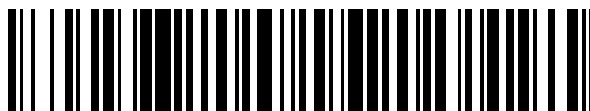


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 588 222**

51 Int. Cl.:

**G10L 19/008** (2013.01)

12

## TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **07.01.2011 PCT/US2011/020561**

87 Fecha y número de publicación internacional: **28.07.2011 WO11090834**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **07.01.2011 E 11700706 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **06.07.2016 EP 2526547**

54 Título: **Utilización de una decorrelación multicanales para una mezcla elevadora de multicanales mejorada**

30 Prioridad:

**22.01.2010 US 297699 P**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**31.10.2016**

73 Titular/es:

**DOLBY LABORATORIES LICENSING  
CORPORATION (100.0%)  
100 Potrero Avenue  
San Francisco, CA 94103-4813, US**

72 Inventor/es:

**MCGRATH, DAVID S.**

74 Agente/Representante:

**LEHMANN NOVO, María Isabel**

ES 2 588 222 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**

Utilización de una decorrelación multicanales para una mezcla elevadora de multicanales mejorada

**5 CAMPO DE LA INVENCION**

La presente invención se refiere, en general, al procesamiento de señales para señales de audio y más concretamente, se refiere a técnicas de procesamiento de señales que pueden utilizarse para generar señales de audio que representa un campo de sonido difuso. Estas técnicas de procesamiento de señales pueden utilizarse en aplicaciones de audio tales como mezcla ascendente, que deriva algún número de señales de canales de salida a partir de un número más pequeño de señales de canales de entrada.

**ANTECEDENTES DE LA INVENCION**

La presente invención puede utilizarse para mejorar la calidad de las señales de audio obtenidas a partir de la mezcla ascendente; sin embargo, la presente invención puede utilizarse, de forma ventajosa, con prácticamente cualquier aplicación que requiera una o más señales de audio que representen un campo de sonido difuso. Se realiza una mención más particular de las aplicaciones de mezcla ascendente en la descripción siguiente.

Un proceso conocido como mezcla ascendente deriva algún número M de canales de señales de audio a partir de un número más pequeño N de canales de señales de audio. A modo de ejemplo, señales de audio para cinco canales designados como izquierdo (L), derecho (R), central (C), entorno a la izquierda (LS) y entorno a la derecha (RS) pueden obtenerse mediante la mezcla ascendente de señales de audio para dos canales de entrada aquí designados como entrada izquierda ( $L_i$ ) y entrada derecha ( $R_i$ ). Un ejemplo de un dispositivo de mezcla ascendente es el decodificador de Dolby® Pro Logic® II que se describe en el documento de Gundry, titulado "Un nuevo decodificador matricial activo para sonido circundante", 19th AES Conference, mayo 2001. Un mezclador ascendente que utiliza esta tecnología particular analiza la fase y la amplitud de dos canales de señales de entrada para determinar cómo el campo de sonido que representan está previsto para transmitir impresiones direccionales a un usuario a la escucha. Dependiendo del efecto artístico deseado de las señales de audio de entrada, el mezclador ascendente debe ser capaz de generar señales de salida para cinco canales para proporcionar al usuario a la escucha la sensación de una o más componentes aurales que tienen direcciones aparentes dentro de un campo de sonido difuso envolvente que no tiene ninguna dirección aparente. Dicho sistema se examina, a modo de ejemplo, en "Codificación multicanal de señales de aplausos" por G. Hotho, S. van de Par y J. Breebaart, publicado en EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, vol. 55, nº 10, en enero de 2008. La presente invención está dirigida hacia la generación de señales de audio de salida para uno o más canales que pueden crear por intermedio de uno o más transductores acústicos, un campo de sonido difuso con más alta calidad.

Las señales de audio que están previstas para representar un campo de sonido difuso deben crear una impresión en un usuario a la escucha de que el sonido procede desde numerosas, sino todas, las direcciones alrededor de dicho usuario a la escucha. Este efecto es opuesto al fenómeno bien conocido de crear una imagen fantasma o dirección aparente de sonido entre dos altavoces reproduciendo la misma señal de audio a través de cada uno de dichos altavoces. Un campo de sonido difuso de alta calidad normalmente no se puede crear reproduciendo la misma señal de audio a través de múltiples altavoces situados alrededor de un usuario a la escucha. El campo de sonido resultante tiene una amplitud ampliamente variable en diferentes posiciones de escucha, que cambia frecuentemente en grandes magnitudes para muy pequeños cambios en la localización. No es infrecuente que algunas posiciones dentro del área de escucha parezcan carentes de sonido para un oído, pero no para el otro. El campo de sonido resultante parece artificial.

**SUMARIO DE LA INVENCION**

El objeto de la invención se consigue según se establece en las reivindicaciones adjuntas.

Las diversas características de la presente invención y sus formas de realización preferidas pueden entenderse mejor haciendo referencia a la descripción siguiente y a los dibujos adjuntos en los que las referencias numéricas similares se refieren a elementos similares en las diversas figuras. El contenido de la descripción siguiente y de los dibujos se establece, a modo de ejemplo solamente, y no debe entenderse que representan limitaciones sobre el alcance de la presente invención.

**BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS**

La Figura 1 es un diagrama de bloques esquemático de un dispositivo de procesamiento de señal de audio que puede incorporar aspectos de la idea inventiva de la presente invención.

La Figura 2 es una ilustración esquemática de una matriz de mezcla ascendente base.

La Figura 3 es una ilustración esquemática de una matriz de mezcla ascendente base concatenada con una matriz

de mezcla ascendente de aumento.

La Figura 4 es una ilustración esquemática de un decorrelacionador de señales que utiliza componentes de retardo.

5 La Figura 5 es una ilustración esquemática de un decorrelacionador de señales que utiliza un filtro de sub-bandas con un cambio en fase dependiente de la frecuencia bimodal y un filtro de sub-bandas con un retardo dependiente de la frecuencia.

10 La Figura 6 es un diagrama de bloques esquemático de un dispositivo que puede utilizarse para poner en práctica varios aspectos de la idea inventiva de la presente invención.

## FORMAS DE REALIZACIÓN DE LA INVENCION

### A. Introducción

15 La Figura 1 es un diagrama de bloques esquemático de un dispositivo 10 que puede incorporar aspectos de la idea inventiva de la presente invención. El dispositivo 10 recibe señales de audio para uno o más canales de entrada procedente de la ruta de señal 19 y genera señales de audio a lo largo de la ruta de señal 59 para una pluralidad de canales de salida. La pequeña línea que cruza la ruta de señal 19 así como las pequeñas líneas que cruzan las  
20 otras rutas de señales indica que estas rutas de señales incluyen señales para uno o más canales. Los símbolos N y M inmediatamente por debajo de la línea de cruce pequeña indican que las diversas rutas de señales incluyen señales para n y M canales, respectivamente. Los símbolos x e y inmediatamente por debajo de algunas de las líneas de cruce pequeñas indican que las respectivas rutas de señales incluyen un número no especificado de señales que no es importante para la finalidad de entender la presente invención.

25 En el dispositivo 10, el analizador de señales de entrada 20 recibe señales de audio para uno o más canales de entrada desde la ruta de señal 19 y los analiza para determinar qué partes de las señales de entrada representan un campo de sonido difuso y qué partes representan un campo de sonido que no es difuso. Un campo de sonido difuso crea una impresión en un usuario a la escucha de que el sonido procede de numerosas, sino todas, las direcciones  
30 circundantes al usuario a la escucha. Un campo de sonido no difuso crea una impresión de que el sonido procede desde una dirección particular o desde una gama de direcciones relativamente estrecha. La distinción entre campo de sonido difuso y no difuso es subjetiva y puede no ser siempre definitiva. Aunque lo que antecede puede afectar al rendimiento de las puestas en práctica que emplean aspectos de la idea inventiva de la presente invención, no afecta a los principios que subyacen en la presente invención.

35 Las partes de las señales de audio de entrada que se considera que representan un campo de sonido no difuso se transmiten a lo largo de la ruta de señal 28 al procesador de señal no difuso 30, que genera a lo largo de la ruta de señal 39, un conjunto de M señales que están previstas para reproducir el campo de sonido no difuso mediante una pluralidad de transductores acústicos tales como altavoces. Una realización, a modo de ejemplo, de un dispositivo  
40 de mezcla ascendente que realiza este tipo de procesamiento es un decodificador de Dolby Pro Logic II, anteriormente citado.

45 Las partes de las señales de audio de entrada que se considera que representa un campo de sonido difuso se transmiten a lo largo de la ruta de señal 29 al procesador de señales difusas 40, que genera a lo largo de la ruta de señal 49 un conjunto de M señales que están previstas para reproducir el campo de sonido difuso por intermedio de una pluralidad de transductores acústicos tales como altavoces. La presente invención tiene como objetivo el procesamiento realizado en el procesador de señales difusas 40.

50 La componente sumatoria 50 combina cada una de las M señales procedentes del procesador de señales no difusas 30 con una respectiva de entre las M señales procedentes del procesador de señales difusas 40 para generar una señal de audio para un respectivo entre los M canales de salida. La señal de audio para cada canal de salida está prevista para activar un transductor acústico tal como un altavoz.

55 La presente invención tiene como objetivo desarrollar y utilizar un sistema de ecuaciones de mezclas lineales para generar un conjunto de señales de audio que puede representar un campo de sonido difuso. Estas ecuaciones de mezcla pueden utilizarse en el procesador de señales difusas 40, a modo de ejemplo. El resto de esta descripción supone que el número N es mayor que o igual a uno, el número M es mayor o igual a tres y el número M es mayor que el número N.

60 El dispositivo 10 es simplemente un ejemplo de cómo la presente invención puede utilizarse. La presente invención puede incorporarse en otros dispositivos que difieren en función o estructura del que se ilustra en la Figura 1. A modo de ejemplo, las señales que representan las partes difusas y no difusas de un campo de sonido pueden procesarse por una componente única. A continuación se describen algunas puestas en práctica para un procesador de señales difusas 40 distintas que mezclan señales en conformidad con un sistema de ecuaciones lineales  
65 definidas por una matriz. Varias partes de los procesos para el procesador de señales difusas 40 y el procesador de señales no difusas 30 podría ponerse en práctica por un sistema de ecuaciones lineales definidas por una matriz

única. Además, aspectos de la idea inventiva pueden incorporarse en un dispositivo sin incorporar también el analizador de señales de entrada 20, el analizador de señales de entrada no difusas 30 o la componente sumadora 50.

## 5 B. Primer método de derivación

El procesador de señales difusas 40 genera, a lo largo de la ruta 49 un conjunto de M señales mezclando los N canales de señales de audio recibidas desde la ruta 29 en conformidad con un sistema de ecuaciones lineales. Para facilidad de descripción en la descripción siguiente, las partes de los N canales de señales de audio recibidas desde la ruta 29 se refieren como señales de entrada intermedias y los M canales de señales intermedias generadas a lo largo de la ruta 49 se refieren como señales de salida intermedias. La operación de mezcla incluye el uso de un sistema de ecuaciones lineales que se puede representar por una multiplicación de matrices según se ilustra en la expresión 1:

$$\bar{Y} = \begin{bmatrix} Y_1 \\ \vdots \\ Y_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{1,1} & \cdots & C_{1,N+K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{M,1} & \cdots & C_{M,N+K} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ \vdots \\ X_{N+K} \end{bmatrix} = C \cdot \bar{X} \quad \text{para } 1 \leq K \leq (M-N)$$

(1)

en donde  $\bar{X}$  = vector de columna que representa N+K señales obtenidas a partir de las N señales de entrada intermedias;

C = matriz de M x (N+K) o conjunto matricial de coeficientes de mezcla; y

$\bar{Y}$  = vector de columna que representa las M señales de salida intermedia.

La operación de mezcla puede realizarse sobre señales representadas en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia. La siguiente descripción hace una mención más particular de las puestas en práctica del dominio del tiempo.

Si así se desea, el mismo sistema de ecuaciones de mezcla lineales puede expresarse efectuando una transposición de los vectores y de la matriz como sigue:

$$\bar{Y}^T = \bar{X}^T \cdot C^T \quad (2)$$

en donde  $\bar{X}^T$  vector de fila que representa las N+K señales obtenidas a partir de las N señales de entrada intermedias;

$C^T$  = transposición de (N+K) x M de la matriz C; y

$\bar{Y}^T$  vector de fila que representa las M señales de salida intermedias.

En la siguiente descripción se utilizan notaciones y terminología tales como filas y columnas que son coherentes con la expresión 1; sin embargo, los principios de la presente invención pueden derivarse y aplicarse utilizando otras formas y expresiones tales como expresión 2 o un sistema explícito de ecuaciones lineales.

Según se ilustra en la expresión 1, K es mayor que o igual a uno y menor o igual a la diferencia (M-N). En consecuencia, el número de señales  $X_i$  y el número de columnas en la matriz C está entre N+1 y M.

Los coeficientes de la matriz C pueden obtenerse a partir de un conjunto de N+K vectores de magnitud unidad en un espacio de M dimensiones que son "prácticamente ortogonales" entre sí. Dos vectores se considera que son prácticamente ortogonales entre sí, si su producto escalar es menor que el 35 % de un producto de sus magnitudes. Lo que antecede corresponde a un ángulo entre vectores de aproximadamente 70 grados a aproximadamente 110 grados. Cada columna en la matriz C puede tener M coeficientes que corresponden a los elementos de uno de los vectores en el conjunto. A modo de ejemplo, los coeficientes que están en la primera columna de la matriz C corresponden a uno de los vectores V en el conjunto cuyos elementos se indican como ( $V_1, \dots, V_M$ ) tal como  $C_{1,1} = pV_1, \dots, C_{M,1} = p.V_M$ , en donde p es un factor de escala utilizado para poner a escala los coeficientes matriciales cuando pueda así desearse. Como alternativa, los coeficientes en cada columna j de la matriz C pueden ponerse a

escala mediante diferentes factores de escala  $p_j$ . En numerosas aplicaciones, los coeficientes se ponen a escala de modo que la norma de Frobenius de la matriz sea igual a o esté dentro del 10 % de la  $\sqrt{N}$ . Aspectos adicionales de la puesta a escala se examinan a continuación.

- 5 El conjunto de  $N+K$  vectores puede derivarse en cualquier manera que pueda desearse. Un método crea una matriz  $G$  de tipo  $M \times M$ , de coeficientes con valores pseudo-aleatorios que tienen una distribución gaussiana y calcula la descomposición de valor singular de esta matriz para obtener tres matrices  $M \times M$  aquí indicadas como  $U$ ,  $S$  y  $V$ . Las matrices  $U$  y  $V$  son ambas matrices unitarias. La matriz  $C$  puede obtenerse seleccionando  $N+K$  columnas desde la matriz  $U$  o desde la matriz  $V$  y poniendo a escala los coeficientes en estas columnas para conseguir una norma de
- 10 Frobenius igual a o dentro de un 10 % de  $\sqrt{N}$ . Un método preferido que hace menos estrictos algunos de los requisitos para ortogonalidad se describe a continuación.

- 15 Las  $N+K$  señales de entrada se obtienen mediante una decorrelación de las  $N$  señales de entrada intermedias con respecto entre sí. El tipo de decorrelación que se desea se refiere aquí como "decorrelación psicoacústica". La decorrelación psicoacústica es menos exigente que la decorrelación numérica por cuanto que dos señales pueden considerarse psicoacústicamente decorrelacionadas aun cuando tengan algún grado de corrección numérica entre sí.

- 20 La correlación numérica de dos señales puede calcularse usando una diversidad de algoritmos numéricos conocidos. Estos algoritmos proporcionan una medida de la correlación numérica denominada como un coeficiente de correlación que varía entre negativo y positivo. Un coeficiente de correlación con una magnitud igual o próxima a uno indica que las dos señales están estrechamente relacionadas. Un coeficiente de correlación con una magnitud igual o próxima a cero indica que las dos señales son generalmente independientes entre sí.

- 25 La correlación psicoacústica se refiere a propiedades de correlación de señales de audio que existen a través de sub-bandas de frecuencias que tienen un así denominado ancho de banda crítico. La potencia de resolución de frecuencias del sistema auditivo humano varía con la frecuencia a través de todo el espectro de audio. El oído humano puede discernir componentes espectrales más próximos juntos en frecuencia a frecuencias más bajas inferiores a aproximadamente 500 Hz, pero no tan próximas juntas a medida que la frecuencia progresa en sentido
- 30 ascendente hacia los límites de audibilidad. La anchura de esta resolución de frecuencias se refiere como un ancho de banda crítico y, según se explica, varía con la frecuencia.

- 35 Dos señales se dice que están psicoacústicamente decorrelacionadas entre sí si el coeficiente de correlación numérica media a través del ancho de banda crítico psicoacústico es igual o inferior a cero. La decorrelación psicoacústica se consigue si el coeficiente de correlación numérica entre dos señales o es igual o próximo a cero en todas las frecuencias. La decorrelación psicoacústica puede conseguirse también aun cuando el coeficiente de correlación numérico entre dos señales no sea igual ni próximo a cero a todas las frecuencias si la correlación numérica varía de modo que su valor medio a través de cada banda crítica psicoacústica es menor que la mitad del coeficiente de correlación máximo para cualquier frecuencia dentro de esa banda crítica.

- 40 Una decorrelación psicoacústica puede conseguirse utilizando retardos o tipos especiales de filtros, que se describen a continuación. En numerosas puestas en práctica,  $N$  de las  $N+K$  señales  $X_i$  pueden tomarse directamente a partir de las  $N$  señales de entrada intermedias sin necesidad de utilizar ningún retardo ni filtros para conseguir una decorrelación psicoacústica puesto que estas  $N$  señales representan un campo de sonido difuso y es probable que
- 45 estén ya psicoacústicamente decorrelacionadas.

#### C. Método de derivación mejorado

- 50 Si las señales generadas por el procesador de señales difusas 40 se combinan con otras señales que representan un campo de sonido no difuso, tal como se ilustra en la Figura 1, a modo de ejemplo, la combinación resultante de señales puede generar artefactos acústicos indeseables si la matriz  $C$  se diseña utilizando el método anteriormente descrito. -Estos artefactos acústicos pueden resultar del hecho de que el diseño de la matriz  $C$  no tuvo en cuenta las posibles interacciones entre las partes difusas y no difusas de un campo de sonido. Según se indicó con anterioridad, la distinción entre difusa y no difusa no está siempre definida y el analizador de señales de entrada
- 55 puede generar señales a lo largo de la ruta 28 que representen un campo de sonido difuso en alguna medida y puede generar señales a lo largo de la ruta 29 que representen un campo de sonido no difuso en alguna medida. Si el generador de señales difusas 40 destruye o modifica el carácter no difuso del campo de sonido representado por las señales en la ruta 29, pueden ocurrir artefactos acústicos o distorsiones audibles indeseables en el campo de sonido que se produce a partir de las señales de salida generadas a lo largo de la ruta 59. A modo de ejemplo, si la
- 60 suma de las  $M$  señales procesadas difusas en la ruta 49 con las  $M$  señales procesadas no difusas en la ruta 39 causa la cancelación de algunas componentes de señales no difusas, lo que puede degradar la impresión subjetiva que se produciría, de no ser así, por el uso de la presente invención.

- 65 Una mejora puede conseguirse diseñando la matriz  $C$  para tener en cuenta la naturaleza no difusa del campo de sonido que se procesa por el procesador de señales no difusas 30. Lo que antecede puede realizarse identificando

primero una matriz E que representa, o se supone que representa, el procesamiento de codificación que procesa M canales de señales de audio para crear los N canales de señales de audio de entrada recibidas a partir de la ruta 19 y luego, derivar una inversa de esta matriz según se describe a continuación.

- 5 Un ejemplo de una matriz E es una matriz 5 x 2 que se utiliza para una mezcla descendente de cinco canales, L, C, R, LS, RS en dos canales indicados como total izquierdo ( $L_T$ ) y total derecho ( $R_T$ ). Las señales para los canales  $L_T$  y  $L_R$  son un ejemplo de las señales de audio de entrada para dos ( $N=2$ ) canales que se reciben desde la ruta 19. En este ejemplo, el dispositivo 10 puede utilizarse para sintetizar cinco ( $M=5$ ) canales de señales de audio de salida que pueden crear un campo de sonido que es perceptualmente similar, sino idéntico, al campo de sonido que podría haberse creado a partir de las cinco señales de audio originales.

Una matriz E de tipo 5 x 2, a modo de ejemplo que puede utilizarse para codificar señales de canales  $L_T$  y  $L_R$  procedentes de las señales de canales L, C, R, LS y RS se indica en la expresión siguiente:

$$E = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & 1 & \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Una matriz B pseudo-inversa del tipo M x N normalmente puede derivarse a partir de la matriz E de tipo N x M utilizando técnicas numéricas conocidas que incluyen las puestas en práctica en software numérico tal como la función "pinv" en Matlab®, disponible a partir de MathWorks™ Natick Massachusetts o la función "pseudo-inversa" en Mathematica®, disponible a partir de Wolfram Research, Champaign, Illinois. La matriz B puede no ser óptima y sus coeficientes crean una diafonía indeseable entre cualquiera de los canales o si algunos coeficientes son imaginarios o números complejos. La matriz B puede modificarse para eliminar estas características indeseables. Puede modificarse también para conseguir cualquier efecto artístico deseado cambiando los coeficientes para resaltar las señales para altavoces seleccionados. A modo de ejemplo, los coeficientes pueden cambiarse para aumentar la energía en señales destinadas para la reproducción a través de altavoces para los canales izquierdo y derecho y para disminuir la energía en señales destinadas para la reproducción a través del altavoz para el canal central. Los coeficientes en la matriz B se ponen a escala de modo cada columna de la matriz representa un vector de magnitud unitaria en un espacio de M dimensiones. Los vectores representados por las columnas de la matriz B no necesitan ser prácticamente ortogonales entre sí.

Una matriz B, de tipo 5 x 2, a modo de ejemplo, se muestra en la expresión siguiente:

$$B = \begin{bmatrix} 0.65 & 0 \\ 0.40 & 0.40 \\ 0 & 0.65 \\ 0.60 & -0.24 \\ -0.24 & 0.60 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Esta matriz puede utilizarse para generar un conjunto de M señales de salida intermedias a partir de las N señales de entrada intermedias mediante la operación siguiente:

$$\vec{Y} = B \cdot \vec{X} \quad (5)$$

Esta operación se ilustra esquemáticamente en la Figura 2. Un mezclador 41 recibe las N señales de entrada intermedias procedentes de la ruta de señales 29-1 y 29-2 y mezcla estas señales en conformidad con un sistema de ecuaciones lineales para generar un conjunto de M señales de salida intermedias a lo largo de la ruta de señales 49-1 a 49-5. Las cajas dentro del mezclador 41 representan multiplicación de señales o amplificación por coeficientes de la matriz B en conformidad con el sistema de ecuaciones lineales.

Aunque la matriz B puede utilizarse sola, se mejora su rendimiento utilizando una matriz A de aumento M x K adicional, en donde  $1 \leq K \leq (M-N)$ . Cada columna en la matriz A representa un vector de magnitud unidad en un espacio de M dimensiones que es prácticamente ortogonal a los vectores representados por las N columnas de la matriz B. Si K es mayor que uno, cada columna representa un vector que es también prácticamente ortogonal a los vectores representados por todas las demás columnas en la matriz A.

Los vectores para las columnas de la matriz A pueden derivarse en prácticamente cualquier forma que pueda ser deseable. Pueden utilizarse las técnicas anteriormente citadas. Un método preferido se describe a continuación.

- 5 Los coeficientes en la matriz de aumento A y en la matriz B pueden ponerse a escala según se explica a continuación y concatenarse para obtener la matriz C. el escalamiento y la concatenación pueden expresarse algebraicamente como:

$$C = [\beta \cdot B | \alpha \cdot A] \quad (6)$$

10

en donde | = concatenación horizontal de las columnas de la matriz B y de la matriz A;

$\alpha$  = factor de escala para los coeficientes de la matriz A; y

15

$\beta$  = factor de escala para los coeficientes de la matriz B.

para numerosas aplicaciones, los factores de escala  $\alpha$  y  $\beta$  se seleccionan de modo que la norma Frobenius en la matriz compuesta C sea igual a o esté dentro del 10 % de la norma de Frobenius de la matriz B. La norma de Frobenius de la matriz C puede expresarse como:

20

$$\|C\|_F = \sqrt{\sum_i \sum_j |c_{ij}|^2}$$

en donde  $c_{ij}$  = coeficiente de la matriz en la fila i y la columna j.

25

Si cada una de las N columnas en la matriz B y cada una de las K columnas en la matriz A representa un vector de magnitud unidad, la norma de Frobenius de la matriz B es igual a  $\sqrt{N}$  y la norma de Frobenius de la matriz A es igual a  $\sqrt{K}$ . Para este caso, puede demostrarse que si la norma de Frobenius de la matriz C ha de establecerse igual a  $\sqrt{N}$ , entonces los valores para los factores de escala  $\alpha$  y  $\beta$  están relacionados entre sí según se indica en la expresión siguiente:

30

$$\alpha = \sqrt{\frac{N \cdot (1 - \beta^2)}{K}} \quad (7)$$

Después de establecer el valor del factor de escala  $\beta$ , el valor para el factor de escala  $\alpha$  puede calcularse a partir de la expresión 7. Preferentemente, el factor de escala  $\beta$  se selecciona de modo que las señales mezcladas por los coeficientes en columnas de la matriz B se proporcionen al menos con una ponderación superior a 5 dB con respecto a las señales mezcladas por coeficientes en las columnas de la matriz de aumento A. Una diferencia en la ponderación de al menos 6 dB puede conseguirse limitando los factores de escala de modo que se tenga  $\alpha < \frac{1}{2} \beta$ . Diferencias mayores o menores en el peso de ponderación de escala para las columnas de la matriz B y de la matriz A pueden utilizarse para conseguir un equilibrio acústico deseado entre los canales de audio.

40

Como alternativa, los coeficientes en cada columna de la matriz de aumento A, pueden escalarse individualmente según se indica en la expresión siguiente:

$$C = [\beta \cdot B | \alpha_1 \cdot A_1 \quad \alpha_2 \cdot A_2 \quad \cdots \quad \alpha_K \cdot A_K] \quad (8)$$

45

en donde  $A_j$  = columna j de la matriz de aumento A; y

$\alpha_j$  = el factor de escala respectivo para la columna j.

50

Para esta alternativa, podemos elegir valores arbitrarios para cada factor de escala  $\alpha_j$  a condición de que cada factor de escala satisfaga la limitación  $\alpha_j < \frac{1}{2} \beta$ . Preferentemente, los valores de los coeficientes  $\alpha_j$  y  $\beta$  se seleccionan para garantizar que la norma de Frobenius de C sea aproximadamente igual a la norma de Frobenius de la matriz B.

55

Cada una de las señales que se mezclan en conformidad con la matriz de aumento A se procesa de modo que sean psicoacústicamente decorrelacionadas desde las N señales de entrada intermedias y desde todas las demás señales que se mezclan en conformidad con la matriz de aumento A. Lo que antecede se ilustra de forma esquemática en la Figura 3, que muestra, a modo de ejemplo, dos (N=2) señales de entrada intermedias, cinco

(M=5) señales de salida intermedias y tres (K=3) señales decorrelacionadas mezcladas en conformidad con la matriz de aumento A. En esta realización, a modo de ejemplo, las dos señales de entrada intermedias se mezclan en conformidad con la matriz inversa B básica, representada por la caja 41 y son decorrelacionadas por el decorrelacionador 43 para proporcionar tres señales decorrelacionadas que se mezclan en conformidad con la matriz de aumento A, que se representa por la caja 42.

El decorrelacionador 43 puede ponerse en práctica en una diversidad de formas. Una puesta en práctica ilustrada en la Figura 4 consigue la decorrelación psicoacústica retardando sus señales de entrada en magnitudes diferentes. Los retardos en el margen desde uno a veinte milisegundos son adecuados para numerosas aplicaciones.

Una parte de otra realización del decorrelacionador 43 se ilustra en la Figura 5. Esta parte procesa una de las señales de entrada intermedias. Una señal de entrada intermedia se transmite a lo largo de dos rutas de procesamiento de señal diferentes que aplican filtros a sus respectivas señales en dos sub-bandas de frecuencias solapantes. La ruta de frecuencia más baja incluye un filtro denominado de *fase-flip* 61 que filtra su señal de entrada en una primera sub-banda de frecuencias en conformidad con una primera respuesta impulsional y un filtro de paso bajo 62 que define la primera sub-banda de frecuencias. La ruta de frecuencia más alta incluye un retardo dependiente de la frecuencia 63 realizado por un filtro que filtra su señal de entrada en una segunda sub-banda de frecuencias en conformidad con una segunda respuesta impulsional que no es igual a la primera respuesta impulsional, un filtro de paso alto 64 que define la segunda sub-banda de frecuencias y una componente de retardo 65. Las salidas del retardo 65 y el filtro de paso bajo 62 se combinan en el nodo sumador 66. La salida del nodo sumador 66 es una señal que es psicoacústicamente decorrelacionada con respecto a la señal de entrada intermedia.

La respuesta de fase del filtro de *fase-flip* 61 es dependiente de la frecuencia y tiene una distribución bimodal en frecuencia con máximos prácticamente iguales a noventa grados positivos y negativos. Una puesta en práctica ideal del filtro de *fase-flip* 61 tiene una respuesta de magnitud de unidad y una respuesta de fase que alterna o fluctúa entre noventa grados positivos y noventa grados negativos en los bordes de dos o más bandas de frecuencias dentro de la banda de paso del filtro. Un filtro de *fase-flip* puede ponerse en práctica mediante una transformada de Hilbert escasa que tiene una respuesta impulsional indicada en la expresión siguiente:

$$H_s(k) = \begin{cases} 2/k'\pi & \{\text{odd } k' = k/S\} \\ 0 & \{\text{otherwise}\} \end{cases} \quad (9)$$

La respuesta impulsional de la transformada de Hilbert escasa debe truncarse a una longitud seleccionada para optimizar el rendimiento de decorrelacionador equilibrado una solución de compromiso entre rendimiento transitorio y alisado de la respuesta de frecuencia.

El número de filtros de *fase-flip* está controlado por el valor del parámetro S. Este parámetro debe seleccionarse para equilibrar una solución de compromiso entre el grado de decorrelación y la longitud de respuesta impulsional. Una respuesta impulsional más larga se requiere cuando aumenta el valor del parámetro S. Si el valor del parámetro S es demasiado pequeño, el filtro proporciona una decorrelación insuficiente. Si el parámetro S es demasiado grande, el filtro proporcionará sonidos transitorios a través de un intervalo de tiempo suficientemente largo para crear artefactos acústicos objeccionables en la señal decorrelacionada.

La capacidad para equilibrar estas características puede mejorarse poniendo en práctica el filtro *fase-flip* 21 para tener un espaciado no uniforme en la frecuencia entre filtros de *fase-flip* adyacentes, con un espaciado más estrecho a la frecuencia más baja y un espaciado más ancho a las frecuencias más altas. Preferentemente, el espaciado entre filtros de *fase-flip* adyacentes es una función logarítmica de la frecuencia.

El retardo dependiente de la frecuencia 63 puede ponerse en práctica mediante un filtro que tiene una respuesta impulsional igual a una secuencia sinusoidal de longitud finita  $h[n]$  cuya frecuencia instantánea disminuye monotónicamente desde el valor  $\pi$  a cero mientras dura la secuencia. Esta secuencia puede expresarse como:

$$h[n] = G\sqrt{|\omega'(n)|} \cos(\phi(n)), \quad \text{para } 0 \leq n < L \quad (10)$$

en donde  $\omega(n)$  = la frecuencia instantánea;

$\omega'(n)$  = la primera derivada de la frecuencia instantánea;

G = factor de normalización;



$$\phi(n) = \int_0^n \omega(t) dt = \text{fase instantánea; y}$$

L = longitud del filtro de retardo.

5 El factor de normalización G se establece a un valor tal como:

$$\sum_{n=0}^{L-1} h^2[n] = 1 \quad (11)$$

10 Un filtro con esta respuesta impulsional puede generar, a veces, artefactos acústicos de chirridos "chirping" cuando se aplica a señales de audio con transitorios. Este efecto puede reducirse añadiendo un término similar al ruido al término de fase instantánea según se ilustra en la expresión siguiente:

$$h[n] = G \sqrt{|\omega'(n)|} \cos(\phi(n) + N(n)), \quad \text{para } 0 \leq n < L \quad (12)$$

15 Si el término similar a ruido es una secuencia de ruido gaussiano blanco con una varianza que es una pequeña fracción de  $\pi$ , los artefactos que se generan filtrando transitorios sonarán de forma más similar al ruido que los chirridos acústicos y la relación deseada entre el retardo y la frecuencia es todavía conseguida.

20 Las frecuencias de corte del filtro de paso bajo 62 y del filtro de paso alto 64 deben seleccionarse para ser aproximadamente 2.5 kHz de modo que no exista ninguna laguna espacial entre las bandas de paso de los dos filtros y de modo que la energía espectral de sus salidas combinadas en la zona cerca de la frecuencia de cruce en donde las bandas de paso se solapan sea prácticamente igual a la energía espectral de la señal de entrada intermedia en esta zona. La magnitud del retardo impuesto por el retardo 65 debe establecerse de modo que el  
25 retardo de propagación de las rutas de procesamiento de señales de frecuencias más altas y de frecuencias más bajas sean aproximadamente iguales a la frecuencia de cruce.

El dispositivo decorrelacionador puede ponerse en práctica en formas diferentes. A modo de ejemplo, uno o ambos del filtro de paso bajo 62 y del filtro de paso alto 64 pueden preceder al filtro de *fase-flip* 61 y al retardo dependiente de la frecuencia 63, respectivamente. El retardo 65 puede obtenerse por una o más componentes de retardo  
30 colocadas en las rutas de procesamiento de señales si así se desea.

Detalles adicionales de la puesta en práctica pueden obtenerse a partir de la solicitud de patente internacional nº PCT/US2009/058590 titulada "Decorrelacionador para sistemas de mezcla ascendente" por McGrath et al, que fue  
35 presentada con fecha 28 de septiembre de 2009.

#### D. Método de derivación preferido

Un método preferido para derivar la matriz de aumento A comienza creando una denominada "matriz semilla" P. La matriz semilla P contiene estimaciones iniciales para los coeficientes de la matriz de aumento A. Se seleccionan  
40 columnas a partir de la matriz semilla P para formar una matriz provisional Q. La matriz provisional Q se utiliza para formar una segunda provisional R. Columnas de coeficientes se extraen a partir de la matriz provisional R para obtener la matriz de segmentación A. Un método que puede utilizarse para crear la matriz semilla P se describe a continuación después de describir un procedimiento para formar la matriz provisional Q, la matriz provisional R y la matriz de aumento A.

#### 1. Derivación de la matriz de aumento A

La matriz inversa básica B anteriormente descrita tiene M filas y N columnas. Una matriz semilla P se crea que tiene M filas y K columnas, en donde  $1 \leq K \leq (M-N)$ . La matriz B y la matriz semilla P están horizontalmente concatenadas  
50 para formar una matriz provisional Q que tiene M filas y N + K columnas. Esta concatenación puede expresarse como:

$$Q = [B|P] \quad (13)$$

55 Los coeficientes en cada columna j de la matriz provisional Q se ponen a escala de modo que representen vectores de magnitud unidad Q(j) en un espacio de M dimensiones. Lo que antecede puede obtenerse dividiendo los coeficientes en cada columna por la magnitud del vector que representan. La manipulación de cada vector puede calcularse a partir de la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los coeficientes en la columna.

60 Una matriz provisional R que tenga coeficientes dispuestos en M filas y N+K columnas se obtiene luego a partir de la

matriz provisional Q. Los coeficientes en cada columna j de la matriz provisional R representan un vector R(j) en un espacio de M dimensiones. Estos vectores de columna se calculan mediante un proceso representado por el fragmento de pseudo-código siguiente:

```
(1)  R(1) = Q(1);
(2)  para j = 2 a K {
(3)    T(j) = ( 1 - RR(j-1) * TRANSP[RR(j-1)] ) * Q(j);
(4)    if MAG[T(j)] > 0.001 {
(5)      R(j) = T(j) / MAG[T(j)];
(6)    } más {
(7)      R(j) = ZERO;
(8)    }
(9)  }
(10) para j = 1 a K {
(11)  A(j) = R(j+N);
5  (12) }
```

Las expresiones en este fragmento de pseudo-código tienen características sintácticas similares al lenguaje de programación de C. Este fragmento de código no está previsto para ser una forma de realización práctica sino que está previsto solamente para ayudar a explicar un proceso que puede calcular la matriz de aumento A.

Las notaciones R(j), Q(j) y A(j) representan la columna j de la matriz provisional R, la matriz provisional Q, una matriz temporal T y la matriz de aumento A, respectivamente.

La notación RR(j-1) representa una sub-matriz de la matriz R con M filas y j-1 columnas. Esta sub-matriz comprende las columnas 1 a j-1 de la matriz provisional R.

La notación TRANSP[RR(j-1)] representa una función que reenvía la transposición de la matriz RR(j-1). La notación MAG[T(j)] representa una función que retorna la magnitud del vector de columna T(j) que es la norma euclidiana de los coeficientes en la columna j de la matriz temporal T.

Haciendo referencia al fragmento de pseudo-código, la expresión (1) inicializa la primera columna de la matriz R a partir de la primera columna de la matriz Q. Las expresiones (2) a (9) inclusive establecen un bucle que calcula las columnas 2 a K inclusive de la matriz R.

La expresión (3) calcula la columna j de la matriz temporal T a partir de la sub-matriz RR y de la matriz provisional Q. Según se explicó con anterioridad, la sub-matriz RR(j-1) comprende las primera j-1 columnas de la matriz provisional R. La expresión (4) determina si la magnitud del vector de columna T(j) es mayor que 0.001. Si es mayor, entonces la expresión (5) establece el vector R(j) igual al vector T(j) después de que se haya puesto a escala para tener una magnitud unidad. Si la magnitud del vector de columna T(j) no es mayor que 0.001, entonces el vector R(j) se establece igual a un vector ZERO con todos los elementos iguales a cero.

Las expresiones (10) a (12) inclusive establecen un bucle que obtiene la matriz A de aumento de tipo M x K a partir de las últimas K columnas de la matriz provisional R, que son las columnas N+1 a N+K. Los vectores de columna en la matriz de aumento A son prácticamente ortogonales entre sí así como a los vectores de columna de la matriz básica B.

Si la expresión (4) determina que la magnitud de cualquier vector de columna T(j) no es mayor que 0.001, ello indica que el vector T(j) no es suficientemente lineal con correspondencia de los vectores de columna Q(1) a Q(j-1) inclusive y el vector de columna R(j) correspondiente se establece igual al vector ZERO. Si cualquiera de los vectores de columna R(j) para  $N < j \leq N+K$  es igual al vector ZERO, entonces, la columna correspondiente P(j) de la matriz semilla no es linealmente independiente de sus columnas precedentes. Esta última situación es corregida obteniendo una nueva columna P(j) para la matriz semilla P y realizando el proceso de nuevo para derivar otra matriz de aumento A.

a) Selección de la matriz semilla P

La matriz semilla P del tipo M x K puede crearse en una diversidad de formas. Dos formas se describen en los párrafos siguientes.

La primera forma crea la matriz semilla generando un conjunto matricial M x K de coeficientes que tienen valores

pseudo-aleatorios.

Una segunda forma genera una matriz semilla con coeficientes que tienen simetrías en la localización anticipada de los transductores acústicos que se utilizarán para reproducir el campo de sonido representado por las señales de salida intermedias. Lo que antecede puede realizarse reordenando temporalmente las columnas de la matriz semilla durante su creación.

A modo de ejemplo, la matriz de cinco canales anteriormente descrita genera señales para canales enumerados en el orden como L, C, R, LS y RS. Las simetrías anticipadas de colocación del altavoz para este conjunto particular de canales pueden utilizarse más fácilmente disponiendo los canales en orden en conformidad con la posición acimutal de su respectivo transductor acústico. Un orden adecuado es LS, L, C, R y RS, que coloca el canal central C en la parte intermedia del conjunto.

Utilizando este orden, un conjunto de vectores candidatos puede construirse que tenga una simetría adecuada. Un ejemplo se ilustra en la tabla 1, en donde cada vector se muestra en una respectiva fila de la tabla. La transposición de estos vectores se utilizará para definir las columnas de la matriz semilla P.

|                   | LS | L  | C | R | RS |
|-------------------|----|----|---|---|----|
| Función par FE1   | 0  | 0  | 1 | 0 | 0  |
| Función par FE2   | 0  | 1  | 0 | 1 | 0  |
| Función par FE3   | 1  | 0  | 0 | 0 | 1  |
| Función impar FO1 | 0  | -1 | 0 | 1 | 0  |
| Función impar FO2 | 1  | 0  | 0 | 0 | -1 |

Tabla 1

Cada una de las filas en la tabla tiene una simetría par o impar con respecto a la columna para el canal central. Un total de K vectores se seleccionan a partir de la tabla, son objeto de transposición y uso para formar una matriz inicial P'. A modo de ejemplo, si K = 3 y los vectores se seleccionan para las funciones FE1, FE2 y FO1, entonces la matriz inicial P' es:

$$P' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

El orden de los elementos de los vectores se cambia entonces para estar conformes con el orden de los canales de la matriz semilla P deseada. Esto produce la matriz siguiente:

$$P = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

Si esta matriz semilla P se utiliza con la matriz básica B indicada en la expresión 4, la matriz provisional Q obtenida por el proceso anteriormente descrito es:

$$Q = \begin{bmatrix} 0.65 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0.40 & 0.40 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.65 & 0 & 1 & 1 \\ 0.60 & -0.24 & 0 & 0 & 0 \\ -0.24 & 0.60 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

La segunda matriz provisional R formada a partir de esta matriz Q es:

$$R = \begin{bmatrix} 0.6500 & 0 & -0.3747 & 0.3426 & -0.5592 \\ 0.4000 & 0.0839 & 0.7957 & 0 & 0 \\ 0 & 0.4549 & -0.3747 & 0.3426 & 0.5592 \\ 0.6000 & -0.1646 & -0.2075 & -0.6186 & 0.4327 \\ -0.2400 & 0.5740 & -0.2075 & -0.6186 & -0.4327 \end{bmatrix} \quad (17)$$

La matriz de aumento A obtenida a partir de esta matriz provisional R es:

$$A = \begin{bmatrix} -0.3747 & 0.3426 & -0.5592 \\ 0.7957 & 0 & 0 \\ -0.3747 & 0.3426 & 0.5592 \\ -0.2075 & -0.6186 & 0.4327 \\ -0.2075 & -0.6186 & -0.4327 \end{bmatrix} \quad (18)$$

#### E. Puesta en práctica

Dispositivos que incorporan varios aspectos de la idea inventiva de la presente invención pueden ponerse en práctica en una diversidad de formas incluyendo un programa informático para su ejecución por un ordenador o algún otro dispositivo que incluye componentes más especializados tal como circuitos de procesador de señal digital (PSP) acoplados a componentes similares a los encontrados en un ordenador de uso general. La Figura 6 es un diagrama de bloques esquemático de un dispositivo 70 que puede utilizarse para poner en práctica aspectos de la presente invención. El procesador 72 proporciona recursos de cálculo informático. RAM 73 es una memoria de acceso aleatorio (RAM) del sistema utilizada por procesador 72 para el procesamiento. ROM 74 representa alguna forma de memorización persistente tal como una memoria de solamente lectura (ROM) para memorizar programas necesarios para hacer funcionar el dispositivo 70 y posiblemente, para realizar varios aspectos de la idea inventiva de la presente invención. I/O control 75 representa circuitos de interfaz para recibir y transmitir señales por intermedio de las rutas de señales de comunicación 19, 59. En la forma de realización ilustrada, todos los componentes del sistema principales se conectan al bus colector 71, que puede representar más de un bus lógico o físico; sin embargo, una arquitectura de bus no es requerida para poner en práctica la presente invención.

En las formas de realización realizadas mediante un sistema informático de uso general, pueden incluirse componentes adicionales para establecer una interrelación de interfaz para dispositivos tales como un teclado o ratón y una pantalla de presentación visual, y para controlar un dispositivo de memorización que tiene un soporte de memorización tal como una cinta magnética o un disco magnético o un soporte óptico. El soporte de memorización puede utilizarse para registrar programas de instrucciones para sistemas operativos, servicios públicos y aplicaciones y puede incluir programas que pongan en práctica varios aspectos de la idea inventiva de la presente invención.

Las funciones requeridas para poner en práctica varios aspectos de la idea inventiva de la presente invención pueden realizarse mediante componentes que se ponen en práctica en una amplia diversidad de formas incluyendo componentes lógicos discretos, circuitos integrados, uno o más circuitos integrados dependientes de la aplicación ASICs y/o procesadores controlados por programas. La manera en la que estos componentes se ponen en práctica no es importante para la presente invención.

Las formas de realización de la presente invención con productos informáticos puede obtenerse por una diversidad de soportes legibles por máquina tales como rutas de comunicaciones moduladas o de banda base por intermedio del espectro que incluye desde las frecuencias supersónicas a las frecuencias ultravioletas, o soportes de memorización que transmiten información utilizando esencialmente cualquier tecnología de registro incluyendo la de cinta magnética, tarjetas o disco, tarjetas ópticas o disco y marcados detectables sobre soportes incluyendo papel.

5

10

## REIVINDICACIONES

1. Un método para derivar M señales de audio de salida a partir de N señales de audio de entrada para la presentación de un campo de sonido difuso, en donde M es mayor que N y es mayor que dos y en donde el método comprende:

la recepción de las N señales de audio de entrada, en donde las N señales de audio de entrada representan un campo de sonido difuso;

derivar K señales de audio intermedias a partir de las N señales de audio de entrada de modo que cada señal de audio intermedia esté psicoacústicamente decorrelacionada con las N señales de audio de entrada y, si K es mayor que uno, está psicoacústicamente decorrelacionada con todas las demás señales de audio intermedias, en donde K es mayor o igual a uno y es menor o igual a M-N; y

mezclar las N señales de audio de entrada y las K señales de audio intermedias para derivar las M señales de audio de salida, en donde la mezcla se realiza en conformidad con un sistema de ecuaciones lineales con coeficientes de una matriz que especifica un conjunto de N+K vectores en un espacio M-dimensiones y en donde cada uno de los N vectores del conjunto especifica el coeficiente de mezcla aplicado a una diferente de entre las N señales de audio, en donde cada uno de los K vectores del conjunto especifica coeficientes de mezcla aplicados a una diferente de entre las K señales intermedias,

y en donde cada uno de los K vectores es prácticamente ortogonal a cada uno de los otros K vectores.

2. El método según la reivindicación 1 que deriva cada una de las K señales intermedias retardando una de las N señales de audio de entrada.

3. El método según la reivindicación 1, que deriva una señal intermedia respectiva mediante un método que comprende:

filtrar una de las N señales de audio de entrada en conformidad con una primera respuesta impulsional en una primera sub-banda de frecuencia para obtener una primera señal de sub-banda con un cambio de fase dependiente de la frecuencia que tiene una distribución de frecuencia bimodal con máximos prácticamente iguales a noventa grados positivos y negativos y en conformidad con una segunda respuesta impulsional en una segunda sub-banda de frecuencias para obtener una segunda señal de sub-banda con un retardo dependiente de la frecuencia, en donde:

la segunda respuesta impulsional no es igual a la primera respuesta impulsional,

la segunda sub-banda de frecuencias incluye frecuencias que son más altas que las frecuencias incluidas en la primera sub-banda de frecuencias y

la primera sub-bandas de frecuencias incluye frecuencias que son más bajas que las frecuencias incluidas en la segunda sub-banda de frecuencias; y

derivar la señal intermedia respectiva a partir de una combinación de la primera señal de sub-banda y la segunda señal de sub-banda.

4. El método según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en donde es mayor que uno.

5. El método según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, en donde:

la matriz comprende una primera sub-matriz de coeficientes para N vectores con coeficientes que están puestos en escala por un primer factor de escala  $\beta$  y una segunda sub-matriz de coeficientes para K vectores que están puestos en escala por uno o más segundos factores de escala  $\alpha$ ;

las N señales de audio de entrada se mezclan en conformidad con un sistema de ecuaciones lineales con los coeficientes de la primera sub-matriz puestos en escala por el primer factor de escala;

las K señales de audio intermedias se mezclan en conformidad con un sistema de ecuaciones lineales con los coeficientes de la segunda sub-matriz puestos en escala por los uno o más segundos factores de escala.

6. El método según la reivindicación 5, en donde:

la segunda sub-matriz de coeficientes para K vectores que están escalados por un segundo factor de escala  $\alpha$ ; y

el primer factor de escala y el segundo factor de escala se seleccionan de modo que la norma de Frobenius de la

matriz esté dentro del 10 % de la norma de Frobenius de la primera sub-matriz no escalada por el primer factor de escala  $\beta$ ; y

$$\alpha = \sqrt{\frac{N \cdot (1 - \beta^2)}{K}}$$

5 **7.** Un método para obtener una matriz de coeficientes para un sistema de ecuaciones lineales para uso en la mezcla de N señales de audio de entrada que representan un campo de sonido difuso para derivar M señales de audio de salida para presentación de un campo de sonido difuso, en donde el método comprende:

10 obtener una primera matriz que tiene coeficientes que especifican un conjunto de N primeros vectores en un espacio de M dimensiones;

derivar un conjunto de K segundos vectores en el espacio de M dimensiones, siendo cada segundo vector prácticamente ortogonal a cada primer vector y, si K es mayor que uno, a todos los demás segundos vectores;

15 obtener una segunda matriz que tiene coeficientes que especifican el conjunto de K segundos vectores; y

concatenar la primera matriz con la segunda matriz para obtener una matriz intermedia que tiene coeficientes que especifican una unión del conjunto de N primeros vectores y el conjunto de K segundos vectores, en donde los coeficientes de la matriz de procesamiento de señal son los coeficientes del sistema de ecuaciones lineales.

20 **8.** El método según la reivindicación 7 que comprende el escalamiento de los coeficientes de la matriz intermedia de modo que una norma de Frobenius de la matriz intermedia escalada esté dentro del 10 % de una norma de Frobenius de la primera matriz.

25 **9.** Un aparato que comprende:

uno o más terminales de entrada para recibir señales de entrada;

30 una memoria;

un soporte de memorización para registrar uno o más programas de instrucciones para realizar el método según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8;

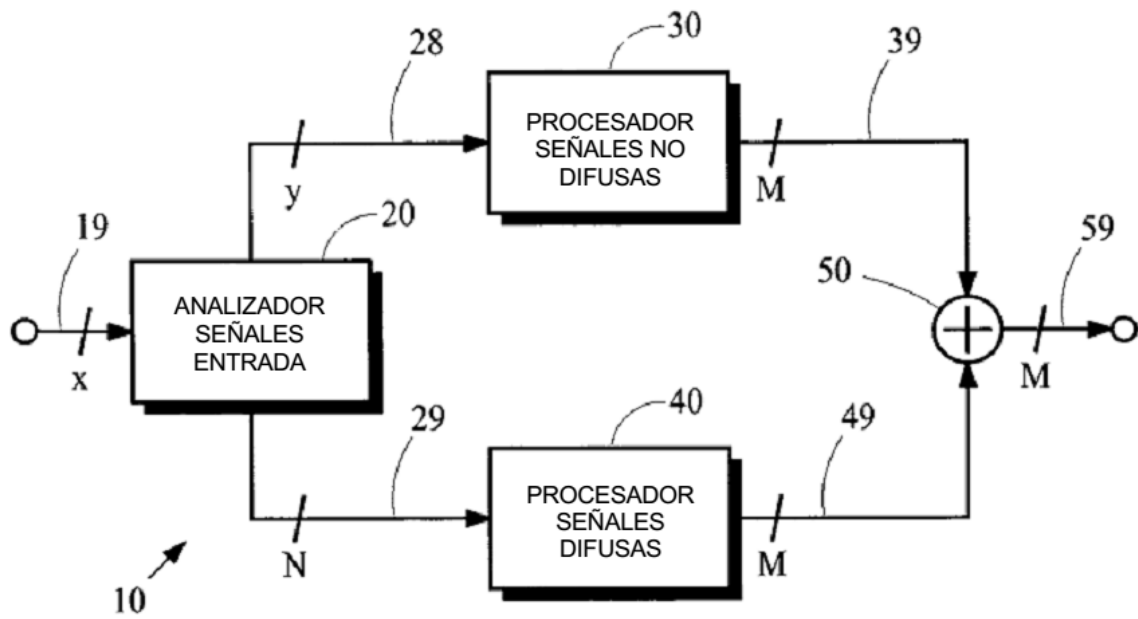
35 circuitos de procesamiento acoplados a los uno o más terminales de entrada, la memoria, el soporte de memorización y los uno o más terminales de salida para ejecutar los uno o más programas de instrucciones; y

uno o más terminales de salida para transmitir señales de salida.

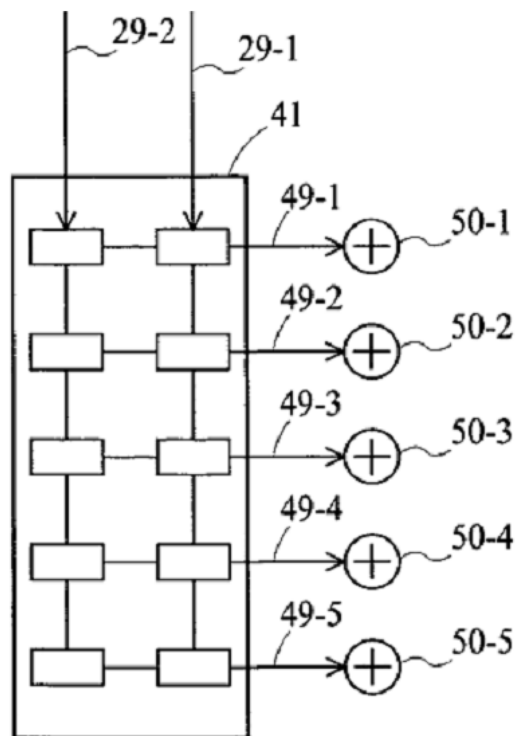
40 **10.** Un soporte de memorización para registrar un programa de instrucciones que es ejecutable por un dispositivo para realizar el método según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8.

45

50

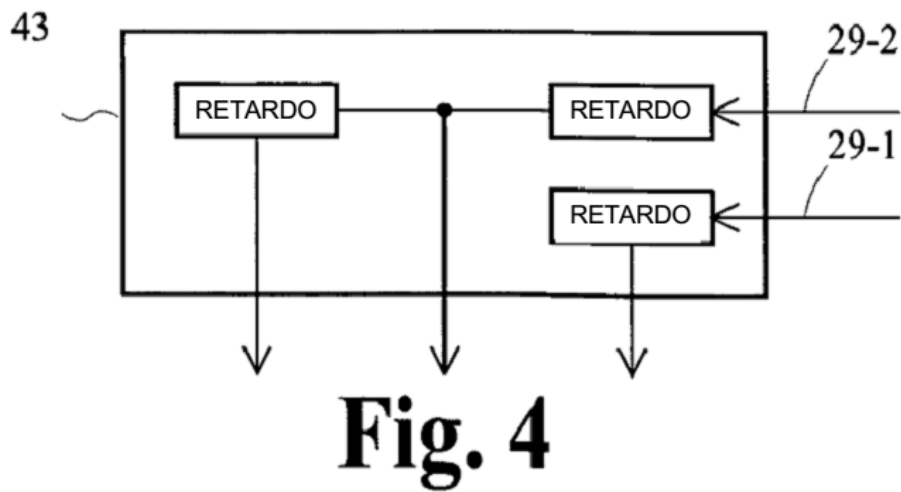
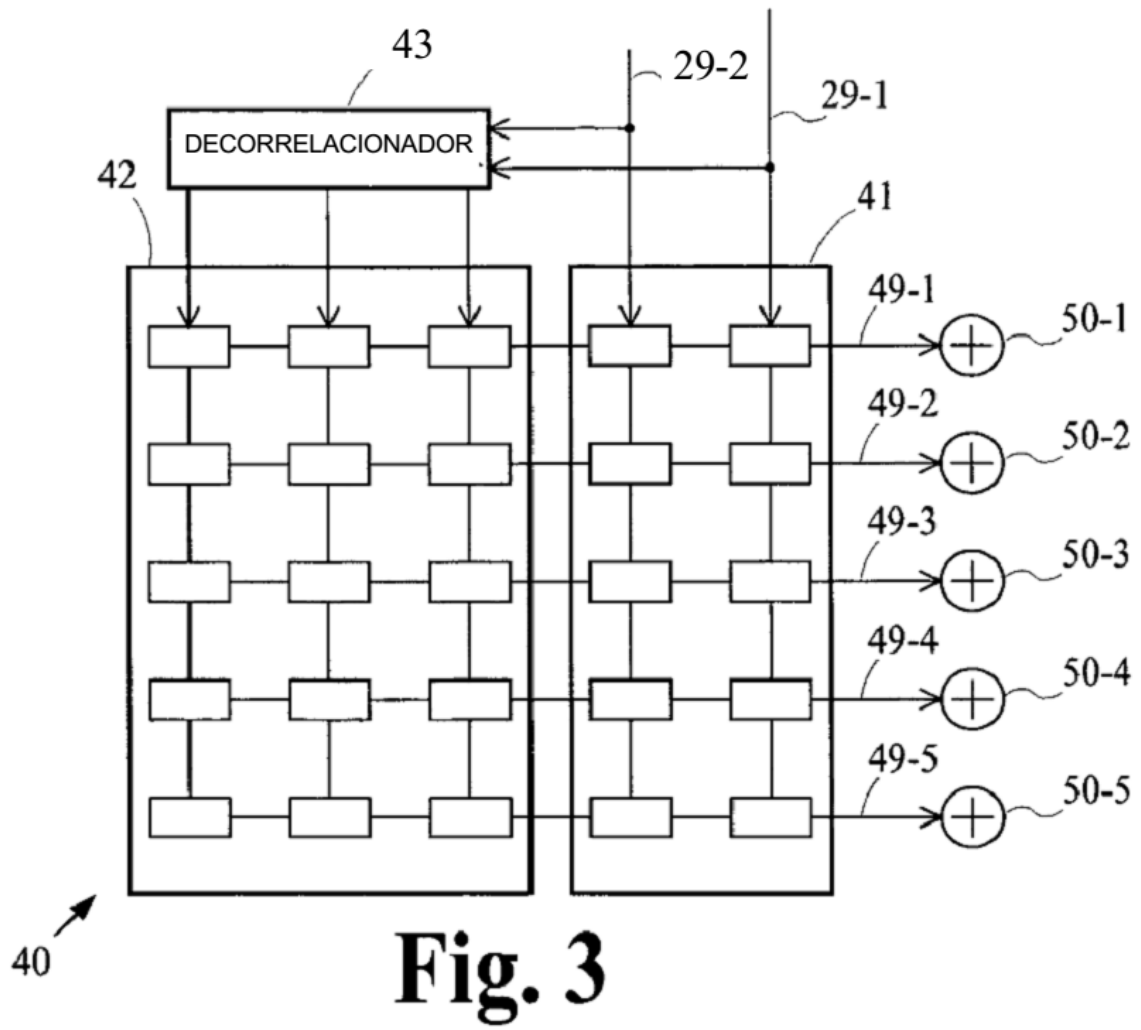


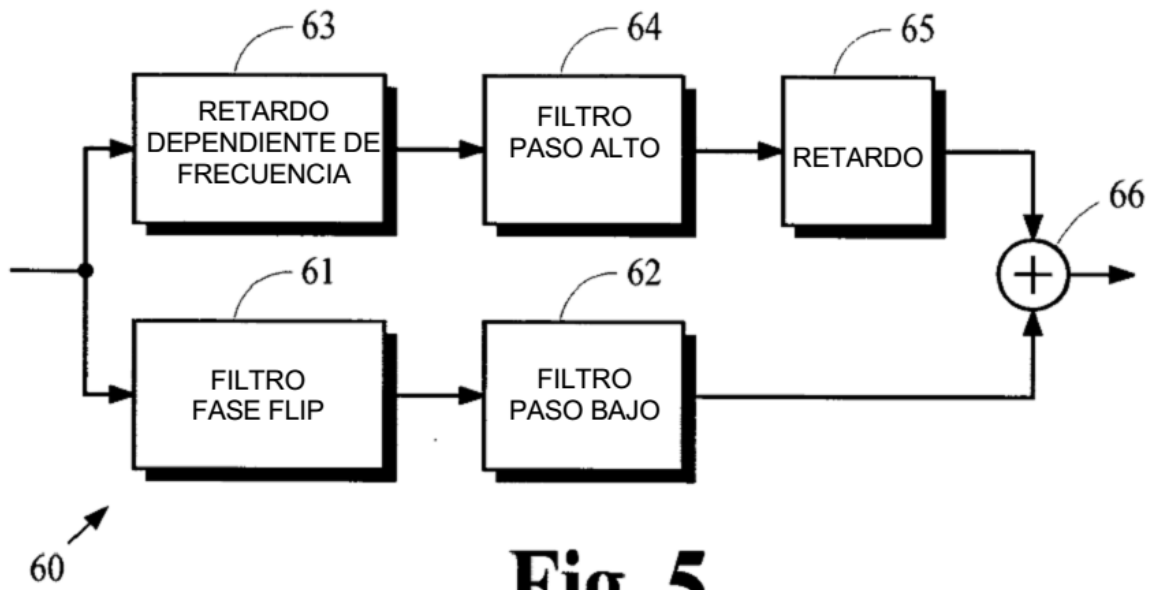
**Fig. 1**



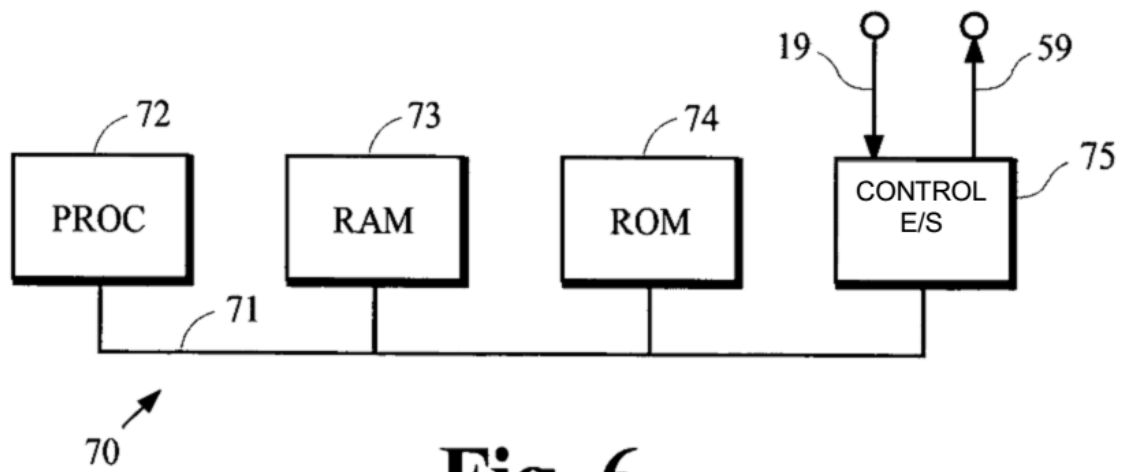
**Fig. 2**







**Fig. 5**



**Fig. 6**