficientes de transformada de ese canal y el canal de acoplamiento sobre la base de la banda de frecuencia. En algunas implementaciones, el codificador puede determinar los parámetros espaciales usando representaciones de frecuencia complejas de los datos de audio.

20 El bloque 1178 implica acoplar al menos una porción de dos o más canales de los datos de audio en un canal acoplado. Por ejemplo, pueden combinarse en el bloque 1178 representaciones del dominio de frecuencia de los datos de audio para el canal acoplado, que estén dentro de un intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento. En algunas implementaciones, más de un canal acoplado puede estar formado en el bloque 1178.

25 En el bloque 1180, se forman marcos de datos de audio codificados. En este ejemplo, los marcos de datos de audio codificados incluyen datos correspondientes al/a los canal(es) acoplado(s) y a la información transitoria codificada determinada en el bloque 1176. Por ejemplo, la información transitoria codificada puede incluir una o más banderas de control. Las banderas de control pueden incluir una bandera de conmutación de bloques de canales, una bandera fuera de acoplamiento de canales y/o una bandera de acoplamiento en uso. El bloque 1180 puede implicar determinar una combinación de una o más de las banderas de control para formar información transitoria codificada que indique un caso transitorio definitivo, un caso no transitorio definitivo, la probabilidad de un caso transitorio o la intensidad de un caso transitorio.

30 Se forme o no se forme combinando banderas de control, la información transitoria codificada puede incluir información para controlar un proceso de decorrelación. Por ejemplo la información transitoria puede indicar que debería detenerse temporalmente un proceso de decorrelación. La información transitoria puede indicar que debería reducirse temporalmente una cantidad de decorrelación en un proceso de decorrelación. La información transitoria puede indicar que debería modificarse una relación de mezcla de un proceso de decorrelación.

35 Los marcos de datos de audio codificados pueden incluir también diversos otros tipos de datos de audio, que incluyan datos de audio para canales individuales en el exterior del intervalo de frecuencias de canales de acoplamiento, datos de audio para canales que no están en acoplamiento, etc. En algunas implementaciones, los marcos de datos de audio codificados pueden incluir también parámetros espaciales, coordenadas de acoplamiento y/u otros tipos de información lateral tal como la descrita en otra parte en la presente memoria.

40 La Figura 12 es un diagrama de bloques que proporciona ejemplos de componentes de un aparato que puede estar configurado para implementar aspectos de los procesos descritos en la presente memoria. El dispositivo 1200 puede ser un teléfono móvil, un smartphone, un ordenador de sobremesa, un ordenador portátil, un netbook, un notebook, un smartbook, una tableta, un sistema estéreo, una televisión, un reproductor de DVD, un dispositivo de grabación digital o cualquiera de una variedad de otros dispositivos. El dispositivo 1200 puede incluir una herramienta de codificación y/o una herramienta de decodificación. Sin embargo, los componentes ilustrados en la Figura 12 son meramente ejemplos. Un dispositivo particular puede estar configurado para implementar diversos modos de realización descritos en la presente memoria, pero pueden o no incluir todos los componentes. Por ejemplo, algunas implementaciones pueden no incluir un altavoz o un micrófono.

45 En este ejemplo, el dispositivo incluye un sistema de interfaz 1205. El sistema de interfaz 1205 incluye una interfaz de red, tal como una interfaz de red inalámbrica. Como alternativa, o adicionalmente, el sistema de interfaz 1205 puede incluir una interfaz de bus universal en serie (USB) u otra interfaz de este tipo.

50 El dispositivo 1200 incluye un sistema lógico 1210. El sistema lógico 1210 puede incluir un procesador, tal como un procesador de uso general de un solo chip y de múltiples chips. El sistema lógico 1210 puede incluir un procesador de señales digitales (DSP), un circuito integrado de aplicaciones específicas (ASIC), una matriz de puertas

programable por campo (FPGA) u otro dispositivo lógico programable, puerta discreta o lógica transitoria o componentes de hardware discretos o combinaciones de los mismos. El sistema lógico 1210 puede estar configurado para controlar los otros componentes del dispositivo 1200. Aunque no se muestra en la Figura 12 ninguna interfaz entre los componentes del dispositivo 1200, el sistema lógico 1210 puede estar configurado para su comunicación con los otros componentes. Los otros componentes pueden o no estar configurados para su comunicación entre sí, como sea apropiado.

El sistema lógico 1210 puede estar configurado para llevar a cabo diversos tipos de funcionalidad de procesamiento de audio, tal como una funcionalidad de codificador y/o decodificador. Una funcionalidad de codificador y/o decodificador de este tipo puede incluir, pero no se limita a, los tipos de funcionalidad de codificador y/o decodificador descritos en la presente memoria. Por ejemplo, el sistema lógico 1210 puede estar configurado para proporcionar la funcionalidad relacionada con el decorrelador descrita en la presente memoria. En algunas implementaciones de este tipo, el sistema lógico 1210 puede estar configurado para funcionar (al menos parcialmente) según el software almacenado en uno o más medios no transitorios. Los medios no transitorios pueden incluir una memoria asociada con el sistema lógico 1210, tal como una memoria de acceso aleatorio (RAM) y/o una memoria de solo lectura (ROM). Los medios no transitorios pueden incluir una memoria del sistema de memoria 1215. El sistema de memoria 1215 puede incluir uno o más tipos adecuados de medios de almacenamiento no transitorios, tal como una memoria flash, un disco duro, etc.

Por ejemplo, el sistema lógico 1210 puede estar configurado para recibir marcos de datos de audio codificados a través del sistema de interfaz 1205 y para decodificar los datos de audio codificados según los métodos descritos en la presente memoria. Como alternativa, o adicionalmente, el sistema lógico 1210 puede estar configurado para recibir marcos de datos de audio codificados a través de una interfaz entre el sistema de memoria 1215 y el sistema lógico 1210. El sistema lógico 1210 puede estar configurado para controlar el/los altavoz/altavoces 1220 según los datos de audio descodificados. En algunas implementaciones, el sistema lógico 1210 puede estar configurado para codificar datos de audio según los métodos de codificación convencionales y/o según los métodos de codificación descritos en la presente memoria. El sistema lógico 1210 puede estar configurado para recibir datos de audio de este tipo a través del micrófono 1225, a través del sistema de interfaz 1205, etc.

El sistema de visualización 1230 puede incluir uno o más tipos adecuados de pantalla, dependiendo de la manifestación del dispositivo 1200. Por ejemplo, el sistema de visualización 1230 puede incluir una pantalla de cristal líquido, una pantalla de plasma, una pantalla biestable, etc.

El sistema de entrada de usuario 1235 puede incluir uno o más dispositivos configurados para aceptar la entrada desde un usuario. En algunas implementaciones, el sistema de entrada de usuario 1235 puede incluir una pantalla táctil que solape con una pantalla del sistema de visualización 1230. El sistema de entrada de usuario 1235 puede incluir botones, un teclado, conmutadores, etc. En algunas implementaciones, el sistema de entrada de usuario 1235 puede incluir el micrófono 1225: un usuario puede proporcionar comandos por voz para el dispositivo 1200 a través del micrófono 1225. El sistema lógico puede estar configurado para el reconocimiento de voz y para controlar al menos algunas operaciones del dispositivo 1200 según los comandos por voz de este tipo.

El sistema de energía 1240 puede incluir uno o más dispositivos de almacenamiento de energía adecuados, tal como una batería de níquel-cadmio o una batería de ion-litio. El sistema de energía 1240 puede estar configurado para recibir energía de una salida eléctrica.

Diversas modificaciones a las implementaciones descritas en esta descripción pueden ser fácilmente evidentes para los que tengan experiencia ordinaria en la técnica. Los principios generales definidos en la presente memoria pueden aplicarse a otras implementaciones sin salir del alcance de la descripción. Por ejemplo, mientras que se han descrito diversas implementaciones en término de Dolby Digital y Dolby Digital Plus, los métodos descritos en la presente memoria pueden implementarse conjuntamente con otros códecs de audio. Así, las reivindicaciones no están destinadas a limitarse a las implementaciones mostradas en la presente memoria, sino que han de ser de acuerdo con el alcance más amplio coherente con esta descripción, con los principios y con las características novedosas descritas en la presente memoria.

REIVINDICACIONES

1. Un método, que comprende:

recibir, de un flujo de bits, datos de audio correspondientes a una pluralidad de canales de audio, comprendiendo los datos de audio una representación del dominio de frecuencia correspondiente a los coeficientes de banco de filtros de un sistema de codificación de audio; y

aplicar un proceso de decorrelación a al menos algunos de los datos de audio, llevándose a cabo el proceso de decorrelación con los mismos coeficientes de banco de filtros mediante el sistema de codificación de audio,

en donde el proceso de decorrelación implica aplicar un algoritmo de decorrelación que funciona por completo sobre coeficientes con valores reales.

2. El método de la reivindicación 1, en donde el proceso de decorrelación se lleva a cabo sin convertir los coeficientes de la representación del dominio de frecuencia en otra representación del dominio de frecuencia o del dominio de tiempo.

3. El método de la reivindicación 1 o de la reivindicación 2, en donde la representación del dominio de frecuencia es el resultado de aplicar una reconstrucción perfecta, un banco de filtros muestreado críticamente.

4. El método de la reivindicación 3, en donde el proceso de decorrelación implica generar señales de reverberación o señales de decorrelación aplicando filtros lineales a al menos una porción de la representación del dominio de frecuencia.

5. El método de cualquiera de las reivindicaciones 1-4, en donde la representación del dominio de frecuencia es un resultado de aplicar una transformada de seno discreta modificada, una transformada de coseno discreta modificada o una transformada ortogonal solapada a los datos de audio en un dominio de tiempo.

6. El método de cualquiera de las reivindicaciones 1-5, en donde el proceso de decorrelación implica una decorrelación selectiva o adaptable a señales de canales y/o bandas de frecuencia específicas.

7. El método de cualquiera de las reivindicaciones 1-6, en donde el proceso de decorrelación implica aplicar un filtro de decorrelación a una porción de los datos de audio recibidos para producir datos de audio filtrados.

8. El método de la reivindicación 7, en donde el proceso de decorrelación implica usar un mezclador no jerárquico para combinar una porción directa de los datos de audio recibidos con los datos de audio filtrados según parámetros espaciales.

9. El método de cualquiera de las reivindicaciones 1-8, que comprende además recibir información de decorrelación con los datos de audio, en donde el proceso de decorrelación implica decorrelacionar al menos algunos de los datos de audio según la información de decorrelación recibida.

10. El método de la reivindicación 9, en donde la información de decorrelación recibida incluye al menos uno de los coeficientes de correlación entre los canales discretos individuales y un canal de acoplamiento, coeficientes de correlación entre los canales discretos entre los canales discretos individuales, información de tonalidad explícita o información transitoria.

11. El método de cualquiera de las reivindicaciones 1-10, que comprende además determinar información de decorrelación en base a los datos de audio recibidos, en donde el proceso de decorrelación implica decorrelacionar al menos algunos de los datos de audio según la información de decorrelación determinada.

12. El método de la reivindicación 11, que comprende además recibir información de decorrelación codificada con los datos de audio, en donde el proceso de decorrelación implica decorrelacionar al menos alguno de los datos de audio según al menos una de la información de decorrelación recibida o de la información de decorrelación determinada.

13. El método de cualquiera de las reivindicaciones 1-12, en donde el sistema de codificación de audio es un sistema de codificación de audio heredada; y, opcionalmente,

en donde el método comprende además recibir elementos de mecanismo de control en un flujo de bits producido por el sistema de codificación de audio heredada, en donde el proceso de decorrelación es en base, al menos parcialmente, a los elementos de mecanismo de control.

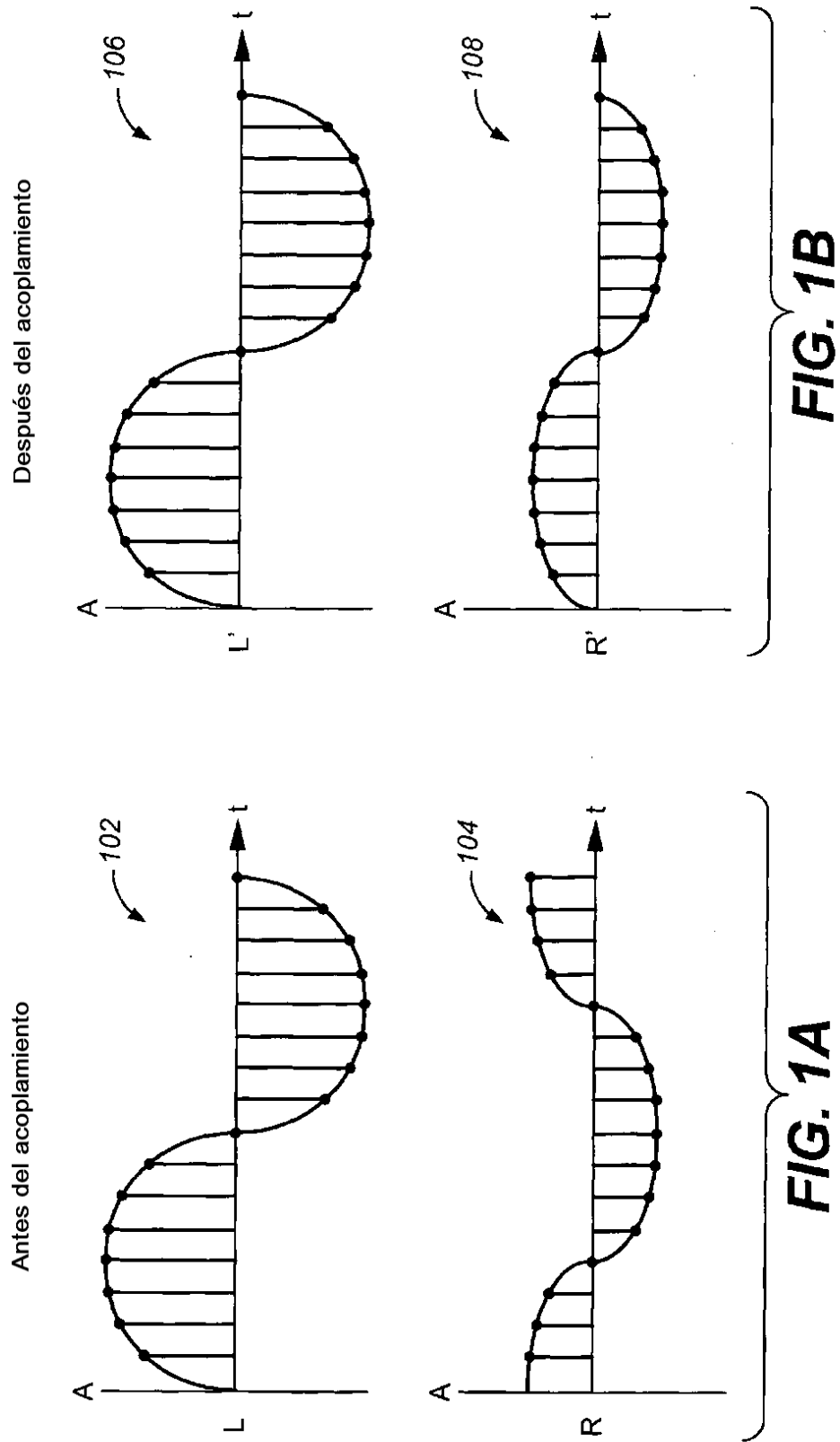
14. Un aparato, que comprende:

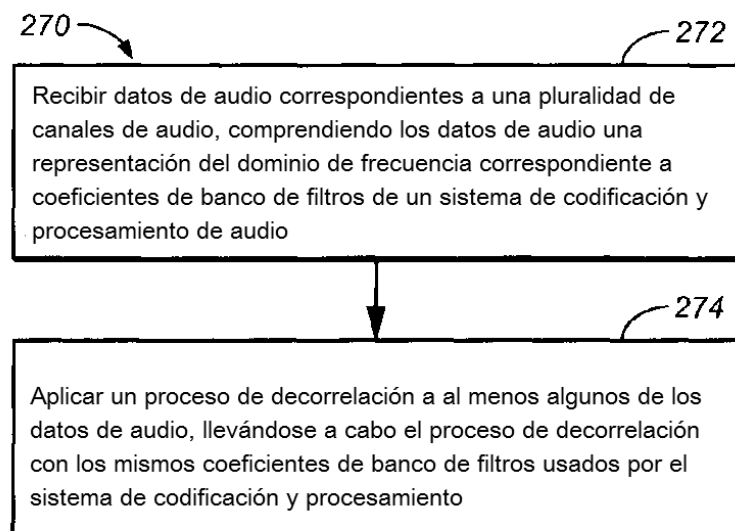
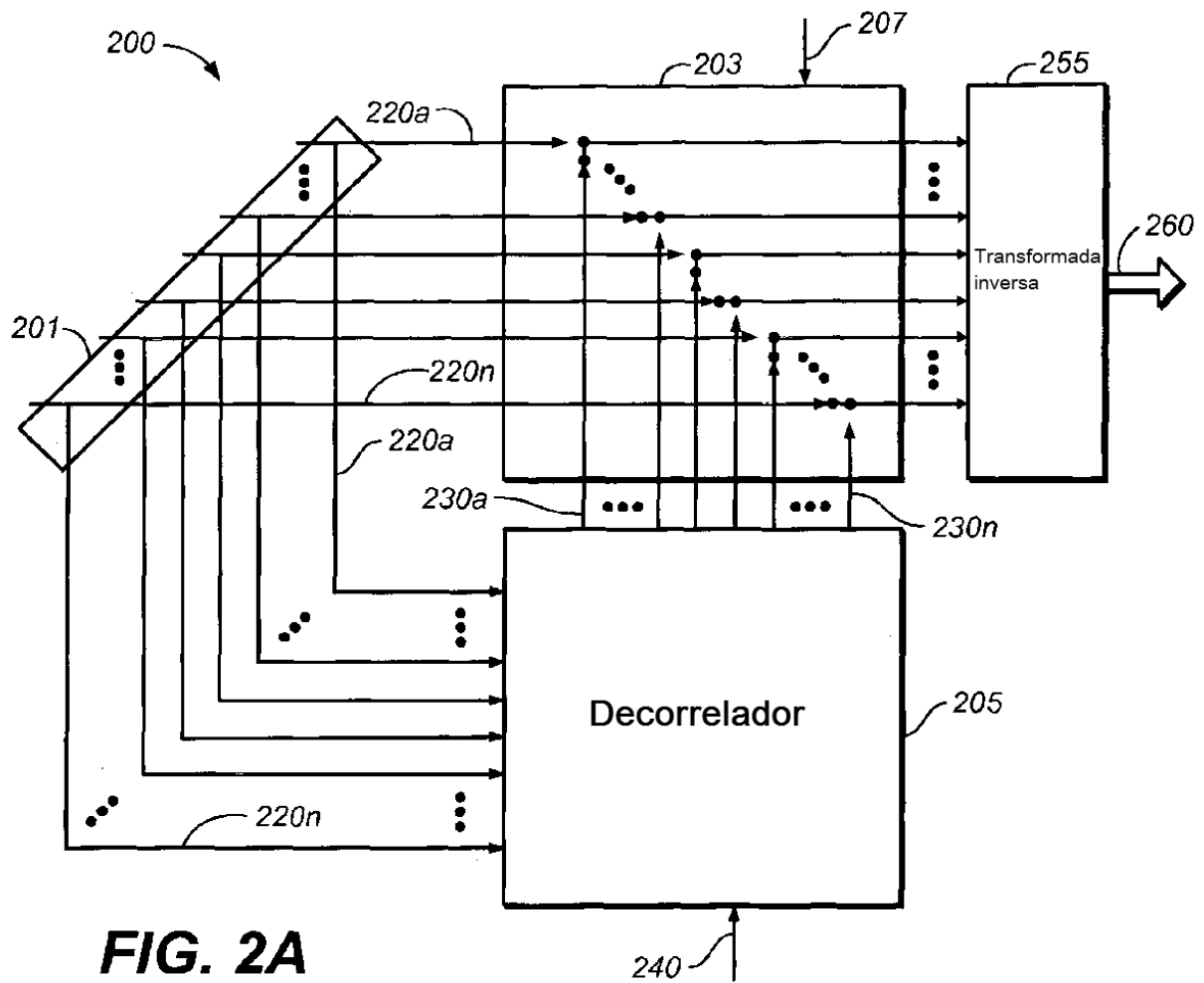
una interfaz; y

un sistema lógico configurado para llevar a cabo todas las etapas del método de una cualquiera de las reivindicaciones 1-13.

15. Un medio no transitorio que tiene un software almacenado en el mismo, incluyendo el software instrucciones para controlar un aparato para llevar a cabo todas las etapas del método de una cualquiera de las reivindicaciones 1-13.

5





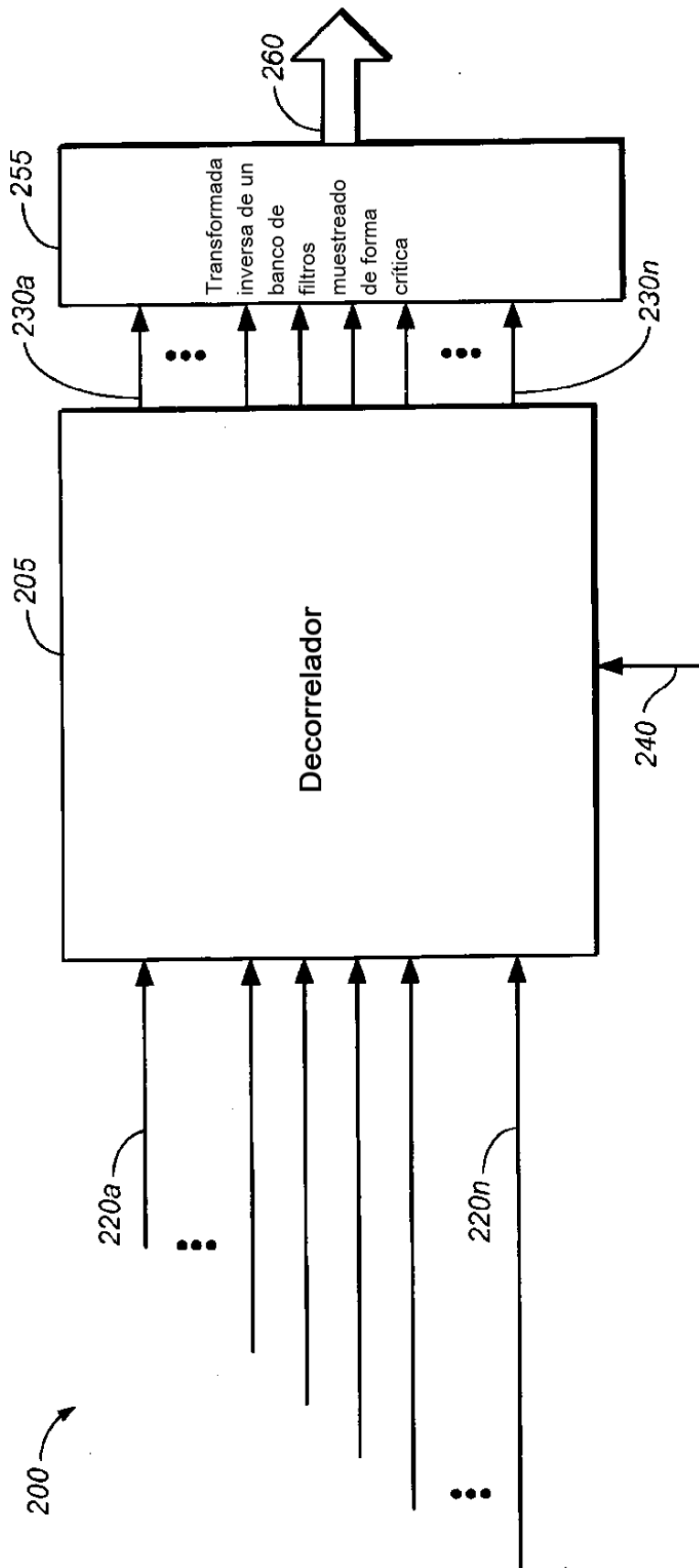


FIG. 2C

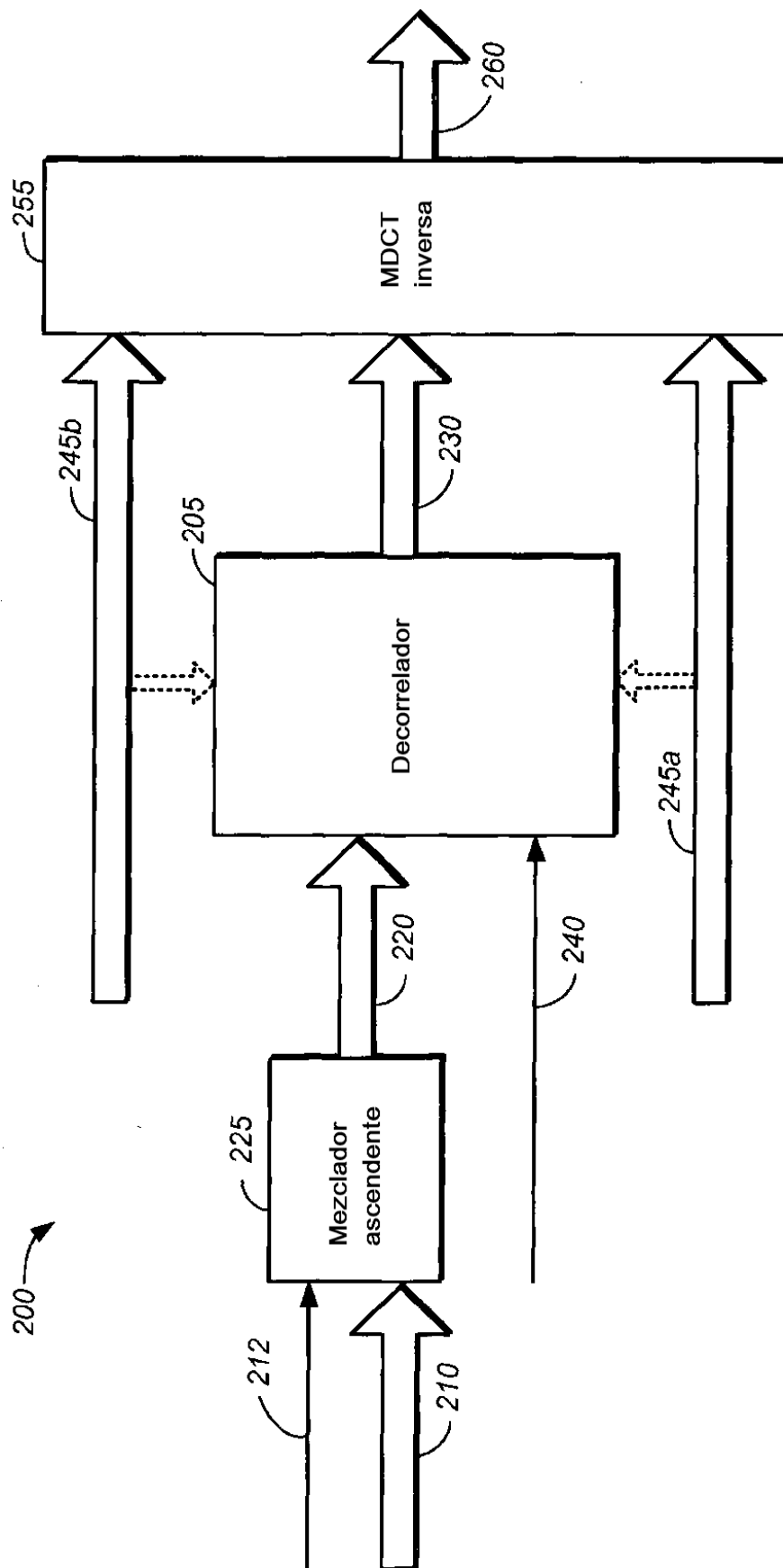


FIG. 2D

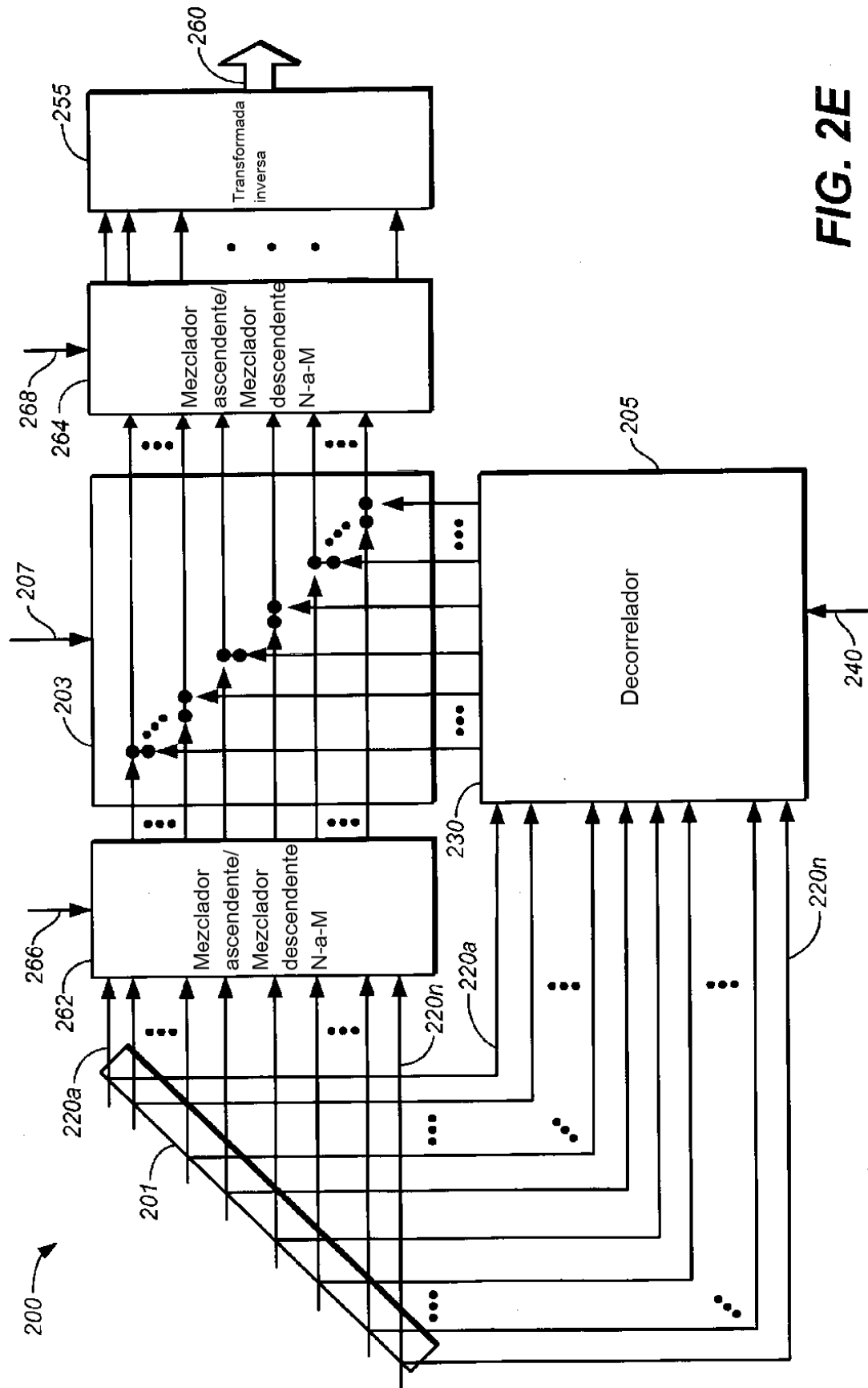


FIG. 2E

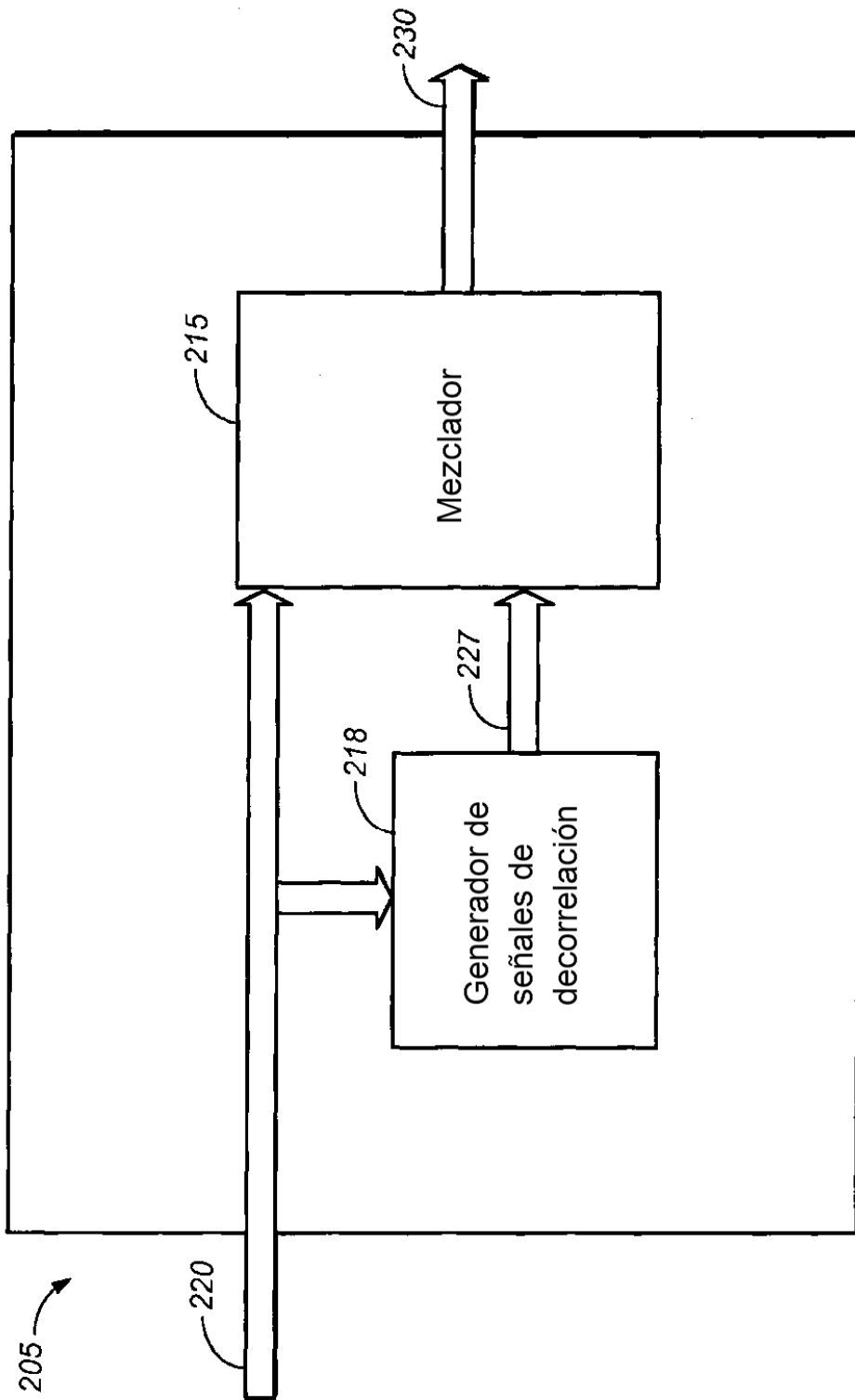


FIG. 2F

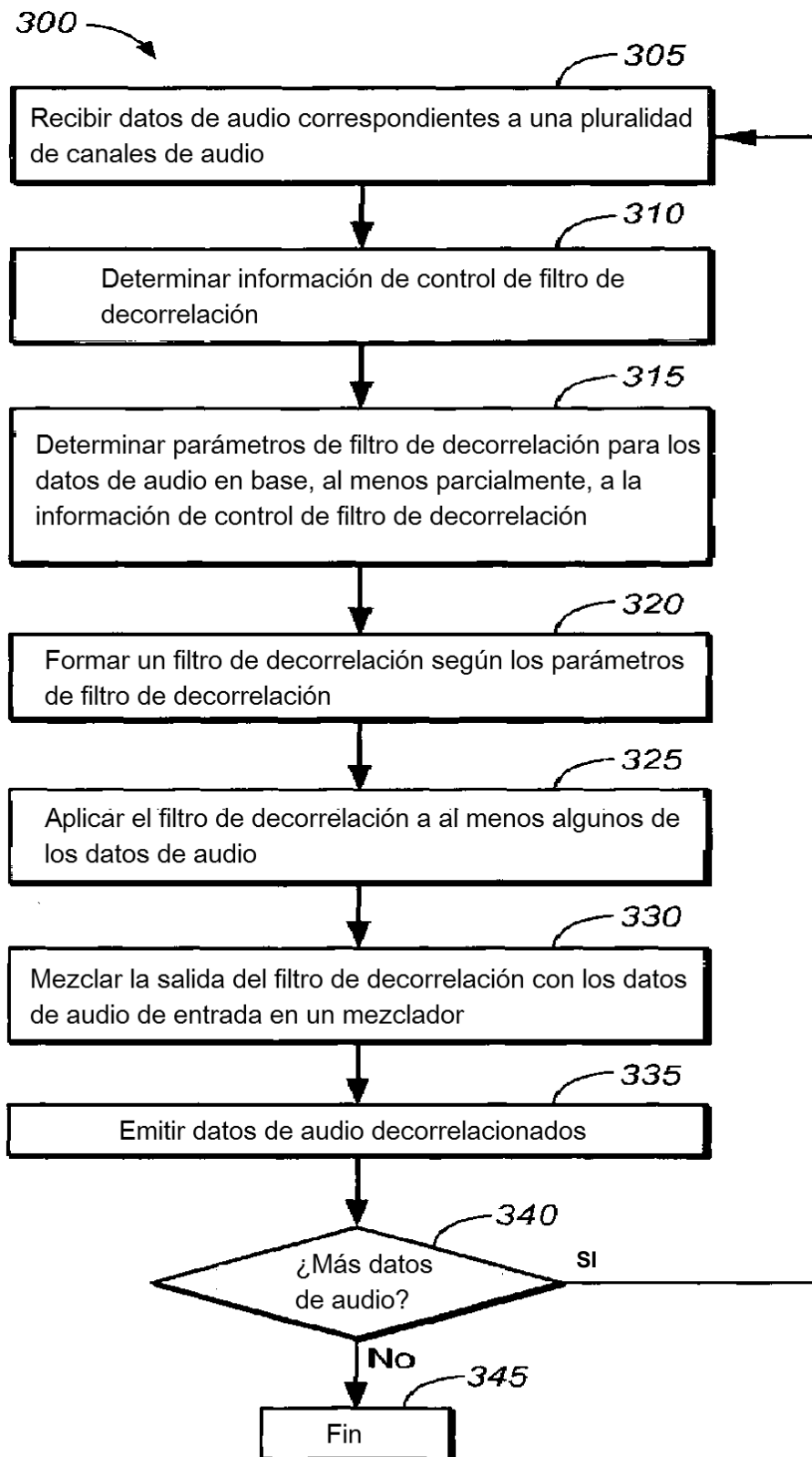


FIG. 3

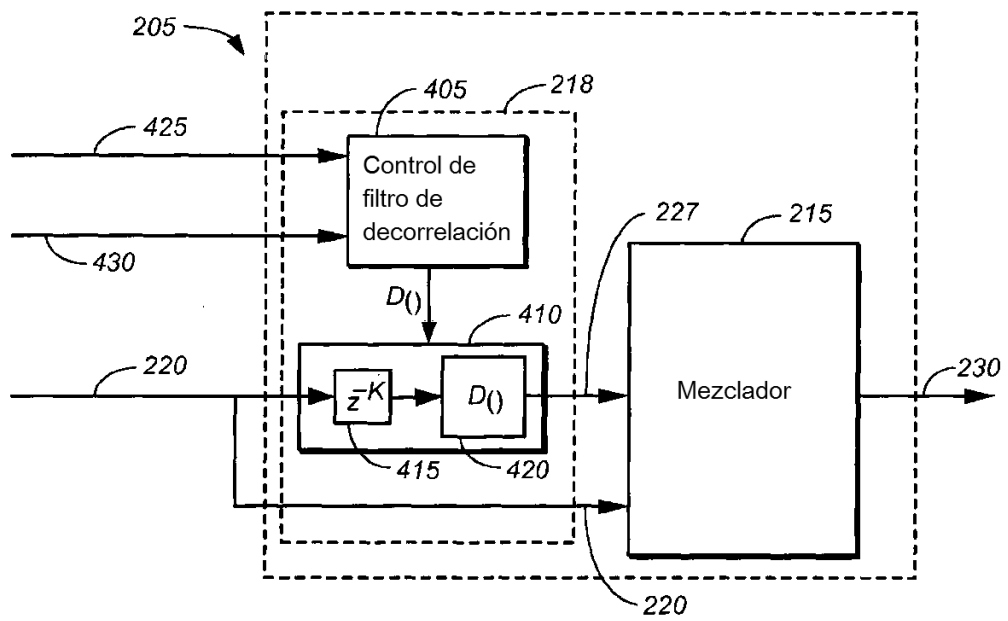


FIG. 4

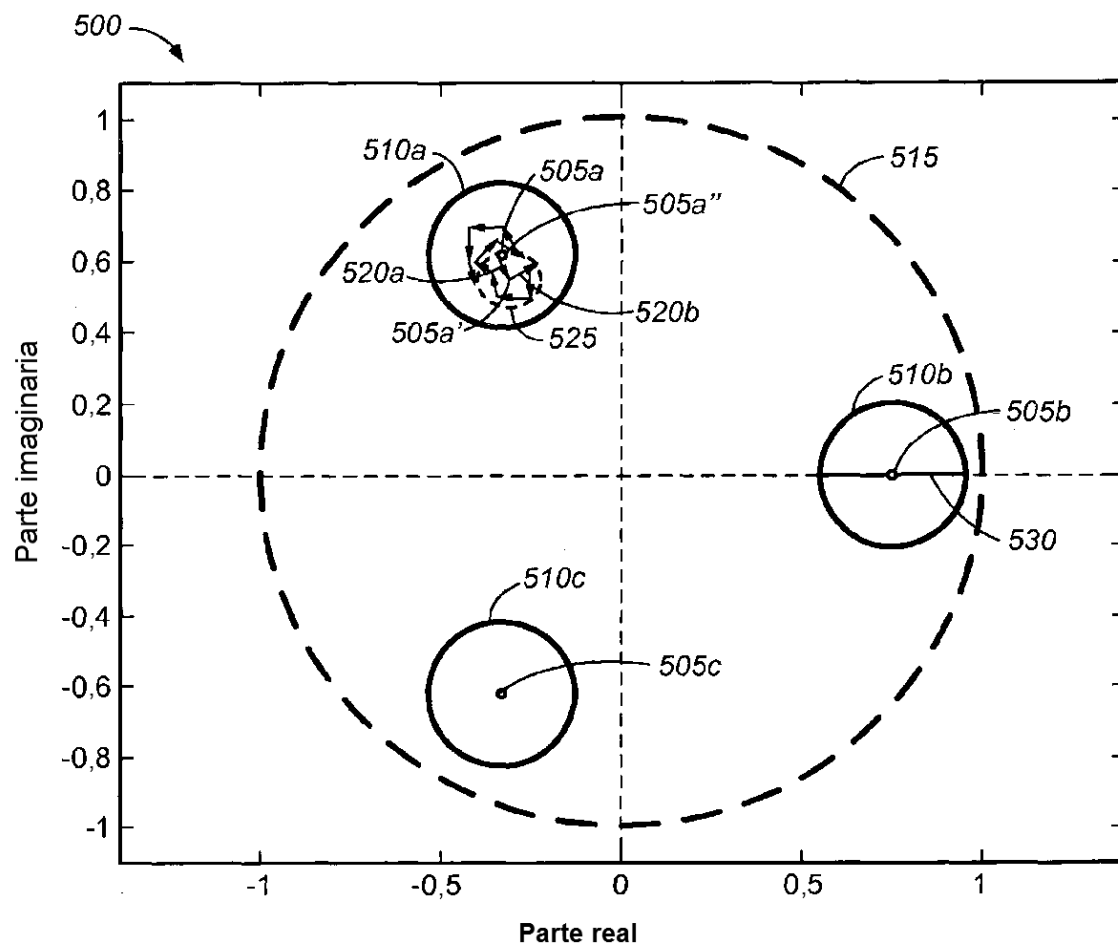


FIG. 5A

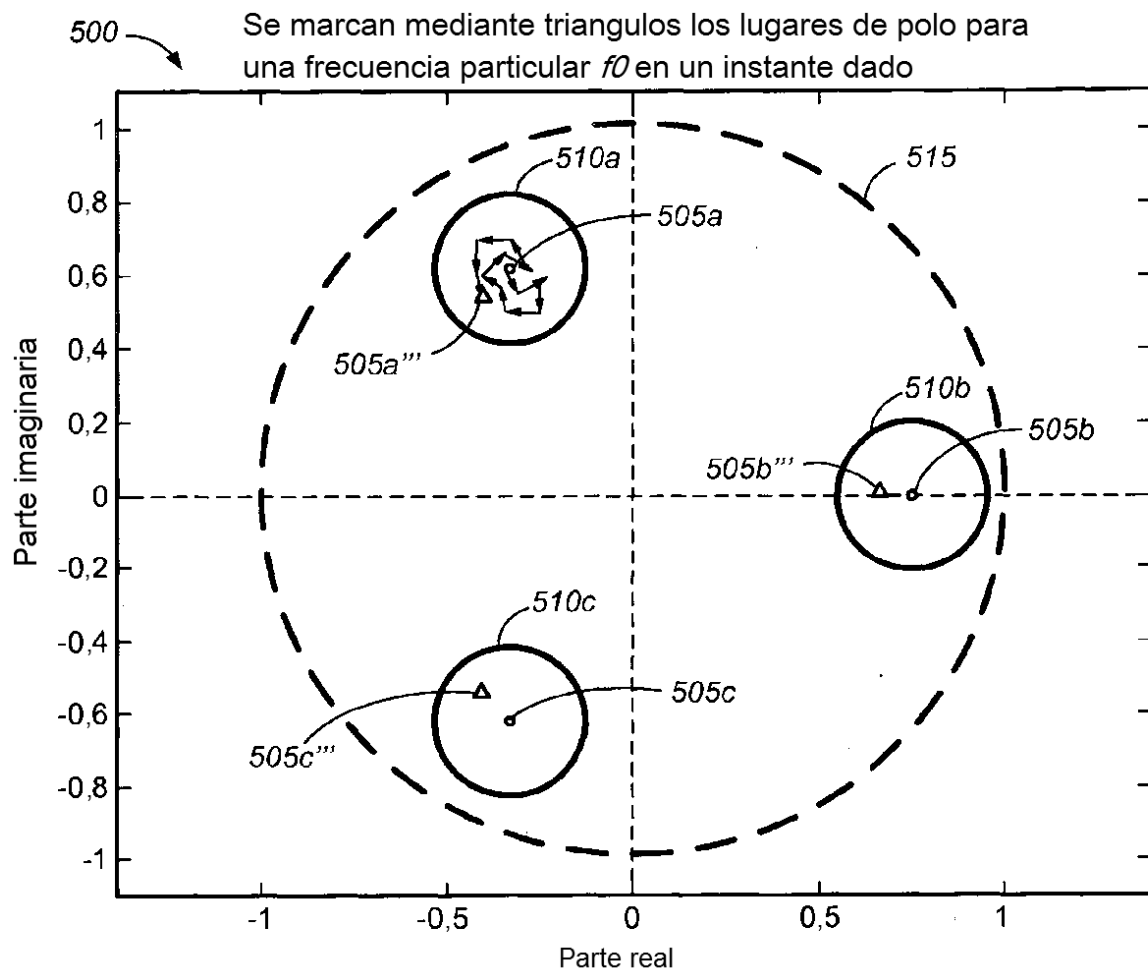


FIG. 5B

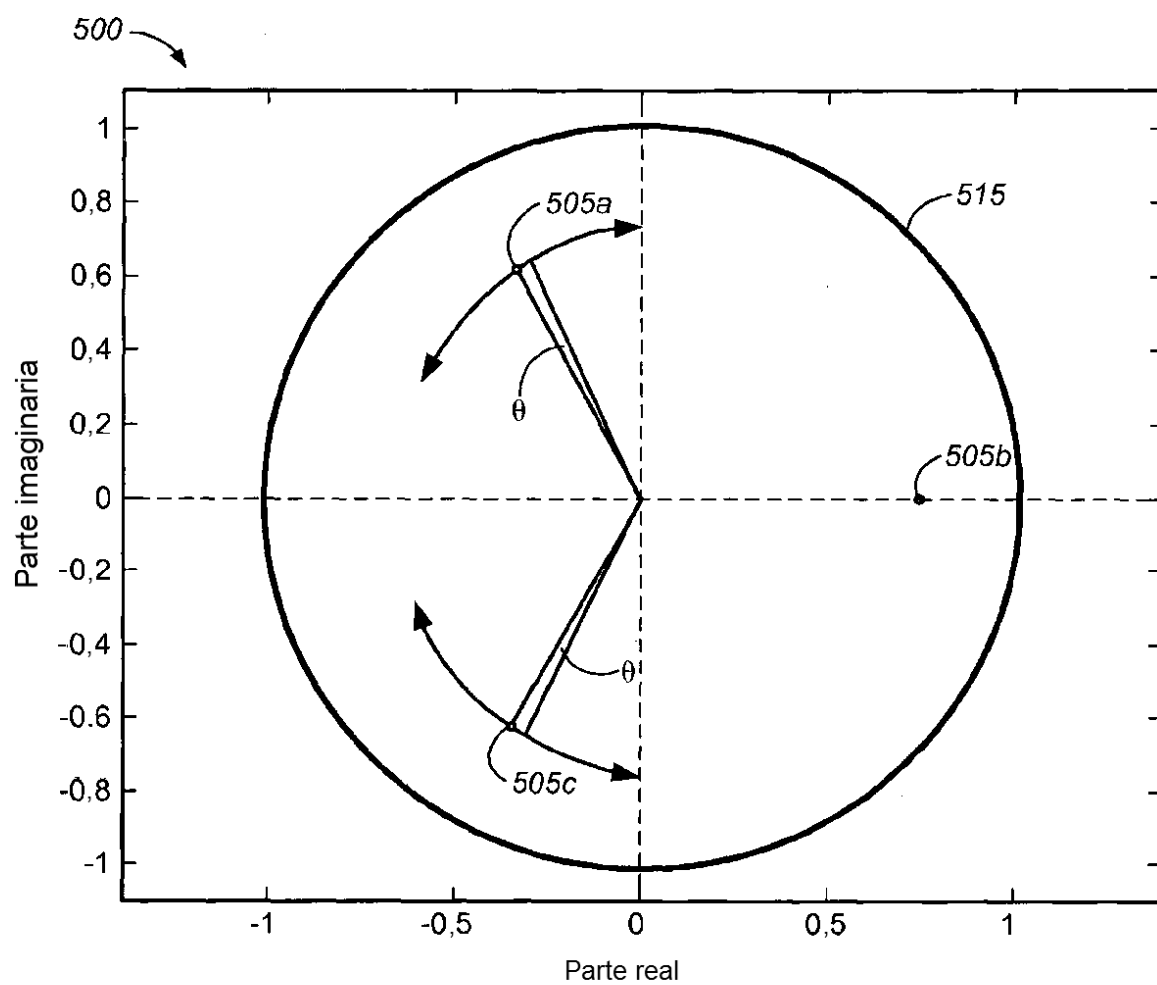


FIG. 5C

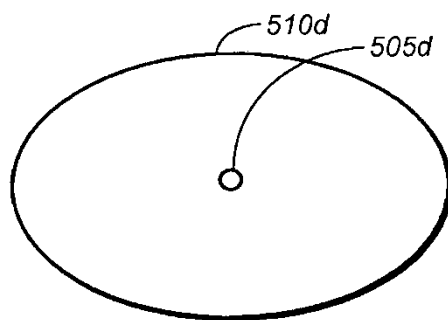


FIG. 5D

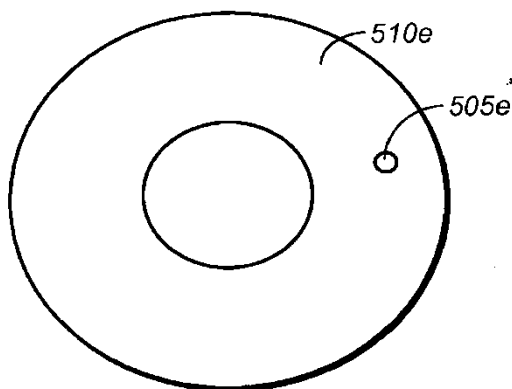


FIG. 5E

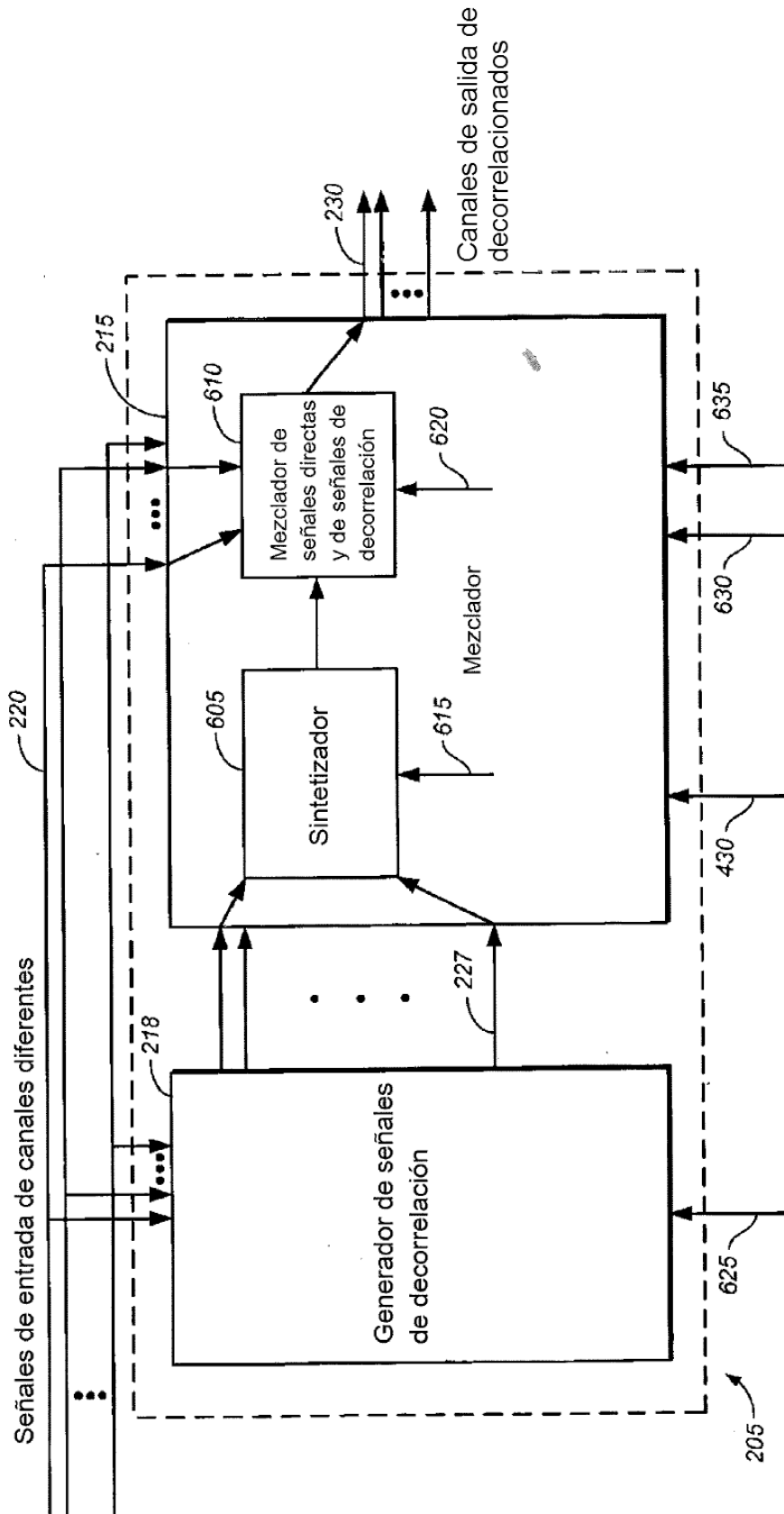


FIG. 6A

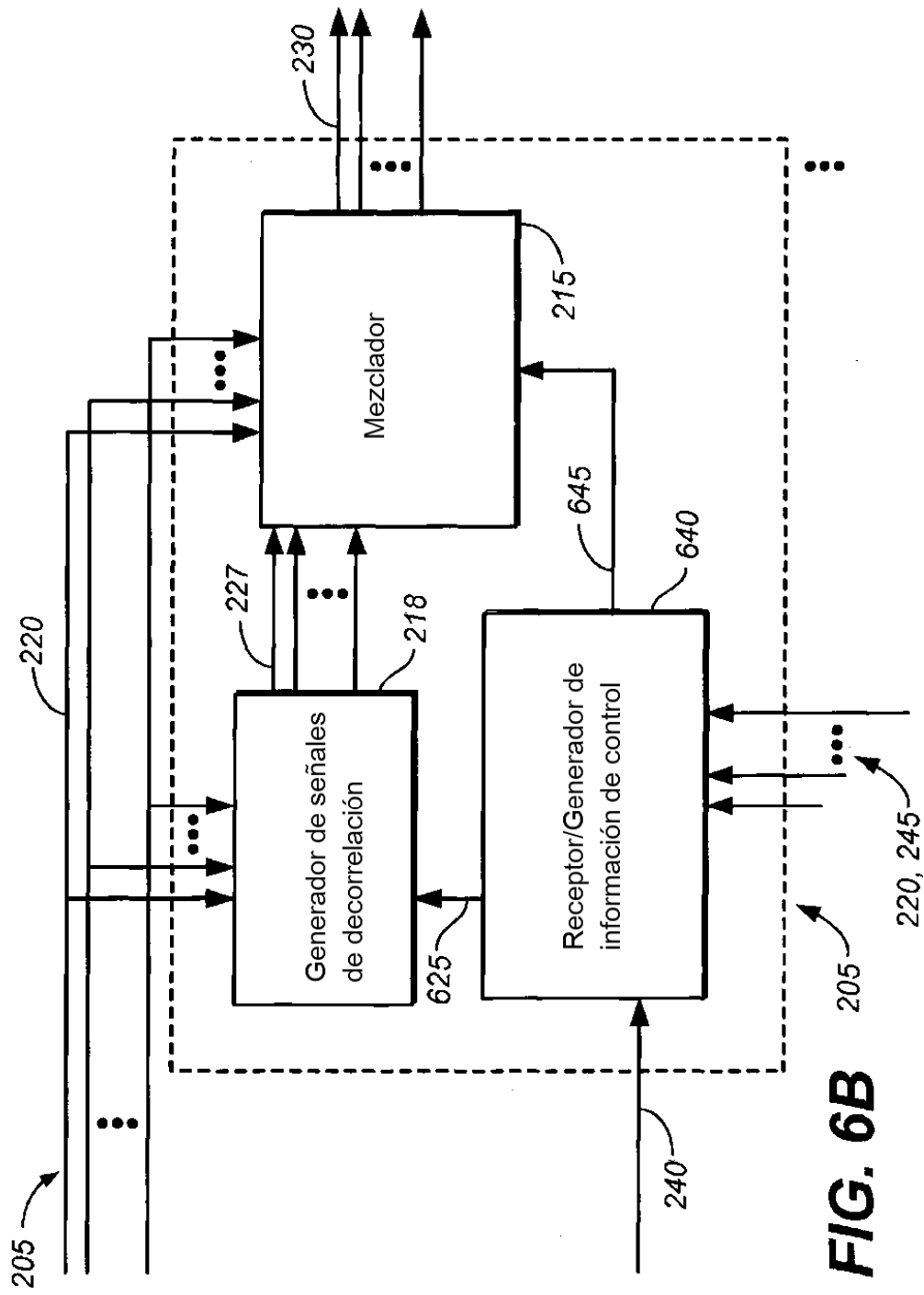


FIG. 6B

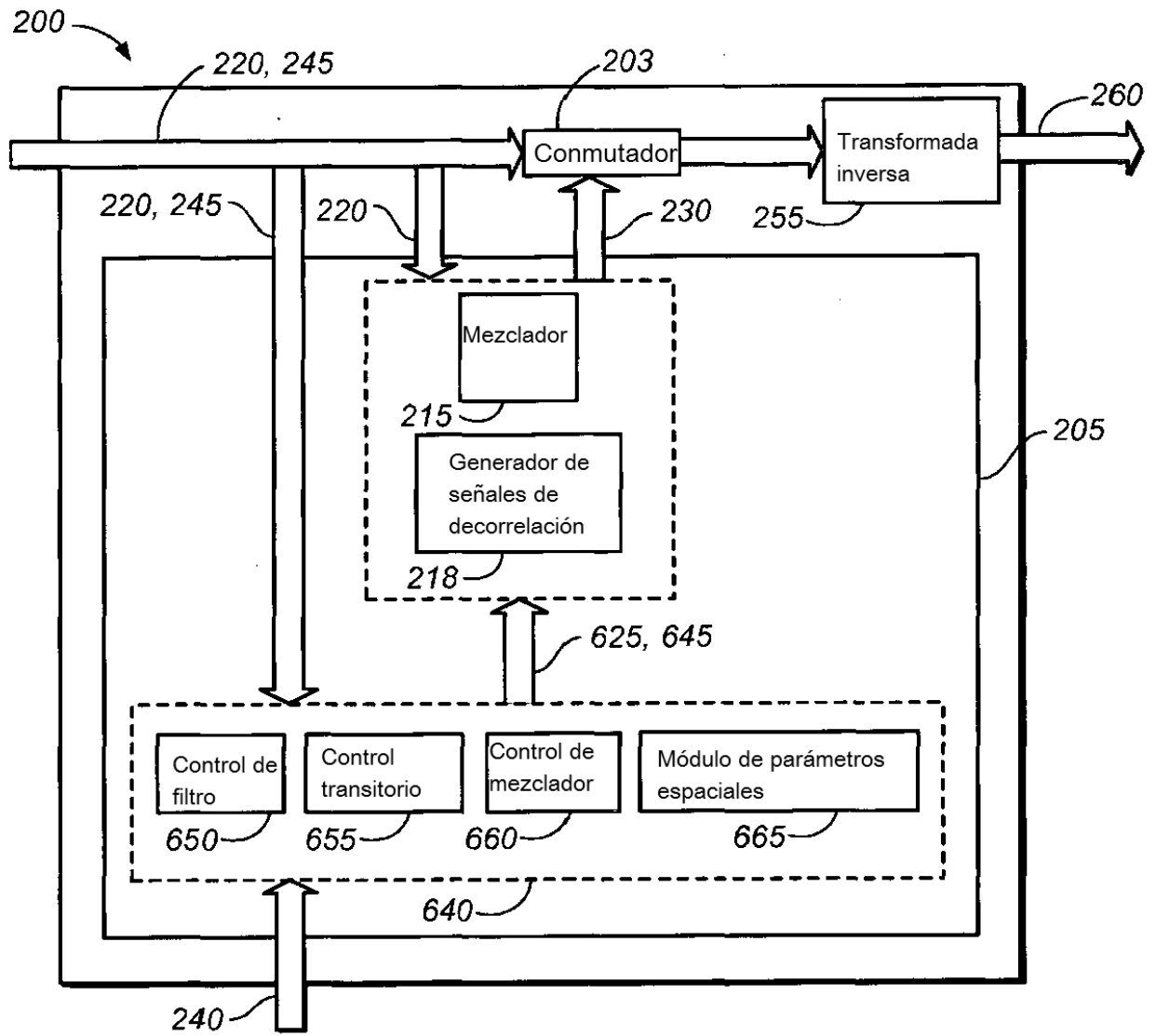
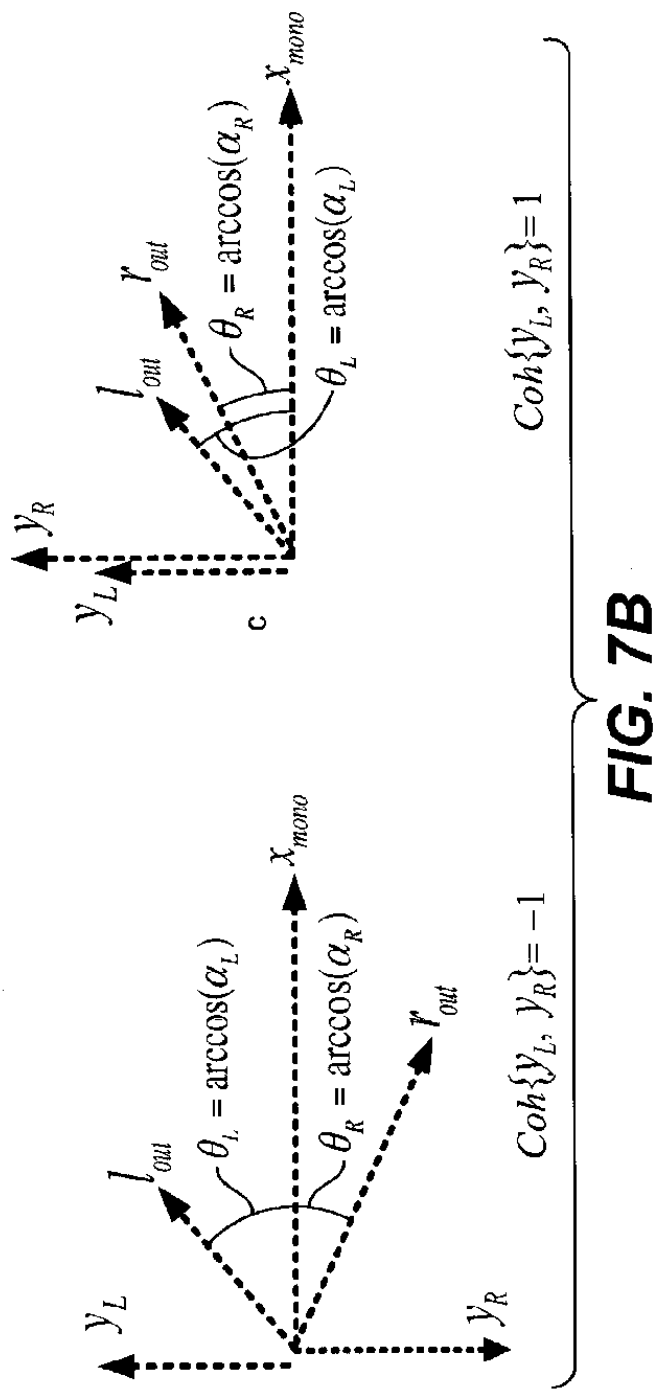
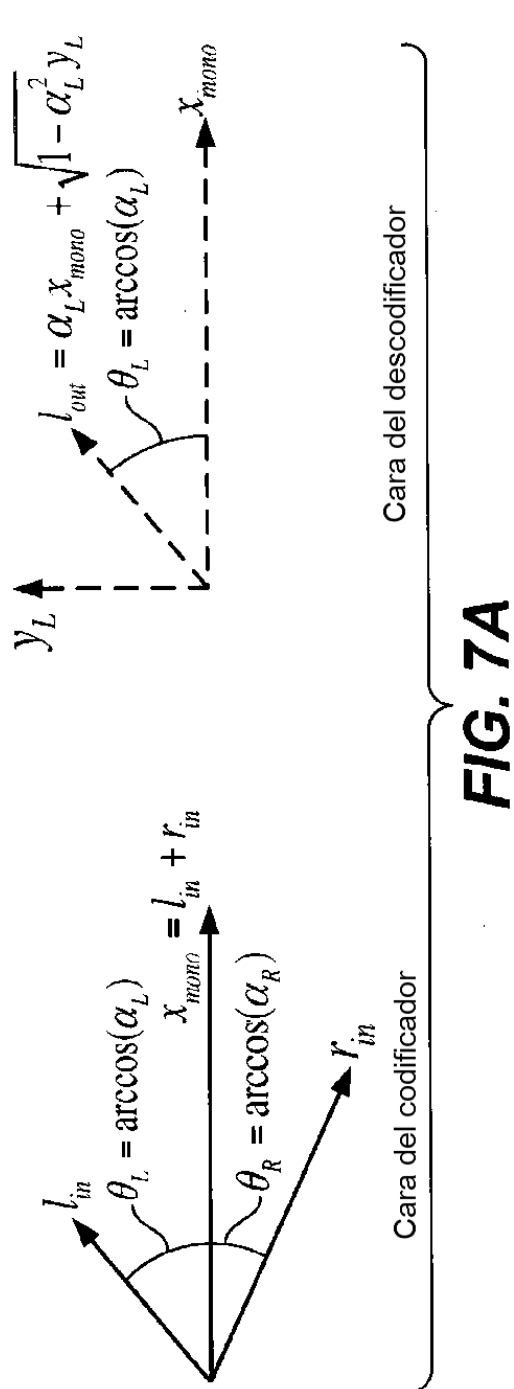


FIG. 6C



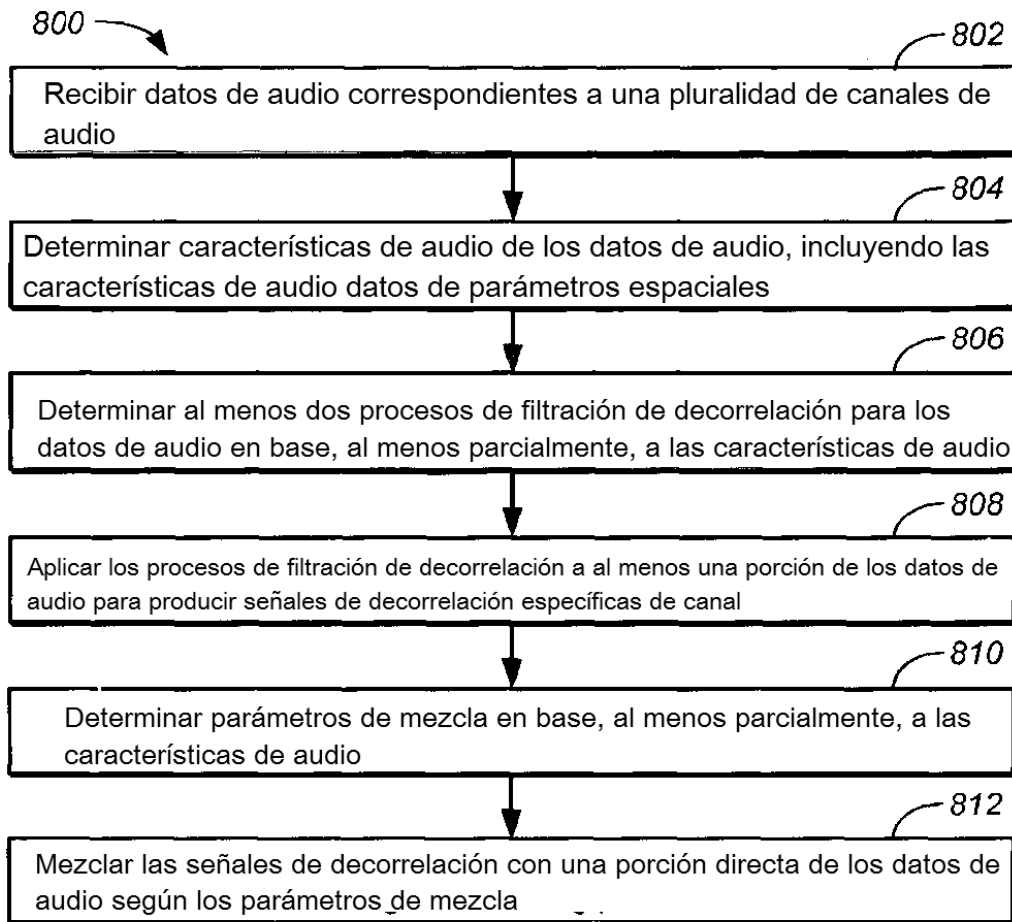


FIG. 8A

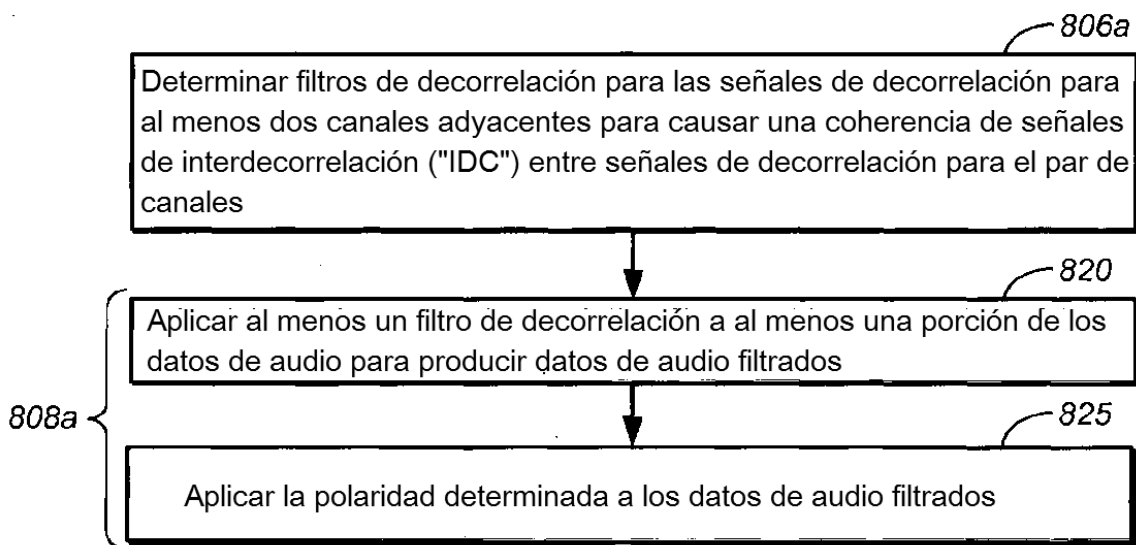


FIG. 8B

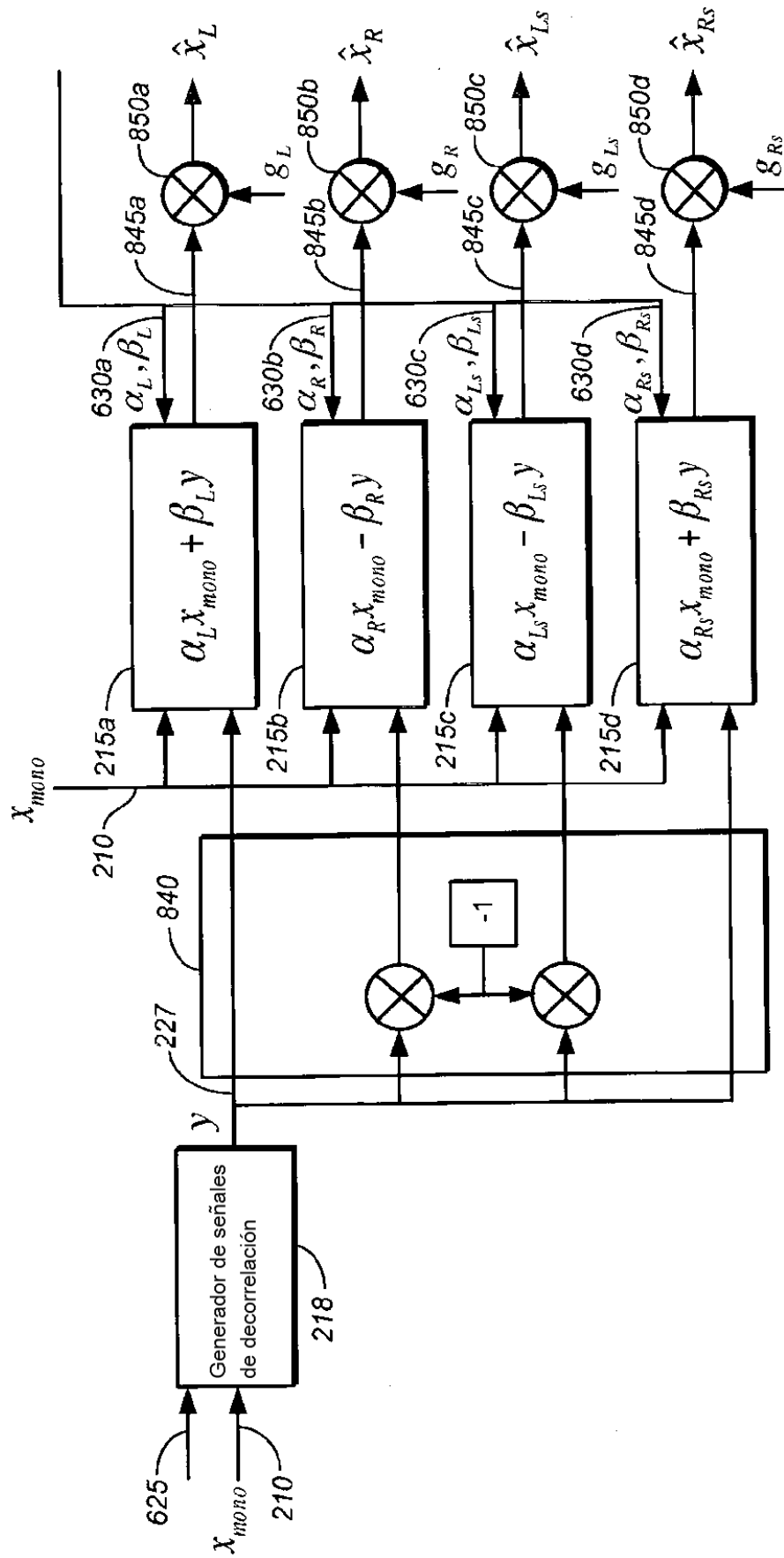


FIG. 8C

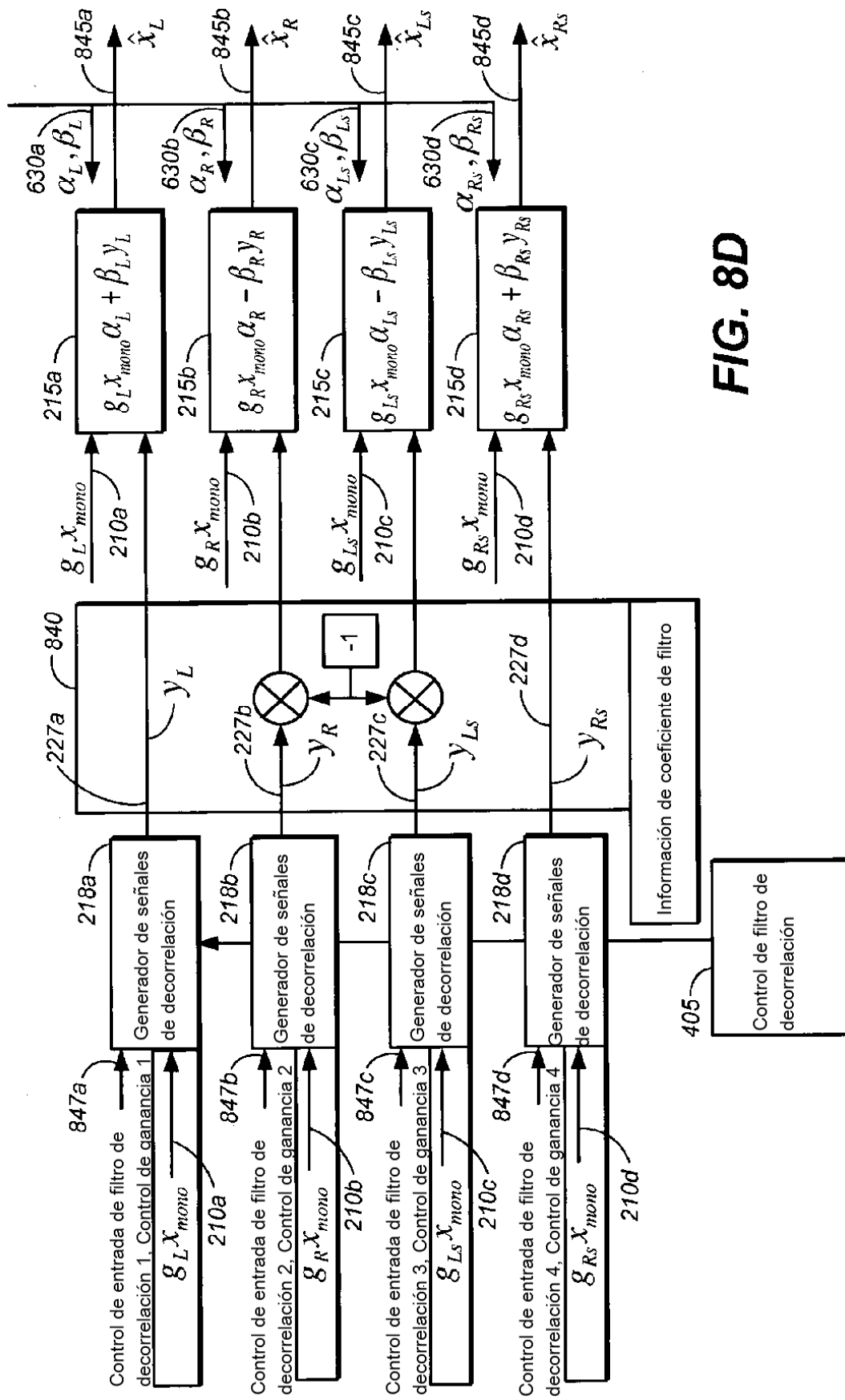


FIG. 8D

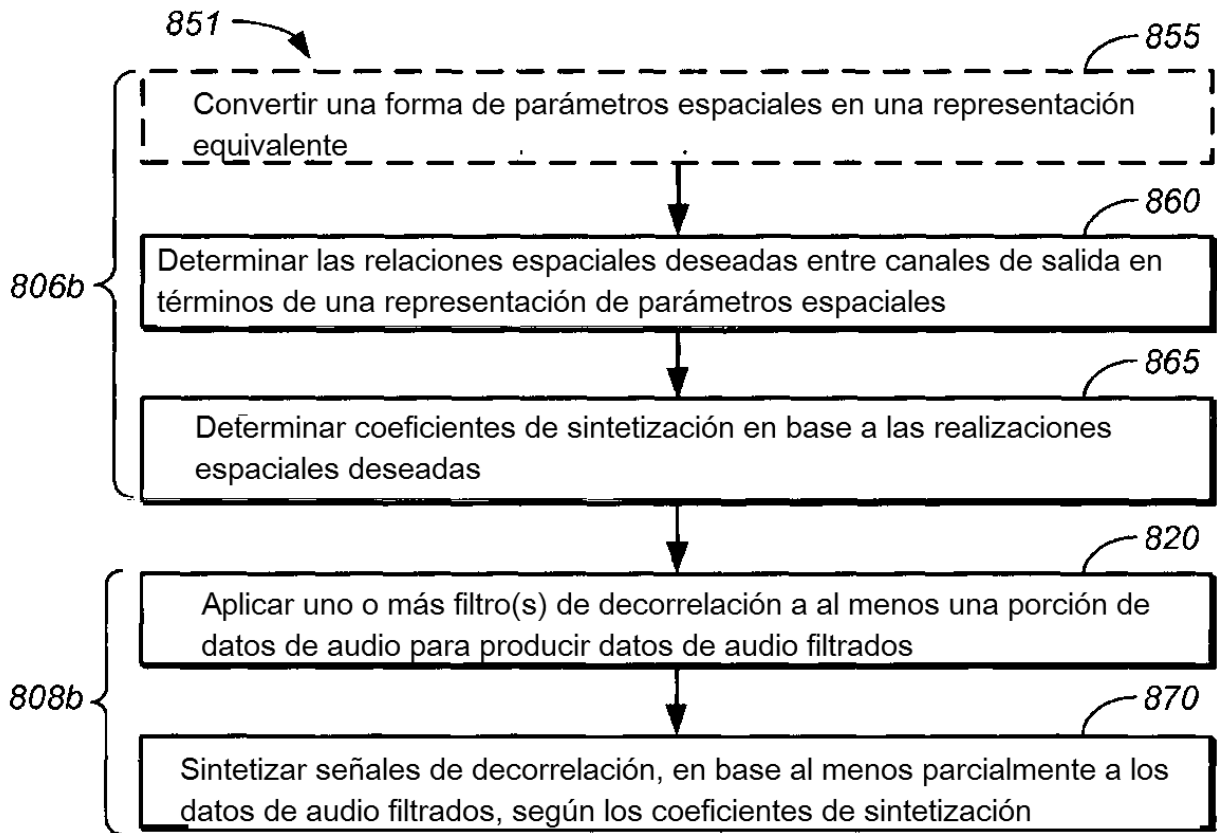


FIG. 8E

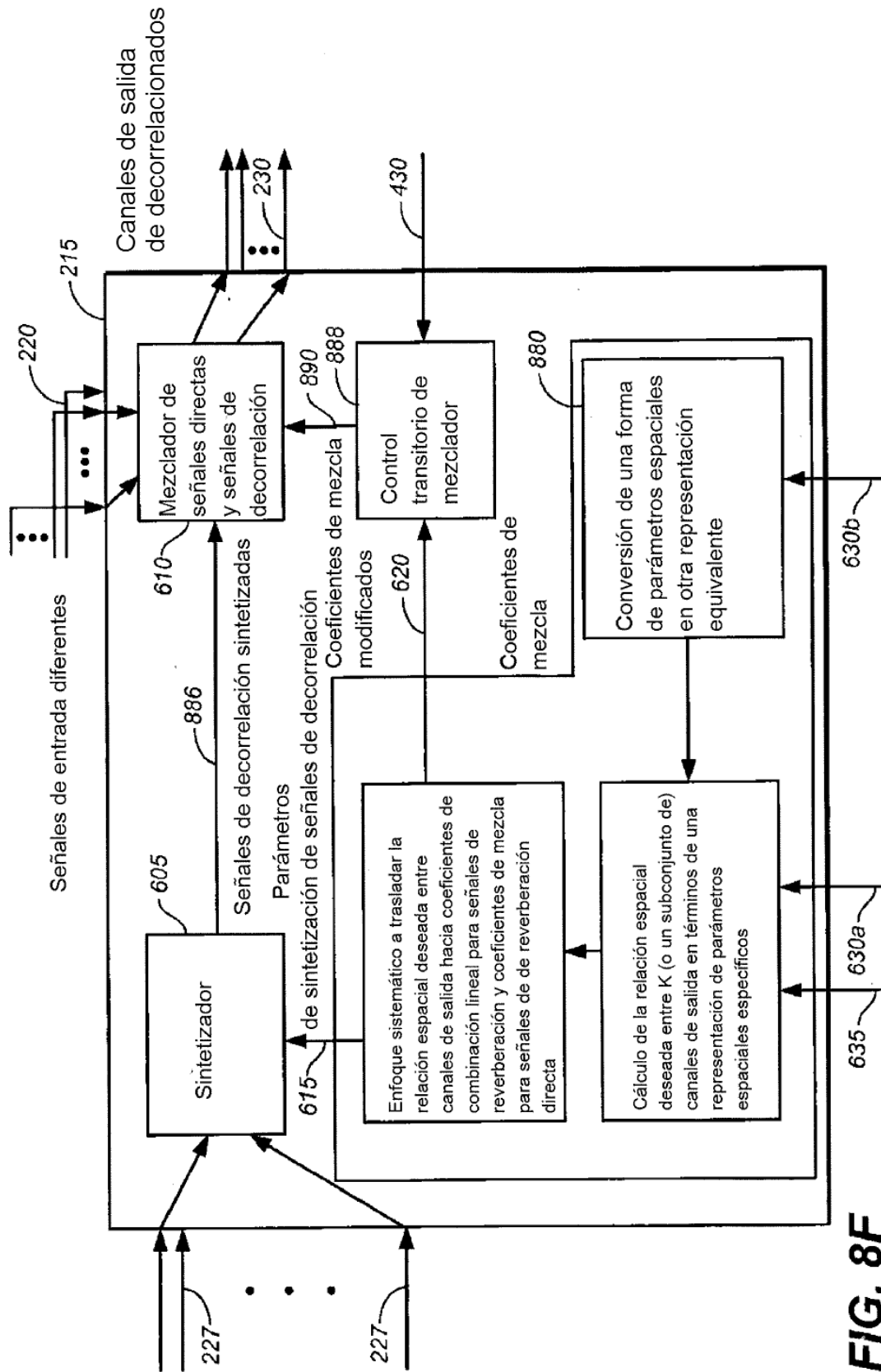


FIG. 8F

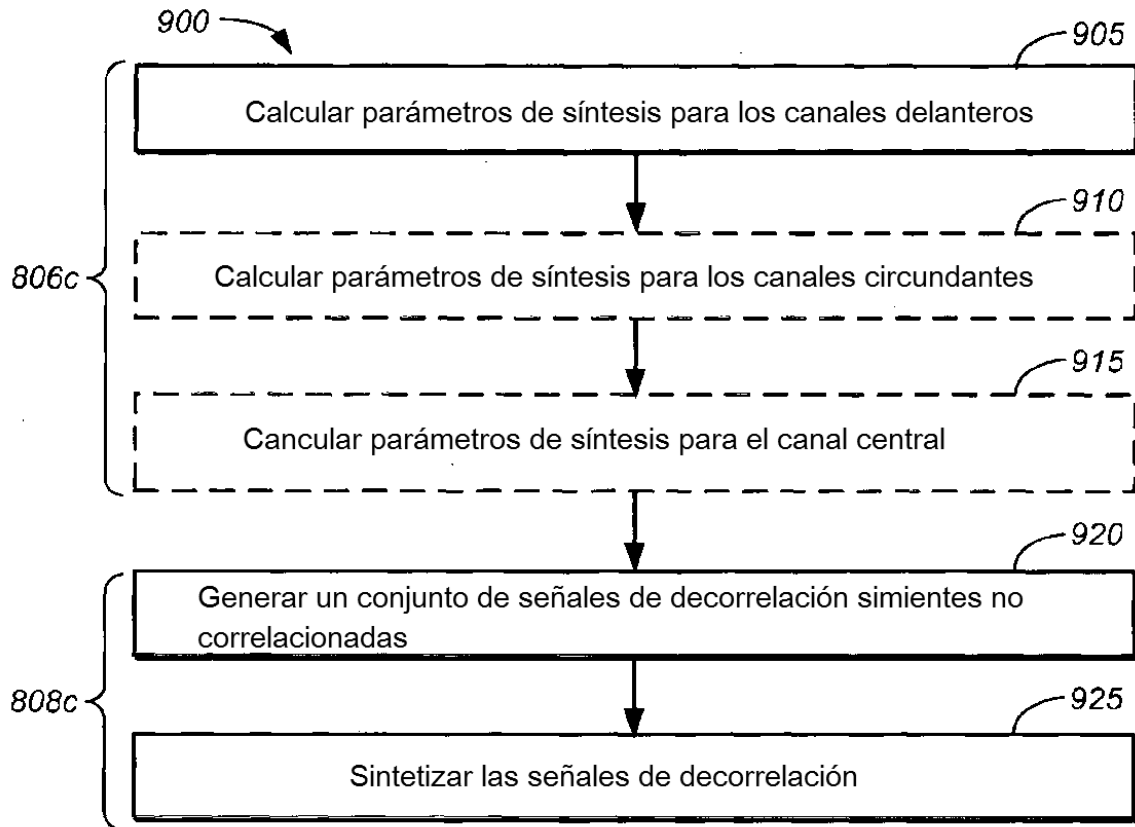


FIG. 9

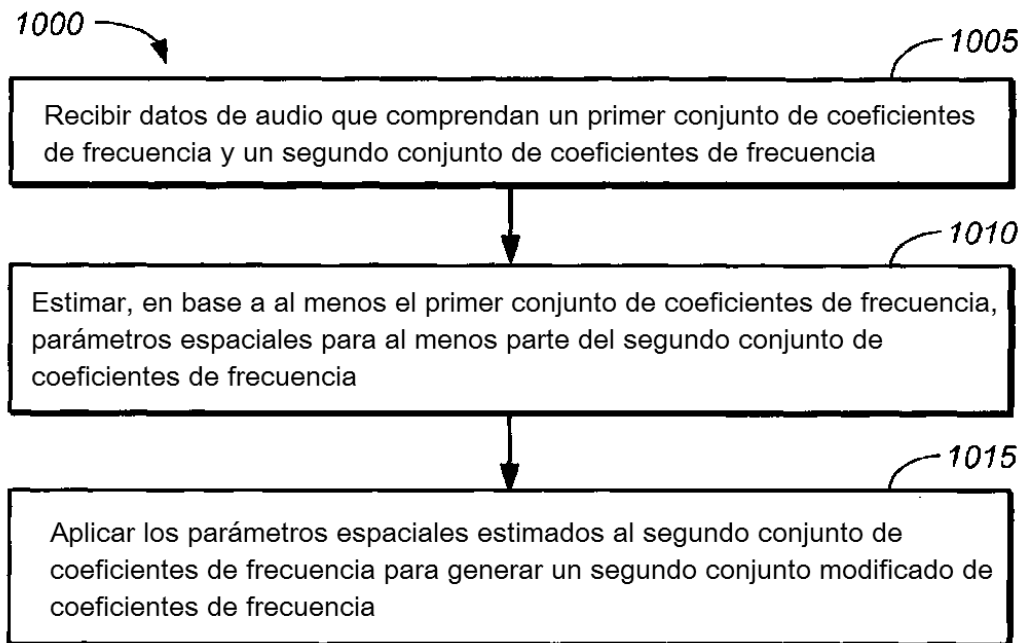


FIG. 10A

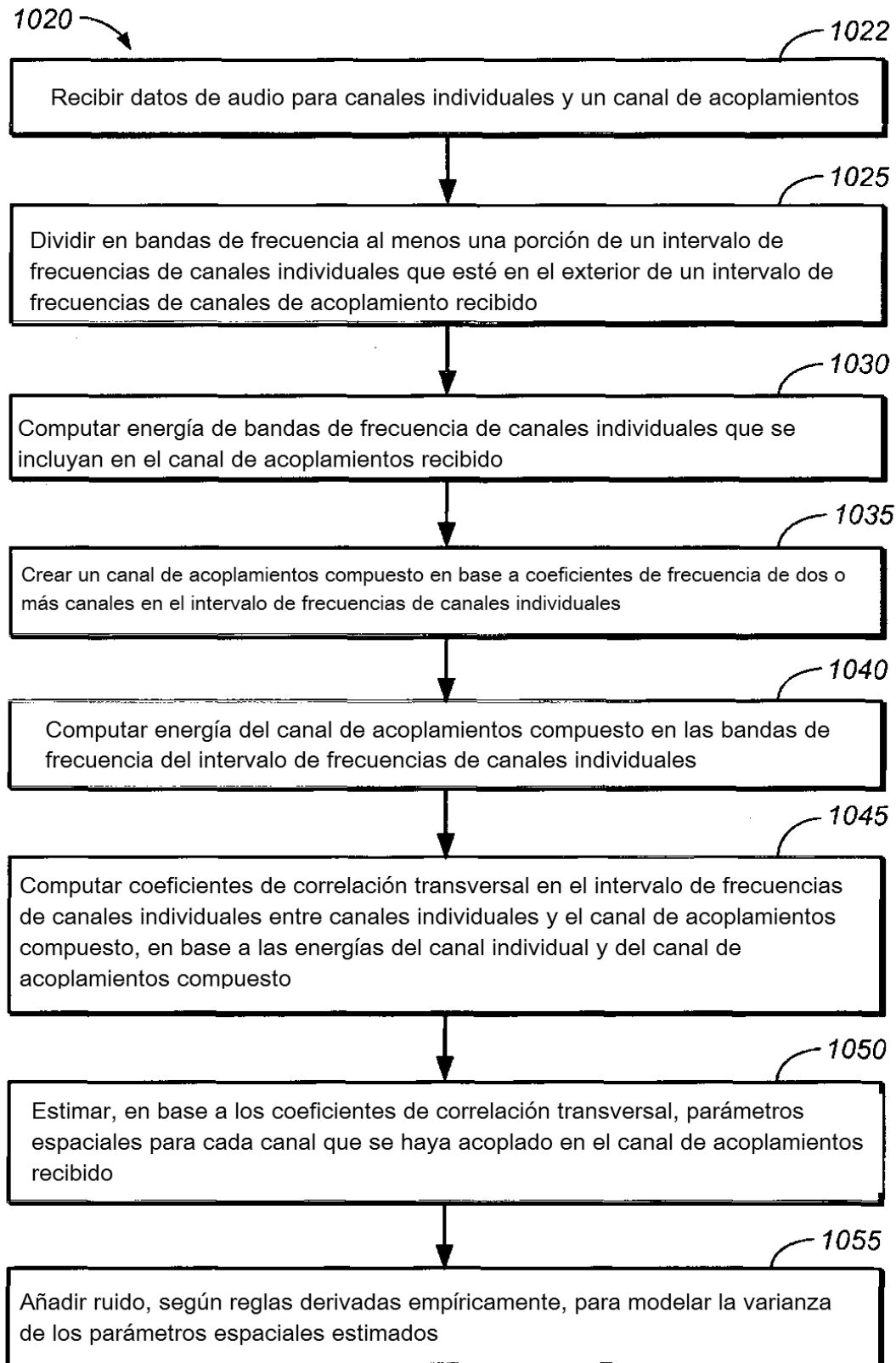


FIG. 10B

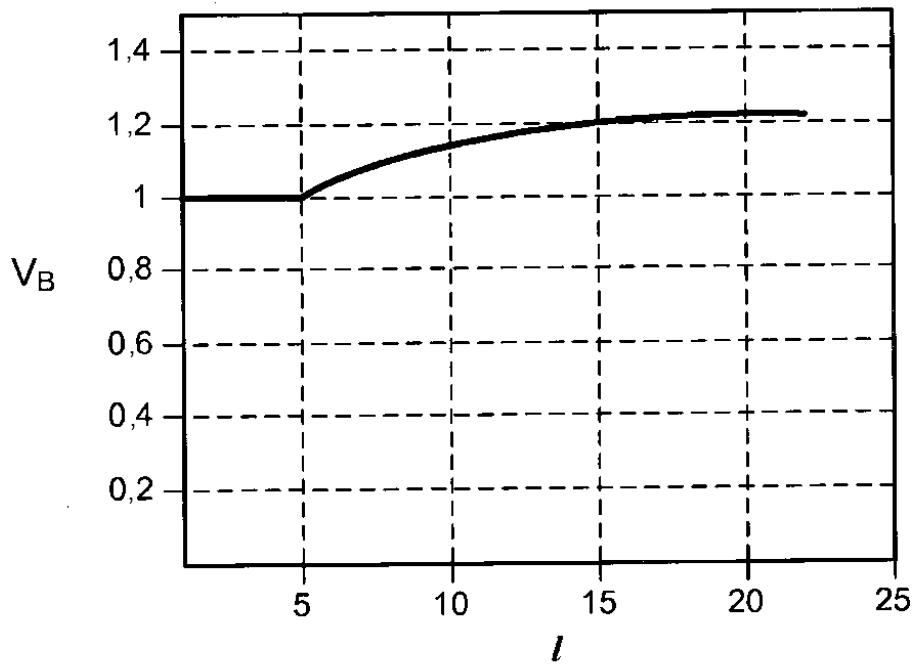


FIG. 10C

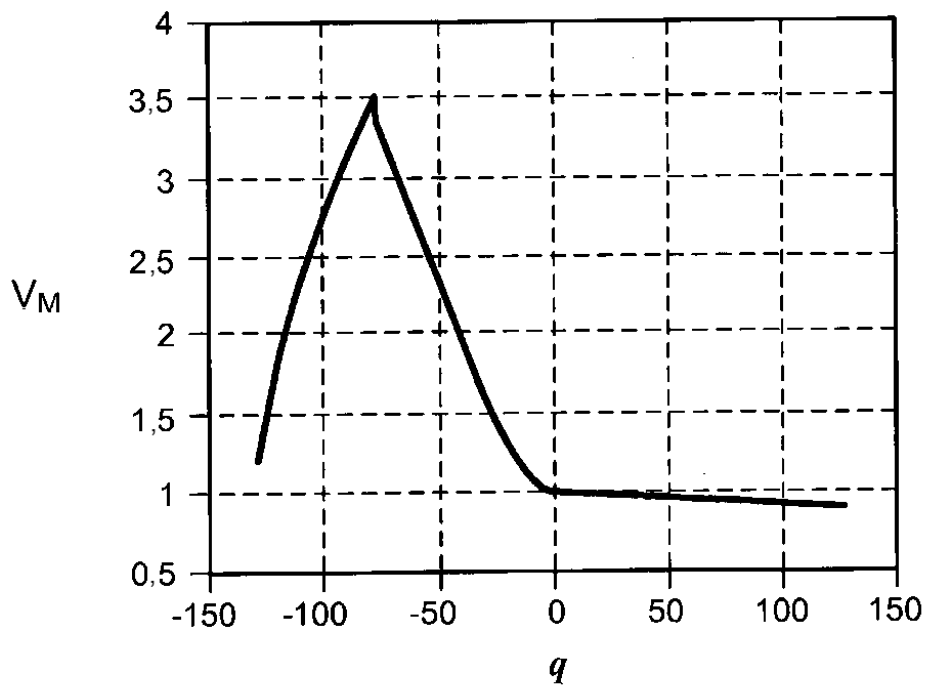


FIG. 10D

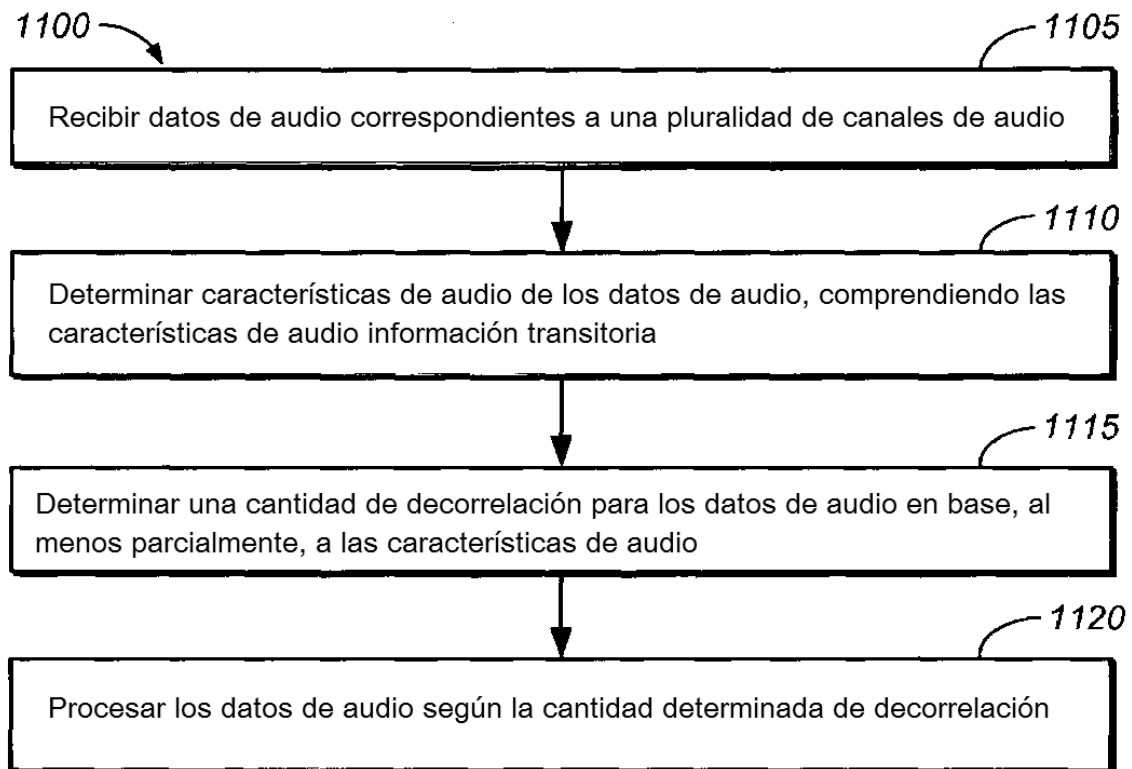


FIG. 11A

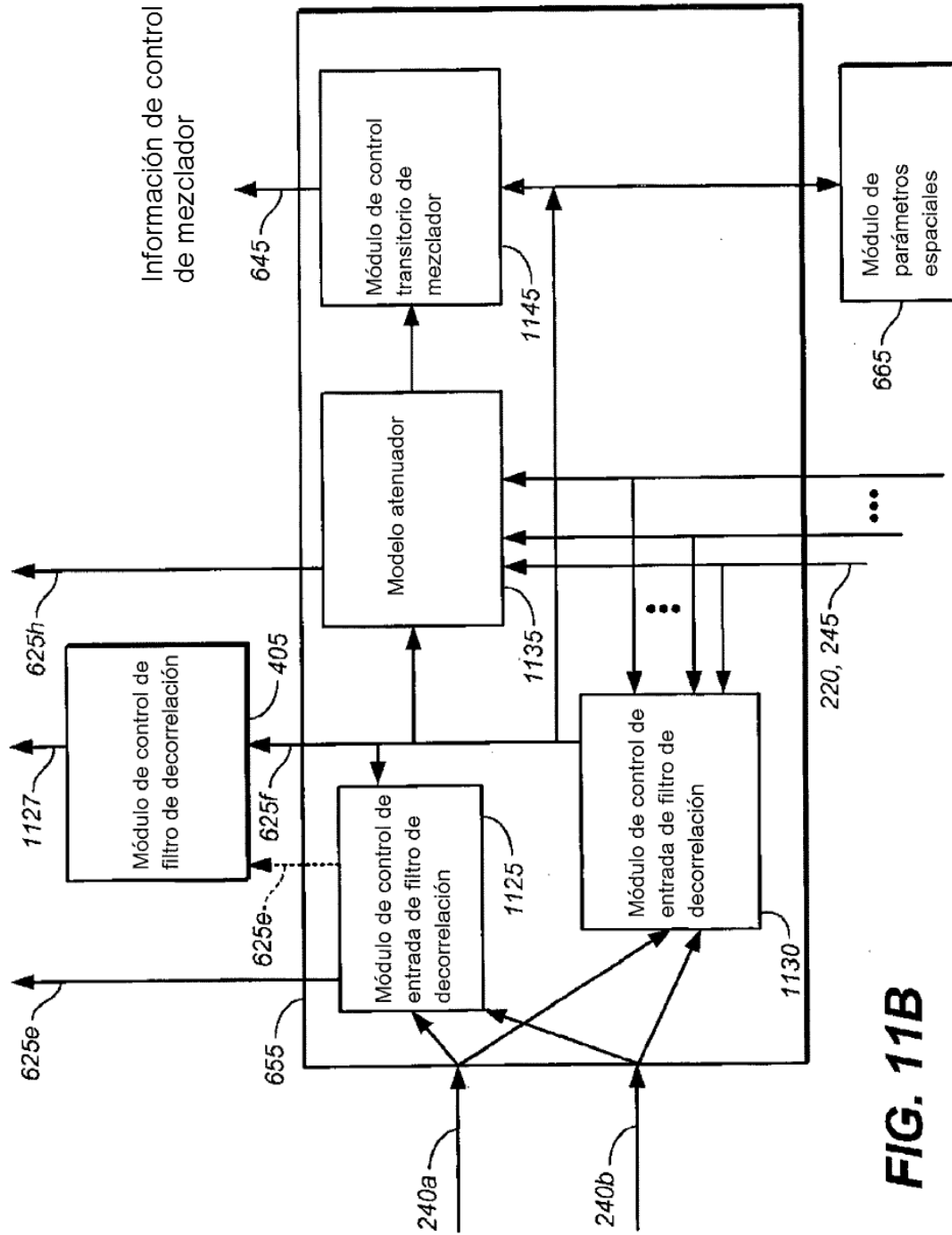


FIG. 11B

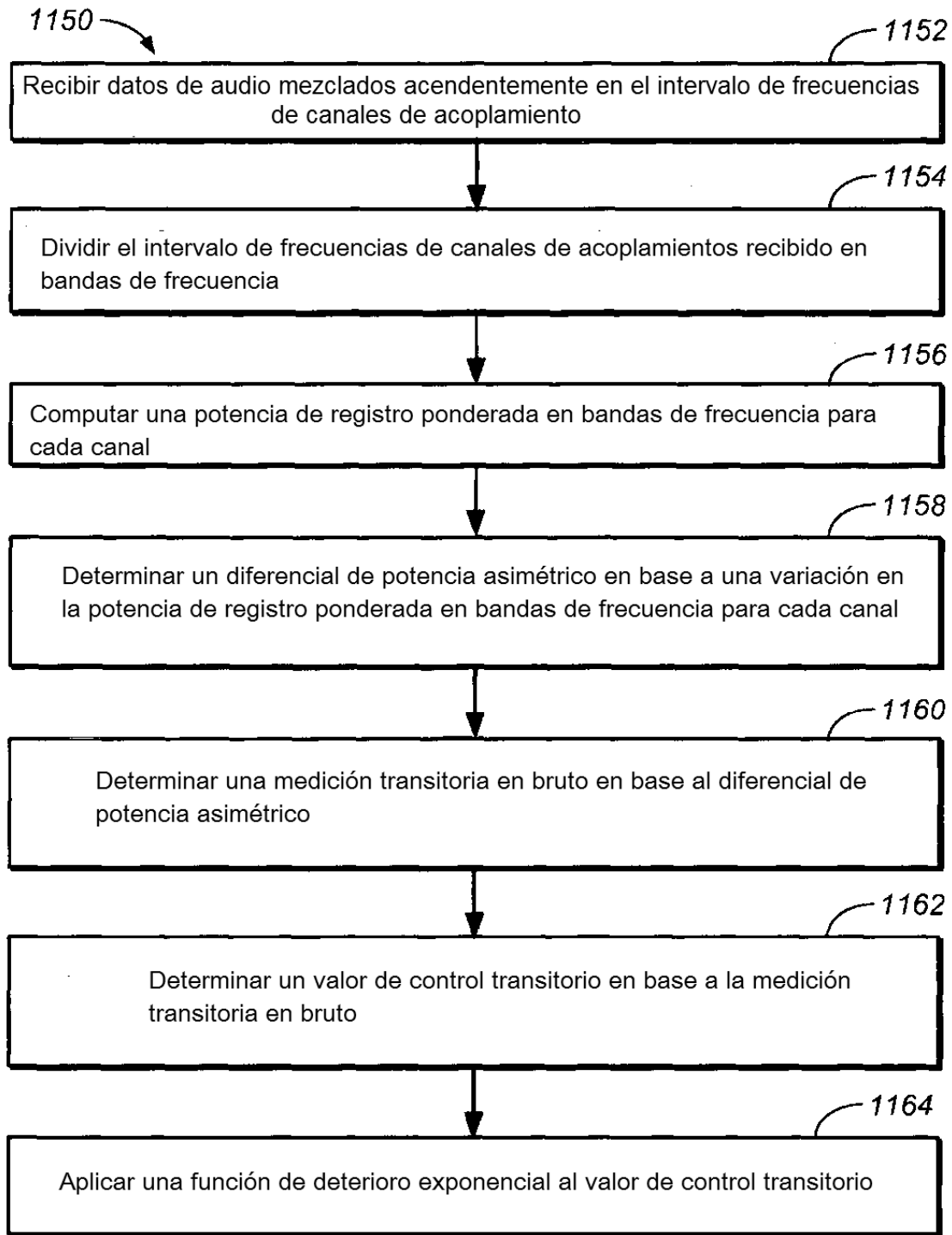


FIG. 11C

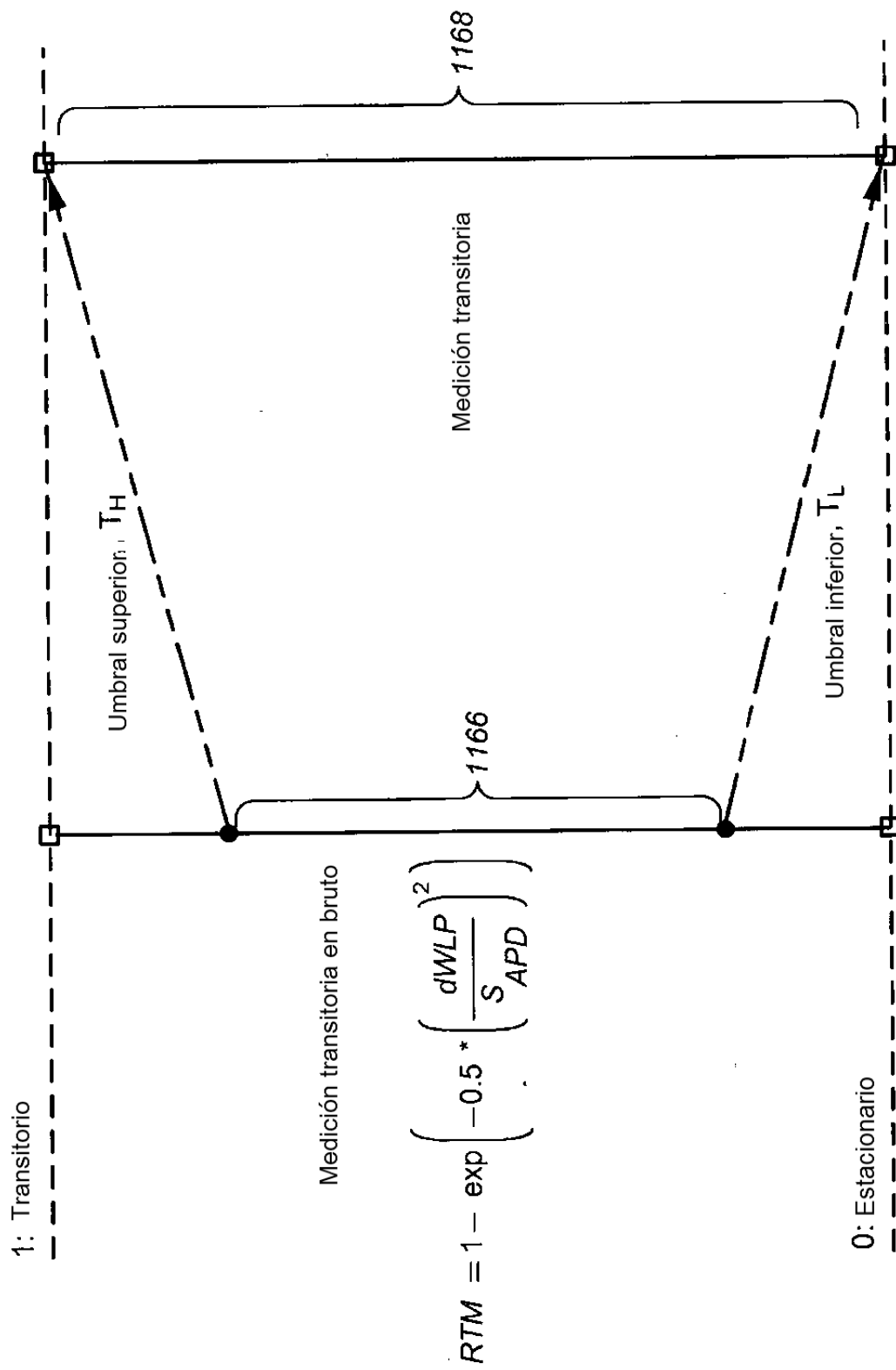


FIG. 11D

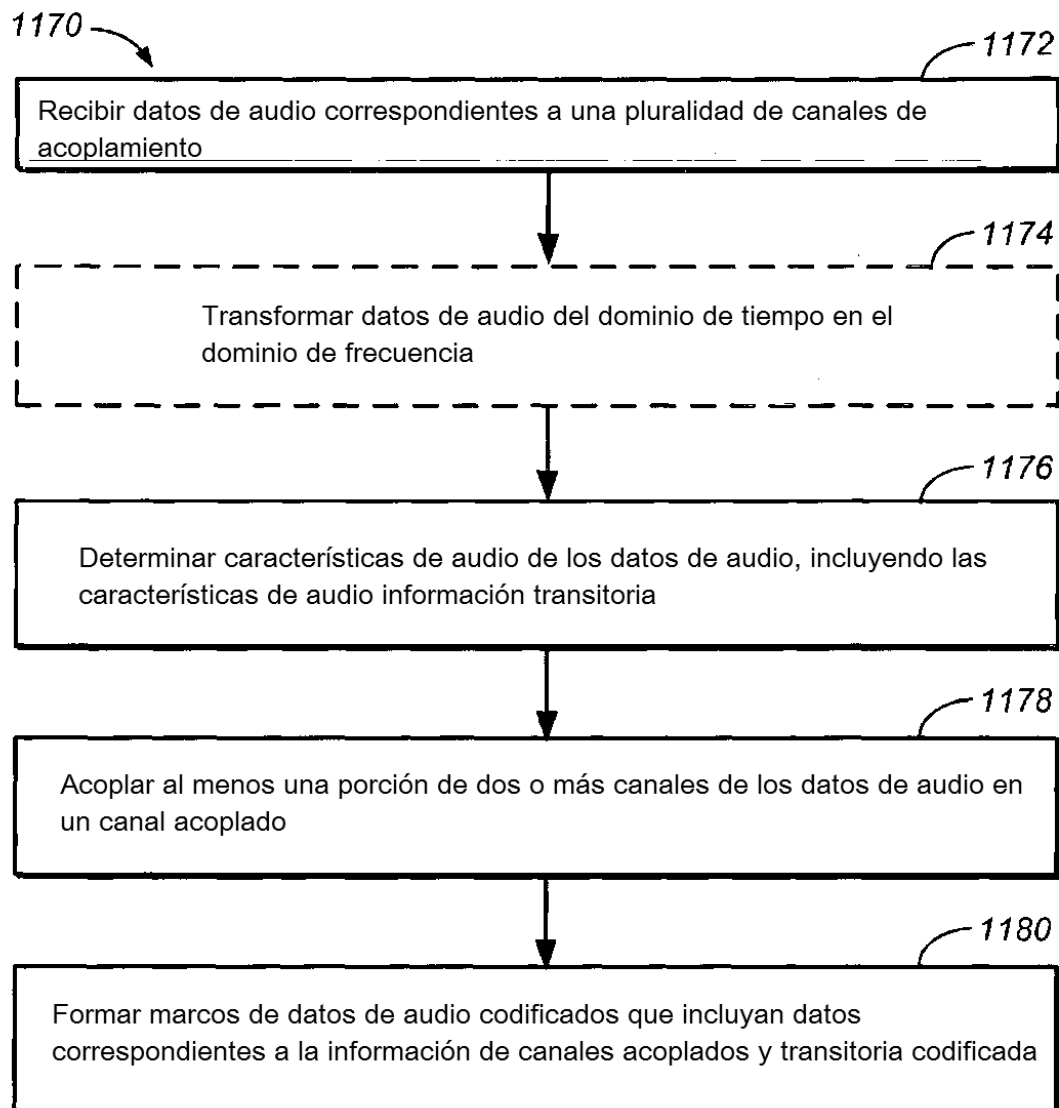


FIG. 11E

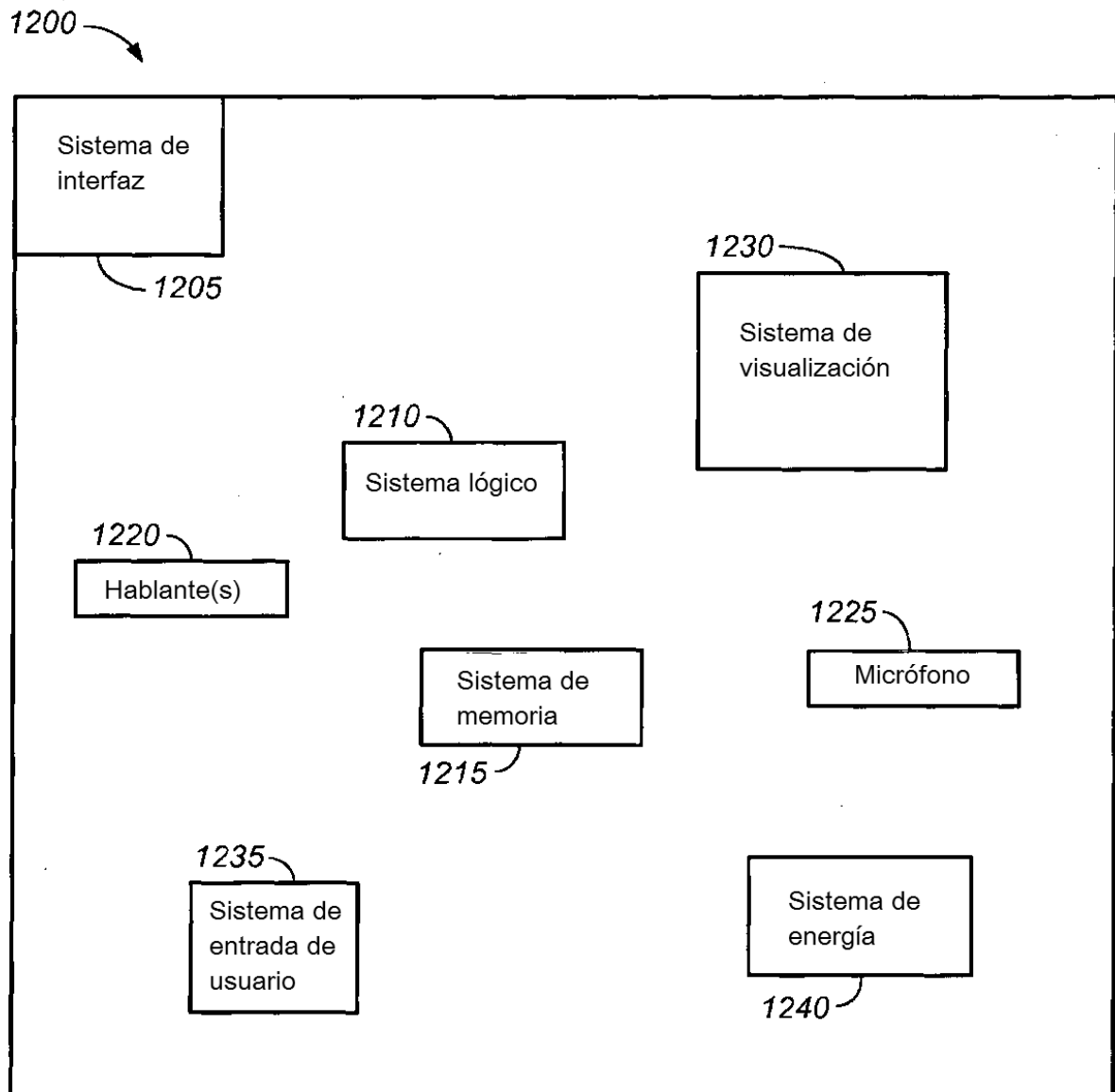


FIG. 12