

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 662 671**

51 Int. Cl.:

H04S 3/00 (2006.01)

G10L 19/00 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **30.04.2004 E 10180688 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **13.12.2017 EP 2265041**

54 Título: **Procesamiento avanzado basado en un banco de filtros modulado exponencialmente complejo y procedimientos de señalización de tiempos adaptativos**

30 Prioridad:

30.04.2003 SE 0301273

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

09.04.2018

73 Titular/es:

**DOLBY INTERNATIONAL AB (100.0%)
Apollo Building, 3E, Herikerbergweg 1-35
1101 CN Amsterdam Zuid-Oost , NL**

72 Inventor/es:

**ENGDEGARD, JONAS y
VILLEMOES, LARS**

74 Agente/Representante:

SALVA FERRER, Joan

ES 2 662 671 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

Procesamiento avanzado basado en un banco de filtros modulado exponencialmente complejo y procedimientos de señalización de tiempos adaptativos

5

CAMPO TÉCNICO

[0001] La presente invención se refiere a sistemas de codificación de fuentes de audio, pero los mismos procedimientos podrían aplicarse asimismo en muchos otros campos técnicos. Se introducen diferentes técnicas que son útiles para sistemas de codificación de audio que utilizan representaciones paramétricas de propiedades estéreo.

10

ANTECEDENTES DE LA INVENCIÓN Y TÉCNICA ANTERIOR

[0002] La presente invención se refiere a la codificación paramétrica de la imagen estéreo de una señal de audio. Los parámetros habituales utilizados para describir las propiedades de imágenes estéreo son la diferencia de intensidad entre canales (IID, inter-channel intensity difference), la diferencia de tiempo entre canales (ITD, inter-channel time difference) y la coherencia entre canales (IC, inter-channel coherence). Para reconstruir la imagen estéreo en base a estos parámetros, se requiere un procedimiento que pueda reconstruir el nivel correcto de correlación entre los dos canales, de acuerdo con el parámetro IC. Esto se consigue mediante un procedimiento de decorrelación.

15

20

Existen un par de procedimientos disponibles para la creación de señales decorrelacionadas tal como el descrito en el documento US6005946. Idealmente, se desea una función invariante en el tiempo y lineal (LTI, linear time invariant) con una respuesta de frecuencia de paso total. Un procedimiento obvio para conseguir esto es utilizar un retardo constante. Sin embargo, utilizar un retardo, o cualesquiera otras funciones de paso total LTI, tendrá como resultado una respuesta de no paso total después de añadir la señal no procesada. En el caso de un retardo, el resultado será un filtro de peine. El filtro de peine proporciona frecuentemente un sonido "metálico" no deseable que, incluso si el efecto de ensanchamiento estéreo puede ser eficiente, reduce mucho la naturalidad del original.

25

30

[0003] Se conocen asimismo de la técnica anterior procedimientos en el dominio de frecuencias para generar una señal decorrelacionada añadiendo una señal aleatoria a los valores IID a lo largo del eje de frecuencias, donde se utilizan diferentes secuencias para los diferentes canales de audio. Un problema con la decorrelación del dominio de frecuencia por las modificaciones de secuencia aleatoria es la introducción de pre-ecos. Las pruebas subjetivas han demostrado que para señales no estacionarias, los pre-ecos son mucho más molestos que los post-ecos, lo cual también está bien soportado por principios psicoacústicos establecidos. El problema podría reducirse adaptando dinámicamente tamaños de transformadas a las características de señal, en términos de contenido transitorio. Sin embargo, conmutar tamaños de transformadas es siempre una decisión difícil (es decir, binaria) que afecta a todo al ancho de banda de la señal y que puede ser difícil de conseguir de manera consistente.

35

40

[0004] La publicación de solicitud de patente de Estados Unidos US 2003/0219130 A1 da a conocer una síntesis y codificación de audio basada en coherencia. En particular, se sintetiza una escena auditiva a partir de una señal de audio mono modificando, para cada banda crítica, un parámetro de la escena auditiva, tal como una diferencia de nivel interaural (ILD, aural level difference) y/o una diferencia de tiempo interaural (ITD, aural time difference) para cada sub-banda dentro de la banda crítica, donde la modificación se basa en una coherencia estimada promedio para dicha banda crítica. La modificación basada en coherencia produce escenas auditivas con anchuras de objetos, que reproducen con mucha mayor precisión las anchuras de los objetos en la escena auditiva de entrada original. Los parámetros estéreo son parámetros BCC bien conocidos, en los que BCC significa codificación binaural de señal (binaural cue coding). Cuando se generan dos canales de salida decorrelacionados diferentes, los coeficientes de frecuencia que se obtienen mediante una transformada de Fourier discreta se agrupan conjuntamente en una única banda crítica. En base a la medición de coherencia entre canales, los factores de ponderación son multiplicados por una secuencia pseudoaleatoria, que preferentemente se elige de manera que la varianza sea aproximadamente constante para todas las bandas críticas, y el promedio sea "0" dentro de cada banda crítica. La misma secuencia se aplica a los coeficientes espectrales de cada diferente trama.

50

55

[0005] El documento WO/91/20167 describe un aparato y un procedimiento para generar señales de salida de audio que tienen una relación de correlación cruzada especificada. El aparato funciona mediante el desplazamiento de fase de diferentes bandas de frecuencia de una señal de entrada difiriendo cantidades, que dependen de la correlación cruzada deseada. El espectro de amplitud de la señal de entrada no se altera.

60

DESCRIPCIÓN DE LA INVENCION

[0006] El objetivo de la presente invención es proporcionar un aparato y un procedimiento para generar una señal de decorrelación.

5

[0007] Este objetivo se consigue mediante un aparato para generar una señal de decorrelación conforme a la reivindicación 1, un decodificador multicanal conforme con la reivindicación 8, un procedimiento para generar una señal de decorrelación conforme con la reivindicación 13, un procedimiento de descodificación multicanal conforme con la reivindicación 14 o un programa informático conforme con la reivindicación 15.

10

[0008] La presente invención se basa en el hallazgo de que, en el lado de descodificación, se obtiene una buena señal de decorrelación para generar un primer y un segundo canal de una señal multicanal en base a la señal mono de entrada, cuando se utiliza un filtro de reverberación, que introduce un retardo entero o preferentemente fraccionario a la señal de entrada. Es importante que esté filtro de reverberación no se aplique a toda la señal de entrada. Por el contrario, se aplican varios filtros de reverberación a varias sub-bandas de la señal de entrada original, es decir, la señal mono, de manera que el filtrado de reverberación que utilizan los filtros de reverberación no se aplica en el dominio de tiempo o en el dominio de frecuencias, es decir, en el dominio al que se llega cuando se aplica una transformada de Fourier. De forma inventiva, el filtrado de reverberación que utiliza filtros de reverberación para las sub-bandas se lleva a cabo de manera individual en el dominio de sub-banda.

20

[0009] Una señal de sub-banda incluye una secuencia de al menos dos muestras de sub-banda, representando las muestras de sub-banda un ancho de banda de la señal de sub-banda, que es menor que el ancho de banda de la señal de entrada. Por supuesto, el ancho de banda de frecuencia de una señal de sub-banda es mayor que el ancho de banda de frecuencia atribuido a un coeficiente de frecuencia obtenido mediante transformada de Fourier. Las señales de sub-banda se generan preferentemente mediante un banco de filtros que tiene por ejemplo 32 ó 64 canales del banco de filtros, mientras que una FFT tendría, para el mismo ejemplo, 1024 ó 2048 coeficientes de frecuencia, es decir, canales de frecuencia.

25

[0010] Las señales de sub-banda pueden ser señales de sub-banda que se obtienen mediante el filtrado de sub-banda de un bloque de muestras de la señal de entrada. Alternativamente, el banco de filtros de sub-banda puede aplicarse asimismo continuamente sin un procesamiento por bloques. Sin embargo, para la presente invención, se prefiere un procesamiento por bloques.

30

[0011] Puesto que el filtrado por reverberación no se aplica a toda la señal, sino que se aplica por sub-bandas, se evita un sonido "metálico" provocado por el filtrado de peine.

35

[0012] En casos en los que el periodo de muestra entre dos muestras de sub-banda consecutivas de la sub-banda es demasiado grande para una buena impresión sonora en el extremo del decodificador, es preferible utilizar retardos fraccionarios en un filtro de reverberación, tal como un retardo entre 0,1 y 0,9, y preferentemente 0,2 y 0,8, del periodo de muestreo de la señal de sub-banda. Debe observarse que, en caso de muestreo crítico, y cuando se generan 64 señales de sub-banda utilizando un banco de filtros que tiene 64 canales del banco de filtros, el periodo de muestreo en una señal de sub-banda es 64 veces mayor que el periodo de muestreo de la señal de entrada original.

40

[0013] Debe observarse que los retardos son una parte integral del proceso de filtrado utilizado en el dispositivo de reverberación. La señal de salida se compone de múltiples versiones retardadas de la señal de entrada. Es preferible retardar señales en fracciones del periodo de muestreo de sub-banda, con el fin de conseguir un buen dispositivo de reverberación en el dominio de sub-banda.

45

[0014] En realizaciones preferidas de la presente invención, el retardo, y preferentemente el retardo fraccionario introducido por cada filtro de reverberación en cada sub-banda, es igual para todas las sub-bandas. Sin embargo, los coeficientes del filtro son diferentes para cada una de las sub-bandas. Es preferible utilizar filtros IIR. Dependiendo de la situación real, el retardo fraccionario y los coeficientes del filtro para los diferentes filtros pueden determinarse empíricamente utilizando pruebas de audición.

50

[0015] Las sub-bandas filtradas mediante el conjunto de filtros de reverberación constituyen una señal de decorrelación que ha de mezclarse con la señal de entrada original, es decir la señal mono, para obtener un canal izquierdo descodificado y un canal derecho descodificado. Esta mezcla de una señal de decorrelación con la señal original se lleva a cabo en base a un parámetro de coherencia entre canales, transmitido junto con la señal codificada paramétricamente. Para obtener diferentes canales izquierdo y derecho, es decir, primer y segundo

55

60

canales diferentes, la mezcla de la señal de decorrelación con una señal mono para obtener el primer canal de salida es diferente de la mezcla de dicha señal de decorrelación con la señal mono para obtener el segundo canal de salida.

5 **[0016]** Para obtener una eficiencia mayor en el lado de la codificación, se lleva a cabo codificación multicanal utilizando una determinación adaptativa del conjunto de parámetros estéreo. A este respecto, el codificador incluye, además de medios para calcular la señal mono y además de medios para generar un conjunto de parámetros estéreo, medios para determinar una validez de los conjuntos de parámetros estéreo para partes subsiguientes de los canales izquierdo y derecho. Preferiblemente, los medios de determinación son operativos para activar los
10 medios de generación, cuando se determina que el conjunto de parámetros estéreo deja de ser válido, de manera que se calcula un segundo conjunto de parámetros estéreo para partes de los canales izquierdo y derecho que comienzan en un segundo límite de tiempo. Este segundo límite de tiempo se determina asimismo mediante los medios para determinar la validez.

15 **[0017]** La señal de salida codificada incluye a continuación la señal mono, un primer conjunto de parámetros estéreo y un primer límite de tiempo asociado con el primer conjunto de parámetros y el segundo conjunto de parámetros estéreo, y el segundo límite de tiempo asociado con el segundo conjunto de parámetros estéreo. En el lado de descodificación, el descodificador utilizará un conjunto de parámetros estéreo válido hasta que se alcance un nuevo límite de tiempo. Cuando se alcanza este nuevo límite de tiempo, las operaciones de descodificación se
20 llevan a cabo utilizando el nuevo conjunto de parámetros estéreo.

[0018] En comparación con los procedimientos de la técnica anterior, que realizaban un procesamiento por bloques y, por lo tanto, una determinación por bloques de los conjuntos de parámetros estéreo, la determinación adaptativa inventiva de conjuntos de parámetros estéreo para diferentes límites de tiempo determinados en el lado
25 del codificador proporciona por una parte una elevada eficiencia de codificación, y por otra parte una alta calidad de codificación. Esto se debe al hecho de que para señales relativamente estacionarias, puede utilizarse el mismo conjunto de parámetros estéreo para muchos bloques de las muestras de la señal mono, sin introducir errores audibles. Por otra parte, cuando están implicadas señales no estacionarias, la determinación de parámetros estéreo adaptativa inventiva proporciona una resolución temporal mejorada, de manera que cada parte de señal tiene su
30 conjunto de parámetros estéreo óptimo.

[0019] La presente invención da a conocer una solución a los problemas de la técnica anterior utilizando una unidad de reverberación como un decorrelador implementado con líneas de retardo fraccionario en un banco de filtros, y utilizando un ajuste de nivel adaptativo de la señal reverberada decorrelacionada.
35

[0020] A continuación, se explican someramente varios aspectos de la presente invención.

[0021] Un aspecto de la invención es un procedimiento para retardar una señal al: filtrar una señal en el dominio de tiempo de valor real mediante la parte de análisis del banco de filtros complejo; modificar las señales de
40 sub-banda de valor complejo obtenidas a partir del filtrado; y filtrar las señales de sub-banda de valor complejo modificadas, mediante la parte de síntesis del banco de filtros; y tomar la parte real de la señal de salida del dominio de tiempo de valor complejo, donde la señal de salida es la suma de las señales obtenidas a partir del filtrado de síntesis.

45 **[0022]** Otro aspecto de la invención es un procedimiento para modificar las señales de sub-banda de valor complejo filtrando cada señal de sub-banda de valor complejo con un filtro de respuesta finita al impulso, donde el filtro de respuesta finita al impulso para el número de sub-banda n está dado por una transformada de Fourier de la

$$H_n(\omega) = \begin{cases} \exp(-i\pi(n+1/2)\tau)G_r(\omega), & \text{para } n \text{ par;} \\ \exp(-i\pi(n+1/2)\tau)G_r(\omega+\pi), & \text{para } n \text{ impar.} \end{cases}$$

forma donde el parámetro $\tau=T/L$, y donde el banco de filtros de síntesis tiene L sub-bandas y el retardo deseado es T medido en unidades de muestra de la señal
50 de salida.

[0023] Otro aspecto de la invención es un procedimiento para modificar las señales de sub-banda de valor complejo mediante filtrado, donde el filtro $G_r(\omega)$ satisface aproximadamente $V_r(\omega)G_r(\omega)+V_r(\omega+\pi)G_r(\omega+\pi)=1$, donde

$$v_r(k) = A i^k \sum_l p(l)p(l-T-Lk),$$

$V_r(\omega)$ es la transformada de Fourier temporal discreta de la secuencia , y $p(l)$

55 es el filtro prototipo de dicho banco de filtros complejos y A es el factor de normalización real apropiado.

5 **[0024]** Otro aspecto de la invención es un procedimiento para modificar las señales de sub-banda de valor complejo mediante filtrado, donde el filtro $G_r(\omega)$ satisface $G_r(-\omega)=G_r(\omega+\pi)^*$, de tal modo que las muestras de respuesta al impulso de índice par son de valor real y las muestras de respuesta al impulso de índice impar son de valor imaginario puro.

10 **[0025]** Otro aspecto de la invención es un procedimiento para codificar las propiedades estéreo de una señal de entrada, mediante un codificador, calcular parámetros de parrilla de tiempo que describen la posición temporal para cada conjunto de parámetros estéreo, donde el número de conjuntos de parámetros estéreo es arbitrario, y en un descodificador, aplicar síntesis estéreo paramétrica de acuerdo con dicha parrilla de tiempo.

15 **[0026]** Otro aspecto de la invención es un procedimiento para codificar propiedades estéreo de una señal de entrada, donde la localización temporal para el primer conjunto de parámetros estéreo, en el caso en que una señal de tiempo para el conjunto de parámetros estéreo coincide con el comienzo de una trama, es señalizada explícitamente en lugar de señalar el puntero de tiempo.

20 **[0027]** Otro aspecto de la invención es un procedimiento para la generación de decorrelación estéreo para reconstrucción estéreo paramétrica, mediante un descodificador, aplicando un proceso de reverberación artificial para sintetizar la señal lateral.

25 **[0028]** Otro aspecto de la invención es un procedimiento para la generación de decorrelación estéreo para reconstrucción estéreo paramétrica, mediante un descodificador, realizando el proceso de reverberación dentro de un banco de filtros modulado complejo utilizando ajuste de retardos de fase en cada canal del banco de filtros. Otro aspecto de la invención es un procedimiento para la generación de decorrelación estéreo para reconstrucción estéreo paramétrica mediante, en el descodificador, el uso en el proceso de reverberación un detector diseñado para encontrar señales donde la cola de reverberación podría no desearse, y atenuar o eliminar la cola de reverberación.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

30 **[0029]** A continuación, se describirá la presente invención mediante ejemplos ilustrativos, sin limitar el alcance de la invención, haciendo referencia a los dibujos adjuntos, en los cuales:

la figura 1 muestra un diagrama de bloques del aparato inventivo;

35 la figura 2 muestra un diagrama de bloques de los medios para generar una señal decorrelacionada;

la figura 3 muestra el análisis de un solo canal y la síntesis del par de canales estéreo en base a las señales de sub-banda estéreo reconstruidas, de acuerdo con la presente invención;

40 la figura 4 muestra un diagrama de bloques de la división de los conjuntos de parámetros estéreo paramétricos en segmentos de tiempo, en base a las características de señal; y

la figura 5 muestra un ejemplo de la división de los conjuntos de parámetros estéreo paramétricos en segmentos de tiempo, en base a la característica de señal.

45

DESCRIPCIÓN DE REALIZACIONES PREFERIDAS

50 **[0030]** Las realizaciones descritas a continuación son meramente ilustrativas de los principios de la presente invención para codificación estéreo paramétrica. Debe entenderse que resultarán evidentes modificaciones y variaciones de las disposiciones y los detalles descritos en el presente documento, a los expertos en la materia. Por lo tanto, la intención es limitarse solamente mediante el ámbito de las reivindicaciones de patente independientes y no mediante los detalles específicos presentados a modo de descripción y explicación de las realizaciones del presente documento.

55 **[0031]** Retardar una señal mediante una fracción de una muestra puede conseguirse mediante varios procedimientos de interpolación de la técnica anterior. Sin embargo, surgen casos especiales cuando la señal original está disponible como muestras de valor complejo sobremuestreadas. Realizar el retardo fraccionario en el banco qmf aplicando solamente retardo de fase mediante un factor para cada canal qmf, correspondiente a un retardo de tiempo constante, tiene como resultado varios artefactos.

60

[0032] Esto puede evitarse eficazmente utilizando un filtro de compensación acorde con un enfoque novedoso que permite aproximaciones de alta calidad a retardos arbitrarios en cualquier banco de filtros complejo-exponencial-modulado. A continuación sigue una descripción detallada.

5 Un modelo de tiempo continuo

[0033] Para simplificar los cálculos, un banco de filtros de la banda L modulado exponencial complejo, se modelará en este caso mediante una transformada en ventana de tiempo continua utilizando las formas de onda de síntesis.

10

$$u_{n,k}(t) = v(t - k) \exp[i\pi(n + 1/2)(t - k + \theta)], \quad (1)$$

donde n, k son enteros con $n \geq 0$, y θ es un término de fase fijo. Se obtienen resultados para señales temporales discretas mediante el muestreo adecuado de la variable t con separación $1/L$. Se asume que la ventana de valor real $v(t)$ se elige de manera que para señales de valor real $x(t)$ se tiene, con mucha precisión, que

15

$$x(t) = 2 \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_n(k) u_{n,k}(t) \right\} \quad (2)$$

si

$$c_n(k) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) u_{n,k}^*(t) dt ,$$

donde $*$ indica conjugación compleja. Se asume asimismo que $v(t)$ está esencialmente limitada en banda al intervalo de frecuencia $[-\pi, \pi]$. Consideremos la modificación de cada banda de frecuencia n filtrando las muestras de análisis temporal discreto $c_n(k)$ con un filtro con respuesta de impulso $h_n(k)$,

20

$$d_n(k) = \sum_l h_n(l) c_n(k - l) . \quad (4)$$

25 **[0034]** Entonces, puede calcularse que la síntesis modificada

$$y(t) = 2 \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_n(k) u_{n,k}(t) \right\} \quad (5)$$

30 en el dominio de frecuencia vale

$$\hat{y}(\omega) = H(\omega) \hat{x}(\omega) ,$$

(6)

Donde $\hat{f}(\omega)$ indica transformadas de Fourier de $f(t)$ y

35

$$H(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} H_n(\omega) |\hat{v}(\omega - \pi(n + 1/2))|^2 . \quad (7)$$

[0035] Aquí, $H_n(\omega) = \sum_k h_n(k) \exp(-ik\omega)$ es la transformada de Fourier temporal discreta del filtro aplicado en la banda de frecuencia n para $n \geq 0$ y

40

$$H_n(\omega) = H_{-1-n}(-\omega)^* \quad \text{para } n < 0. \quad (8)$$

[0036] Aquí, debe observarse que el caso especial $H_n(\omega)=1$ conduce a $H(\omega)=1$ en (7), debido al diseño especial de la ventana en $v(t)$. Otro caso de interés es $H_n(\omega) = \exp(-i\omega)$, que proporciona $H(\omega) = \exp(-i\omega)$, de manera que $y(t) = x(t-1)$.

La solución propuesta

[0037] Para obtener un retardo de tamaño τ , tal como $y(t) = x(t-\tau)$, el problema es diseñar filtros $H_n(\omega)$ para $n \geq 0$, de manera que

$$H(\omega) = \exp(-i\tau\omega), \quad (9)$$

donde $H(\omega)$ está dado por (7) y (8). La solución particular propuesta en este caso es aplicar los filtros

$$H_n(\omega) = \begin{cases} \exp(-i\pi(n+1/2)\tau)G_r(\omega), & \text{para } n \text{ par;} \\ \exp(-i\pi(n+1/2)\tau)G_r(\omega+\pi), & \text{para } n \text{ impar.} \end{cases}$$

(10)

[0038] Aquí, $G_r(-\omega) = G_r(\omega+\pi)^*$ implica consistencia con (8) para todo n . La introducción de (10) en el lado derecho de (7) tiene como resultado

$$H(\omega) = \exp(-i\omega\tau) [V_r(\omega)G_r(\omega) + V_r(\omega+\pi)G_r(\omega+\pi)]$$

(11)

donde $V_r(\omega) = \sum_n b(\omega-\pi(2n+1/2))$, con $b(\omega) = \exp(i\tau\omega)|\hat{v}(\omega)|^2$. Cálculos elementales muestran que $V_r(\omega)$ es la transformada de Fourier temporal discreta de

$$v_r(k) = i^k \int_{-\infty}^{\infty} v(t)v(t-\tau-k) dt. \quad (12)$$

[0039] Pueden obtenerse aproximaciones muy buenas al retardo perfecto resolviendo el sistema lineal

$$V_r(\omega)G_r(\omega) + V_r(\omega+\pi)G_r(\omega+\pi) = 1 \quad (13)$$

en el sentido de mínimos cuadrados con un filtro FIR coeficientes de filtro, la ecuación (13) puede escribirse

$$G_r(\omega) = \sum_{k=-N}^M g_r(k) \exp(-ik\omega). \quad \text{En términos de}$$

$$2 \sum_l v_r(2k-l)g_r(l) = \delta[k], \quad (14)$$

donde $\delta[k] = 1$ para $k = 0$ y $\delta[k] = 0$ para $k \neq 0$.

[0040] En el caso de un banco de filtros de banda L temporal discreta con filtro prototipo $p(k)$, el retardo obtenido en unidades de muestra es L_τ y el cálculo (12) se sustituye con

$$v_\tau(k) = i^\tau \sum_l p(l)p(l - T - Lk), \quad (15)$$

5

donde T es el entero más próximo a L_τ . En este caso, $p(k)$ se extiende con ceros fuera de su soporte. Para un filtro prototipo de longitud finita, sólo hay un número finito de $v_\tau(k)$ diferentes de cero, y (14) es un sistema de ecuaciones lineales. El número de $g_\tau(k)$ desconocido se elige típicamente para que sea un número pequeño. Para buenos diseños de bancos de filtros QMF, 3-4 tomas proporcionan ya un comportamiento de retardo muy bueno. Además, la

10 dependencia de las tomas del filtro $g_\tau(k)$ con el parámetro de retardo τ puede a menudo modelarse satisfactoriamente mediante polinomios de orden bajo.

Señalización de parrilla de tiempo adaptativo para parámetros estéreo

15 **[0041]** Los sistemas estéreo paramétricos conducen siempre a compromisos en términos de resolución limitada temporal o de frecuencia para minimizar los datos transportados. Sin embargo, es bien sabido por la psicoacústica que algunas señales espaciales pueden ser más importantes que otras, lo que conduce a la posibilidad de descartar las señales menos importantes. Por lo tanto, la resolución temporal no tiene por qué ser constante. Puede obtenerse una gran ganancia en la velocidad binaria permitiendo que la parrilla temporal se

20 sincronice con señales espaciales. Esto puede realizarse fácilmente enviando un número variable de conjuntos de parámetros para cada trama de datos que corresponden a un segmento de tiempo de tamaño fijo. Para sincronizar los conjuntos de parámetros con señales espaciales correspondientes, es necesario enviar datos de parrilla de tiempo adicionales que describen la posición temporal para cada conjunto de parámetros. La resolución de estos punteros temporales podría elegirse siendo muy baja para mantener minimizada la cantidad total de datos. Un caso

25 especial en el que una señal de tiempo para un conjunto de parámetros coincide con el comienzo de una trama, podría señalizarse explícitamente para evitar enviar dicho puntero de tiempo.

[0042] La figura 4 muestra un aparato inventivo para llevar a cabo análisis de parámetros para segmentos de tiempo que tienen límites de tiempo variables y dependientes de la señal. El aparato inventivo incluye medios 401

30 para dividir la señal de entrada en uno o varios segmentos de tiempo. Los límites de tiempo que separan los segmentos de tiempo se proporcionan mediante medios 402. Los medios 402 utilizan un detector diseñado especialmente para extraer señales espaciales que son relevantes para decidir dónde situar los límites de tiempo. Los medios 401 emiten todas las señales de entrada divididas en uno o varios segmentos de tiempo. Esta salida es introducida en medios 403 para análisis paramétrico independiente para cada segmento de tiempo. Los medios 403

35 entregan un conjunto de parámetros por cada segmento de tiempo analizado.

[0043] La figura 5 muestra un ejemplo de cómo el generador de parrilla de tiempo puede funcionar para una señal de entrada hipotética. En este ejemplo, se utiliza un conjunto de parámetros por cada trama de datos, si no hay presente ninguna otra información de límites de tiempo. Por lo tanto, cuando no existe ninguna otra información

40 de límites de tiempo, se utilizan los límites de tiempo inherentes de la trama de datos. Los límites de tiempo representados en la figura 5 son emitidos desde los medios 402 de la figura 4. Los segmentos de tiempo representados en la figura 5 se proporcionan mediante los medios 401 de la figura 4.

[0044] El aparato para codificar una señal estéreo con el fin de obtener una señal de salida mono y el

45 conjunto de parámetros estéreo, incluye los medios para calcular la señal mono combinando un canal izquierdo y uno derecho de la señal estéreo, mediante una suma ponderada. Adicionalmente, unos medios 403 generan un primer conjunto de parámetros estéreo utilizando una parte del canal izquierdo y una parte del canal derecho, comenzando dichas partes en un primer límite de tiempo, estando conectados a los medios para determinar la validez del primer conjunto de parámetros estéreo para partes subsiguientes del canal izquierdo y el canal derecho.

50

[0045] Los medios de determinación están formados colectivamente mediante los medios 402 y 401 de la figura 1.

[0046] En particular, los medios de determinación son operativos para generar un segundo límite de tiempo y

55 para activar los medios de generación, cuando se determina que este primer conjunto de parámetros estéreo ya no es válido, de manera que se genera un segundo conjunto de parámetros estéreo para partes de los canales izquierdo y derecho que comienzan en el segundo límite de tiempo.

[0047] En la figura 4 no se muestran medios para entregar la señal mono, el primer conjunto de parámetros estéreo y el primer límite de tiempo asociado con el primer conjunto de parámetros estéreo, y el segundo conjunto de parámetros estéreo y el segundo límite de tiempo asociado con el segundo conjunto de parámetros estéreo, como la señal estéreo codificada paramétricamente. Los medios para determinar la validez de un conjunto de parámetros estéreo pueden incluir un detector de transitorios, dado que existe una probabilidad elevada de que, después de un transitorio, sea necesario generar un nuevo parámetro estéreo, puesto que la señal ha cambiado significativamente su perfil. Alternativamente, los medios de determinación de la validez pueden incluir un dispositivo de análisis mediante síntesis, que está adaptado para descodificar la señal mono y el conjunto de parámetros estéreo a efectos de obtener un canal izquierdo descodificado y un canal derecho descodificado, con el fin de comparar el canal izquierdo descodificado y el canal derecho descodificado con el canal izquierdo y el canal derecho, y de activar los medios de generación, cuando el canal izquierdo descodificado y el canal derecho descodificado se diferencian del canal izquierdo y el canal derecho en más de un umbral predeterminado.

[0048] Trama de datos 1: el segmento de tiempo correspondiente al conjunto de parámetros 1 comienza al principio de la trama de datos 1 dado que no hay presente ninguna otra información de límite de tiempo en esta trama de datos.

[0049] Trama de datos 2: están presentes dos límites de tiempo en esta trama de datos. El segmento de tiempo correspondiente al conjunto de parámetros 2 comienza en el primer límite de tiempo en esta trama de datos. El segmento de tiempo correspondiente al conjunto de parámetros 3 comienza en el segundo límite de tiempo en esta trama de datos.

[0050] Trama de datos 3: está presente un límite de tiempo en esta trama de datos. El segmento de tiempo correspondiente al conjunto de parámetros 4 comienza en el límite de tiempo en esta trama de datos.

[0051] Trama de datos 4: está presente un límite de tiempo en esta trama de datos. Este límite de tiempo coincide con el límite inicial de la trama de datos 4 y no necesita ser señalado dado que está contemplado en el caso por defecto. Por lo tanto, este límite de tiempo puede ser eliminado. El segmento de tiempo correspondiente al conjunto de parámetros 5 empieza al comienzo de la trama de datos 4, incluso sin señalar este límite de tiempo.

Utilización de reverberación artificial como procedimiento de decorrelación para reconstrucción estéreo paramétrica

[0052] Una parte fundamental de la realización de síntesis estéreo en un sistema estéreo paramétrico es reducir la coherencia entre los canales izquierdo y derecho para crear amplitud de la imagen estéreo. Esto puede realizarse añadiendo una versión filtrada de la señal mono original a la señal lateral, donde las señales lateral y mono están definidas mediante:

$$\begin{aligned} \text{mono} &= (\text{izquierda} + \text{derecha})/2, \\ &\text{y} \\ \text{lateral} &= (\text{izquierda} - \text{derecha})/2, \end{aligned}$$

respectivamente.

[0053] Para no cambiar demasiado el timbre, el filtro en cuestión deberá ser preferentemente de carácter de paso total. Un enfoque satisfactorio es utilizar filtros de paso total similares utilizados para procesos de reverberación artificial. Los algoritmos de reverberación artificial requieren normalmente una resolución temporal elevada para proporcionar una respuesta de impulso que sea satisfactoriamente difusa en el tiempo. Existen grandes ventajas en basar un algoritmo de reverberación artificial en un banco de filtros complejo, tal como el banco qmf complejo. El banco de filtros proporciona excelentes posibilidades para hacer que las propiedades de reverberación sean selectivas en frecuencia, en términos de, por ejemplo, ecualización de la reverberación, tiempo de caída, densidad y timbre. Sin embargo, las implementaciones de banco de filtros intercambian normalmente resolución temporal por resolución de mayor frecuencia, lo que normalmente complica implementar un proceso de reverberación que sea lo suficientemente suave en el tiempo. Para tratar este problema, un procedimiento novedoso debería utilizar una aproximación de retardo fraccionaria, aplicando solamente un retardo de fase mediante un factor para cada canal qmf correspondiente a un retardo temporal constante. Este procedimiento de retardo fraccionario primitivo introduce persistencia temporal, que afortunadamente es muy conveniente en este caso. Dicha persistencia temporal contribuye a la difusión temporal, que es muy deseable para algoritmos de reverberación y aumenta a medida que el retardo de fase se aproxima a $\pi/2$ o $-\pi/2$.

- [0054]** Por razones naturales, los procesos de reverberación artificial son procesos con una respuesta finita al impulso, y ofrecen caídas exponenciales naturales. En el documento [PCT/SE02/01372] se señala que si se utiliza una unidad de reverberación para generar una señal estéreo, la caída de la reverberación puede en ocasiones ser no deseada después del final de un sonido. Sin embargo, estas colas de reverberación no deseadas pueden
5 fácilmente atenuarse o eliminarse por completo simplemente variando la ganancia de la señal de reverberación. Puede utilizarse para este propósito un detector diseñado para encontrar finalizaciones de sonidos. Si la unidad de reverberación genera artefactos en algunas señales específicas, por ejemplo, transitorios, puede utilizarse asimismo un detector para dichas señales a efectos de atenuarlas.
- 10 **[0055]** La figura 1 muestra un aparato inventivo para el procedimiento de decorrelación de señales que se utiliza en un sistema estéreo paramétrico. El aparato inventivo incluye medios 101 para proporcionar una serie de señales de sub-banda. Los medios de provisión pueden ser un banco de filtros QMF complejo, en el que cada señal es asociada con un índice de sub-banda.
- 15 **[0056]** Las señales de sub-banda emitidas mediante los medios 101 de la figura 1 son introducidas en medios 102 para proporcionar una señal decorrelacionada 102, y en medios 103 y 106 para modificar la señal de sub-banda. La salida de 102 es introducida en medios 104 y 105 para modificar la señal, y las salidas de 103, 104, 105 y 106 son introducidas en medios 107 y 108 para sumar las señales de sub-banda.
- 20 **[0057]** En la realización de la invención descrita actualmente, los medios de modificación 103, 104, 105 y 106 de las señales de sub-banda regulan el nivel de la señal decorrelacionada y la señal no procesada que es la salida de 101, multiplicando la señal de sub-banda por un factor de ganancia, de manera que cada suma de cada par tiene como resultado una señal con la cantidad de señal decorrelacionada proporcionada por los parámetros de control. Debe observarse que los factores de ganancia utilizados en los medios de codificación 103 a 106 no se limitan a un
25 valor positivo. Pueden ser asimismo un valor negativo.
- [0058]** La salida de los medios 107 y 108 para sumar señales de sub-banda es introducida a los medios 109 y 110 para proporcionar una señal en el dominio de tiempo. La salida de 109 corresponde al canal izquierdo de la señal estéreo reconstruida, y la salida de 110 corresponde al canal derecho de la señal estéreo reconstruida. En la
30 realización descrita en este caso, se utiliza el mismo decorrelador para ambos canales de salida, mientras que los medios para sumar la señal decorrelacionada con la señal no procesada son diferentes para los dos canales de salida. La realización descrita actualmente asegura por lo tanto que las dos señales de salida pueden ser idénticas así como estar completamente decorrelacionadas, dependiendo de los datos de control proporcionados a los medios para ajustar los niveles de las señales, y de los datos de control proporcionados a los medios para sumar las
35 señales.
- [0059]** En la figura 2 se muestra un diagrama de bloques de los medios para proporcionar una señal decorrelacionada. La señal de sub-banda de entrada es introducida a los medios 201 para filtrar una señal de sub-banda. En la realización de la presente invención descrita actualmente, la etapa de filtrado es una unidad de
40 reverberación que incorpora un filtrado de paso total. Los coeficientes del filtro utilizados son proporcionados mediante los medios 202 para proporcionar coeficientes del filtro. El índice de sub-banda de la señal de sub-banda procesada actualmente es introducido a 202. En una realización de la presente invención, se calculan diferentes coeficientes de filtrado en base al índice de sub-banda proporcionado a 202. La etapa de filtrado en 201, depende de muestras retardadas de la señal de sub-banda de entrada así como de muestras retardadas de señales intermedias
45 en el procedimiento de filtrado.
- [0060]** Una característica esencial de la presente invención es que se proporcionan mediante 203 medios para proporcionar un retardo de muestra de sub-banda entero y un retardo de muestra de sub-banda fraccionario. La salida de 201 es introducida en medios para regular el nivel de la señal de sub-banda 204, y asimismo en medios
50 205 para estimar características de señal, de la señal de sub-banda. En una realización preferida de la presente invención, la característica estimada es el comportamiento transitorio de la señal de sub-banda. En esta realización, un transitorio detectado es señalizado a los medios 204 de regulación del nivel de la señal de sub-banda, de manera que el nivel de la señal se reduce durante los pasos de transitorios. La salida de 204 es la señal decorrelacionada introducida en 104 y 105 de la figura 1.
- 55 **[0061]** En la figura 3 se muestran el banco de filtros de análisis individual y los dos bancos de filtros de síntesis. El banco de filtros de análisis 301 funciona sobre la señal de entrada mono, mientras que los bancos de filtros de síntesis 302 y 303 funcionan sobre las señales estéreo reconstruidas.

[0062] Por lo tanto, la figura 1 muestra el aparato inventivo para generar una señal de decorrelación que se indica mediante la referencia 102. Tal como se muestra en las figuras 1 o 3, este aparato incluye medios para proporcionar una serie de señales de sub-banda, en el que una señal de sub-banda incluye la secuencia de al menos dos muestras de sub-banda, la secuencia de las muestras de sub-banda representando un ancho de banda de la señal de sub-banda que es menor que un ancho de banda de la señal de entrada. Cada señal de sub-banda es introducida en los medios 201 de filtrado. Cada medio 201 de filtrado incluye un filtro de reverberación, de manera que se obtiene una serie de señales de sub-banda reverberadas, en el que dicha serie de señales de sub-banda reverberadas representan conjuntamente la señal de decorrelación. Preferentemente, tal como se muestra en la figura 2, puede existir un postprocesamiento a nivel de sub-banda, de señales de sub-banda reverberadas, que se lleva a cabo mediante el bloque 204, que está controlado mediante el bloque 205.

[0063] Cada filtro de reverberación se configura con un cierto retardo, y preferentemente un retardo fraccionario, y cada filtro de reverberación tiene varios coeficientes de filtro que, tal como se muestra en la figura 2, dependen del índice de sub-banda. Esto significa que es preferible utilizar el mismo retardo para cada sub-banda, pero utilizar conjuntos diferentes de coeficientes de filtro para las diferentes sub-bandas. Esto se simboliza mediante los medios 203 y 202 de la figura 2, aunque en este caso debe mencionarse que los retardos y los coeficientes de filtro se determinan preferiblemente de manera fija cuando se embarca un dispositivo de decorrelación, en el que los retardos y los coeficientes de filtro pueden determinarse empíricamente utilizando pruebas de audición, etc.

[0064] Mediante la figura 1 se muestra un descodificador multicanal, e incluye el aparato inventivo para generar la señal de correlación, que se indica como 102 en la figura 1. El descodificador multicanal mostrado en la figura 1 es para descodificar una señal mono y una medición de coherencia entre canales asociada, representando la medición de coherencia entre canales una coherencia entre una serie de canales originales, en el que la señal mono se obtiene a partir de dicha serie de canales originales. El bloque 102 de la figura 1 constituye un generador para generar una señal de decorrelación para la señal mono. Los bloques 103, 104, 105, 106, 107 y 108 constituyen un mezclador para mezclar la señal mono y la señal de decorrelación, de acuerdo con el primer modo de mezclado a efectos de obtener una primera señal de salida descodificada, y de acuerdo con el segundo módulo de mezclado a efectos de obtener una segunda señal de salida descodificada, en el que el mezclador es operativo para determinar el primer módulo de mezclado y el segundo módulo de mezclado en base a la medición de coherencia entre canales transmitida como información lateral a la señal mono.

[0065] Preferiblemente, el mezclador es operativo para mezclar en un dominio de sub-bandas, en base a mediciones de coherencia entre canales independientes para diferentes sub-bandas. En este caso, el descodificador multicanal comprende además medios 109 y 110 para transformar la primera y la segunda señales de salida descodificadas, del dominio de sub-banda al dominio de tiempo, a efectos de obtener una primera señal de salida descodificada y una segunda señal de salida descodificada en el dominio de tiempo. Por lo tanto, los medios inventivos 102 para generar una señal de decorrelación y el descodificador multicanal inventivo que se muestra en la figura 1, funcionan en el dominio de sub-bandas y llevan a cabo, como última etapa, una transformación del dominio de sub-bandas al dominio de tiempo.

[0066] En función de la situación real, el dispositivo inventivo puede implementarse en equipamiento físico o en soporte lógico, o en un soporte lógico inalterable que incluye componentes de equipamiento físico y componentes de soporte lógico. Cuando se implementa parcial o totalmente en soporte lógico, la invención es asimismo un programa informático con código legible por ordenador para llevar a cabo los procedimientos inventivos cuando se ejecuta en un ordenador.

REIVINDICACIONES

1. Aparato (102) para generar una señal de decorrelación usando una señal de entrada, que comprende:

5 medios (101) para proporcionar una pluralidad de señales de sub-banda, en el que una señal de sub-banda incluye una secuencia de al menos dos muestras de sub-banda, representando la secuencia de las muestras de sub-banda un ancho de banda de la señal de sub-banda, que es menor que un ancho de banda de la señal de entrada;

medios (201) para filtrar cada señal de sub-banda utilizando un filtro de reverberación para obtener una pluralidad de
10 señales de sub-banda reverberadas;

caracterizado por

para cada señal de sub-banda de la pluralidad de señales de sub-banda, medios (205) para estimar una
15 característica de señal de una señal de sub-banda; y

para cada señal de sub-banda de la pluralidad de señales de sub-banda, medios (204) para ajustar un nivel de la
señal de sub-banda, en el que los medios (204) para ajustar un nivel de la señal de sub-banda son controlados por
los medios (205) para estimar una característica de señal, en el que la pluralidad de señales de sub-banda
20 reverberadas constituye la señal de decorrelación.

2. Aparato de acuerdo con la reivindicación 1, en el que los medios (205) para estimar una característica
de señal de una señal de sub-banda están configurados para estimar un comportamiento transitorio de la señal de
sub-banda, y en los que los medios (204) para ajustar un nivel de la señal de sub-banda están configurados para
25 reducir el nivel de la señal de sub-banda durante un paso transitorio señalizado por los medios (205) para estimar
una característica de señal de una señal de sub-banda.

3. Aparato de acuerdo con la reivindicación 1 o 2, en el que los medios (201) para filtrar son operativos
para aplicar un retardo fraccional a una señal de sub-banda, siendo el retardo fraccional mayor de "0" y menor que
30 un período de muestreo de la señal de sub-banda.

4. Aparato de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, en el que los medios (101) para
proporcionar una pluralidad de señales de sub-banda comprenden un banco de filtros QMF (QMF = filtro de espejo
en cuadratura) que tiene una pluralidad de canales QMF, y en el que el filtro de reverberación (201) es operativo
35 para aplicar un retardo de fase por un factor para cada canal QMF correspondiente a un retardo de tiempo
constante.

5. Aparato de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, en el que el filtro de reverberación
(201) está adaptado para tener diferentes conjuntos de coeficientes de filtro para cada señal de sub-banda.
40

6. Aparato de acuerdo con una de las reivindicaciones precedentes, en el que los medios (101) para
proporcionar una pluralidad de señales de sub-banda están configurados para proporcionar señales de sub-banda
críticamente muestreadas.

45 7. Aparato de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, en el que los medios (201) para filtrar
cada señal de sub-banda están configurados para aplicar los filtros

$$H(\omega) = \exp(-i\omega\tau) [V_{\tau}(\omega)G_{\tau}(\omega) + V_{\tau}(\omega + \pi)G_{\tau}(\omega + \pi)],$$

50 en el que $V_{\tau}(\omega) = \sum_n b(\omega - \pi(2n+1/2))$,

en el que $b(\omega) = \exp(i\tau\omega) |v(\omega)|^2$,

en el que $V_{\tau}(\omega)$ es la transformada de Fourier de tiempo discreto de

55

$$v_{\tau}(k) = i^k \sum_l p(l) p(l - T - Lk),$$

en el que los medios (101) para proporcionar una pluralidad de señales de sub-banda comprenden una parte de análisis de un banco de filtros complejo,

en el que el banco de filtros complejo comprende una parte de síntesis del banco de filtros complejo,

5

en el que L es un número de sub-bandas de la parte de síntesis del banco de filtros complejo,

en el que $\tau=T/L$, en el que T es un retardo deseado en unidades de muestra de una señal de salida, comprendiendo la señal de salida una suma de señales obtenidas de un filtrado de síntesis usando la parte de síntesis del banco de

10

filtros complejo,

en el que el filtro $G_r(\omega)$ es tal que los valores de respuesta de impulso indexados pares son valores reales y los valores de respuesta de impulso indexados impares son de valor puramente imaginario, y

15

en el que $p(l)$ es un filtro prototipo del banco de filtros complejo, y en el que l y k son índices.

8. Decodificador multicanal para decodificar una señal mono y una medida de coherencia entre canales asociada, representando la medida de coherencia entre canales una coherencia entre una pluralidad de canales originales, derivando la señal mono de la pluralidad de canales originales, que comprende:

20

un generador (102) para generar una señal de decorrelación a partir de la señal mono de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 7;

un mezclador (103, 104, 105, 106, 107, 108) para mezclar la señal mono y la señal de decorrelación de acuerdo con un primer modo de mezcla para obtener una primera señal de salida descodificada y de acuerdo con un segundo modo de mezcla para obtener una segunda señal de salida descodificada, en el que el mezclador es operativo para determinar el primer modo de mezcla y el segundo modo de mezcla basado en la medida de coherencia entre canales.

25

9. Decodificador multicanal de acuerdo con la reivindicación 8, en el que el mezclador es operativo para mezclar en un dominio de sub-banda basado en medidas de coherencia entre canales separadas para diferentes sub-bandas, y

30

que comprende además medios (109, 110) para convertir la primera y la segunda señales de salida descodificadas del dominio de sub-banda en el dominio de tiempo para obtener la primera y segunda señales de salida descodificadas en el dominio de tiempo.

35

10. Decodificador multicanal de acuerdo con la reivindicación 8 o 9, en el que la pluralidad de canales originales incluye un canal estéreo izquierdo y un canal estéreo derecho, y en el que la primera señal de salida descodificada es un canal estéreo izquierdo descodificado, y en el que la segunda señal de salida descodificada es un canal estéreo derecho descodificado.

40

11. Decodificador multicanal de acuerdo con una de las reivindicaciones 7 a 9, en el que el mezclador incluye medios (103, 106) para modificar un nivel de señal de una sub-banda de la señal mono o medios (104) y (105) para modificar un nivel de señal de la sub-banda de la señal de decorrelación.

45

12. Decodificador multicanal de acuerdo con la reivindicación 10 u 11, en el que el mezclador incluye un sumador (107) para añadir una sub-banda modificada de la señal mono y una sub-banda modificada de la señal de decorrelación para obtener una sub-banda de un primer canal de salida descodificada o el segundo canal de salida descodificada.

50

13. Procedimiento para generar una señal de decorrelación usando una señal de entrada, que comprende:

55

proporcionar (101) una pluralidad de señales de sub-banda, en el que una señal de sub-banda incluye una secuencia de al menos dos muestras de sub-banda, representando la secuencia de las muestras de sub-banda un ancho de banda de la señal de sub-banda, que es menor que un ancho de banda de la señal de entrada; y

filtrar (201) cada señal de sub-banda usando un filtro de reverberación para obtener una pluralidad de señales de sub-banda reverberadas, en el que una pluralidad de señales de sub-banda reverberadas juntas representan la señal de decorrelación;

5 caracterizado por

para cada señal de sub-banda de la pluralidad de señales de sub-banda, estimar (205) una característica de señal de una señal de sub-banda; y

10 para cada señal de sub-banda de la pluralidad de señales de sub-banda, ajustar (204) un nivel de la señal de sub-banda, en el que la etapa (204) de ajustar un nivel de la señal de sub-banda se controla mediante la etapa (205) de estimar una característica de señal, en donde la pluralidad de señales de sub-banda reverberadas constituye la señal de decorrelación.

15 14. Procedimiento de descodificación multicanal para descodificar una señal mono y una medida de coherencia entre canales asociada, representando la medida de coherencia entre canales una coherencia entre una pluralidad de canales originales, derivando la señal mono de la pluralidad de canales originales, que comprende:

generar (102) una señal de decorrelación de la señal mono de acuerdo con el procedimiento de la reivindicación 13;

20

mezclar (103, 104, 105, 106, 107, 108) la señal mono y la señal de decorrelación de acuerdo con un primer modo de mezcla para obtener una primera señal de salida descodificada y de acuerdo con un segundo modo de mezcla para obtener una segunda señal de salida descodificada, en el que el mezclador es operativo para determinar el primer modo de mezcla y el segundo modo de mezcla basado en la medida de coherencia entre canales.

25

15. Programa de ordenador que tiene un código legible por ordenador para realizar el procedimiento de la reivindicación 13 o el procedimiento de la reivindicación 14, cuando se ejecuta en un ordenador.

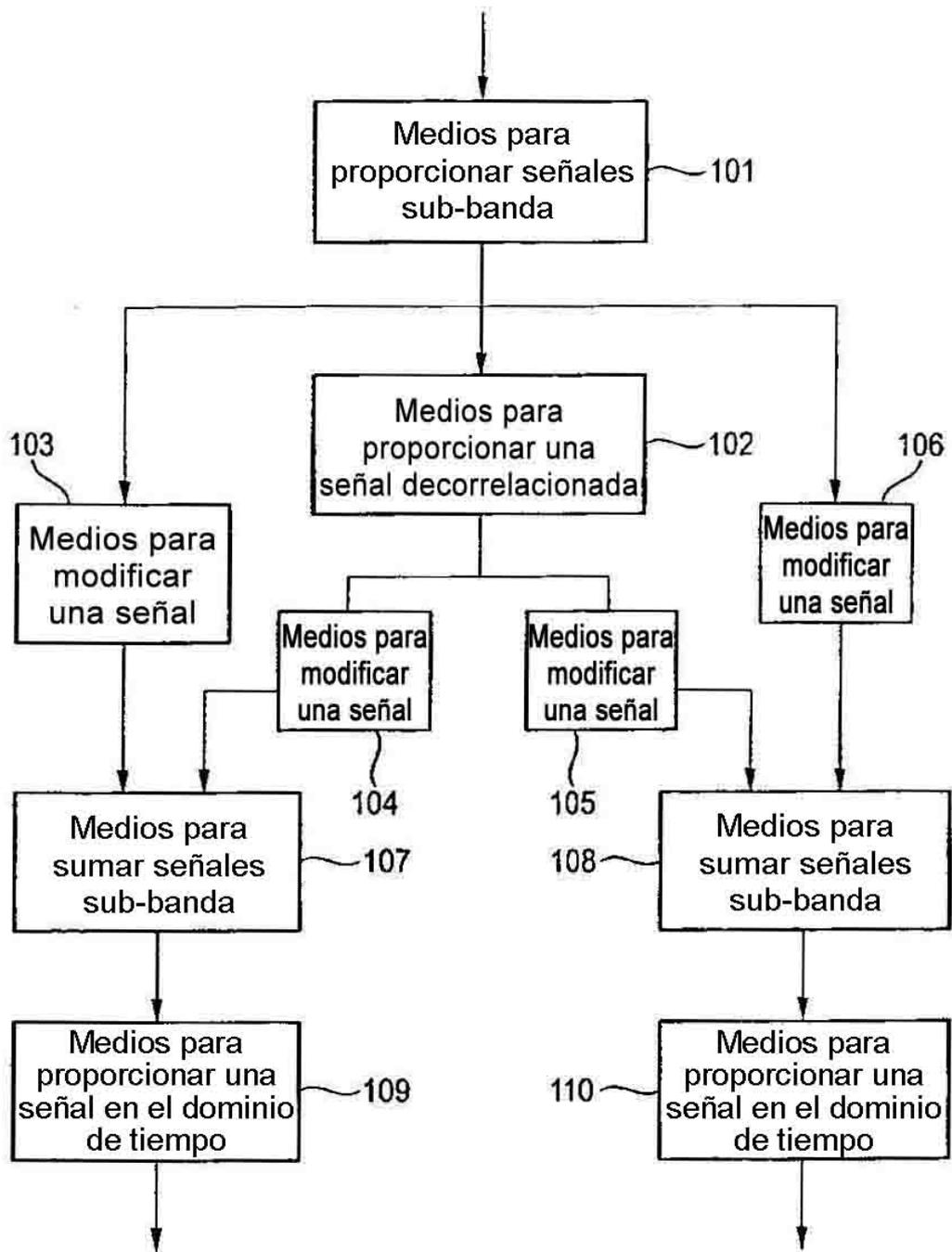


FIG. 1

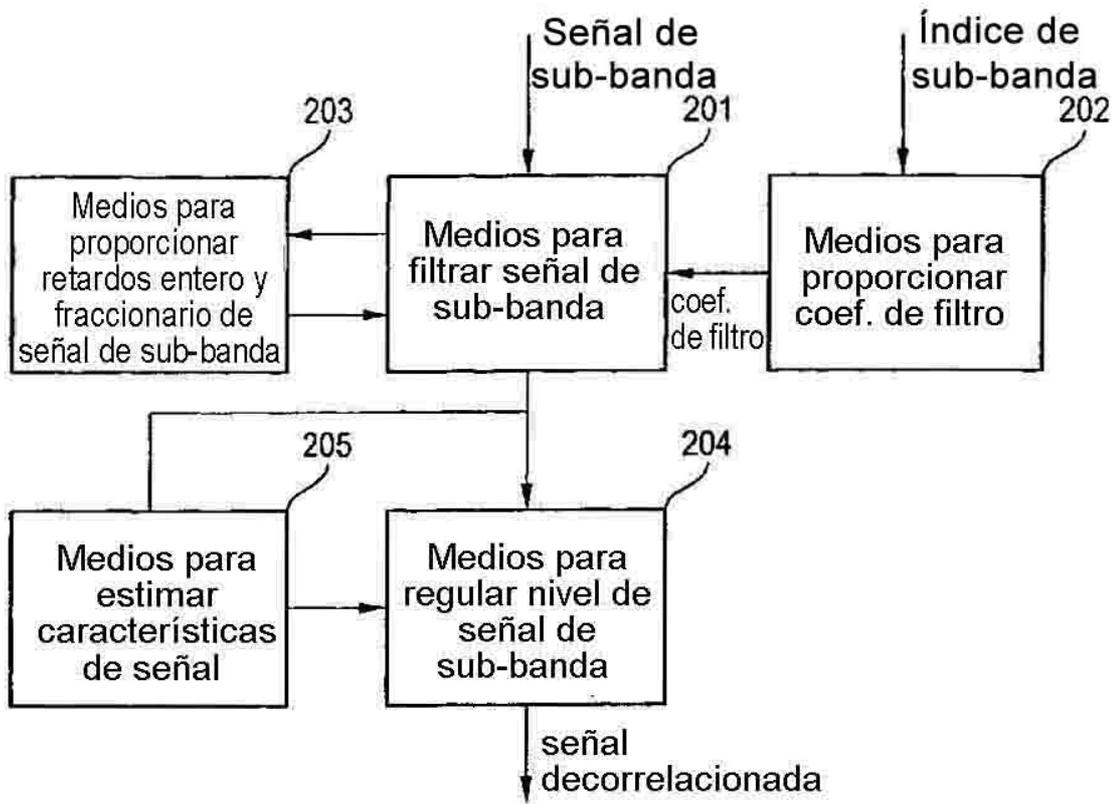


FIG. 2

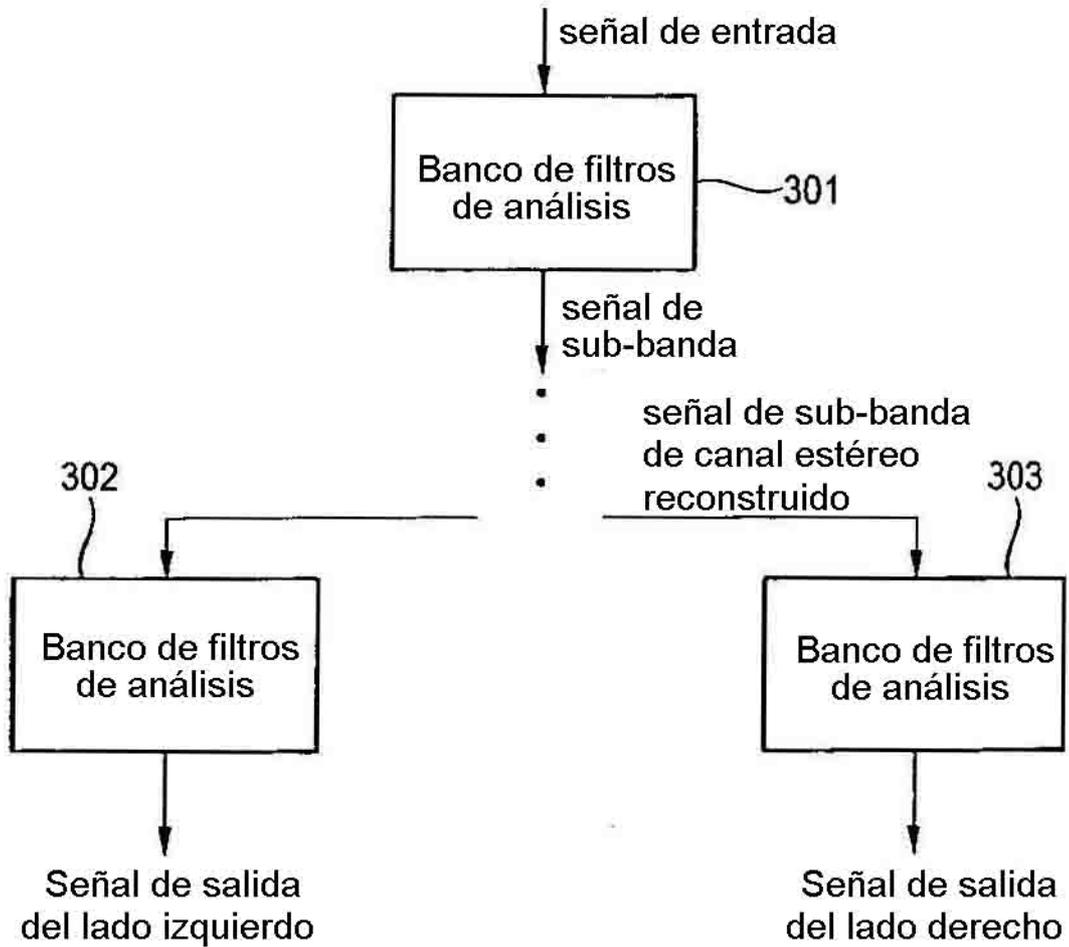


FIG. 3

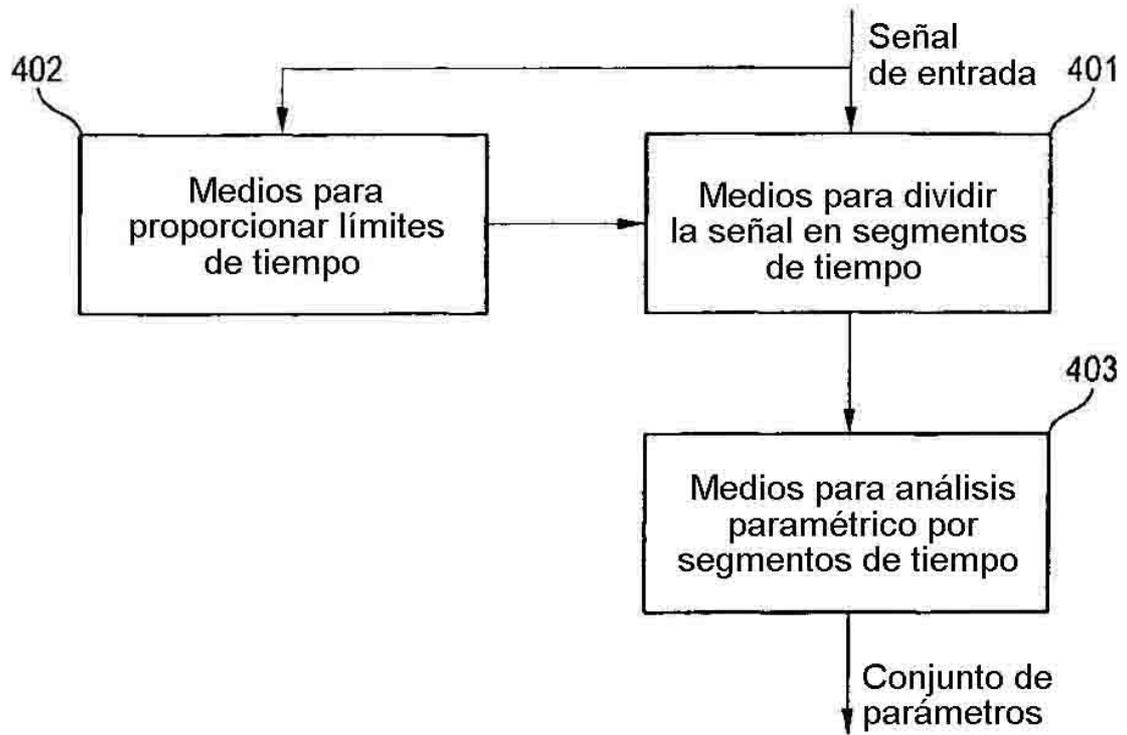


FIG. 4

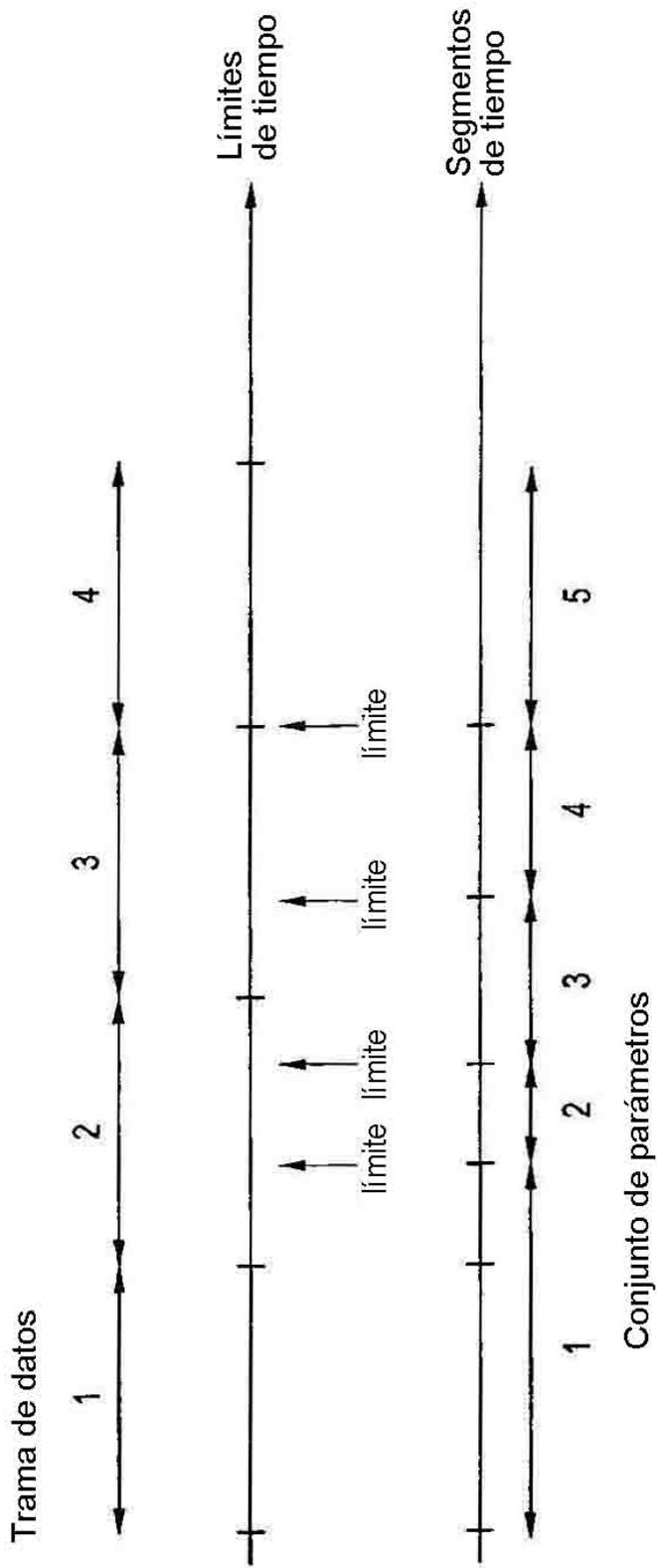


FIG. 5