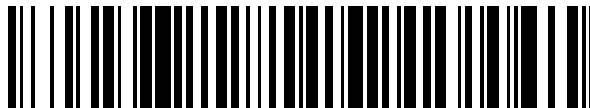


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 714 153**

51 Int. Cl.:

G10L 19/02 (2013.01)

H04S 5/00 (2006.01)

G10L 19/008 (2013.01)

H04S 3/00 (2006.01)

H04S 1/00 (2006.01)

G10L 19/24 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **10.07.2002 E 16181505 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **09.01.2019 EP 3104367**

54 Título: **Decodificación de audio estéreo paramétrico**

30 Prioridad:

10.07.2001 SE 0102481

15.03.2002 SE 0200796

09.07.2002 SE 0202159

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

27.05.2019

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

**HENN, FREDERIK;
KJÖRLING, KRISTOFER;
LILJERYD, LARS GUSTAF;
RÖDEN, JONAS y
ENGDEGARD, JONAS**

74 Agente/Representante:

ARIZTI ACHA, Monica

ES 2 714 153 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

Decodificación de audio estéreo paramétrico

5 **Campo técnico**

La presente invención se refiere a sistemas de codificación de fuente de audio a baja tasa de bits. Se introducen diversas representaciones paramétricas de propiedades estéreas de una señal de entrada y se explica la aplicación de las mismas en el lado del decodificador, abarcando desde codificación pseudoestéreo a codificación estéreo completa de envolventes espectrales, la última de éstas es especialmente adecuada para códecs basados en HFR.

Antecedentes de la invención

Las técnicas de codificación de fuente de audio pueden dividirse en dos clases: codificación de audio natural y codificación de voz. A las tasas de bits medias a altas, la codificación de audio natural se usa normalmente para señales de música y voz, y es posible la transmisión y reproducción estéreo. En aplicaciones en las que únicamente se dispone de bajas tasas de bits, por ejemplo, en audio en flujo continuo por Internet dirigidas a usuarios con conexiones telefónicas por módem lentas, o en los sistemas de radiodifusión digital AM emergentes, es inevitable la codificación mono del material del programa de audio. Sin embargo, sigue deseándose una sensación estéreo, en particular cuando se escucha con auriculares, en cuyo caso se percibe una señal mono pura como si proviniese de "dentro de la cabeza", lo cual puede resultar una experiencia desagradable.

Un enfoque para tratar este problema es sintetizar una señal estéreo en el lado del decodificador a partir de una señal mono pura recibida. A lo largo de los años se han propuesto varios generadores "pseudoestéreo" diferentes. Por ejemplo, en la patente estadounidense 5.883.962, se describe la mejora de señales monos por medio de la adición de versiones retardadas/desfasadas de una señal a la señal sin procesar, creando de este modo una ilusión estéreo. Con ello, la señal procesada se añade a la señal original para cada una de las dos salidas a niveles iguales pero con signos opuestos, garantizando que las señales de mejora se cancelen si los dos canales se añaden posteriormente en la trayectoria de la señal. En el documento PCT WO 98/57436 se muestra un sistema similar, aunque sin la compatibilidad mono anterior de la señal mejorada. Los métodos de la técnica anterior tienen en común que se aplican como procesos posteriores puros. En otras palabras, no se facilita al decodificador información alguna acerca del grado de amplitud estéreo, dejando a un lado la posición en la fase de sonido estéreo. Por tanto, la señal pseudoestéreo puede asemejarse o no al carácter estéreo de la señal original. Una situación particular en la que los sistemas de la técnica anterior resultan deficientes es cuando la señal original es una señal mono pura, lo cual es a menudo el caso en las grabaciones de voz. Esta señal mono se convierte a ciegas en una señal estéreo sintética en el decodificador, lo cual en el caso de la voz origina artefactos perturbadores y puede reducir la claridad y la inteligibilidad de la voz.

Otros sistemas de la técnica anterior dirigidos a la transmisión estéreo real a bajas tasas de bits emplean normalmente un esquema de codificación de suma y diferencia. Por tanto, las señales originales izquierda (L) y derecha (R) se convierten en una señal de suma, $S = (L+R)/2$, y una señal de diferencia, $D = (L-R)/2$, y seguidamente se codifican y transmiten. El receptor decodifica las señales S y D , tras lo cual se recrea la señal L/R original a través de las operaciones $L = S + D$, y $R = S - D$. La ventaja de esto es que con gran frecuencia se dispone de una redundancia entre L y R , con lo que la información en D a codificar es menor, requiriendo menos bits que en S . Claramente, el caso extremo es una señal mono pura, es decir, L y R son idénticas. Un códec L/R convencional codifica esta señal mono dos veces, mientras que un códec S/D detecta esta redundancia y la señal D no requiere (de forma ideal) ningún bit en absoluto. Otro extremo se representa mediante la situación en la que $R = -L$, correspondiente a señales "fuera de fase". Ahora, la señal S es cero, mientras que la señal D computa para L . Nuevamente, el esquema S/D tiene una clara ventaja frente a la codificación L/R estándar. Sin embargo, teniendo en cuenta la situación en la que, por ejemplo, $R = 0$ durante una transición, lo cual no era extraño en los primeros tiempos de las grabaciones estéreo. Tanto S como D igualan $L/2$, y el esquema S/D no ofrece ninguna ventaja. Por el contrario, la codificación L/R trata esto muy bien: la señal R no requiere ningún bit. Por esta razón, los códecs de la técnica anterior emplean conmutación adaptativa entre estos dos esquemas de codificación, dependiendo de qué método es más beneficioso para usarlo en un momento dado. Los ejemplos anteriores son meramente teóricos (excepto en el caso mono dual, que es común en los programas de únicamente voz). Por tanto, el material de los programas estéreo del mundo real contiene importantes cantidades de información estéreo, e incluso si se lleva a cabo la conmutación anterior, la tasa de bits resultante a menudo es aún demasiado alta para muchas aplicaciones. Además, como puede observarse de las relaciones de resintetización anteriores, no es viable una cuantificación muy poco definida de la señal D en un intento de reducir adicionalmente la tasa de bits, ya que los errores de cuantificación se traducen en errores de nivel no despreciables en las señales L y R . Se conoce según la solicitud de patente europea EP0273567A1, un sistema de codificación estéreo en el que las señales de suma y diferencia se transmiten en una corriente de bits multiplexada.

Según la patente estadounidense n.º US5.671.287, se conoce un generador de señal estereofónica que usa un

parámetro de control de amplitud estéreo.

Sumario de la invención

5 La invención proporciona un receptor según la reivindicación 1 y un método de recepción según la reivindicación 12.

La presente invención se refiere a la detección de propiedades estéreo de señal antes de codificación y transmisión. En la forma más sencilla, un detector mide la cantidad de perspectiva estéreo que está presente en la señal estéreo de entrada. Esta cantidad se transmite a continuación como un parámetro de amplitud estéreo, junto con una suma mono codificada de la señal original. El receptor decodifica la señal mono, y aplica la cantidad apropiada de amplitud estéreo, usando un generador pseudoestéreo, que se controla mediante dicho parámetro. Como un caso especial, una señal de entrada mono se señala como amplitud estéreo cero y correspondientemente no se aplica síntesis estéreo en el decodificador. Preferiblemente, medidas útiles de la amplitud estéreo pueden obtenerse por ejemplo a partir de la señal de diferencia o de la correlación cruzada del canal original izquierdo y derecho. El valor de tales cálculos puede mapearse a un número pequeño de estados, que se transmiten a una tasa fija apropiada en tiempo o según sea necesario. Un aspecto a modo de ejemplo enseña cómo filtrar las componentes estéreo sintetizadas para reducir el riesgo de desenmascarar artefactos de codificación que normalmente se asocian con señales codificadas a tasas de bits bajas.

20 Como alternativa, el equilibrio estéreo total o localización en el campo estéreo se detecta en el codificador. Esta información, opcionalmente junto con el parámetro de amplitud anterior, se transmite eficientemente como un parámetro de equilibrio, junto con la señal mono codificada. Por tanto, los desplazamientos a cualquier lado de la etapa de sonido pueden recrearse en el decodificador, alterando de forma correspondiente las ganancias de los dos canales de salida. Según la invención, este parámetro de equilibrio estéreo puede obtenerse a partir del cociente de las potencias de señal izquierda y derecha. La transmisión de los dos tipos de parámetros requiere muy pocos bits, en comparación con la codificación estéreo completa, con lo que la demanda de tasa de bits total se mantiene baja. En una versión más elaborada de la invención, que ofrece una representación estéreo paramétrica más precisa, se usan varios parámetros de equilibrio y amplitud estéreo, representando cada uno bandas de frecuencia independientes.

30 El parámetro de equilibrio, generalizado a una operación por banda de frecuencia, junto con una operación por banda correspondiente de un parámetro de nivel, calculado como la suma de las potencias de señal izquierda y derecha, permite una nueva representación, detallada de forma arbitraria, de la densidad espectral de potencia de una señal estéreo. Un beneficio particular de esta representación, además de los beneficios de la redundancia estéreo, de la cual también sacan ventaja los sistemas *S/D*, es que la señal de equilibrio puede cuantificarse con menos precisión que el nivel mencionado, dado que el error de cuantificación, al convertirse nuevamente a una envolvente espectral estéreo, ocasiona un "error en espacio", es decir, la ubicación percibida en el panorama estéreo, en lugar de un error de nivel. De forma análoga a un sistema *L/R* y *S/D* conmutado tradicional, el esquema nivel/equilibrio puede interrumpirse de forma adaptativa en favor de una señal de nivel *L/nivel R*, que es más eficaz cuando la señal total está intensamente desfasada hacia cualquier canal. El esquema de codificación de envolvente espectral anterior puede utilizarse cada vez que se requiera una codificación eficaz de envolventes espectrales de potencia, y puede incorporarse como una herramienta en los nuevos códecs de fuente estéreo. Una aplicación particularmente interesante es en sistemas HFR que se guían mediante información acerca de la envolvente de banda alta de la señal original. En un sistema de este tipo, la banda baja se codifica y decodifica por medio de un códec arbitrario, y la banda alta se regenera en el decodificador utilizando la señal de banda baja decodificada y la información de envolvente de banda alta transmitida [documento PCT WO 98/57436]. Además, se ofrece la posibilidad de construir un códec estéreo basado en HFR escalable, bloqueando la codificación de envolvente con la operación de nivel/equilibrio. Con ello, los valores de nivel se suministran en el flujo de bits principal que, dependiendo de la implementación, decodifica normalmente a una señal mono. Los valores de equilibrio se suministran en el flujo de bits secundario que está disponible, además del flujo de bits principal, para receptores cercanos al transmisor, tomando como ejemplo un sistema de radiodifusión AM digital IBOC (canal dentro de banda). Cuando se combinan los dos flujos de bits, el decodificador produce una señal de salida estéreo. Además de los valores de nivel, el flujo de bits principal puede contener parámetros estéreo, por ejemplo, un parámetro de amplitud. Por tanto, la decodificación de este flujo de bits sola ya produce una salida estéreo que se mejora cuando están disponibles ambos flujos de bits.

Breve descripción de los dibujos

60 La presente descripción se describirá ahora a modo de ejemplos ilustrativos, sin limitar el alcance o el espíritu de la invención, en relación con los dibujos adjuntos, en los que:

la figura 1 ilustra un sistema de codificación de fuente que contiene un codificador mejorado mediante un módulo codificador estéreo paramétrico y un decodificador mejorado mediante un módulo decodificador estéreo paramétrico,

la figura 2a es un bloque esquemático de un módulo decodificador estéreo paramétrico,

la figura 2b es un bloque esquemático de un generador pseudoestéreo con entradas de parámetros de control,

la figura 2c es un bloque esquemático de un ajustador de equilibrio con entradas de parámetros de control,

la figura 3 es un bloque esquemático de un módulo decodificador estéreo paramétrico que usa generación pseudoestéreo multibanda combinada con ajuste de equilibrio multibanda,

la figura 4a es un bloque esquemático del lado del codificador de un códec estéreo basado en HFR escalable, que emplea codificación de nivel/equilibrio de la envolvente espectral,

la figura 4b es un bloque esquemático del lado del decodificador correspondiente

Descripción de realizaciones preferidas

Las realizaciones descritas más adelante son meramente ilustrativas para los principios de la presente invención. Se entiende que modificaciones y variaciones de las disposiciones y los detalles descritos en el presente documento resultarán evidentes para los expertos en la técnica. Por tanto, la intención es limitarse únicamente mediante el alcance de las reivindicaciones de patente a continuación, y no mediante los detalles específicos presentados a modo de descripción y explicación de las realizaciones en el presente documento. Para mayor claridad, todos los ejemplos a continuación asumen sistemas de dos canales, pero como es evidente para los expertos en la técnica, los métodos pueden aplicarse a sistemas multicanal, tales como un sistema 5.1.

La figura 1 muestra cómo puede mejorarse un sistema de codificación de fuente arbitrario que comprende un codificador, 107, y un decodificador, 115, en el que el codificador y decodificador operan en el modo monoaural, mediante la codificación estéreo paramétrica según la invención. Indicando L y R las señales de entrada analógicas izquierda y derecha, que se suministran a un conversor AD, 101. La salida del conversor AD se convierte a mono, 105, y la señal mono se codifica, 107. Adicionalmente, la señal estéreo se dirige a un codificador estéreo paramétrico, 103, que calcula uno o varios parámetros estéreo que se describirán a continuación. Estos parámetros se combinan con la señal mono codificada por medio de un multiplexor, 109, formando un flujo de bits, 111. El flujo de bits se almacena o se transmite y posteriormente se extrae en el lado del decodificador por medio de un demultiplexor, 113. La señal mono se decodifica, 115, y se convierte en una señal estéreo mediante un decodificador estéreo paramétrico, 119, que usa el (los) parámetro(s) estéreo, 117, como señal(es) de control. Finalmente, la señal estéreo se dirige al conversor DA, 121, que suministra las salidas analógicas, L' y R' . La topología según la figura 1 es común a un conjunto de métodos de codificación estéreo paramétrica que se describirá detalladamente, comenzando con las versiones menos complejas.

Un método de parametrización de propiedades estéreo usadas por el receptor de la invención es determinar la amplitud estéreo de la señal original en el lado del codificador. Una primera aproximación de la amplitud estéreo es la señal de diferencia $D = L - R$, ya que, aproximadamente, un alto grado de similitud entre L y R computa para un valor pequeño de D y viceversa. Un caso especial es mono dual, en el que $L = R$ y, por tanto, $D = 0$. Por tanto, incluso este sencillo algoritmo es capaz de detectar el tipo de señal de entrada mono comúnmente asociada a las emisiones de noticias, en cuyo caso no se desea pseudoestéreo. Sin embargo, una señal mono que se suministra a L y R a diferentes niveles no produce una señal D cero, incluso si la amplitud percibida es cero. Por tanto, en la práctica podrían necesitarse detectores más elaborados que emplean, por ejemplo, métodos de correlación cruzada. Habría que asegurarse de que el valor que describe la diferencia o correlación izquierda-derecha esté normalizado de alguna manera con el nivel total de señal para conseguir un detector independiente del nivel. Un problema con el detector mencionado anteriormente es el caso en el que se mezcla voz mono con una señal estéreo mucho más débil, por ejemplo, ruido estéreo o música de fondo durante transiciones voz a música/música a voz. En las pausas de la voz, el detector indicará entonces una señal estéreo amplia. Esto se solventa normalizando el valor de amplitud estéreo con una señal que contiene información del nivel de energía total anterior, por ejemplo, una señal de disminución de pico de la energía total. Además, para evitar que el detector de amplitud estéreo se active por un ruido de alta frecuencia o una distorsión de alta frecuencia de diferente canal, las señales del detector deberían filtrarse previamente mediante un filtro paso bajo, normalmente con una frecuencia de corte algo por encima de un segundo formante de la voz y opcionalmente también mediante un filtro paso alto para evitar desfases de señal desequilibradas o zumbidos. Sin tener en cuenta el tipo de detector, la amplitud estéreo calculada se correlaciona con un conjunto finito de valores que cubren el intervalo entero, de mono a estéreo amplio.

La figura 2a proporciona un ejemplo de los contenidos del decodificador estéreo paramétrico presentado en la figura 1. El bloque indicado "equilibrio", 211, controlado mediante el parámetro B, se describirá más adelante, y debería considerarse que se ha saltado de momento. El bloque indicado "amplitud", 205, toma una señal de entrada mono y recrea sintéticamente la sensación de amplitud estéreo, en el que la cantidad de la amplitud se controla mediante el

parámetro W . Los parámetros opcionales S y D se describirán más adelante. Según la invención, a menudo puede conseguirse una calidad de sonido subjetivamente mejor incorporando un filtro de cruce que comprende un filtro paso bajo, 203, y un filtro paso alto, 201, para mantener la gama de baja frecuencia “ajustada” y sin verse afectada. En el presente documento únicamente la salida del filtro paso alto se dirige al bloque de amplitud. La salida estéreo del bloque de amplitud se añade a la salida mono del filtro paso bajo por medio de 207 y 209, formando la señal de salida estéreo. Cualquier generador pseudoestéreo de la técnica anterior puede usarse para el bloque de amplitud, tales como los mencionados en la sección de los antecedentes, o una unidad de simulación de reflexión temprana de tipo Schroeder (retardo multipulsación) o reverberador. La figura 2b proporciona un ejemplo de un generador pseudoestéreo, suministrado mediante una señal M mono. La cantidad de amplitud estéreo se determina por la ganancia de 215, y esta ganancia es una función del parámetro de amplitud estéreo, W . Cuanto más alta sea la ganancia, más amplia es la sensación estéreo, una ganancia cero corresponde a la reproducción mono pura. La salida desde 215 se retarda, 221, y se añade, 223 y 225, a las dos instancias de señal directas, empleando signos opuestos. Para no alterar de manera significativa el nivel total de reproducción cuando se cambia la amplitud estéreo, puede incorporarse, 213, una atenuación de compensación de la señal directa. Por ejemplo, si la ganancia de la señal retardada es G , la ganancia de la señal directa puede seleccionarse como raíz cuadrada de $(1 - G^2)$. Según la invención, una atenuación progresiva de alta frecuencia puede incorporarse en la trayectoria de la señal de retardo, 217, que ayuda a evitar el enmascaramiento pseudoestéreo de artefactos de codificación. Opcionalmente, los filtros de cruce, los filtros de atenuación progresiva y los parámetros de retardo pueden enviarse en el flujo de bits, ofreciendo más posibilidades para imitar las propiedades estéreo de la señal original, como se muestra también en las figuras 2a y 2b como las señales X , S y D . Si se usa una unidad de reverberación para generar una señal estéreo, la disminución de reverberación podría a veces no desearse justo al final de un sonido. Sin embargo, estas colas de reverberación no deseadas pueden atenuarse fácilmente o eliminarse completamente alterando simplemente la ganancia de la señal de reverberación. Puede usarse para ese fin un detector diseñado para encontrar terminaciones de sonidos. Si la unidad de reverberación genera artefactos en algunas señales específicas, por ejemplo, perturbaciones transitorias, puede usarse también un detector de esas señales para atenuar las mismas.

Un método alternativo para detectar propiedades estéreo usado por el receptor de la invención se describe como se indica a continuación. De nuevo, L y R indican las señales de entrada izquierda y derecha. Las potencias de señal correspondientes vienen dadas entonces por $P_L \sim L^2$ y $P_R \sim R^2$. Ahora puede calcularse una medida del equilibrio estéreo como el cociente entre las dos potencias de señal, o más específicamente como $B = (P_L + e) / (P_R + e)$, donde e es un número arbitrario muy pequeño que elimina la división por cero. El parámetro de equilibrio, B , puede expresarse en dB dado mediante la relación $B_{dB} = 10 \log_{10}(B)$. Como ejemplo, los tres casos $P_L = 10P_R$, $P_L = P_R$ y $P_L = 0,1 P_R$ corresponden a valores de equilibrio de +10 dB, 0 dB, y -10 dB respectivamente. Claramente, esos valores representan las ubicaciones “izquierda”, “centro” y “derecha”. Experimentos han demostrado que el intervalo del parámetro de equilibrio puede limitarse, por ejemplo, a +/-40 dB, ya que esos valores extremos ya se perciben como si el sonido se originara completamente desde uno de los dos altavoces o controladores de auriculares. Esta limitación reduce el espacio de la señal a cubrir en la transmisión, ofreciendo así reducción de tasa de bits. Además, puede emplearse un esquema de cuantificación progresiva por el que se usan etapas de cuantificación más pequeñas alrededor de cero y etapas más grandes hacia los límites exteriores, lo que reduce adicionalmente la tasa de bits. A menudo el equilibrio es constante en el tiempo para transiciones extendidas.

Por tanto, puede llevarse a cabo una última etapa para reducir de manera significativa el número de bits promedio necesarios: después de la transmisión de un valor de equilibrio inicial, únicamente se transmiten las diferencias entre valores de equilibrio consecutivos, con lo que se emplea codificación de entropía. Con mucha frecuencia esta diferencia es cero, lo cual se señala, por tanto, mediante la palabra de código más corta posible. Claramente, en aplicaciones en las que son posibles errores de bits, esta codificación delta debe reestablecerse a un intervalo de tiempo adecuado para eliminar la propagación incontrolada de errores.

El uso más rudimentario por el decodificador del parámetro de equilibrio es simplemente desfazar la señal mono hacia cualquiera de los dos canales de reproducción, suministrando la señal mono a las dos salidas y ajustando las ganancias de manera correspondiente, tal como se ilustra en la figura 2c, bloques 227 y 229, con la señal de control B . Esto es análogo a girar el botón “panorama” en una mesa de mezclas, “moviendo” sintéticamente una señal mono entre los dos altavoces estéreo.

El parámetro de equilibrio puede enviarse adicionalmente al parámetro de amplitud descrito anteriormente, ofreciendo tanto la posibilidad de colocar como de extender la imagen del sonido en la etapa de sonido de una manera controlada, ofreciendo flexibilidad al simular la sensación estéreo original. Un problema con la combinación de la generación pseudoestéreo, como se mencionó en una sección anterior, y el equilibrio controlado por parámetros es la aportación no deseada de señales desde el generador pseudoestéreo en posiciones de equilibrio alejadas de la posición central. Esto se soluciona aplicando una función que favorece el carácter mono al valor de la amplitud estéreo, dando como resultado una atenuación mayor del valor de amplitud estéreo en posiciones de equilibrio en la posición lateral extrema y menor o ninguna atenuación en las posiciones de equilibrio cercanas a la posición central.

Los métodos descritos hasta ahora se conciben para aplicaciones con una tasa de bits muy baja. En aplicaciones en las que se dispone de tasas de bits más altas es posible usar versiones más elaboradas de los métodos anteriores de amplitud y equilibrio. La detección de la amplitud estéreo puede hacerse en varias bandas de frecuencias, resultando en valores de amplitud estéreo individuales para cada banda de frecuencia. De manera similar, el cálculo de equilibrio puede funcionar de una manera multibanda, que es equivalente a aplicar diferentes curvas de filtro a dos canales que se suministran mediante una señal mono. La figura 3 muestra un ejemplo de un decodificador estéreo paramétrico que usa un conjunto de N generadores pseudoestéreo según la figura 2b, representados mediante los bloques 307, 317 y 327, combinados con un ajuste de equilibrio multibanda, representado mediante los bloques 309, 319 y 329, tal como se describe en la figura 2c. Las bandas de paso individuales se obtienen suministrando la señal de entrada mono, M , a un conjunto de filtros paso banda, 305, 315 y 325. Se añaden, 311, 321, 313, 323, las salidas estéreo de la banda de paso procedentes de los ajustadores de equilibrio formando la señal de salida estéreo, L y R . Los parámetros de equilibrio y amplitud escalares anteriores se reemplazan ahora por las disposiciones $W(k)$ y $B(k)$. En la figura 3, cada generador pseudoestéreo y ajustador de equilibrio tiene parámetros estéreo únicos. Sin embargo, para reducir la cantidad total de datos a transmitir o almacenar, parámetros de varias bandas de frecuencias pueden promediarse en grupos en el codificador, y correlacionarse este número más pequeño de parámetros con los grupos correspondientes de bloques de amplitud y equilibrio en el decodificador. Claramente, pueden usarse diferentes esquemas y longitudes de agrupación para las disposiciones $W(k)$ y $B(k)$. $S(k)$ representa las ganancias de las trayectorias de señal de retardo en los bloques de amplitud, y $D(k)$ representa los parámetros de retardo. De nuevo, $S(k)$ y $D(k)$ son opcionales en el flujo de bits.

El método de codificación de equilibrio paramétrico, especialmente para bandas de frecuencias más bajas, puede proporcionar un comportamiento algo inestable debido a la falta de resolución de frecuencia o debido a demasiados eventos de sonido que suceden al mismo tiempo en una banda de frecuencia pero en diferentes posiciones de equilibrio. Estos problemas de equilibrio se caracterizan normalmente por un valor de equilibrio desviado durante simplemente un corto periodo de tiempo, normalmente uno o unos pocos valores consecutivos calculados, dependiendo de la velocidad de actualización. Para evitar problemas de equilibrio perturbadores puede aplicarse un proceso de estabilización en los datos de equilibrio. Este proceso puede usar varios valores de equilibrio antes y después de la posición de tiempo actual, para calcular el valor medio de éstos. Posteriormente, el valor medio puede usarse como un valor limitador para el valor de equilibrio actual, es decir, no debería permitirse que el valor de equilibrio actual fuese más allá del valor medio. El valor actual queda limitado entonces por el intervalo entre el último valor y el valor medio. Opcionalmente, puede permitirse que el valor de equilibrio actual traspase los valores limitados por un determinado factor de exceso. Además, el factor de exceso, así como el número de valores de equilibrio usados para calcular la media, deberían verse como propiedades dependientes de frecuencia y, por tanto, ser individuales para cada banda de frecuencia.

A bajas relaciones de actualización de la información de equilibrio, la falta de resolución temporal puede provocar fallos en la sincronización entre los movimientos de la imagen estéreo y los eventos de sonido reales. Para mejorar este comportamiento en cuanto a la sincronización puede emplearse un esquema de interpolación basado en identificar eventos de sonido. Interpolación en este punto se refiere a interpolaciones entre dos valores de equilibrio consecutivos en el tiempo. Estudiando la señal mono en el lado del receptor, puede obtenerse información sobre los inicios y los finales de diferentes eventos de sonidos. Una manera es detectar un incremento o disminución repentina de la energía de la señal en una banda de frecuencia concreta. La interpolación, tras el guiado a partir de esa envolvente de energía en el tiempo, debería asegurar que los cambios en la posición de equilibrio deben realizarse preferiblemente durante segmentos de tiempo que contienen poca energía de señal. Ya que el oído humano es más sensible a las partes de entrada de un sonido que a las de salida, el esquema de interpolación se beneficia de encontrar el comienzo de un sonido, aplicando, por ejemplo, retención de pico a la energía y dejando entonces que los aumentos de valor de equilibrio sean una función de la energía de retención de pico, donde un valor de energía pequeño da un gran incremento y viceversa. Para segmentos de tiempo que contienen energía distribuida uniformemente en el tiempo, es decir, como para algunas señales estacionarias, este método de interpolación iguala la interpolación lineal entre los dos valores de equilibrio. Si los valores de equilibrio son cocientes de energías izquierda y derecha, se prefieren valores de equilibrio logarítmicos, por razones de simetría izquierda-derecha. Otra ventaja de aplicar el algoritmo de interpolación completo en el dominio logarítmico es la tendencia del oído humano a relacionar niveles a una escala logarítmica.

Según la invención, para relaciones de actualización bajas de los valores de ganancia de amplitud estéreo, puede aplicarse interpolación a los mismos. Una manera sencilla es interpolar linealmente entre dos valores de amplitud estéreo consecutivos en el tiempo. Un comportamiento más estable de la amplitud estéreo puede conseguirse suavizando los valores de ganancia de amplitud estéreo en un segmento de tiempo más largo que contiene varios parámetros de amplitud estéreo. Usando suavizado con diferentes constantes de tiempo de ataque y de liberación se consigue un sistema muy apropiado para material de programa que contiene voz y música mezclados o intercalados. Un diseño apropiado de este tipo de filtro de suavizado se hace usando una constante de tiempo de ataque corta para conseguir un breve tiempo de subida y, por lo tanto, una respuesta inmediata a entradas de música en estéreo, y un largo tiempo de liberación para conseguir un largo tiempo de caída. Para poder conmutar

rápidamente de un modo estéreo amplio a un modo mono, lo que puede ser deseable para entradas de voz repentinas, existe una posibilidad de saltar o reajustar el filtro de suavizado señalizando este evento. Además, las constantes de tiempo de ataque, las constantes de tiempo de liberación y otras características de filtro de suavizado también pueden señalizarse mediante un codificador.

5 Para señales que contienen distorsión enmascarada procedente de un códec psicoacústico, un problema común al introducir información estéreo basada en la señal mono codificada es un efecto de desenmascaramiento de la distorsión. Ese fenómeno denominado comúnmente "desenmascaramiento estéreo" es el resultado de sonidos no centrados que no cumplen el criterio de enmascaramiento. El problema con el desenmascaramiento estéreo puede resolverse o resolverse parcialmente introduciendo, por el lado del decodificador, un detector destinado a estas situaciones. Las tecnologías conocidas para medir las relaciones señal a máscara pueden usarse para detectar un posible desenmascaramiento estéreo. Una vez detectado puede señalizarse explícitamente o los parámetros estéreos simplemente pueden disminuirse.

15 En el lado del codificador, una opción, por ejemplo, es emplear un transformador Hilbert a la señal de entrada, es decir, se introduce un desfase de 90 grados entre los dos canales. Al formarse posteriormente la señal mono sumando las dos señales, se consigue un mejor equilibrio entre una señal mono centrada y señales estéreos "verdaderas" ya que la transformación de Hilbert introduce una atenuación de 3 dB para la información de centro. En la práctica esto mejora la codificación mono de, por ejemplo, música pop contemporánea, en la que, por ejemplo, los cantantes solistas y el bajo se graban normalmente usando una única fuente mono.

El método de parámetro de equilibrio multibanda no se limita al tipo de aplicación descrito en la figura 1. Puede usarse ventajosamente siempre que el objetivo sea codificar de manera eficaz la envolvente espectral de potencia de una señal estéreo. Por tanto, puede emplearse como herramienta en códecs estéreo en los que, además de la envolvente espectral estéreo, se codifica un residuo estéreo correspondiente. La potencia P total se define por $P = P_L + P_R$, donde P_L y P_R son potencias de señal, como se ha descrito anteriormente. Obsérvese que esta definición no tiene en cuenta las relaciones de fase izquierda a derecha (por ejemplo, señales idénticas derecha e izquierda, pero con signo opuesto, no producen una potencia total cero). Análogamente a B , P puede expresarse en dB como $P_{dB} = 10 \log_{10} (P/P_{ref})$ donde P_{ref} es una potencia de referencia arbitraria y los valores delta pueden codificarse por entropía. En contraposición al caso de equilibrio, no se emplea cuantificación progresiva para P . Para representar la envolvente espectral de una señal estéreo, P y B se calculan para un conjunto de bandas de frecuencia, normalmente, pero no necesariamente, con anchos de banda que están relacionados con las bandas críticas del oído humano. Por ejemplo, esas bandas pueden formarse mediante agrupación de canales en un banco de filtros de ancho de banda constante, con lo que P_L y P_R se calculan como los promedios en tiempo y frecuencia de los cuadrados de las muestras de subbanda que corresponden a la respectiva banda y periodo en tiempo. Los conjuntos $P_0, P_1, P_2, \dots, P_{N-1}$ y $B_0, B_1, B_2, \dots, B_{N-1}$, en los que los subíndices indican la banda de frecuencia en una representación de N bandas, se codifican por delta y Huffman, se transmiten o se almacenan, y finalmente se decodifican en los valores cuantificados que se calcularon en el codificador. La última etapa es convertir P y B de nuevo en P_L y P_R . Tal como puede observarse fácilmente a partir de las definiciones de P y B , las relaciones inversas son (al ignorar e en la definición de B) $P_L = BP/(B+1)$ y $P_R = P/(B+1)$.

Una aplicación particularmente interesante del método de codificación de envolvente anterior es codificar envolventes espectrales de banda alta para códecs basados en HFR. En este caso no se transmite ninguna señal residual de banda alta. En su lugar, este residuo se deriva de la banda baja. Por tanto, no hay una relación estricta entre representación de residuo y representación de envolvente, y la cuantificación de envolvente es más decisiva. Para estudiar los efectos de la cuantificación, P_q y B_q indican los valores cuantificados de P y B respectivamente. P_q y B_q se insertan entonces en las relaciones anteriores y se forma la suma:

$$50 \quad P_L q + P_R q = B_q P_q / (B_q + 1) + P_q / (B_q + 1) = P_q (B_q + 1) / (B_q + 1) = P_q.$$

La característica interesante en este punto es que se elimina B_q y el error en la potencia total se determina únicamente mediante el error de cuantificación en P . Esto implica que incluso aunque B se cuantifique intensamente, el nivel percibido es correcto suponiendo que se usa suficiente precisión en la cuantificación de P . En otras palabras, la distorsión en B se correlaciona con una distorsión en el espacio, en vez de en nivel. Siempre y cuando las fuentes de sonido sean estacionarias en el espacio a lo largo del tiempo, esta distorsión en la perspectiva estéreo es también estacionaria y difícil de observar. Como ya se expuso, la cuantificación del equilibrio estéreo también puede ser menos precisa hacia los extremos exteriores, ya que un error dado en dB corresponde a un error menor en el ángulo percibido cuando el ángulo respecto a la línea central es grande, debido a las propiedades del oído humano.

60 Al cuantificar datos dependientes de frecuencia, por ejemplo, valores de ganancia de amplitud estéreo multibanda o valores de equilibrio multibanda, la resolución y el rango del método de cuantificación pueden seleccionarse de manera ventajosa para ajustarse a las propiedades de una escala de percepción. Si tal escala se hace dependiente de la frecuencia, pueden elegirse diferentes métodos de cuantificación, o las llamadas clases de cuantificación, para las diferentes bandas de frecuencia. Los valores de parámetros codificados que representan las diferentes bandas

de frecuencia deberían interpretarse entonces en algunos casos, incluso si tienen valores idénticos, de diferentes maneras, es decir, decodificarse en valores diferentes.

De manera análoga a un esquema de codificación conmutado L/R a S/D , las señales P y B pueden sustituirse de manera adaptativa por las señales P_L y P_R , para hacer frente mejor a las señales extremas. Como se muestra mediante el documento PCT/SE00/00158, la codificación delta de muestras de envolvente puede conmutarse de delta en tiempo a delta en frecuencia dependiendo de qué dirección es más eficiente con respecto al número de bits en un momento particular. El parámetro de equilibrio puede beneficiarse también de este esquema: considérese, por ejemplo, una fuente que se mueve en el tiempo por el campo estéreo. Claramente, esto corresponde a un cambio sucesivo de valores de equilibrio a lo largo del tiempo que, dependiendo de la velocidad de la fuente frente a la tasa de actualización de los parámetros, puede corresponder a valores grandes de delta en tiempo, correspondiendo a grandes palabras de código cuando se emplea la codificación por entropía. Sin embargo, asumiendo que la fuente tiene radiación de sonido uniforme frente a frecuencia, los valores de delta en frecuencia del parámetro de equilibrio son cero en cualquier punto en el tiempo, correspondiendo de nuevo a palabras de código pequeñas. Por tanto, en este caso se consigue una tasa de bits más baja al usar la dirección de codificación de frecuencia delta. Otro ejemplo es una fuente que es estacionaria en el espacio, pero tiene una radiación no uniforme. Ahora, los valores delta en frecuencia son grandes y la elección preferida es delta en tiempo.

El esquema de codificación P/B ofrece la posibilidad de construir un códec HFR escalable, véase la figura 4. Un códec escalable se caracteriza porque el flujo de bits se divide en dos o más partes, en el que la recepción y la decodificación de partes de mayor orden es opcional. El ejemplo supone dos partes de flujo de bits, denominadas en lo sucesivo principal, 419, y secundaria, 417, aunque también es claramente posible la extensión a un número mayor de partes. El lado del codificador, figura 4a, comprende un codificador estéreo de banda baja arbitrario, 403, que opera en la señal de entrada estéreo, IN (no se muestran en la figura las etapas triviales de conversión AD o respectivamente DA), un codificador estéreo paramétrico que estima la envolvente espectral de banda alta y, opcionalmente, parámetros estéreo adicionales, 401, que también operan en la señal de entrada estéreo, y dos multiplexores, 415 y 413, para los flujos de bits principal y secundario respectivamente. En esta aplicación, la codificación de envolvente de banda alta se bloquea para la operación P/B , y la señal P , 407, se envía al flujo de bits principal por medio de 415, mientras que la señal B , 405, se envía al flujo secundario de bits, por medio de 413.

Para el códec de banda baja existen diferentes posibilidades: puede operar de manera constante en el modo S/D , y las señales S y D pueden enviarse a los flujos de bits principal y secundario respectivamente. En este caso, una decodificación del flujo de bits principal resulta en una señal mono de banda completa. Por supuesto, esta señal mono puede mejorarse mediante métodos estéreo paramétricos, en cuyo caso el (los) parámetro(s) estéreo también deben ubicarse en el flujo de bits principal. Otra posibilidad es suministrar una señal estéreo de banda baja codificada al flujo de bits principal, opcionalmente junto con parámetros de equilibrio y de amplitud de banda alta. Ahora, la decodificación del flujo de bits principal da como resultado un estéreo verdadero para la banda baja, y un pseudoestéreo muy realista para la banda alta, ya que las propiedades estéreo de la banda baja se reflejan en la reconstrucción de alta frecuencia. Dicho de otra manera: incluso aunque la representación de envolvente de banda alta disponible o la estructura espectral poco definida estén en modo mono, el residuo de banda alta sintetizada o la estructura espectral fina no lo está. En este tipo de implementación, el flujo de bits secundario puede contener más información de banda baja que, cuando se combina con la del flujo de bits principal, produce una reproducción de banda baja de mayor calidad. La topología de la figura 4 ilustra ambos casos, ya que las señales principal y secundaria de salida del codificador de banda baja, 411 y 409, conectadas a 415 y 417 respectivamente, pueden contener cualquiera de los tipos de señal descritos anteriormente.

Los flujos de bits se transmiten o se almacenan y únicamente o bien 419 o bien tanto 419 como 417 se suministran al decodificador, figura 4b. El flujo de bits principal se demultiplexa mediante 423 en la señal 429 principal del decodificador principal de baja banda y la señal P , 431. De manera similar, el flujo secundario de bits se demultiplexa mediante 421 en la señal 427 secundaria del decodificador principal de baja banda y la señal B , 425. La(s) señal(es) de baja banda se dirigen al decodificador 433 de banda baja, que produce una salida 435, que de nuevo, en caso de decodificar únicamente el flujo de bits principal, puede ser de cualquiera de los tipos descritos anteriormente (mono o estéreo). La señal 435 suministra la unidad HFR, 437, en la que se genera una banda alta sintética y se ajusta según P , que también se conecta a la unidad HFR. La banda baja decodificada se combina con la banda alta en la unidad HFR, y la banda baja y/o la banda alta se mejoran opcionalmente mediante un generador pseudoestéreo (también situado en la unidad HFR) antes de suministrarse finalmente a las salidas del sistema, formando la señal de salida, OUT. Cuando el flujo secundario de bits, 417, está presente, la unidad HFR también obtiene la señal B como una señal de entrada, 425, y 435 es estéreo, con lo que el sistema produce una señal de salida estéreo completa y los generadores pseudoestéreo, si hay alguno, se saltan.

Dicho en otras palabras, un método para codificar propiedades estéreo de una señal de entrada incluye, en un codificador, la etapa de calcular un parámetro de amplitud que indica una amplitud estéreo de dicha señal de entrada, y en un decodificador, una etapa de generar una señal de salida estéreo, usando dicho parámetro de amplitud para controlar una amplitud estéreo de dicha señal de salida. El método comprende además en dicho

codificador, formar una señal mono a partir de dicha señal de entrada, en el que, en dicho decodificador, dicha generación implica un método pseudoestéreo que opera en dicha señal mono. El método implica además dividir dicha señal mono en dos señales así como añadir una versión/versiones retardada(s) de dicha señal mono a dichas dos señales, a un(os) nivel(es) controlados(s) por dicho parámetro de amplitud. El método incluye además que
 5 dicha(s) versión/versiones retardada(s) se filtren paso alto y se atenúen de manera progresiva a frecuencias más altas antes de añadirse a dichas dos señales. El método incluye además que dicho parámetro de amplitud es un vector y los elementos de dicho vector corresponden a bandas de frecuencia independientes.

El método incluye además que si dicha señal de entrada es de tipo mono dual, dicha señal de salida es también de
 10 tipo mono dual.

Un método para codificar propiedades estéreo de una señal de entrada incluye, en un codificador, calcular un parámetro de equilibrio que indica un equilibrio estéreo de dicha señal de entrada y, en un decodificador, generar una señal de salida estéreo usando dicho parámetro de equilibrio para controlar un equilibrio estéreo de dicha señal
 15 de salida.

En este método, en dicho codificador, se forma una señal mono a partir de dicha señal de entrada y, en dicho decodificador, dicha generación implica dividir dicha señal mono en dos señales, y dicho control implica el ajuste de niveles de dichas dos señales. El método incluye además que se calcula una potencia para cada canal de dicha
 20 señal de entrada y dicho parámetro de equilibrio se calcula a partir de un cociente entre dichas potencias. El método incluye además que dichas potencias y dicho parámetro de equilibrio son vectores, en los que cada elemento corresponde a una banda de frecuencia específica. El método incluye además que en dicho decodificador se interpola entre dos valores consecutivos en el tiempo de dichos parámetros de equilibrio de manera que el valor momentáneo de la potencia correspondiente de dicha señal mono controla qué inclinación debería tener la
 25 interpolación momentánea. El método incluye además que dicho método de interpolación se realiza sobre valores de equilibrio representados como valores logarítmicos. El método incluye además que dichos valores de parámetros de equilibrio están limitados a un intervalo entre un valor de equilibrio previo y un valor de equilibrio extraído de otros valores de equilibrio mediante un filtro de media u otro proceso de filtro, en el que dicho intervalo puede extenderse
 30 adicionalmente moviendo los bordes de dicho intervalo un determinado factor. El método incluye además que dicho método de extraer bordes limitantes para valores de equilibrio es, para un sistema multibanda, dependiente de la frecuencia. El método incluye además que se calcula un parámetro de nivel adicional como una suma de vectores de dichas potencias y se envía a dicho decodificador, proporcionando así a dicho decodificador una representación de una envolvente espectral de dicha señal de entrada. El método incluye además que dicho parámetro de nivel y dicho parámetro de equilibrio se sustituyen de manera adaptativa por dichas potencias. El método incluye además
 35 que dicha envolvente espectral se usa para controlar un proceso HFR en un decodificador. El método incluye además que dicho parámetro de nivel se suministra a un flujo de bits principal de un códec estéreo basado en HFR escalable y dicho parámetro de equilibrio se suministra a un flujo secundario de bits de dicho códec. Dicha señal mono y dicho parámetro de amplitud se suministran a dicho flujo de bits principal. Además, dichos parámetros de amplitud se procesan mediante una función que da valores más pequeños para un valor de equilibrio que
 40 corresponde a una posición de equilibrio más alejada de la posición central. El método incluye además que una cuantificación de dicho parámetro de equilibrio emplea etapas de cuantificación más pequeñas alrededor de una posición central y etapas más grandes hacia posiciones exteriores. El método incluye además que dichos parámetros de amplitud y dichos parámetros de equilibrio se cuantifican usando un método de cuantificación en términos de resolución e intervalo que, para un sistema multibanda, dependen de la frecuencia. El método incluye
 45 además que dicho parámetro de equilibrio se codifica por delta o bien de manera adaptativa en tiempo o en frecuencia. El método incluye además que dicha señal de entrada se pasa a través de un transformador Hilbert antes de formar dicha señal mono.

Un aparato para codificación estéreo paramétrica incluye, en un codificador, medios para calcular un parámetro de
 50 amplitud que indica una amplitud estéreo de una señal de entrada, y medios para formar una señal mono a partir de dicha señal de entrada y, en un decodificador, medios para generar una señal de salida estéreo a partir de dicha señal mono usando dicho parámetro de amplitud para controlar una amplitud estéreo de dicha señal de salida.

REIVINDICACIONES

1. Receptor, que comprende:
 - 5 un demultiplexor (113) para desmultiplexar un flujo de bits para obtener una señal mono y parámetros de amplitud estéreo;
 - 10 un decodificador (115) configurado para decodificar la señal mono codificada; caracterizado porque: el receptor está configurado para interpolar entre varios parámetros de amplitud estéreo consecutivos en el tiempo para obtener un valor de ganancia de amplitud estéreo interpolado, comprendiendo la interpolación suavizar valores de ganancia de amplitud estéreo durante un segmento de tiempo que tiene varios parámetros de amplitud estéreo, siendo un valor de ganancia de amplitud estéreo en función de un parámetro de amplitud estéreo, indicando un parámetro de amplitud estéreo una cantidad de perspectiva estéreo que se representa en un primer canal y un segundo canal de una señal estéreo, y el receptor comprende además:
 - 15 un decodificador estéreo paramétrico (119) que comprende un bloque de amplitud (205) configurado para aplicar los parámetros de amplitud estéreo a una señal mono decodificada para obtener una salida estéreo, en el que el bloque de amplitud (205) comprende un generador pseudoestéreo, y en el que el generador pseudoestéreo comprende un amplificador de ganancia variable (215) configurado para amplificar la señal mono decodificada, y
 - 20 en el que el generador pseudoestéreo está configurado para establecer una ganancia del amplificador de ganancia variable (215) para el valor de ganancia de amplitud estéreo interpolado, que retarda la salida procedente del amplificador de ganancia variable para obtener una señal retardada (221), y para añadir (223, 225) la señal retardada a dos instancias de señal directas de la señal mono decodificada usando signos opuestos.
 - 25 2. Receptor según la reivindicación 1, que comprende además un amplificador de compensación (213) configurado para aplicar una amplificación de compensación a una señal directa.
 - 30 3. Receptor según la reivindicación 2, que comprende además un dispositivo de atenuación progresiva de alta frecuencia (217) en una trayectoria de señal de retardo.
 - 35 4. Receptor según la reivindicación 1, en el que el decodificador estéreo paramétrico (119) comprende:
 - 40 un filtro de cruce que comprende un filtro paso bajo (203) y un filtro paso alto (201),
 - en el que el generador estéreo paramétrico (119) está configurado para dirigir una salida del filtro paso alto (201) al bloque de amplitud (205), y para añadir (207, 209) una salida mono del filtro paso bajo (203) a una salida estéreo del bloque de amplitud (205) para obtener la señal de salida estéreo.
 - 45 5. Receptor según la reivindicación 1, en el que el decodificador estéreo paramétrico (119) comprende un bloque de equilibrio (221) controlado por un parámetro de equilibrio (B) recibido desde el flujo de bits y configurado para recibir la salida estéreo.
 - 50 6. Receptor según la reivindicación 1, en el que el bloque de amplitud (205) está configurado para recibir adicionalmente, desde el flujo de bits (111), un parámetro de filtro de atenuación progresiva (S) o un parámetro de retardo (D) y para aplicar el parámetro de filtro de atenuación progresiva (S) o el parámetro de retardo (D) a la señal mono decodificada.
 - 55 7. Receptor según la reivindicación 1, en el que el bloque de amplitud (205) comprende una unidad de reverberación, y en el que el decodificador estéreo paramétrico (119) está configurado para alterar una ganancia para que una señal de reverberación atenúe o elimine una cola de reverberación no deseada en un final de sonido.
 8. Receptor según la reivindicación 1, en el que el suavizado se realiza con constantes de tiempo de ataque y liberación diferentes.
 - 60 9. Receptor según la reivindicación 1, en el que el suavizado se realiza usando un filtro de suavizado que tiene un tiempo de subida y un largo tiempo de liberación.
 10. Receptor según la reivindicación 9, que comprende además la siguiente etapa:

recibir una señalización de una entrada de voz repentina y saltar o reajustar el filtro de suavizado cuando una entrada de voz repentina se señala.

- 5 11. Receptor según la reivindicación 1, que comprende además la siguiente etapa:
- recibir una señalización de constantes de tiempo de ataque, constantes de tiempo de liberación u otras características de filtro de un filtro de suavizado usado para el suavizado a lo largo del segmento de tiempo, generándose la señalización por un codificador.
- 10 12. Método para recibir, que comprende:
- desmultiplexar un flujo de bits para obtener una señal mono y parámetros de amplitud estéreo;
- 15 decodificar la señal mono mediante un decodificador, estando el método caracterizado por:
- la interpolación entre varios parámetros de amplitud estéreo consecutivos en el tiempo para obtener un valor de ganancia de amplitud estéreo, comprendiendo la interpolación suavizar valores de ganancia de amplitud estéreo durante un segmento de tiempo que presentan varios parámetros de amplitud estéreo, siendo un valor de ganancia de amplitud estéreo en función de un parámetro de amplitud estéreo, indicando
- 20 un parámetro de amplitud estéreo una cantidad de perspectiva estéreo que está presente en un primer canal y un segundo canal de una señal estéreo, y
- aplicar, mediante un bloque de amplitud (205) de un decodificador estéreo paramétrico (119), los parámetros de amplitud estéreo a una señal mono decodificada para obtener una salida estéreo, en el que el bloque de amplitud (205) comprende un generador pseudoestéreo, y en el que el generador pseudoestéreo comprende un amplificador de ganancia variable (215) para amplificar la señal mono decodificada, y
- 25
- en el que el generador pseudoestéreo está configurado para establecer una ganancia del amplificador de ganancia variable (215) con respecto al valor de ganancia de amplitud estéreo interpolado, retardando la salida del amplificador de ganancia variable para obtener una señal retardada (221), y para añadir (223, 225) la señal retardada a dos instancias de señal directas de la señal mono decodificada usando signos opuestos.
- 30
- 35

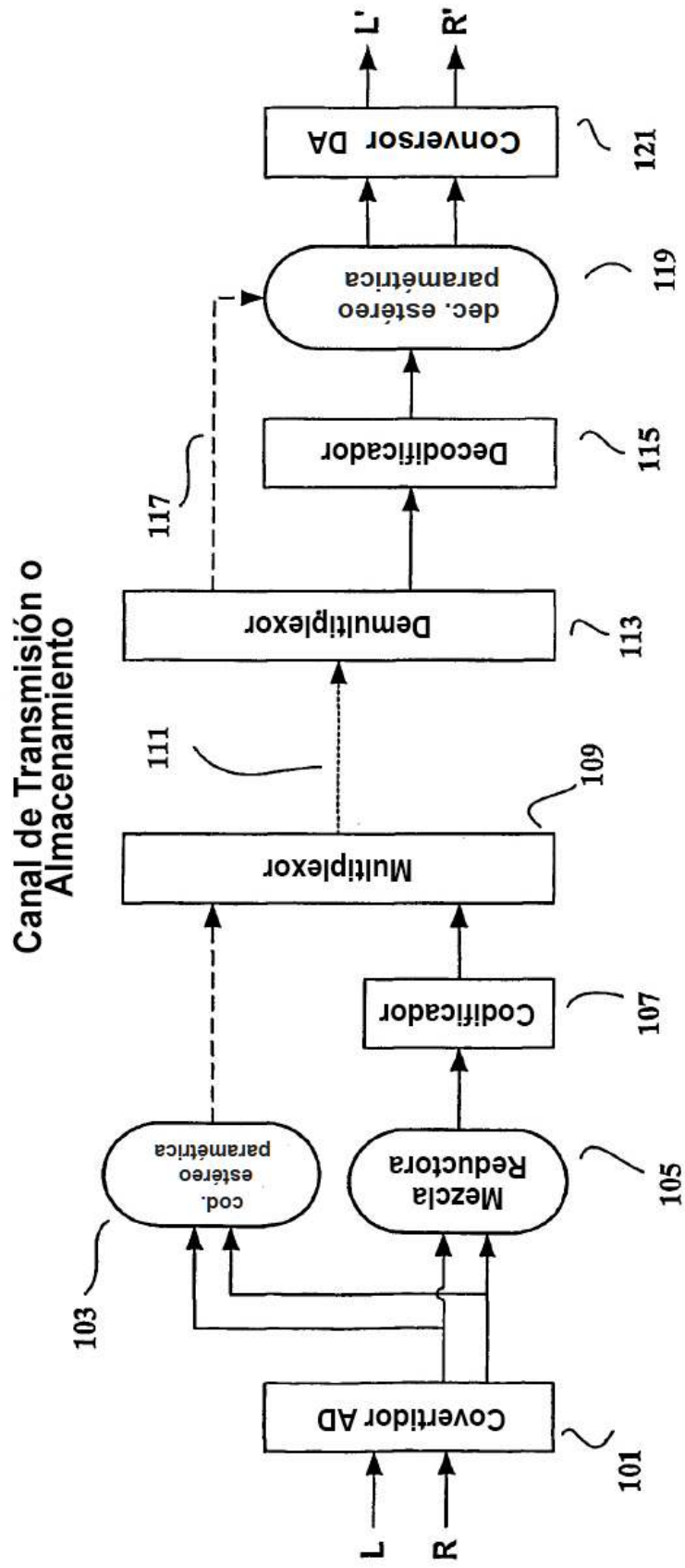


Fig. 1

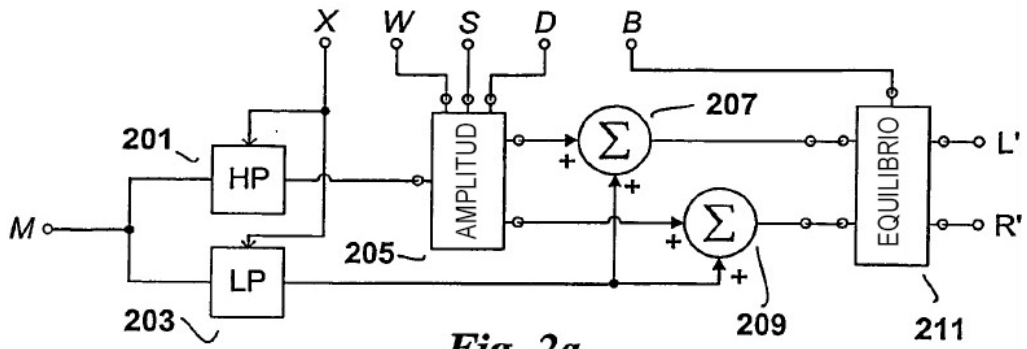


Fig. 2a

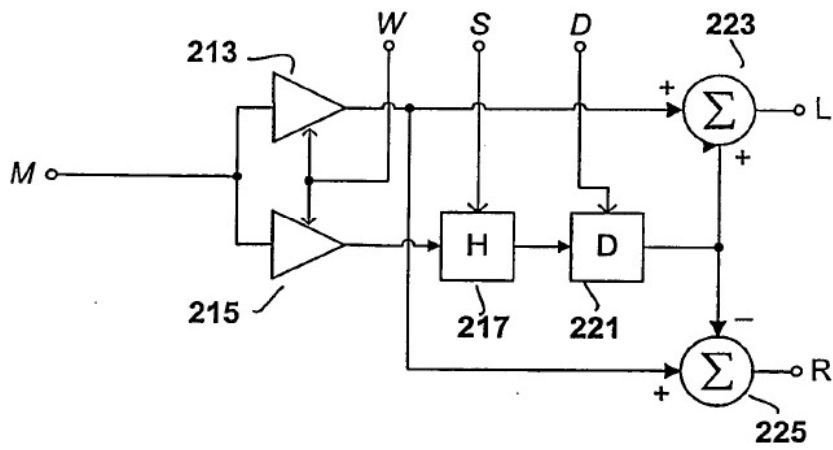


Fig. 2b

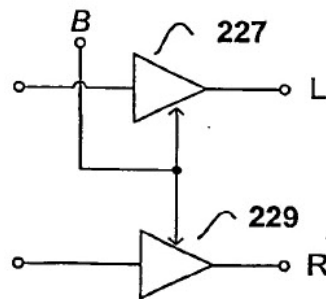


Fig. 2c

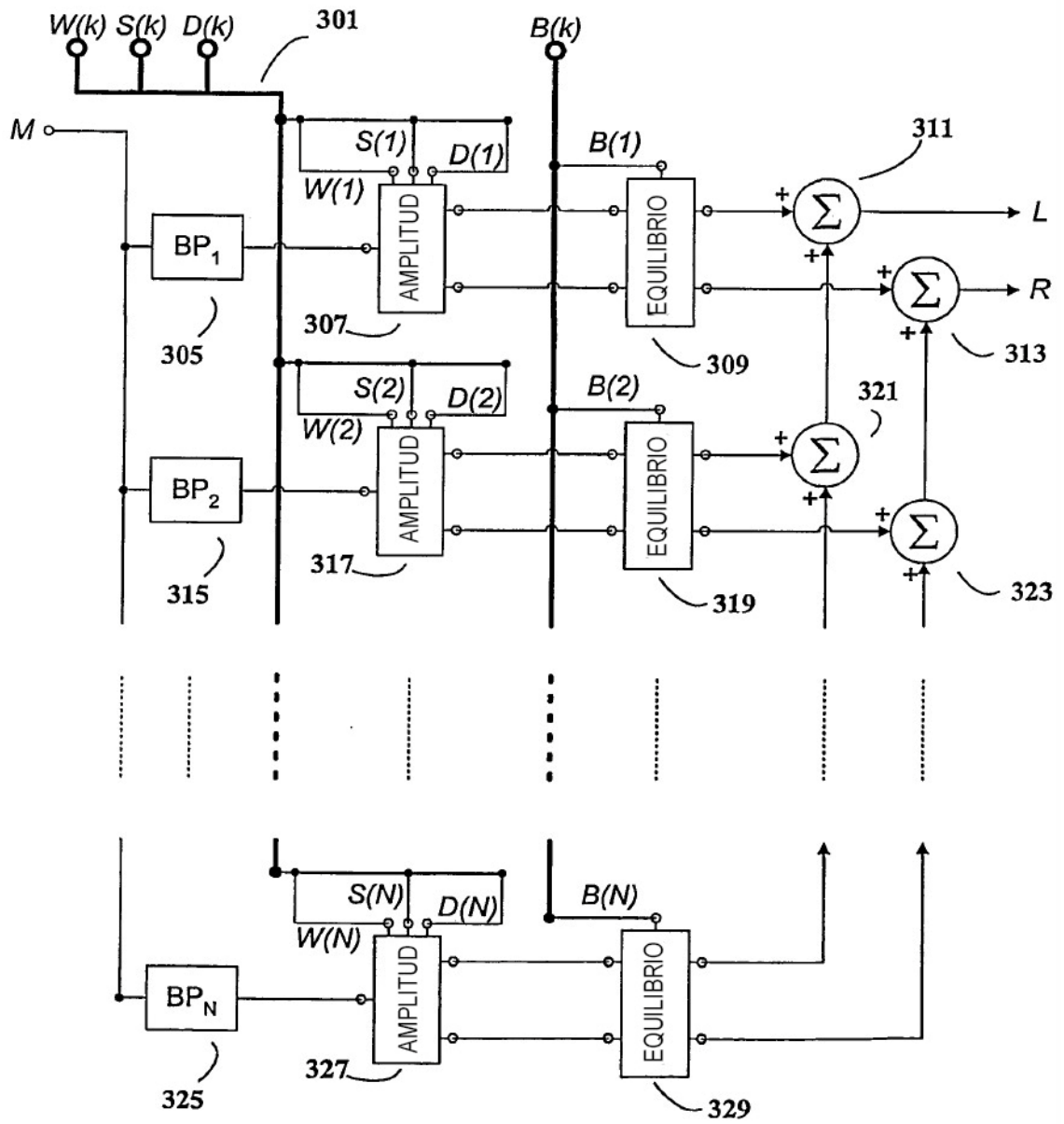


Fig. 3

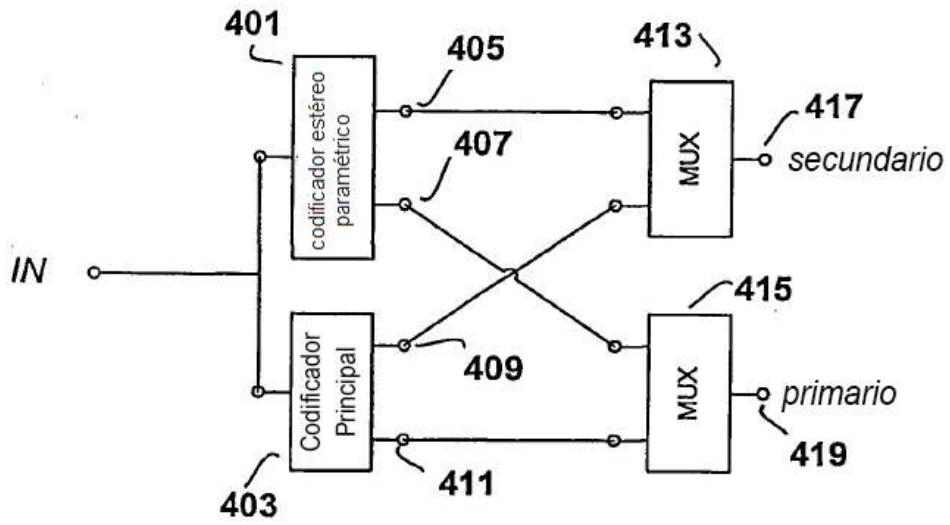


Fig. 4a

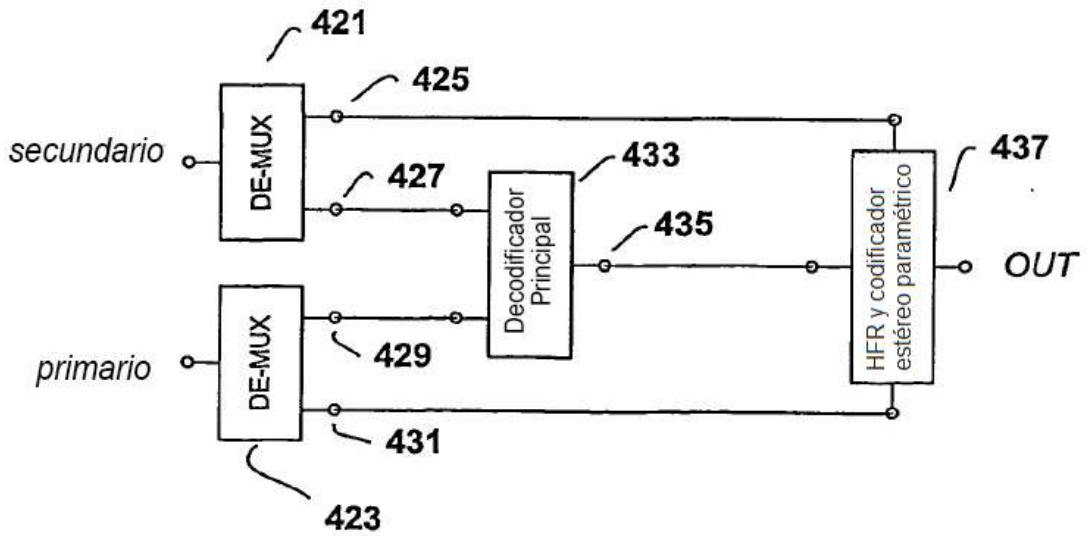


Fig. 4b