

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 565 959**

51 Int. Cl.:

**G10L 21/038** (2013.01)

G10L 21/04 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **06.06.2011 E 11792129 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **06.01.2016 EP 2581905**

54 Título: **Método de extensión del ancho de banda, aparato de extensión del ancho de banda, programa, circuito integrado y aparato de decodificación de audio**

30 Prioridad:

**09.06.2010 JP 2010132205**

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

**07.04.2016**

73 Titular/es:

**PANASONIC INTELLECTUAL PROPERTY  
CORPORATION OF AMERICA (100.0%)  
20000 Mariner Avenue, Suite 200  
Torrance, CA 90503, US**

72 Inventor/es:

**ISHIKAWA, TOMOKAZU;  
NORIMATSU, TAKESHI;  
ZHOU, HUAN;  
CHONG, KOK SENG y  
ZHONG, HAISHAN**

74 Agente/Representante:

**VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro**

**ES 2 565 959 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

Método de extensión del ancho de banda, aparato de extensión del ancho de banda, programa, circuito integrado y aparato de decodificación de audio

5

**Campo técnico**

La presente invención se refiere a un método de extensión del ancho de banda para la extensión de un ancho de banda de frecuencia de una señal de audio.

10

**Técnica anterior**

La tecnología de extensión del ancho de banda (BWE) de audio se usa normalmente en los códecs de audio modernos para codificar eficientemente una señal de audio de banda ancha con baja tasa de bits. Su principio es usar una representación paramétrica del contenido original en alta frecuencia (AF) para sintetizar una aproximación de la AF a partir de los datos de baja frecuencia (BF).

15

ZHOU HUAN ET AL: "Core Experiment on the eSBR module of USAC", 90. MPEG MEETING, ISO/IEC JTC1/SC29/WG11, MPEG2009/M16933, octubre de 2009, desvela un método de extensión del ancho de banda para la producción de una señal de ancho de banda completo a partir de una señal de ancho de banda en baja frecuencia.

20

La FIG. 1 es un diagrama que muestra dicho códec de audio basado en la tecnología BWE. En su codificador, la señal de audio en banda ancha se separa en primer lugar (101 y 103) en la parte de BF y AF; su parte de BF se codifica (104) en una forma de preservación de la forma de onda; mientras tanto, se analiza la relación entre sus partes de BF y de AF (102) (normalmente, en el dominio de la frecuencia) y se describe mediante un conjunto de parámetros de AF. Debido a la descripción paramétrica de la parte de AF, los datos de la forma de onda multiplexada (105) y los parámetros de AF pueden transmitirse para decodificarse con una baja tasa de bits.

25

En el decodificador, se decodifica primero (107) la parte de BF. Para aproximar la parte de AF original, la parte de BF decodificada se transforma (108) al dominio de la frecuencia, el espectro de BF resultante se modifica (109) para generar un espectro en AF, bajo la guía de algunos parámetros de AF decodificados. El espectro de AF se refina adicionalmente (110) mediante post-procesamiento, también bajo la guía de algunos parámetros de AF decodificados. El espectro de AF refinado se convierte (111) al dominio del tiempo y se combina con la parte de BF retardada (112). Como resultado, se produce la salida de la señal de audio en banda ancha reconstruida final.

30

35

Nótese que en la tecnología BWE, una importante etapa es generar el espectro de AF a partir del espectro de BF (109). Hay algunas pocas formas de realizarlo, tal como copiar la parte de BF a la localización de AF, procesamiento no lineal o muestreo interpolado.

40

Un muy bien conocido códec de audio que usa dicha tecnología BWE es MPEG-4 HE-AAC, en donde la tecnología BWE se especifica como SBR (replicación de banda espectral) o tecnología SBR, en donde la parte de AF se genera simplemente copiando la parte de BF dentro de la representación QMF a la localización espectral de AF.

45

Dicha operación de copia espectral, también denominada parche, es simple y probada como eficiente para la mayor parte de casos. Sin embargo, con tasas de bits muy bajas (por ejemplo, <20 kbit/s mono), en la que solo son factibles anchos de banda con una pequeña parte de BF, dicha tecnología SBR puede conducir a sensaciones de artificiosidades audibles no deseadas tales como rugosidad y timbre desagradable (por ejemplo, véase la literatura no de patente (LNP) 1).

50

Por lo tanto, para evitar dichas artificiosidades resultantes de la operación especular o copia presentada en el escenario de codificación con baja tasa de bits, la tecnología SBR estándar se mejora y extiende con los siguientes cambios fundamentales (por ejemplo, véase LNP 2):

55

- (1) modificar el algoritmo de parche desde una plantilla de copia a un vocoder (contracción de "codificador de voz" en inglés o "voice coder") de fase que controla una plantilla de parcheo
- (2) incrementar la resolución en el tiempo adaptativa para los parámetros de post-procesamiento.

60

Como resultado de la primera modificación (anteriormente mencionada (1)), extendiendo el espectro de BF con múltiples factores enteros, se asegura intrínsecamente la continuidad armónica en la AF. En particular, no puede surgir una sensación de rugosidad no deseada debido a efectos de batido en el borde entre la baja frecuencia y la alta frecuencia y entre diferentes partes de alta frecuencia (por ejemplo, véase LNP 1).

65

Y la segunda modificación (anteriormente mencionada (2)) facilita que el espectro de AF refinado sea más adaptativo a las fluctuaciones de señal en las bandas de frecuencia replicadas.

Dado que el nuevo parche preserva la relación armónica, se denomina como extensión del ancho de banda armónico (HBE). Las ventajas de la HBE de la técnica anterior sobre la SBR estándar se han confirmado también experimentalmente para codificación de audio de baja tasa de bits (por ejemplo, véase LNP 1).

5 Nótese que las dos modificaciones anteriores solo afectan al generador del espectro de AF (109), los procesos restantes en la HBE son idénticos a los de SBR.

La FIG. 2 es un diagrama que muestra el generador del espectro de AF en la HBE de la técnica anterior. Se debería observar que el generador del espectro de AF incluye una transformada T-F 108 y una reconstrucción de AF 109.  
 10 Dada una parte de BF de una señal, se supone que su espectro de AF se compone de (T-1) parches armónicos de AF (cada proceso de parcheo produce un parche de AF), a partir del 2.º orden (el parche de AF con la frecuencia más baja) hasta el orden T-ésimo (el parche de AF con la frecuencia más alta). En la HBE de la técnica anterior, todos estos parches de AF se generan independientemente en paralelo deducidos de los vocoders de fase.

15 Como se muestra en la FIG. 2, se emplean (T-1) vocoders de fase (201~203) con diferentes factores de estiramiento, (desde 2 a k) para estirar la parte de BF de entrada. Las salidas estiradas, con diferentes longitudes, se filtran paso banda (204~206) y se remuestran (207~209) para generar parches de AF mediante la conversión de la dilatación del tiempo en extensión de frecuencia. Al ajustar el factor de estiramiento en dos veces el factor de remuestreo, los parches de AF mantienen la estructura armónica de la señal y tienen el doble de longitud de la parte  
 20 de BF. Entonces todos los parches de AF se alinean en retardo (210~212) para compensar las diferentes contribuciones potenciales al retardo de la operación de remuestreo. En la última etapa, todos los parches de AF alineados en retardo se suman y transforman (213) en el dominio de QMF para producir el espectro de AF.

25 Observando el generador de espectro de AF anterior, tiene una elevada cantidad de computación. La cantidad de computación procede principalmente de la operación de estiramiento en el tiempo, realizada por una serie de Transformadas de Fourier de Tiempo Reducido (STFT) y Transformadas de Fourier de Tiempo Reducido Inverso (ISTFT), transformadas adoptadas en los vocoders de fase, y la operación QMF subsiguiente, aplicada a la parte de AF estirada en el tiempo.

30 Se describe a continuación una introducción general sobre el vocoder de fase y la transformada QMF.

Un vocoder de fase es una técnica bien conocida que usa transformaciones en el dominio de la frecuencia para implementar un efecto de estiramiento en el tiempo. Esto es, para modificar una evolución temporal de la señal mientras sus características espectrales locales se mantienen sin cambio. Su principio básico se describe a  
 35 continuación.

La FIG. 3A y la FIG. 3B son diagramas que muestran el principio básico del estiramiento en el tiempo realizado por el vocoder de fase.

40 Divide el audio en bloques solapados y redimensiona estos bloques en donde el tamaño de salto (el intervalo de tiempo entre bloques sucesivos) no es el mismo en la entrada y en la salida, tal como se ha ilustrado en la FIG. 3A. En ella, el tamaño de salto de entrada  $R_a$  es más pequeño que el tamaño de salto de salida  $R_s$ , como resultado, la señal original se estira con una tasa  $r$  mostrada en la (Ecuación 1) a continuación.

45 Expresión matemática 1

$$r = \frac{R_a}{R_s} \quad \text{(Ecuación 1)}$$

50 Como se muestra en la FIG. 3B, los bloques redimensionados se solapan en un patrón coherente, lo que requiere transformación en el dominio de la frecuencia. Normalmente, los bloques de entrada se transforman en frecuencia, después de una modificación apropiada de fases, los nuevos bloques se transforman de vuelta a sus bloques de salida.

55 Siguiendo el principio anterior, los vocoders de fase más clásicos adoptan la transformada de Fourier de tiempo reducido (STFT) como la transformada en el dominio de la frecuencia, e implica una secuencia explícita de análisis, modificación y resíntesis para el estiramiento en el tiempo.

60 Los bancos QMF transforman las representaciones en el dominio del tiempo en representaciones en el dominio de tiempo-frecuencia conjunto (y viceversa), lo que se usa normalmente en esquemas de codificación basados en paramétricas, como la replicación de banda espectral (SBR), la codificación estéreo paramétrica (PS) y la codificación de audio espacial (SAC), etc. Una característica de estos bancos de filtro es que las señales en el dominio de la frecuencia (sub-banda) evaluadas complejas se sobremuestran efectivamente con un factor de dos. Esto permite operaciones de post-procesamiento de las señales en el dominio de la sub-banda sin introducir distorsión de muestreo.

Con más detalle, dada una señal en el tiempo discreta evaluada real  $x(n)$ , con el banco QMF de análisis, las señales en el dominio de la sub-banda evaluada compleja  $s_k(n)$  se obtienen a través de (Ecuación 2) a continuación.

Expresión matemática 2

5

$$s_k(n) = \sum_{l=0}^{L-1} x(M \cdot n - l) p(l) e^{j \frac{\pi}{M} (k+0,5)(l+\alpha)}$$

(Ecuación 2)

En la (Ecuación 2),  $p(n)$  representa un filtro prototipo paso bajo de respuesta a impulso de orden  $L-1$ ,  $\alpha$  representa un parámetro de fase,  $M$  representa el número de bandas y  $k$  el índice de la sub-banda (siendo  $k=0, 1, \dots, M-1$ ).

10

Nótese que como STFT, la transformada QMF es también una transformada conjunta tiempo-frecuencia. Esto significa, proporciona tanto el contenido en frecuencia de una señal como el cambio en el contenido de frecuencia a lo largo del tiempo, en el que el contenido de la frecuencia es representado por la sub-banda de frecuencia y la línea del tiempo se representa por ranuras de tiempo, respectivamente.

15

La FIG. 4 es un diagrama que muestra el esquema del análisis y síntesis QMF.

En detalle, tal como se ha ilustrado en la FIG. 4, una entrada de audio real dada se divide en bloques solapados sucesivos con longitud de  $L$  y tamaño de salto de  $M$  (FIG. 4 (a)), el proceso de análisis QMF transforma cada bloque en una ranura de tiempo, compuesta de  $M$  señales de sub-banda compleja. En esta forma, las  $L$  muestras de entrada en el dominio del tiempo se transforman en  $L$  coeficientes QMF complejos, compuestos de  $L/M$  ranuras de tiempo y  $M$  sub-bandas (FIG. 4 (b)). Cada ranura de tiempo, combinada con las ranuras de tiempo previas ( $L/M-1$ ), se sintetiza mediante el proceso de síntesis QMF para reconstruir  $M$  muestras en el dominio del tiempo reales (FIG. 4 (c)) con una reconstrucción casi perfecta.

25

#### Lista de citas

Literatura no de patente

- 30 [LNP 1] Frederik Nagel y Sascha Disch, 'A harmonic bandwidth extension method for audio codecs', IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Proc., 2009  
 [LNP 2] Max Neuendorf, et al., 'A novel scheme for low bitrate unified speech and audio coding - MPEG RM0', en 126th AES Convention, Munich, Alemania, mayo de 2009.

#### 35 Sumario de la invención

##### Problema técnico

40 Un problema asociado con la tecnología HBE de la técnica anterior es la elevada cantidad de computación. El vocoder de fase tradicional que se adopta por HBE para estiramiento de la señal tiene una elevada cantidad de computación debido a la aplicación sucesiva de unas FFT y unas IFFT, esto es, sucesivas FFT (Transformada de Fourier Rápida) e IFFT (Transformada de Fourier Rápida Inversa); y la subsiguiente transformada QMF incrementa la cantidad de computación a ser aplicada a la señal estirada en el tiempo. Adicionalmente, en general el intento de reducir la cantidad de computación conduce al problema potencial de degradación de la calidad.

45

Por ello, la presente invención tal como se define en las reivindicaciones se concibió a la vista del problema anteriormente mencionado y tiene como un objetivo proporcionar un método de extensión del ancho de banda capaz de reducir la cantidad de computación en la extensión del ancho de banda así como la supresión del deterioro de la calidad en el ancho de banda extendido.

50

##### Solución al problema

55 Para conseguir el objetivo anteriormente mencionado, el método de extensión del ancho de banda en un aspecto de la presente invención es un método de extensión del ancho de banda para la producción de una señal de audio de ancho de banda completo a partir de una señal de audio de ancho de banda de baja frecuencia, incluyendo el método: una primera etapa de transformación para la transformación de la señal de ancho de banda en baja frecuencia en un dominio de un banco de filtros de espejo en cuadratura (QMF) para generar un primer espectro QMF de baja frecuencia; una etapa de generación de un parche armónico de orden bajo para la generación de un parche armónico de orden bajo mediante el estiramiento en el tiempo de la señal de ancho de banda en baja frecuencia en un dominio QMF; una etapa de generación de alta frecuencia de (i) generación de señales que están desplazadas en tono, mediante la aplicación de diferentes coeficientes de desplazamientos al parche armónico de orden bajo, y (ii) generación de un espectro QMF de alta frecuencia a partir de las señales; una etapa de modificación del espectro para modificación del espectro QMF de alta frecuencia para satisfacer las condiciones de energía y tonalidad en alta frecuencia; y una etapa de generación del ancho de banda completo para la generación

60

de la señal en ancho de banda completo mediante la combinación del espectro QMF de alta frecuencia modificado con el primer espectro QMF de baja frecuencia.

5 En consecuencia, el espectro QMF de alta frecuencia se genera mediante estiramiento en el tiempo y desplazamiento de tono de la señal de ancho de banda de baja frecuencia en el dominio QMF. Por lo tanto, es posible evitar el procesamiento complejo convencional (sucesivamente repetidas FFT e IFFT, y posterior transformada QMF), para la generación de un espectro QMF de alta frecuencia, y por ello la cantidad de computación puede reducirse. Además, dado que las señales desplazadas en tono se generan mediante la aplicación de coeficientes de desplazamiento mutuamente diferentes en lugar de solo un coeficiente de desplazamiento, y el espectro QMF de alta frecuencia se genera a partir de estas señales, es posible suprimir el deterioro de la calidad del espectro QMF de alta frecuencia. Adicionalmente, dado que el espectro QMF de alta frecuencia se genera a partir del parche armónico de orden bajo, es posible suprimir adicionalmente el deterioro de la calidad del espectro QMF de alta frecuencia.

15 Debería tomarse nota que, en el método de extensión del ancho de banda, el desplazamiento de tono también opera en el dominio QMF. Esto es para descomponer la subbanda QMF de BF en el parche de orden bajo en múltiples sub-subbandas para una resolución de frecuencia más alta, mapeando entonces estas sub-subbandas en la subbanda QMF alta para generar el espectro de parche de orden alto.

20 Adicionalmente, la etapa de generación del parche armónico de orden bajo incluye: una segunda etapa de transformación para transformación de la señal de ancho de banda de baja frecuencia en un segundo espectro QMF de baja frecuencia; una etapa de paso banda para el filtrado paso banda del segundo espectro QMF de baja frecuencia; y la etapa de estiramiento para estiramiento del segundo espectro QMF de baja frecuencia filtrado paso banda a lo largo de una dimensión temporal.

25 Adicionalmente, el segundo espectro QMF de baja frecuencia tiene una resolución de frecuencia más fina que el primer espectro QMF de baja frecuencia.

30 Adicionalmente, la etapa de generación de alta frecuencia incluye: una etapa de generación del parche de un filtro paso banda del parche armónico de orden bajo para generar parches filtrados paso banda; una etapa de generación de orden alto de mapeado de cada parche filtrado paso banda en una alta frecuencia para generar parches armónicos de orden alto; y una etapa de suma para la suma de los parches armónicos de orden alto con el parche armónico de orden bajo.

35 Adicionalmente, la etapa de generación de orden alto incluye: una etapa de división para la división de cada subbanda QMF en cada uno de los parches filtrados paso banda en múltiples sub-subbandas; una etapa de mapeado para mapeado de las sub-subbandas en sub-bandas QMF de alta frecuencia; y una etapa de combinación para combinación de los resultados del mapeado de las sub-subbandas.

40 Adicionalmente, la etapa de mapeado incluye: una etapa de división para división de las sub-subbandas de cada una de las sub-bandas QMF en una parte de banda de corte y una parte de banda de paso; una etapa de computación de frecuencia para computación de las frecuencias centrales transpuestas de las sub-subbandas sobre la parte de la banda de paso con el factor dependiente del orden del parche; una primera etapa de mapeado para mapeado de las sub-subbandas en la parte de la banda de paso en sub-bandas QMF de alta frecuencia de acuerdo con las frecuencias centrales; y una segunda etapa de mapeado para mapeado de la sub-subbanda en la parte de banda de corte en las sub-bandas QMF de alta frecuencia de acuerdo con las sub-subbandas de la parte de la banda de paso.

50 Se debería tomar nota que, en el método de extensión del ancho de banda de acuerdo con la presente invención, las operaciones del proceso (etapas) descritas anteriormente pueden combinarse de cualquier manera.

Dicho método de extensión del ancho de banda de acuerdo con la presente invención tiene una tecnología HBE de baja cantidad de computación que usa un generador de espectro de AF de cantidad reducida de computación, que contribuye a la cantidad de computación más alta para el HBE. Para reducir la cantidad de computación, se usa un nuevo vocoder de fase basado en QMF que realiza estiramiento en el tiempo en el dominio QMF con una baja cantidad de computación. Adicionalmente, para evitar los posibles problemas de calidad asociados con la solución, se usa un nuevo algoritmo de desplazamiento de tono que genera parches armónicos de orden alto a partir del parche de orden bajo en el dominio QMF.

60 Es el objetivo de la invención diseñar un parche basado en QMF donde se pueda realizar tanto el estiramiento en el tiempo como la extensión de la frecuencia en el dominio QMF, para hacer que, adicionalmente, desarrolle una tecnología HBE de baja cantidad de computación controlada por el vocoder de fase basado en QMF.

65 Se debería tomar nota que la presente invención puede realizarse, no solo como dicho método de extensión del ancho de banda, sino también como un aparato de extensión del ancho de banda y un circuito integrado que extiende el ancho de banda de la frecuencia de una señal de audio usando el método de extensión del ancho de

banda.

**Efectos ventajosos de la invención**

5 El método de extensión del ancho de banda en la presente invención diseña una nueva tecnología de extensión del ancho de banda armónico (HBE). El núcleo de la tecnología es realizar tanto estiramiento en el tiempo como desplazamiento de tono en el dominio QMF, en lugar de en el dominio FFT tradicional y en el dominio del tiempo, respectivamente. Comparando con la tecnología HBE de la técnica anterior, el método de extensión del ancho de banda en la presente invención puede proporcionar una buena calidad sonora y reducir significativamente la cantidad de computación.

**Breve descripción de los dibujos**

15 [FIG. 1] la FIG. 1 es un diagrama que muestra un esquema de códec de audio que usa una tecnología BWE normal.  
 [FIG. 2] la FIG. 2 es un diagrama que muestra un generador de espectro de AF con estructura armónica preservada.  
 [FIG. 3A] la FIG. 3A es un diagrama que muestra el principio del estiramiento en el tiempo mediante recolocación de bloques de audio.  
 20 [FIG. 3B] la FIG. 3B es un diagrama que muestra el principio del estiramiento en el tiempo mediante recolocación de bloques de audio.  
 [FIG. 4] la FIG. 4 es un diagrama que muestra el esquema de análisis y síntesis QMF.  
 [FIG. 5] la FIG. 5 es un diagrama de flujo que muestra un método de extensión del ancho de banda en un primer ejemplo.  
 25 [FIG. 6] la FIG. 6 es un diagrama que muestra un generador de espectro de AF en el primer ejemplo.  
 [FIG. 7] la FIG. 7 es un diagrama que muestra un decodificador de audio en el primer ejemplo.  
 [FIG. 8] la FIG. 8 es un diagrama que muestra un esquema de cambio de escala de tiempo de una señal sobre la base de la transformada QMF en el primer ejemplo.  
 [FIG. 9] la FIG. 9 es un diagrama que muestra un método de estiramiento en el tiempo en el dominio QMF en el primer ejemplo.  
 30 [FIG. 10] la FIG. 10 es un diagrama que muestra la comparación de los efectos de estiramiento para una señal tonal sinusoidal con diferentes factores de estiramiento.  
 [FIG. 11] la FIG. 11 es un diagrama que muestra el efecto de desalineación y distribución de energía en el esquema HBE.  
 35 [FIG. 12] la FIG. 12 es un diagrama de flujo que muestra el método de extensión del ancho de banda en una realización de la presente invención.  
 [FIG. 13] la FIG. 13 es un diagrama que muestra un generador de espectro de AF en la realización de la presente invención.  
 [FIG. 14] la FIG. 14 es un diagrama que muestra un decodificador de audio en la realización de la presente invención.  
 40 [FIG. 15] la FIG. 15 es un diagrama que muestra un método de extensión de la frecuencia en el dominio QMF en la realización de la presente invención.  
 [FIG. 16] la FIG. 16 es una figura que muestra una distribución de espectro de sub-sub-banda en la realización de la presente invención.  
 45 [FIG. 17] la FIG. 17 es un diagrama que muestra la relación entre el componente de banda de paso y el componente de banda de corte para una senoide en el dominio QMF complejo en la realización de la presente invención

**Descripción de realizaciones**

50 Las siguientes realizaciones son meramente ilustrativas de los principios de varias etapas inventivas. Se entiende que serán evidentes para otros expertos en la materia variaciones de los detalles descritos en el presente documento.

55 (Primer ejemplo)

De aquí en adelante, se describirá un esquema HBE (método de extensión del ancho de banda armónico) y un decodificador (decodificador de audio o aparato de decodificación de audio) que usa el mismo.

60 La FIG. 5 es un diagrama de flujo que muestra el método de extensión del ancho de banda.

Este método de extensión del ancho de banda es un método de extensión del ancho de banda para la producción de una señal de ancho de banda completo a partir de una señal de ancho de banda en baja frecuencia. El método incluye: una primera etapa de transformación para la transformación de la señal de ancho de banda en baja frecuencia en un dominio del banco de filtros de espejo en cuadratura (QMF) para generar un primer espectro QMF de baja frecuencia; una etapa de desplazamiento de tono para la generación de señales desplazadas en tono

5 mediante la aplicación de diferentes factores de desplazamiento sobre la señal de ancho de banda en baja frecuencia; una etapa de generación de alta frecuencia para la generación de un espectro QMF de alta frecuencia mediante extensión en el tiempo de las señales desplazadas en tono en un dominio QMF; una etapa de modificación del espectro para modificación del espectro QMF de alta frecuencia para satisfacer las condiciones de energía y tonalidad de alta frecuencia; y una etapa de generación del ancho de banda completo para la generación de la señal de ancho de banda completo mediante la combinación del espectro QMF de alta frecuencia modificado con el primer espectro QMF de baja frecuencia.

10 Debería tomarse nota de que la primera etapa de transformación (S11) se realiza mediante una unidad de transformada T-F 1406 a ser descrita más adelante, la etapa de desplazamiento de tono (S12) se realiza mediante unidades de muestreo 504 a 506 y una unidad de remuestreo en el tiempo 1403 a ser descrita más adelante. Además, la etapa de generación de alta frecuencia (S13) se realiza mediante unidades de transformada QMF 507 a 509, vocoders de fase 510 a 512, una unidad de transformada QMF 404, y una unidad de estiramiento en el tiempo 1405 a ser descrita más adelante. Adicionalmente, la etapa de generación del ancho de banda completo (S15) se realiza mediante una unidad de adición 1410 a ser descrita más adelante.

20 Adicionalmente, la etapa de generación de alta frecuencia incluye: una segunda etapa de transformación para la transformación de las señales desplazadas en tono en un dominio QMF para generar un espectro QMF; una etapa de generación del parche armónico de estiramiento del espectro QMF a lo largo de una dimensión temporal con diferentes factores de estiramiento para generar parches armónicos; una etapa de alineación para alineación en el tiempo de los parches armónicos; y una etapa de suma para la suma de los parches armónicos alineados en el tiempo.

25 Debería tomarse nota que la segunda etapa de transformación se realiza mediante las unidades de transformada QMF 507 a 509 y la unidad de transformada QMF 1404, y la etapa de generación del parche armónico se realiza mediante los vocoders de fase 510 a 512 y la unidad de estiramiento en el tiempo 1405. Adicionalmente, la etapa de alineación se realiza mediante las unidades de alineación del retardo 513 a 515 a ser descritas, y la etapa de suma se realiza por una unidad de adición 516 a ser descrita más adelante.

30 En un esquema HBE en la presente realización, un generador de espectro de AF en la tecnología HBE se diseña con los procesos de desplazamiento de tono en el dominio del tiempo, seguidos por los procesos de estiramiento en el tiempo controlados por el vocoder en el dominio QMF.

35 La FIG. 6 es un diagrama que muestra el generador de espectro de AF usado en el esquema HBE. El generador de espectro de AF incluye: unidades paso banda 501, 502, ..., y 503; las unidades de muestreo 504, 505, ..., y 506; las unidades de transformada QMF 507, 508, ..., y 509; los vocoders de fase 510, 511, ..., y 512; las unidades de alineación del retardo 513, 514, ... y 515; y la unidad de adición 516.

40 Una entrada de ancho de banda en BF dada se filtra primero paso banda (501~503) y se remuestrea (504~506) para generar sus partes de ancho de banda en AF. Estas partes de ancho de banda en AF se transforman (507~509) al dominio QMF, las salidas QMF resultantes se estiran en el tiempo (510~512) con factores de estiramiento en dos veces de acuerdo con los factores de remuestreo. Los espectros de AF estirados se alinean en retardo (513~515) para compensar las diferentes contribuciones de retardo potenciales de los procesos de remuestreo y se suman (516) para generar el espectro de AF final. Debería tomarse nota que cada uno de los números 501 a 516 entre paréntesis anteriores indica un elemento constituyente del generador del espectro de AF.

50 Comparando el esquema con el esquema de la técnica anterior (FIG. 2), puede verse que las diferencias principales son 1) se aplican más transformadas QMF; y 2) se realizan operaciones de estiramiento en el tiempo en el dominio QMF, no en el dominio de la FFT. La operación detallada de estiramiento en el tiempo en el dominio QMF se describirá más adelante con más detalle.

55 La FIG. 7 es un diagrama que muestra un decodificador que adopta el generador del espectro de AF. El decodificador (aparato de decodificación de audio) incluye una unidad demultiplexora 1401, una unidad de decodificación 1402, la unidad de remuestreo en el tiempo 1403, la unidad de transformada QMF 1404, y la unidad estiramiento en el tiempo 1405. Debería tomarse nota que la unidad demultiplexora 1401 corresponde a la unidad de separación que separa una señal de ancho de banda en baja frecuencia codificada de la información codificada (flujo de bits). Adicionalmente, la unidad de transformada T-F inversa 1409 corresponde a la unidad de transformada inversa que transforma una señal de ancho de banda completo, a partir de una señal en el dominio del banco de filtros de espejo en cuadratura (QMF) a una señal en el dominio del tiempo.

60 Con el decodificador, el flujo de bits primero se demultiplexa (1401), se decodifica entonces la parte de la señal en BF (1402), para aproximarse a la parte de AF original, la parte de BF (señal de ancho de banda en baja frecuencia) decodificada se remuestrea (1403) en el dominio del tiempo para generar la parte de AF, la parte de AF resultante se transforma (1404) al dominio QMF, el espectro QMF de AF resultante se estira (1405) a lo largo de la dirección temporal, el espectro de AF estirado se refina adicionalmente (1408) mediante post-procesamiento, bajo la guía de algunos parámetros de AF decodificados. Entretanto, la parte de BF decodificada se transforma también (1406) al

dominio QMF. Para al final, combinar el espectro de AF refinado (1410) con el espectro de BF (1407) retardado para producir el espectro de QMF en ancho de banda completo. El espectro QMF de ancho de banda completo resultante se convierte (1409) de vuelta al dominio del tiempo para producir la salida de la señal de audio de banda ancha decodificada. Debería tomarse nota que cada uno de los números 1401 a 1410 anteriores entre paréntesis denota un elemento constituyente del decodificador.

El método de estiramiento en el tiempo

El proceso de estiramiento en el tiempo del esquema HBE es, para una señal de audio, su señal estirada en el tiempo que puede generarse mediante transformada QMF, manipulaciones de fase y transformada QMF inversa. Específicamente, la etapa de generación del parche armónico incluye: una etapa de cálculo para el cálculo de la amplitud y fase de un espectro QMF entre los espectros QMF; una etapa de manipulación de fase para la manipulación de la fase para producir una nueva fase; y una etapa de generación del coeficiente QMF de combinación de la amplitud con la nueva fase para generar un nuevo conjunto de coeficientes QMF. Debería tomarse nota que cada una de las etapas de cálculo, la etapa de manipulación de fase, y la etapa de generación del coeficiente QMF se realiza mediante un módulo 702 a ser descrito más adelante.

La FIG. 8 es un diagrama que muestra un proceso de estiramiento en el tiempo basado en QMF realizado por la unidad de transformada QMF 1404 y la unidad de estiramiento en el tiempo 1405. En primer lugar, una señal de audio se transforma en un conjunto de coeficientes QMF, por ejemplo,  $X(m,n)$ , mediante transformada de análisis QMF (701). Estos coeficientes QMF se modifican en el módulo 702. En el que, para cada uno de los coeficientes QMF se calculan su amplitud  $r$  y fase  $a$ , por ejemplo,  $X(m,n) = r(m,n) \exp(j a(m,n))$ . Las fases  $a(m,n)$  se modifican (manipulan) a  $\tilde{a}(m,n)$ . Las fases modificadas  $\tilde{a}$  y las amplitudes originales  $r$  construyen un nuevo conjunto de coeficientes QMF. Por ejemplo, un nuevo conjunto de coeficientes QMF se muestra en la (Ecuación 3) a continuación.

Expresión matemática 3

$$\tilde{X}(m,n) = r(m,n) \cdot \exp(j \cdot \tilde{a}(m,n)) \quad \text{(Ecuación 3)}$$

Finalmente, el nuevo conjunto de coeficientes QMF se transforma (703) en una nueva señal de audio, que corresponde a la señal original con escala de tiempos modificada.

El algoritmo de estiramiento en el tiempo basado en QMF en el esquema HBE imita el algoritmo de estiramiento basado en STFT: 1) la etapa de modificación usa el concepto de frecuencia instantánea para modificar fases; 2) para reducir la cantidad de computación, la adición de solape se realiza en el dominio QMF usando la propiedad de aditividad de la transformada QMF.

A continuación está la descripción detallada del algoritmo de estiramiento en el tiempo en el esquema HBE.

Suponiendo que hay  $2L$  señales en el dominio del tiempo de valor real,  $x(n)$ , a ser estiradas con factor de estiramiento  $s$ , después de la etapa de análisis QMF, hay  $2L$  coeficientes complejos QMF, compuestos de  $2L/M$  ranuras de tiempo y  $M$  sub-bandas.

Nótese que como en el método de estiramiento basado en STFT, los coeficientes QMF transformados son opcionalmente, sometidos a análisis por función ventana antes de la manipulación de fase. En la presente invención, esto puede realizarse o bien en el dominio del tiempo o bien en el dominio QMF.

En el dominio del tiempo, una señal en el dominio de tiempo puede ser sometida a una función ventana naturalmente como en la (Ecuación 4) a continuación.

Expresión matemática 4

$$x(n) = x(n) \cdot h(\text{mod}(n, L)) \quad \text{(Ecuación 4)}$$

El  $\text{mod}(\cdot)$  en la (Ecuación 4) significa la operación de modulación.

En el dominio QMF, la operación equivalente puede realizarse mediante:

- 1) La transformación de la ventana de análisis  $h(n)$  (con longitud de  $L$ ) al dominio QMF para producir  $H(v,k)$  con  $L/M$  ranuras de tiempo y  $M$  sub-bandas.
- 2) La simplificación de la representación QMF de la ventana tal como se muestra en la (Ecuación 5) a continuación.



Expresión matemática 5

$$H_0(v) = \sum_{k=0}^{M-1} H(v, k)$$

(Ecuación 5)

5 En este caso,  $v=0, \dots, L/M-1$ .

3) La realización del análisis por función ventana en el dominio QMF mediante  $X(m, k) = X(m, k) \cdot H_0(w)$  en la que  $w = \text{mod}(m, L/M)$  (debería tomarse nota de que  $\text{mod}(\cdot)$  significa la operación de modulación).

10 Adicionalmente, en el esquema HBE, en la etapa de manipulación de fase, la nueva fase se produce basándose en la fase original como un conjunto establecido de coeficientes QMF. Específicamente, como una realización detallada del estiramiento en el tiempo, la manipulación de fase se realiza basándose en el bloque QMF.

La FIG. 9 es un diagrama de un método de estiramiento en el tiempo en el dominio QMF.

15 Estos coeficientes QMF originales pueden tratarse como  $L+1$  bloques QMF solapados con tamaño de salto de 1 ranura de tiempo y longitud de bloque de  $L/M$  ranuras de tiempo, tal como se ha ilustrado en (a) en la FIG. 9.

20 Para asegurar ningún efecto de salto de fase, cada bloque QMF original se modifica para generar un nuevo bloque QMF con fases modificadas, y las fases de los nuevos bloques QMF deberían ser continuas en el punto  $\mu \cdot s$  para el solape de los  $(\mu)$ -ésimo y  $(\mu-1)$ -ésimo nuevos bloques QMF, que es equivalente a continuos en los puntos de unión  $\mu \cdot M \cdot s$  ( $\mu \in \mathbb{N}$ ) en el dominio del tiempo.

25 Adicionalmente, en el esquema HBE, en la etapa de manipulación de fase, se realiza la manipulación repetidamente para conjuntos de coeficientes QMF, y en la etapa de generación del coeficiente QMF, se generan nuevos conjuntos de coeficientes QMF. En este caso, las fases se modifican en el bloque base siguiendo el criterio que sigue.

30 Suponiendo que las fases originales son  $\phi_u(k)$  para los coeficientes QMF  $X(u, k)$ , para  $u=0, \dots, 2L/M-1$  y  $k=0, \dots, M-1$ . Cada bloque QMF original se modifica secuencialmente a un nuevo bloque QMF, como se ilustra en (b) en la FIG. 9, donde se ilustran nuevos bloques QMF con diferentes tramas de llenado.

35 En lo que sigue,  $\psi_u^{(n)}(k)$  representa información de fase del nuevo  $n$ -ésimo bloque QMF para  $n=1, \dots, L/M$ ,  $u=0, \dots, L/M-1$  y  $k=0, 1, \dots, M-1$ . Estas nuevas fases, dependiendo de si el nuevo bloque está redimensionado o no, se diseñan como sigue.

Suponiendo que el 1.º nuevo bloque QMF  $X^{(1)}(u, k)$  ( $u=0, \dots, L/M-1$ ) no está re-espaciado, de ese modo la nueva información de fase  $\psi_u^{(1)}(k)$  es idéntica a  $\phi_u(k)$ . Esto es,  $\psi_u^{(1)}(k) = \phi_u(k)$  para  $u=0, \dots, L/M-1$  y  $k=0, 1, \dots, M-1$ .

40 Para el 2.º nuevo bloque QMF  $X^{(2)}(u, k)$  ( $u=0, \dots, L/M-1$ ), se redimensiona con tamaño de salto de ranura de tiempo  $s$  (por ejemplo 2 ranuras de tiempo, como se ilustra en la FIG. 9). En este caso, las secuencias instantáneas al inicio del bloque deberían ser consistentes con las de la ranura de tiempo  $s$ -ésima en el 1.º nuevo bloque QMF  $X^{(1)}(u, k)$ . De ese modo, las frecuencias instantáneas para la 1.ª ranura de tiempo de  $X^{(2)}(u, k)$  deberían ser idénticas a las de la 2.ª ranura de tiempo en el bloque QMF original. Esto es  $\psi_u^{(2)}(k) = \psi_u^{(1)}(k) + s \Delta\phi_1(k)$ .

45 Adicionalmente, dado que se cambian las fases para la 1.ª ranura de tiempo, las fases restantes se ajustan en consecuencia para preservar las frecuencias instantáneas originales. Esto es,  $\psi_u^{(2)}(k) = \psi_{u-1}^{(2)}(k) + \Delta\phi_{u+1}(k)$  para  $u=1, \dots, L/M-1$ , en la que  $\Delta\phi_u(k) = \phi_u(k) - \phi_{u-1}(k)$  representa las frecuencias instantáneas originales para el bloque QMF original.

50 Para los bloques de síntesis subsiguientes, se aplican las mismas reglas de modificación de fase. Esto es, para el nuevo  $m$ -ésimo nuevo bloque QMF ( $m=3, \dots, L/M$ ), sus fases  $\psi_u^{(m)}(k)$  se deciden como se muestra a continuación.

$$\psi_0^{(m)}(k) = \psi_0^{(m-1)}(k) + s \Delta\phi_{m-1}(k)$$

$$\psi_u^{(m)}(k) = \psi_{u-1}^{(m)}(k) + \Delta\phi_{m+u-1}(k)$$

para  $u=1, \dots, L/M-1$ .

60 Incluyendo la información de amplitud del bloque original, las nuevas fases anteriores dan como resultado nuevos  $L/M$  bloques.

En este caso, en el esquema HBE en la presente realización, en la etapa de manipulación de fase, se realiza una manipulación diferente dependiendo de un índice de sub-banda QMF. Específicamente, el método de modificación de fase anterior puede diseñarse de modo diferente para sub-bandas QMF impares y sub-bandas pares,

respectivamente.

Se basa en que para una señal tonal, su frecuencia instantánea en el dominio QMF se asocia con la diferencia de fase,  $\Delta\varphi(n,k)=\varphi(n,k)-\varphi(n-1,k)$ , en diferentes formas.

5 Con más detalle, se ha descubierto que la frecuencia instantánea  $\omega(n,k)$  puede determinarse a través de la (Ecuación 6) a continuación.

Expresión matemática 6

$$\omega(n,k) = \begin{cases} \text{princ arg}(\Delta\varphi(n,k))/\pi + k & k \text{ es par} \\ \text{princ arg}(\Delta\varphi(n,k) - \pi)/\pi + k & k \text{ es impar} \end{cases} \quad (\text{Ecuación 6})$$

En la (ecuación 6), el  $\text{princ arg}(a)$  significa el ángulo de principio de  $a$ , definido por la (Ecuación 7) a continuación.

15 Expresión matemática 7

$$\text{princ arg}(\alpha) = \text{mod}(\alpha + \pi, -2\pi) + \pi \quad (\text{Ecuación 7})$$

En la ecuación,  $\text{mod}(a,b)$  denota la modulación de  $a$  sobre  $b$ .

20 Como resultado, por ejemplo, en el método de codificación de fase anterior, la diferencia de fase se podría elaborar como en la (Ecuación 8) a continuación.

Expresión matemática 8

$$\Delta\varphi_u(k) = \begin{cases} \text{princ arg}(\varphi_u(k) - \varphi_{u-1}(k)) & k \text{ es par} \\ \text{princ arg}(\varphi_u(k) - \varphi_{u-1}(k) - \pi) & k \text{ es impar} \end{cases} \quad (\text{Ecuación 8})$$

Adicionalmente, en el esquema HBE en la presente realización, en la etapa de generación del coeficiente QMF, los nuevos conjuntos de coeficientes QMF se añaden solapados para generar los coeficientes QMF que corresponden a una señal de audio temporalmente extendida. Específicamente, para reducir la cantidad de computación, la operación de síntesis QMF no se aplica directamente sobre cada nuevo bloque QMF individual, se aplica sobre resultados añadidos-solapados de aquellos nuevos bloques QMF.

35 Nótese que como el método de estiramiento basado en STFT, los nuevos coeficientes QMF están opcionalmente sometidos a función ventana de síntesis antes de la adición-solape. Como en el proceso de análisis por función ventana, la síntesis por función ventana puede realizarse como se muestra a continuación.

$$X^{(n+1)}(u,k) = X^{(n+1)}(u,k) \cdot H_0(w),$$

40 en la que  $w = \text{mod}(u, L/M)$ .

Entonces, debido a la aditividad de la transformada QMF, todos los nuevos  $L/M$  bloques pueden añadirse con solape, con el tamaño de salto de  $s$  ranuras de tiempo, previamente a la síntesis QMF. Los resultados añadidos con solape  $Y(u,k)$  pueden obtenerse a través de la ecuación a continuación.

45 Expresión matemática 9

$$Y(ns + u, k) = Y(ns + u, k) + X^{(n+1)}(u, k) \quad (\text{Ecuación 9})$$

50 En este caso,  $n=0, \dots, L/M-1$ ,  $u=1, \dots, L/M$ , y  $k=0, \dots, M-1$ .

La señal de audio final puede generarse mediante la aplicación de la síntesis QMF sobre la  $Y(u,k)$ , que corresponde a la señal original con escala de tiempo modificada.

55 Comparando el método de estiramiento basado en QMF en el esquema HBE de la presente realización con el método de estiramiento basado en STFT de la técnica anterior, merece la pena tomar nota de que la resolución de tiempo inherente de la transformada QMF ayuda a reducir significativamente la cantidad de computación, lo que solamente puede obtenerse con una serie de transformadas STFT en el método de estiramiento basado en STFT de la técnica anterior.

El análisis de cantidad de computación a continuación muestra un resultado de la comparación de la cantidad de conmutación aproximado considerando solamente la cantidad de computación a la que contribuyen las transformadas.

5 Suponiendo que la cantidad de computación de STFT de tamaño L es  $\log_2(L) \cdot L$  y la cantidad de computación de una transformada de análisis QMF es aproximadamente el doble que el de una transformada FFT, la cantidad de computación de transformada implicada en el generador de espectro de AF de la técnica anterior se aproxima como se muestra a continuación.

10 Expresión matemática 10

$$\frac{L}{R_a} \cdot 2 \cdot L \cdot \log_2(L) \cdot (T-1) + (2L) \log_2(2L) \approx 2 \left( \frac{L}{R_a} \cdot (T-1) + 1 \right) \cdot L \cdot \log_2(L) \quad (\text{Ecuación 10})$$

15 Mediante comparación, la cantidad de computación de transformada implicada en el generador de espectro de AF se aproxima como se muestra en la (Ecuación 11) a continuación.

Expresión matemática 11

$$2 \sum_{t=2}^T \left( \frac{2L}{t} \right) \cdot \log_2 \left( \frac{2L}{t} \right) \approx 4 \sum_{t=2}^T \frac{1}{t} \cdot L \cdot \log_2(L) \quad (\text{Ecuación 11})$$

20 Por ejemplo, suponiendo  $L = 1024$  y  $R_a=128$ , la comparación de cantidad de computación anterior puede concretarse en La tabla 1.

Tabla 1

25 Tabla 1. Comparación de la cantidad de computación entre la HBE de la técnica anterior y la HBE propuesta con la adopción del estiramiento en el tiempo basado en QMF

Número de parches armónicos (T)	Cantidad de computación de transformada implicada en el estiramiento en el tiempo	Cantidad de computación de transformada implicada en el estiramiento en el tiempo de la técnica anterior	Ratios de cantidad de computación
3	33335	350208	9,52 %
4	42551	514048	8,28 %
5	49660	677888	7,33 %

(Realización)

30 Se describirá en detalle en el presente documento a continuación, una realización del esquema HBE (método de extensión del ancho de banda armónico) y un decodificador (decodificador de audio o aparato de decodificación de audio) que usa el mismo.

35 Nótese que con la adopción del método de estiramiento en el tiempo basado en QMF, la tecnología HBE que usa el método de estiramiento en el tiempo basado en QMF tiene una cantidad de computación mucho más baja. Sin embargo, por otro lado, la adopción del método de estiramiento en el tiempo basado en QMF también lleva a dos posibles problemas que presentan el riesgo de degradar la calidad del sonido.

40 En primer lugar, hay un problema de degradación de la calidad para tonos de orden elevado. Supóngase que el espectro de AF está compuesto con (T-1) parches que corresponden a factores de estiramiento tales como 2, 3, ..., T. Debido a que el estiramiento en el tiempo basado en QMF se basa en bloques, el reducido número de operaciones de solape-adición en el parche de orden alto provoca la degradación en el efecto de estiramiento.

45 La FIG. 10 es un diagrama que muestra la señal tonal sinusoidal. El panel superior (a) muestra el efecto de estirado de un parche de 2.º orden para una señal tonal sinusoidal pura, la salida estirada es básicamente limpia, con solo unos pocos otros componentes de frecuencia presentados en pequeñas amplitudes. Mientras que el panel inferior (b) muestra el efecto de estirado de un parche de 4.º orden para la misma señal tonal sinusoidal.

50 Comparando con (a), se puede ver que aunque la frecuencia central se desplaza correctamente en (b), la salida resultante también incluye algunos otros componentes de frecuencia con amplitud no despreciable. Esto puede dar como resultado ruidos no deseados presentes en la salida estirada.

En segundo lugar, hay un posible problema de degradación de calidad para señales transitorias. Dicho problema de degradación de calidad puede tener 3 fuentes de contribución potenciales.

5 La primera fuente de contribución es que el componente transitorio puede perderse durante el remuestreo. Suponiendo una señal transitoria con un impulso de Dirac localizada en una muestra par, para un parche de 4.º orden con un diezmado con factor de 2, dicho impulso de Dirac desaparece en la señal remuestreada. Como resultado, el espectro de AF resultante tiene componentes transitorios incompletos.

10 La segunda fuente de contribución es la desalineación de componentes transitorios entre diferentes parches. Debido a que los parches tienen diferentes factores de remuestreo, un impulso de Dirac situado en una posición especificada puede tener varios componentes situados en diferentes ranuras de tiempo en el dominio QMF.

15 La FIG. 11 es un diagrama que muestra el efecto de desalineación y dispersión de energía. Para una entrada con un impulso de Dirac (por ejemplo en la FIG. 11, presentada como la 3.ª muestra, ilustrada en gris), después del remuestreo con diferentes factores, su posición se cambia a diferentes posiciones. Como resultado, la salida estirada muestra un efecto transitorio porcentualmente atenuado.

20 La tercera fuente de contribución es que las energías de los componentes transitorios se dispersan irregularmente entre diferentes parches. Como se muestra en la FIG. 11, con el parche de 2.º orden, el componente transitorio asociado se dispersa a la 5.ª y 6.ª muestras, con el parche de 3.º orden, a las muestras 4.ª ~ 6.ª; y con el parche de orden 4.º orden, a las muestras 5.ª ~ 8.ª. Como resultado, la salida estirada tiene un efecto transitorio más débil a frecuencia más alta. Para algunas señales transitorias críticas, la salida estirada incluso muestra algunas artificiosidades pre- y post-eco molestas.

25 Para superar el anterior problema de degradación de calidad, se desea una tecnología HBE mejorada. Sin embargo, una solución demasiado complicada también incrementa la cantidad de computación. En la presente realización, se usa un método de desplazamiento de tono basado en QMF para evitar el posible problema de degradación de calidad y mantener la ventaja de cantidad de computación baja.

30 Como se describe en detalle a continuación, en el esquema HBE (método de extensión del ancho de banda armónico) de la presente realización, el generador de espectro de AF en la tecnología HBE de la presente realización se diseña con, tanto el estiramiento en el tiempo como el proceso de desplazamiento de tono, en el dominio QMF. Adicionalmente, también se describirá a continuación un decodificador (decodificador de audio o aparato de decodificación de audio) que use el HBE de la presente realización.

35 La FIG. 12 es un diagrama de flujo que muestra el método de extensión del ancho de banda de la presente realización.

40 Este método de extensión del ancho de banda es un método de extensión del ancho de banda para la producción de una señal de ancho de banda completa a partir de una señal de ancho de banda en baja frecuencia. Incluyendo el método: una primera etapa de transformada para transformación de la señal de ancho de banda en baja frecuencia en un dominio del banco de filtros de espejo cuadratura (QMF) para generar un primer espectro QMF de baja frecuencia; una etapa de generación del parche armónico de orden bajo para la generación de un parche armónico de orden bajo mediante desplazamiento en el tiempo de la señal de ancho de banda en baja de frecuencia en un dominio QMF; una etapa de generación de alta frecuencia de (i) generación de señales que están desplazadas en tono, mediante la aplicación de diferentes coeficientes de desplazamiento al parche armónico de orden bajo, y (ii) generación de un espectro QMF de alta frecuencia a partir de las señales; una etapa de modificación del espectro para modificación del espectro QMF de alta frecuencia para satisfacer las condiciones de energía y tonalidad en alta frecuencia; y una etapa de generación del ancho de banda completo para la generación de la señal en ancho de banda completo mediante la combinación del espectro QMF de alta frecuencia modificado con el primer espectro QMF de baja frecuencia.

55 Debería tomarse nota de que la primera etapa de transformada se realiza mediante una unidad de transformada T-F 1508 a ser descrita más adelante, la etapa de generación del parche armónico de orden bajo se realiza mediante una transformada QMF 1503, una unidad de estiramiento en el tiempo 1504, una unidad de transformada QMF 601, y un vocoder de fase 603 a ser descrito más adelante. Además, la etapa de generación de alta frecuencia se realiza mediante una unidad de desplazamiento de tono 1506, unidades de paso banda 604 y 605, unidades de extensión de frecuencia 606 y 607, y unidades de alineación del retardo 608 a 610 a ser descritas más adelante. Adicionalmente, la etapa de modificación del espectro se realiza mediante una unidad de post-procesamiento de AF 60 1507 a ser descrita más adelante, y la etapa de generación del ancho de banda completo se realiza mediante una unidad de adición 1512.

65 Adicionalmente, la etapa de generación del parche armónico de orden bajo incluye: una segunda etapa de transformación para transformación de la señal de ancho de banda en baja frecuencia en un segundo espectro QMF de baja frecuencia; una etapa de paso banda para filtrado paso banda del segundo espectro QMF de baja frecuencia; y una etapa de estiramiento para estiramiento del segundo espectro QMF de baja frecuencia filtrado

paso banda a lo largo de una dimensión temporal.

Debería tomarse nota de que la segunda etapa de transformada se realiza mediante una unidad de transformada QMF 601 y la unidad de transformada QMF 1503, la etapa de filtro paso banda se realiza mediante una unidad de paso banda 602 a ser explicada más adelante, y la etapa de estiramiento se realiza por el vocoder de fase 603 y la unidad de estiramiento en el tiempo 1504.

Adicionalmente, el segundo espectro QMF de baja frecuencia tiene una resolución de frecuencia más fina que el primer espectro QMF de baja frecuencia.

Adicionalmente, la etapa de generación de alta frecuencia incluye: una etapa de generación del parche de un filtro paso banda del parche armónico de orden bajo para generar parches filtrados paso banda; una etapa de generación de orden alto de mapeado de cada parche filtrado paso banda a una alta frecuencia para generar parches armónicos de orden alto; y una etapa de suma para la suma de los parches armónicos de orden alto con el parche armónico de orden bajo.

Debería tomarse nota que la etapa de generación del parche se realiza por las unidades paso banda 604 y 605, la etapa de generación de orden alto se realiza por las unidades de extensión de frecuencia 606 y 607, y la etapa de suma se realiza por la unidad de adición 611 a ser explicada más adelante.

La FIG. 13 es un diagrama que muestra el generador de espectro de AF en el esquema HBE en la presente realización. El generador de espectro de AF incluye la unidad de transformada QMF 601, las unidades de paso banda 602, 604, ..., y 605; el vocoder de fase 603; las unidades de extensión de frecuencia 606, ..., y 607, las unidades de alineación del retardo 608, 609,... y 610; y la unidad de adición 611.

Una entrada de ancho de banda en BF dada se transforma primero (601) al dominio QMF, se filtra paso banda (602) el espectro QMF es estirado en el tiempo (603) para duplicar la longitud. El espectro QMF estirado se filtra paso banda (604~605) para producir (T-2) espectros de banda limitada. El espectro de banda limitada resultante se traslada (606~607) al espectro de ancho de banda en alta frecuencia. Esos espectros de AF se alinean en retardo (608~610) para compensar las contribuciones diferentes potenciales de retardo del proceso de traslado del espectro y se suman (611) para generar el espectro de AF final. Se debería tomar nota de que cada uno de los números 601 a 611 entre paréntesis anteriores indica un elemento constituyente del generador de espectro de AF.

Nótese que comparando con la transformada QMF (108 en la FIG. 1), la transformada QMF en el esquema HBE de la presente realización (unidad de transformada QMF 601) tiene una resolución de frecuencia más fina, la resolución en el tiempo decreciente se compensará con la operación de estirado subsiguiente.

Comparando el esquema HBE en la presente realización con el esquema de la técnica anterior (FIG. 2), puede verse que las diferencias principales son 1) como en la primera realización, se lleva a cabo el proceso de estiramiento en el tiempo en el dominio QMF, no en el dominio de la FFT; 2) se generan parches de orden más alto basándose en el parche de 2.º orden; 3) el proceso de desplazamiento de tono es también llevado a cabo en el dominio QMF, no en el dominio del tiempo.

La FIG. 14 es un diagrama que muestra el decodificador que adopta el generador del espectro de AF en el esquema HBE en la presente realización. El decodificador (aparato de decodificación de audio) incluye una unidad demultiplexora 1501, una unidad de decodificación 1502, la unidad de transformada QMF 1503, y la unidad estiramiento en el tiempo 1504, una unidad de alineación del retardo 1505, la unidad de desplazamiento de tono 1506, la unidad de post-procesamiento en AF 1507, la unidad de transformada T-F 1508, una unidad de alineación del retardo 1509, una unidad de transformada T-F inversa 1510, y una unidad de adición 1511. Debería tomarse nota que, en la presente realización, la unidad demultiplexora 1501 corresponde a la unidad de separación que separa una señal de ancho de banda en baja frecuencia codificada de la información codificada (flujo de bits). Adicionalmente, la unidad de transformada T-F inversa 1510 corresponde a la unidad de transformada inversa que transforma una señal de ancho de banda completo, a partir de una señal en el dominio del banco de filtros de espejo en cuadratura (QMF) a una señal en el dominio del tiempo.

Con el decodificador, el flujo de bits primero se demultiplexa (1501), entonces se decodifica (1502) la parte de la señal en BF. Para aproximarse a la parte de AF original, la parte de BF (señal de ancho de banda en baja frecuencia) decodificada se transforma (1503) al dominio QMF para generar el espectro QMF de BF. El espectro QMF de BF resultante se estira (1504) a lo largo de la dirección temporal para generar un parche de AF de orden bajo. El parche de AF de orden bajo se desplaza en tono (1506) para generar parches de orden alto. Los parches de orden alto resultante se combina con el parche de AF de orden bajo con retardo (1505) para generar el espectro de AF, el espectro de AF se refina adicionalmente (1507) mediante post-procesamiento, bajo la guía de algunos parámetros de AF decodificados. Mientras tanto, la parte de BF decodificada también se transforma (1508) al dominio QMF. Al final, el espectro de AF refinado es combinado con el espectro de BF (1509) retardado para producir (1512) el espectro de QMF de ancho de banda completo. El espectro QMF de ancho de banda completo resultante se convierte (1510) de vuelta al dominio del tiempo para producir la salida de la señal de audio de banda

ancha decodificada. Se debería tomar nota de que cada uno de los números 1501 a 1512 denota un elemento constituyente del decodificador.

El método de desplazamiento del tono

5 Un algoritmo de desplazamiento de tono basado en QMF (método de extensión de la frecuencia en el dominio QMF) para la unidad de desplazamiento de tono 1506 en el esquema HBE en la presente realización se diseña mediante la descomposición de las sub-bandas QMF de BF en una pluralidad de sub-sub-bandas, trasponiendo aquellas sub-sub-bandas en sub-bandas de AF, y combinando las sub-bandas de AF resultantes para generar el espectro de AF.  
 10 Específicamente, la etapa de generación de orden alto incluye: una etapa de división para división de cada sub-banda QMF en cada uno de los parches paso banda en múltiples sub-sub-bandas; una etapa de mapeado para mapeado de las sub-sub-pandas a sub-sub-bandas QMF de alta frecuencia; y la etapa de combinación para combinación de los resultados del mapeado de la sub-sub-banda.

15 Debería tomar nota que la etapa de división corresponde a la etapa 1 (901 - 903) a ser descrita más adelante, la etapa de mapeado corresponde a las etapas 2 y 3 (904~909) a ser descritas más adelante, y la etapa de combinación corresponde a la etapa 4 (910) a ser descrita más adelante.

20 La FIG. 15 es un diagrama que muestra dicho algoritmo de desplazamiento de tono basado en QMF. Dado un espectro filtrado paso banda del parche de 2.º orden, el espectro de AF de un parche de orden t-ésimo (t>2) puede reconstruirse mediante: 1) descomposición (etapa 1: 901~903) del espectro de BF dado, es decir, cada sub-banda QMF en el interior del espectro de BF se descompone en múltiples sub-sub-bandas QMF; 2) escalado (etapa 2: 904~906) de las frecuencias centrales de esas sub-sub-bandas con factor de t/2; 3) mapeado (etapa 3: 907~909) de esas sub-sub-bandas en sub-bandas de AF; 4) suma de todas las sub-sub-bandas mapeadas para formar la sub-banda de AF (etapa 4: 910).

25 Para la etapa 1, hay disponibles unos pocos métodos para descomponer una sub-banda QMF en múltiples sub-sub-bandas para obtener una mejor resolución de frecuencia. Por ejemplo, los denominados filtros de banda M-ésima que se adoptan en el códec MPEG sourround. En esta realización preferida de la invención, la descomposición de sub-banda se realiza mediante la aplicación de un conjunto adicional de bancos de filtros modulados exponencialmente, definidos mediante la (Ecuación 12) a continuación.

Expresión matemática 12

$$35 \quad g_q(n) = \exp\left\{j \frac{\pi}{Q} \cdot (q + 0,5)(n - n_0)\right\} \quad \text{(Ecuación 12)}$$

En este caso, q=-Q, -Q+1, ..., 0, 1, ..., Q-1 y n=0, 1, ..., N (donde no es una constante entera, N es el orden del banco de filtro).

40 Mediante la adopción del banco de filtro anterior, una señal de sub-banda dada, digamos, la señal de sub-banda k-ésima x(n,k), se descompone en 2Q señales de sub-sub-banda de acuerdo con la (Ecuación 13) a continuación.

Expresión matemática 13

$$45 \quad y_q^k(n) = \text{conv}(x(n,k), g_q(n)) \quad \text{(Ecuación 13)}$$

En este caso, q=-Q, -Q+1, ..., 0, 1, ..., Q-1. En la ecuación, "conv(.)" denota la función convolución.

50 Con dicha transformada compleja adicional, el espectro de frecuencias de una sub-banda se divide adicionalmente en 2Q espectros de sub-frecuencia. Desde el punto de vista de la resolución en frecuencia, si la transformada QMF tiene M bandas, su resolución de frecuencia de sub-banda asociada es  $\pi/M$  y su resolución de frecuencia de sub-sub-banda se refina a  $\pi/(2Q \cdot M)$ . Además, el sistema global mostrado en la (Ecuación 14) es invariante en el tiempo, esto es, libre de defectos de muestreo, a pesar del uso del inframuestreo y muestreo interpolado.

55 Expresión matemática 14

$$\sum_{q=-Q}^{Q-1} g_q(p) \quad \text{(Ecuación 14)}$$

60 Nótese que el banco de filtro adicional anterior está apilado de modo impar (el factor q+0,5), lo que significa que no hay sub-sub-bandas centradas alrededor del valor de CC. Por el contrario, para un número Q par, las frecuencias

centrales de las sub-sub-bandas son simétricas alrededor de cero.

La FIG. 16 es un gráfico que muestra una distribución del espectro de sub-sub-bandas. Específicamente, la FIG. 16 muestra dicha distribución del espectro del banco de filtros para el caso de  $Q=6$ . La finalidad del apilado impar es facilitar su posterior combinación en sub-sub-bandas.

Para la etapa 2, el escalado de las frecuencias centrales puede simplificarse considerando las características de sobremuestreo de la transformada QMF compleja.

Nótese que en el dominio QMF complejo, dado que las bandas de paso de sub-bandas adyacentes se solapan entre sí, aparecería un componente de frecuencia en la zona de solape en ambas sub-bandas (véase la Publicación de la Solicitud de Patente Internacional n.º WO 2006048814).

Como resultado, el escalado de frecuencia puede simplificarse a una cantidad de computación mitad calculando solamente las frecuencias para aquellas sub-sub-bandas que residen en la banda de paso, esto es, la parte de la frecuencia positiva para una sub-banda par o parte de frecuencia negativa para una sub-banda impar.

Con más detalle, la sub banda  $k_{BF}$ -ésima se divide en  $2Q$  sub-sub-bandas. En otras palabras,  $x(n, k_{BF})$  se divide tal como se muestra en la (Ecuación 15) a continuación.

Expresión matemática 15

$$y_q^{k_{BF}}(n) \tag{Ecuación 15}$$

Posteriormente, para producir el parche de orden  $t$ -ésimo, las frecuencias centrales de esas sub-sub-bandas se escalan usando la (ecuación 16) a continuación.

Expresión matemática 16

$$f_{q,escala}^{k_{BF}} = \left( k_{BF} + 0,5 + \frac{q + 0,5}{2Q} \right) \cdot \left( \frac{t}{2} \right) \cdot \frac{\pi}{M} \tag{Ecuación 16}$$

En este caso,  $q=-Q, -Q+1, \dots, -1$  cuando  $k_{BF}$  es impar, o  $q=0, 1, \dots, Q-1$  cuando  $k_{BF}$  es par.

Para la etapa 3, el mapeado de las sub-sub-bandas en la sub-banda de AF también necesita tener en cuenta las características de la transformada QMF compleja. En la presente realización, dicho proceso de mapeado se lleva a cabo en dos etapas, primero se mapean de forma directa todas las sub-sub-bandas de la banda de paso en la sub-banda de AF; segundo, basándose en los resultados del mapeado anterior, se mapean todas las sub-sub-bandas de la banda de corte a la sub-banda de AF. Específicamente, la etapa de mapeado incluye: una etapa de división para la división de las sub-sub-bandas de cada una de las sub-bandas QMF en una parte de banda de corte y una parte de banda de paso; una etapa de cálculo de frecuencia para el cálculo de las frecuencias centrales transpuestas de las sub-sub-bandas en la parte de banda de paso con el factor dependiente del orden del parche; una primera etapa de mapeado para mapeado de la sub-sub-bandas en la parte de la banda de paso en las sub-bandas QMF de alta frecuencia de acuerdo con las frecuencias centrales; y una segunda etapa de mapeado para mapeado de las sub-sub-bandas en la parte de la banda de corte dentro de las sub-bandas QMF de alta frecuencia de acuerdo con las sub-sub-bandas de la parte de la banda de paso.

Para entender el punto anterior, es ventajoso revisar qué relación existe para una pareja de frecuencia positiva y frecuencia negativa para el mismo componente de la señal y sus índices de sub-banda asociados.

Como se ha mencionado anteriormente, en el dominio QMF complejo, un espectro sinusoidal tiene tanto frecuencias positivas como negativas. Específicamente, el espectro sinusoidal tiene una de entre esas frecuencias en la banda de paso de una sub-banda QMF y la otra de las frecuencias en la banda de corte de una sub-banda adyacente. Considerando la transformada QMF en una transformada apilada de modo impar, dicho par de componentes de señal pueden ilustrarse en la FIG. 17.

La FIG. 17 es un diagrama que muestra la relación entre el componente de la banda de paso y el componente de la banda de corte para una senoide en el dominio QMF complejo.

En este caso, el área gris indica la banda de corte de una sub-banda. Para una señal sinusoidal arbitraria (en línea continua) en la banda de paso de la sub-banda, su parte de solape (en línea de puntos) se localiza en la banda de corte de la sub-banda adyacente (los dos componentes de frecuencia emparejados se asocian mediante una línea con flechas dobles).

Una señal sinusoidal con frecuencia  $f_0$  tal como se muestra en la (Ecuación 17) a continuación.

Expresión matemática 17

$$\frac{\pi}{(2M)} \leq f_0 \leq \left(1 - \frac{1}{(2M)}\right) \cdot \pi \quad \text{(Ecuación 17)}$$

El componente de la banda de paso de la señal sinusoidal con la frecuencia  $f_0$  anteriormente descrita reside en la  $k$ -ésima sub-banda si se satisface la (Ecuación 18) a continuación.

Expresión matemática 18

$$\frac{k \cdot \pi}{M} \leq f_0 < \frac{(k+1) \cdot \pi}{M} \quad \text{(Ecuación 18)}$$

Además, su componente de la banda de corte reside en la  $\tilde{k}$ -ésima sub-banda si se satisface la (Ecuación 19) a continuación.

Expresión matemática 19

$$\tilde{k} = \begin{cases} k-1 & \text{si } \frac{k \cdot \pi}{M} \leq f_0 < \frac{(k+0,5) \cdot \pi}{M} \\ k+1 & \text{si } \frac{(k+0,5) \cdot \pi}{M} \leq f_0 < \frac{(k+1) \cdot \pi}{M} \end{cases} \quad \text{(Ecuación 19)}$$

Si una sub-banda se descompone en  $2Q$  sub-sub-bandas, la relación anterior se elabora con resolución de frecuencia más alta tal como se muestra en la FIG. 20 a continuación.

Expresión matemática 20

$$\tilde{k}_q = \begin{cases} (k-1)_q & \text{para } -\frac{Q}{2} \leq q < -1 \text{ cuando } k \text{ es par; o para } \frac{Q}{2} \leq q < Q-1 \text{ cuando } k \text{ es impar} \\ (k+1)_q & \text{para } -Q \leq q < -\frac{Q}{2} \text{ cuando } k \text{ es par; o para } 0 \leq q < \frac{Q}{2} \text{ cuando } k \text{ es impar} \end{cases} \quad \text{(Ecuación 20)}$$

Por lo tanto, en la presente realización, para mapear las sub-sub-bandas en la banda de corte a la sub-banda de AF, es necesario asociarlas con los resultados del mapeado para aquellas sub-sub-bandas sobre la banda de paso. La motivación de dicha operación es asegurarse de que los pares de frecuencias para los componentes de BF están aún emparejados cuando se desplazan hacia arriba a los componentes de AF.

Para esta finalidad, en primer lugar, es directo mapear las sub-sub-bandas en la banda de paso con la sub-banda de AF. Al considerar las frecuencias centrales de las sub-sub-bandas escaladas en frecuencia y la resolución de frecuencia de la transformada QMF, la función de mapeado puede describirse mediante  $m(k,q)$  tal como se muestra en la (Ecuación 21) a continuación.

Expresión matemática 21

$$m(k_{BF}, q) = \left\lfloor f_{q,escala}^{k_{BF}} \cdot \frac{M}{\pi} \right\rfloor \quad \text{(Ecuación 21)}$$

En este caso,  $q=-Q, -Q+1, \dots, -1$  si  $k_{BF}$  es impar, o  $q=0, 1, \dots, Q-1$  si  $k_{BF}$  es par. En este caso, el coeficiente mostrado en la (Ecuación 22) a continuación denota una operación de redondeo para obtener el entero más próximo de  $x$  hacia menos infinito.

Expresión matemática 22

$$\lfloor x \rfloor \quad \text{(Ecuación 22)}$$



Además, debido al escalado ascendente ( $t/2 > 1$ ), es posible que una sub-banda de AF tenga una pluralidad de fuentes de mapeado de sub-sub-bandas. Esto es, es posible que  $m(k, q_1) = m(k, q_2)$  o  $m(k_1, q_1) = m(k_2, q_2)$ . Por lo tanto, una sub-banda de AF podría ser una combinación de múltiples sub-sub-bandas de sub-bandas de BF, como se muestra en la (Ecuación 23).

5

Expresión matemática 23

$$x_{paso}(n, k_{AF}) = \sum_{\text{todo } m(k_{BF}, q) = k_{AF}} y_q^{k_{BF}}(n) \quad (\text{Ecuación 23})$$

10 En este caso,  $q = -Q, -Q+1, \dots, -1$  si  $k_{BF}$  es impar, o  $q = 0, 1, \dots, Q-1$  si  $k_{BF}$  es par.

En segundo lugar, siguiendo la relación anteriormente mencionada entre pares de frecuencias e índices de sub-banda, la función de mapeado para esas sub-sub-bandas en la banda de corte puede establecerse como sigue.

15 Considerando una sub banda  $k_{BF}$  en BF, las funciones de mapeado de las sub-sub-bandas en sub-banda de paso ya se han decidido mediante la 1.<sup>a</sup> etapa como:  $m(k_{BF}, -Q), m(k_{BF}, -Q+1), \dots, m(k_{BF}, -1)$  para la  $k_{BF}$  impar y  $m(k_{BF}, 0), m(k_{BF}, 1), \dots, m(k_{BF}, Q-1)$  para la  $k_{BF}$  par, entonces la banda de paso asociada con la parte de la banda de corte puede mantenerse de acuerdo con la (Ecuación 24) a continuación.

20 Expresión matemática 24

$$\tilde{m}(\tilde{k}_{BF, q}, q) = \begin{cases} m(k_{BF}, q) - 1 & \text{condición a} \\ m(k_{BF}, q) + 1 & \text{en caso contrario} \end{cases} \quad (\text{Ecuación 24})$$

25 En este caso, "condición a" se refiere a cuando  $k_{BF}$  es par y la (Ecuación 25) a continuación es par, o cuando  $k_{BF}$  es impar y la (Ecuación 26) a continuación es par.

Expresión matemática 25

$$\left\lfloor \frac{(q + 0,5) \cdot t}{Q} \right\rfloor \quad (\text{Ecuación 25})$$

30

Expresión matemática 26

$$\left\lfloor t + \frac{(q + 0,5) \cdot t}{Q} \right\rfloor \quad (\text{Ecuación 26})$$

35 Además, tal como se ha descrito anteriormente, la (Ecuación 27) a continuación denota una operación de redondeo para obtener los enteros más próximos de  $x$  hacia menos infinito.

Expresión matemática 27

$$\lfloor x \rfloor \quad (\text{Ecuación 27})$$

La sub-banda de AF resultante es la combinación de todas las sub-sub-bandas de BF asociadas, tal como se muestra en la (Ecuación 28) a continuación.

45 Expresión matemática 28

$$x_{corte}(n, k_{BF}) = \sum_{\text{todo } \tilde{m}(\tilde{k}_{BF, q}, q) = k_{AF}} y_q^{\tilde{k}_{BF, q}}(n) \quad (\text{Ecuación 28})$$

50 En este caso,  $q = -Q, -Q+1, \dots, -1$  si  $k_{BF}$  es par, o  $q = 0, 1, \dots, Q-1$  si  $k_{BF}$  es impar.

Al final, todos los resultados de mapeado en la banda de paso y la banda de corte se combinan para formar la sub-banda de AF, tal como se muestra en la (Ecuación 29) a continuación.

Expresión matemática 29

$$x(n, k_{AF}) = x_{paso}(n, k_{AF}) + x_{corte}(n, k_{AF}) \quad \text{(Ecuación 29)}$$

5 Nótese que el método de desplazamiento de tono anterior en el dominio QMF beneficia tanto a la degradación de la calidad en alta frecuencia como al posible problema de manejo de transitorios.

En primer lugar, todos los parches tienen ahora el mismo factor de estiramiento, el más pequeño, lo que reduce ampliamente los ruidos en alta frecuencia (procedentes de esos componentes de señal incorrectos generados durante el estiramiento en el tiempo). En segundo lugar, todas las fuentes de contribución para la degradación de transitorios se evitan. Esto es, no hay proceso de remuestreo en el dominio del tiempo; se usan los mismos factores de estiramiento para todos los parches, lo que elimina inherentemente la posibilidad de desalineación.

Además, se debería tomar nota de que la presente realización tiene algunos inconvenientes en la resolución de frecuencia. Nótese que debido a la adopción del filtrado de sub-sub-banda, la resolución de frecuencia se incrementa desde  $\Pi/M$  a  $\Pi/(2Q \cdot M)$ , pero es aún más gruesa que la resolución de frecuencia fina del remuestreo en el dominio del tiempo ( $\Pi/L$ ). En cualquier caso, considerando que el oído humano tiene menos sensibilidad a los componentes de alta frecuencia de la señal, el desplazamiento de tono resultante producido por la presente realización se ha probado que es perceptualmente no diferente al producido por el método de remuestreo.

Aparte de lo anterior, comparando con el esquema HBE en la primera realización, el esquema HBE en la presente realización también proporciona un beneficio con cantidad de computación adicionalmente reducida, debido a que solo un parche de orden bajo necesita operación de estiramiento en el tiempo.

De nuevo, dicha reducción en la cantidad de computación puede ser aproximadamente analizada considerando solamente la cantidad de computación a la que contribuyen las transformadas.

Siguiendo las suposiciones en el análisis de la cantidad de computación anteriormente mencionadas, la cantidad de computación de transformada implicada en el generador de espectro de AF en la presente realización se aproxima como se muestra a continuación.

Expresión matemática 30

$$2 \cdot \left( \frac{2L}{2} \right) \cdot \log_2 \left( \frac{2L}{2} \right) = 2 \cdot L \cdot \log_2(L) \quad \text{(Ecuación 30)}$$

Por lo tanto, la tabla 1 puede actualizarse como sigue.

Tabla 2

40 Tabla 2. Comparación de la cantidad de computación entre la HBE en la presente realización y el esquema HBE en el primer ejemplo

Número de parches armónicos (T)	Cantidad de computación de transformada implicada en la HBE en la presente realización	Cantidad de computación de transformada implicada en la HBE en el primer ejemplo	Ratios de cantidad de computación
3	20480	33335	61,4 %
4	20480	42551	48,1 %
5	20480	49660	41,2 %

La presente invención es una nueva tecnología HBE para codificación de audio con baja tasa de bits. Usando esta tecnología, una señal en banda ancha puede reconstruirse basándose en una señal en ancho de banda de baja frecuencia mediante la generación de su parte de alta frecuencia (AF) a través de estiramiento en el tiempo y extensión de la frecuencia de la parte de baja frecuencia (BF) en el dominio QMF. En comparación con la tecnología de HBE de la técnica anterior, la presente invención proporciona una calidad de sonido comparable y mucha menor cantidad de computación. Dicha tecnología puede desplegarse en aplicaciones tales como teléfonos móviles, teleconferencia, etc., en donde el códec de audio funciona con una baja tasa de bits con cantidad de computación baja.

Debería tomarse nota que cada uno de los bloques de función en los diagramas de bloques (Figs. 6, 7, 13, 14 y otros más) se realizan normalmente como un LSI que es un circuito integrado. Los bloques de función pueden realizarse como chips individuales separados, o como un único chip para incluir una parte o todos entre los mismos.

55

Aunque se hace referencia aquí a un LSI, hay casos en donde las designaciones IC, sistema LSI, súper LSI, ultra LSI se usan debido a la diferencia en el grado de integración.

5 Además, los medios para la integración de circuitos no están limitados a un LSI, y hay también disponible una implementación con un circuito dedicado o un procesador de propósito general. Es también aceptable usar una Matriz de Puertas Programables en Campo (FPGA) que permite la programación después de que se haya fabricado el LSI, y un procesador configurable en el que las conexiones y ajustes de las células del circuito dentro del LSI son reconfigurables.

10 Adicionalmente, si una tecnología de circuitos integrados que sustituya al LSI aparece a lo largo del progreso de la tecnología de semiconductores u otra tecnología derivada, esa tecnología puede usarse naturalmente para llevar a cabo la integración de los bloques de función.

15 Adicionalmente, entre los bloques de función respectivos, la unidad que almacena datos a ser codificados o decodificados puede fabricarse dentro de una estructura separada sin estar incluida en el chip único.

**Aplicabilidad industrial**

20 La presente invención se refiere a una nueva tecnología de extensión del ancho de banda armónico (HBE) para codificación de audio con baja tasa de bits. Con la tecnología, una señal de banda ancha puede reconstruirse basándose en la señal en ancho de banda de baja frecuencia mediante la generación de su parte de alta frecuencia (AF) a través de estiramiento en el tiempo y extensión de la frecuencia de la parte de baja frecuencia (BF) en el dominio QMF. En comparación con la tecnología HBE de la técnica anterior, la presente invención proporciona una  
 25 calidad de sonido comparable y mucha menor cantidad de computación. Dicha tecnología puede desplegarse en aplicaciones tales como teléfonos móviles, teleconferencia, etc., en donde el códec de audio funciona con una baja tasa de bits con baja cantidad de computación.

**Lista de signos de referencia**

30	501-503, 602, 604, 605	Unidad de paso de banda
	504-506	Unidad de muestreo
	507-509, 601, 1404, 1505	Unidad de transformada QMF
	510-512, 603	Vocoder de fase
	513-515, 608-610, 1407, 1505, 1509	Unidad de alineación del retardo
35	516, 611, 1410, 1511, 1512	Unidad de adición
	606, 607	Unidad de extensión de frecuencia
	1401, 1501	Unidad demultiplexora
	1402, 1502	Unidad decodificadora
	1403	Unidad de remuestreo en el tiempo
40	1405, 1504	Unidad de estiramiento en el tiempo
	1406, 1508	Unidad de transformada T-F
	1409, 1510	Unidad de transformada T-F inversa
	1506	Unidad de desplazamiento de tono

REIVINDICACIONES

1. Un método de extensión del ancho de banda para la producción de una señal de audio de ancho de banda completo a partir de una señal de audio de ancho de banda en baja frecuencia, comprendiendo dicho método:

5 una primera etapa de transformada (S21) de la transformación de la señal de ancho de banda en baja frecuencia en un dominio en el banco de filtros de espejo en cuadratura (QMF) para generar un primer espectro QMF de baja frecuencia;  
 una etapa de generación de un parche armónico de orden bajo (S22) de la generación de un parche armónico de orden bajo mediante estiramiento en el tiempo de la señal de ancho de banda en baja frecuencia en un dominio QMF;  
 10 una etapa de generación de alta frecuencia (S23) de (i) generación de señales que están desplazadas en el tono, mediante la aplicación de diferentes coeficientes de desplazamiento al parche armónico de orden bajo, y (ii) generación de un espectro QMF de alta frecuencia a partir de las señales;  
 15 una etapa de modificación de espectro (S24) de modificación del espectro QMF de alta frecuencia para satisfacer las condiciones de energía y tonalidad de alta frecuencia; y  
 una etapa de generación de ancho de banda completo (S25) de la generación de la señal en ancho de banda completo mediante la combinación del espectro QMF de alta frecuencia modificado con el primer espectro QMF de baja frecuencia.

2. El método de extensión del ancho de banda de acuerdo con la reivindicación 1, en el que dicha etapa de generación del parche armónico de orden bajo incluye:

25 una segunda etapa de transformada de transformación de la señal de ancho de banda en baja frecuencia en un segundo espectro QMF de baja frecuencia, y

el segundo espectro QMF de baja frecuencia tiene una resolución de frecuencia más fina que el primer espectro QMF de baja frecuencia.

3. El método de extensión del ancho de banda de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 y 2, en el que dicha etapa de generación de alta frecuencia incluye:

35 una etapa de generación de parche de paso banda del parche armónico de orden bajo para generar parches filtrados paso banda;  
 una etapa de generación de orden alto de mapeado de cada uno de los parches filtrados paso banda en alta frecuencia para generar parches armónicos de orden alto; y  
 una etapa de suma de la suma de los parches armónicos de orden alto con el parche armónico de orden bajo.

4. El método de extensión del ancho de banda de acuerdo con la reivindicación 3, en el que dicha etapa de generación de orden alto incluye:

45 una etapa de división para la división en múltiples sub-sub-bandas de cada sub-banda QMF en cada uno de los parches filtrados paso banda;  
 una etapa de mapeado del mapeado de las sub-sub-bandas en sub-bandas QMF de alta frecuencia; y  
 una etapa de combinación de la combinación de los resultados del mapeado de las sub-sub-bandas.

5. El método de extensión del ancho de banda de acuerdo con la reivindicación 4, en el que dicha etapa de mapeado incluye:

50 una etapa de división de la división de las sub-sub-bandas de cada una de las sub-bandas QMF en una parte de banda de corte y una parte de banda de paso;  
 una etapa de cálculo de frecuencia del cálculo de las frecuencias centrales transpuestas de las sub-sub-bandas sobre la parte de la banda de paso con el factor dependiente del orden del parche;  
 55 una primera etapa de mapeado del mapeado de las sub-sub-bandas en la parte de la banda de paso en sub-bandas QMF de alta frecuencia de acuerdo con las frecuencias centrales; y  
 una segunda etapa de mapeado del mapeado de las sub-sub-bandas en la parte de la banda de corte en las sub-bandas QMF de alta frecuencia de acuerdo con las sub-sub-bandas de la parte de la banda de paso.

6. Un aparato de extensión del ancho de banda que produce una señal de audio de ancho de banda completo a partir de una señal de audio de ancho de banda de baja frecuencia, comprendiendo dicho aparato de extensión del ancho de banda:

65 una primera unidad de transformada (1503) configurada para la transformación de la señal de ancho de banda en baja frecuencia en un dominio en el banco de filtros de espejo en cuadratura (QMF) para generar un primer espectro QMF de baja frecuencia;  
 una unidad de generación de un parche armónico de orden bajo (1504) configurada para generar un parche

armónico de orden bajo mediante estiramiento en el tiempo de la señal de ancho de banda en baja frecuencia en un dominio QMF;

una unidad de generación de alta frecuencia (1506) configurada para (i) generar señales que están desplazadas en el tono, mediante la aplicación de diferentes coeficientes de desplazamiento al parche armónico de orden bajo, y (ii) generar un espectro QMF de alta frecuencia a partir de las señales;

una unidad de modificación de espectro (1507) configurada para modificar el espectro QMF de alta frecuencia para satisfacer las condiciones de energía y tonalidad de alta frecuencia; y

una unidad de generación del ancho de banda completo (1512) configurada para generar la señal en ancho de banda completo mediante la combinación del espectro QMF de alta frecuencia modificado con el primer espectro QMF de baja frecuencia.

7. Un circuito integrado que produce una señal de audio de ancho de banda completo a partir de una señal de audio de ancho de banda en baja frecuencia, que comprende:

una primera unidad de transformada configurada para transformar la señal de ancho de banda en baja frecuencia en un dominio en el banco de filtro de espejo en cuadratura (QMF) para generar un primer espectro QMF de baja frecuencia;

una unidad de generación de un parche armónico de orden bajo configurada para generar un parche armónico de orden bajo mediante estiramiento en el tiempo de la señal de ancho de banda en baja frecuencia en un dominio QMF;

una unidad de generación de alta frecuencia configurada para (i) generar señales que están desplazadas en el tono, mediante la aplicación de diferentes coeficientes de desplazamiento al parche armónico de orden bajo, y (ii) generar un espectro QMF de alta frecuencia a partir de las señales;

una unidad de modificación de espectro configurada para modificar el espectro QMF de alta frecuencia para satisfacer las condiciones de energía y tonalidad de alta frecuencia; y

una unidad de generación de ancho de banda completo configurada para generar la señal en ancho de banda completo mediante la combinación del espectro QMF de alta frecuencia modificado con el primer espectro QMF de baja frecuencia.

8. Un aparato de decodificación de audio que comprende:

una unidad de separación configurada para separar una señal de ancho de banda en baja frecuencia codificada de la información codificada;

una unidad de decodificación configurada para decodificar la señal en ancho de banda de baja frecuencia codificada;

una unidad de transformada configurada para transformar la señal de ancho de banda en baja frecuencia generada a través de la decodificación mediante dicha unidad de decodificación, en un dominio en el banco de filtro de espejo en cuadratura (QMF) para generar un espectro QMF de baja frecuencia;

una unidad de generación de un parche armónico de orden bajo configurada para generar un parche armónico de orden bajo mediante estiramiento en el tiempo de la señal de ancho de banda en baja frecuencia en un dominio QMF;

una unidad de generación de la alta frecuencia configurada para (i) generar señales que están desplazadas en el tono, mediante la aplicación de diferentes coeficientes de desplazamiento al parche armónico de orden bajo, y (ii) generar un espectro QMF de alta frecuencia a partir de las señales;

una unidad de modificación de espectro configurada para modificar el espectro QMF de alta frecuencia para satisfacer las condiciones de energía y tonalidad de alta frecuencia;

una unidad de generación de ancho de banda completo configurada para generar la señal en ancho de banda completo mediante la combinación del espectro QMF de alta frecuencia modificado con el primer espectro QMF de baja frecuencia; y

una unidad de transformada inversa configurada para transformar la señal de ancho de banda completo, desde el dominio del banco del filtro de espejo en cuadratura (QMF) a una señal en el dominio del tiempo.

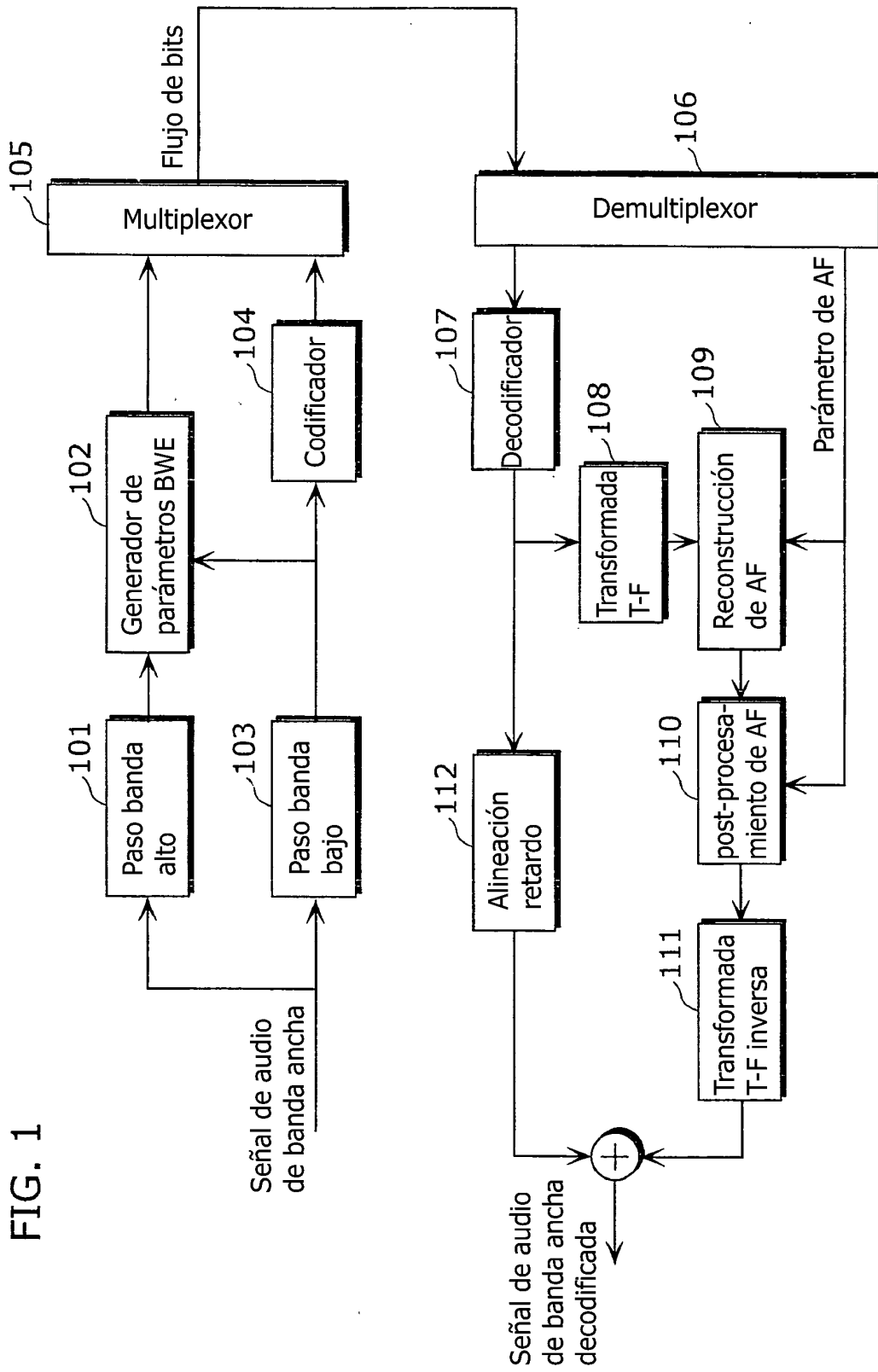


FIG. 2

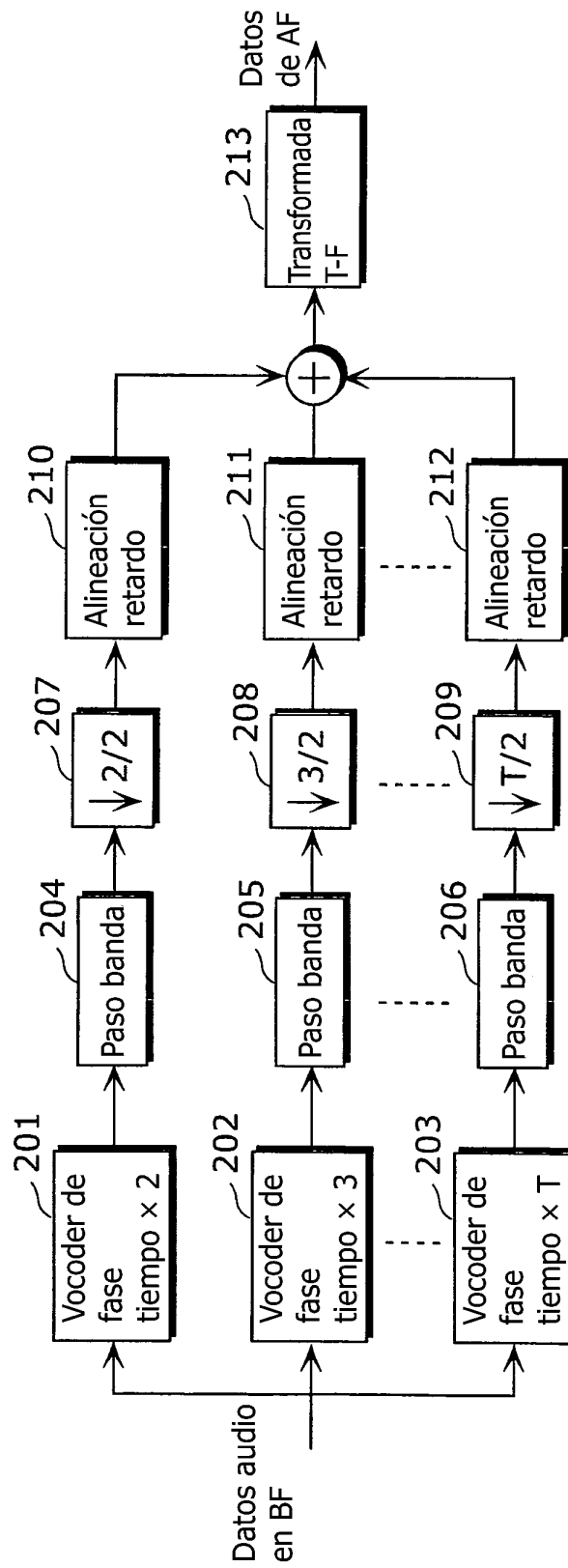


FIG. 3A

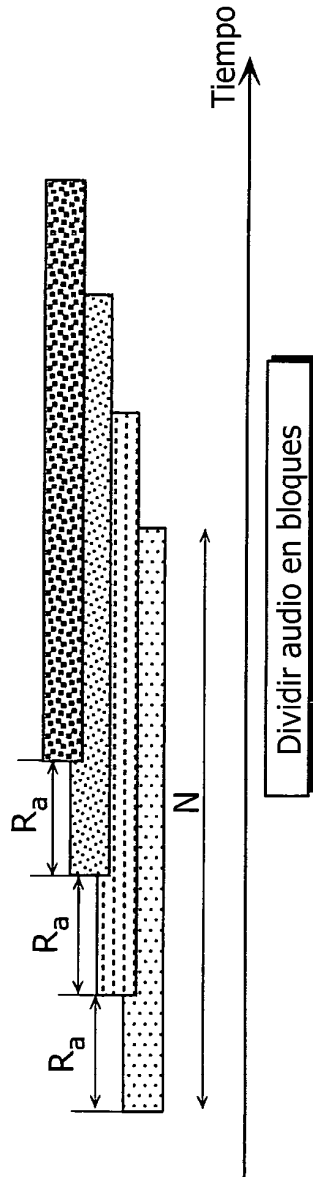


FIG. 3B

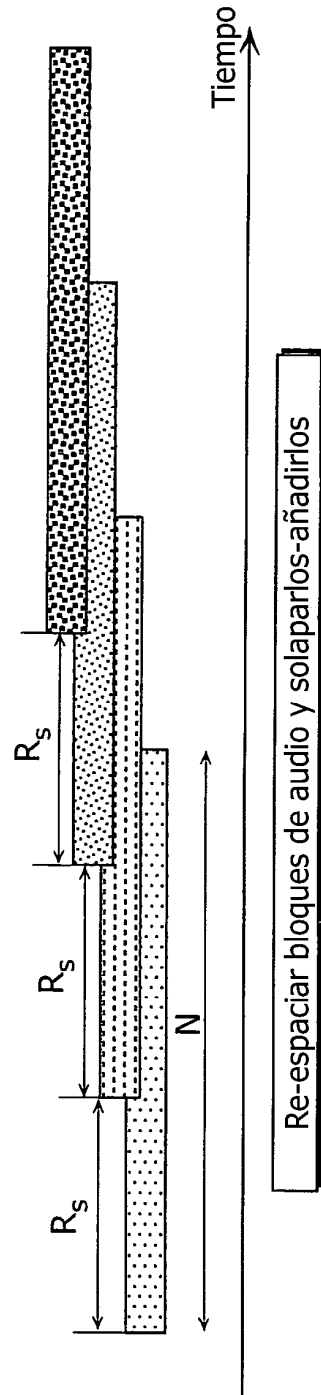




FIG. 4

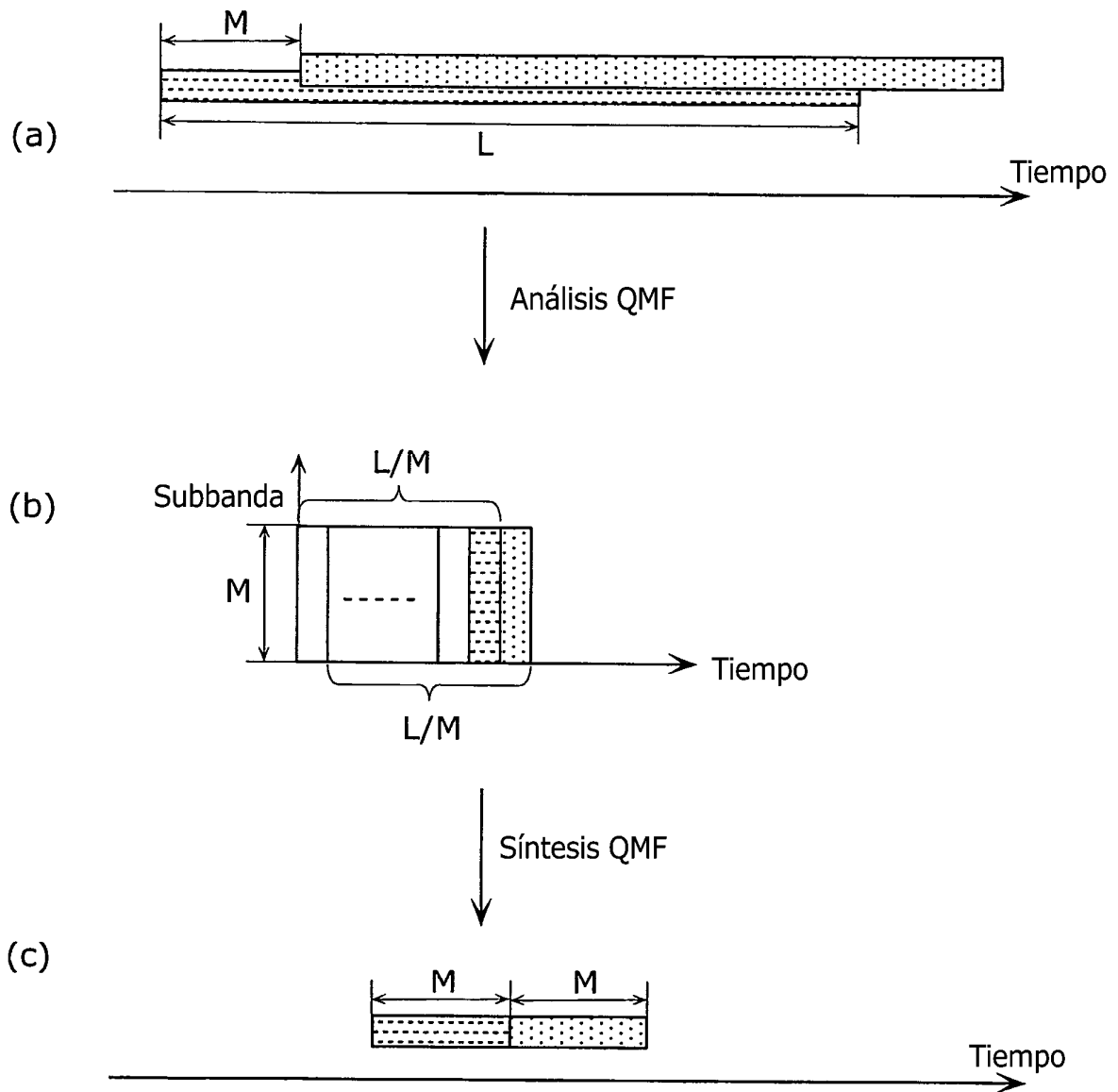


FIG. 5

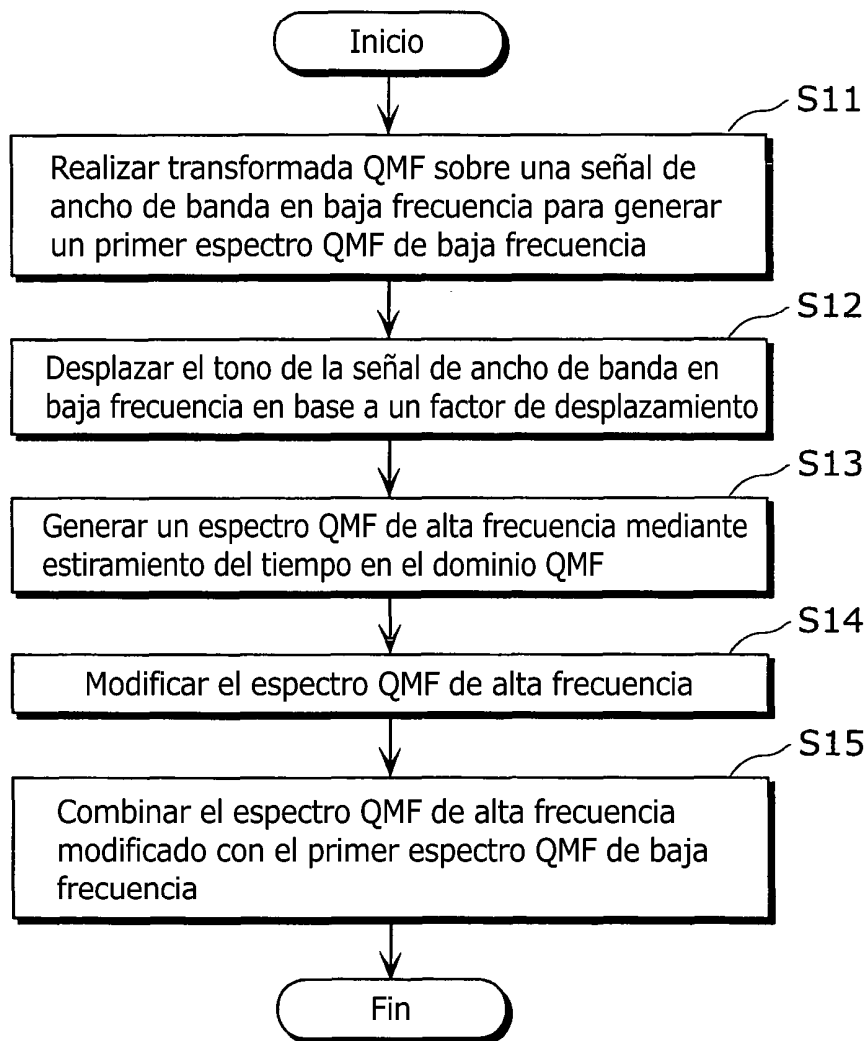


FIG. 6

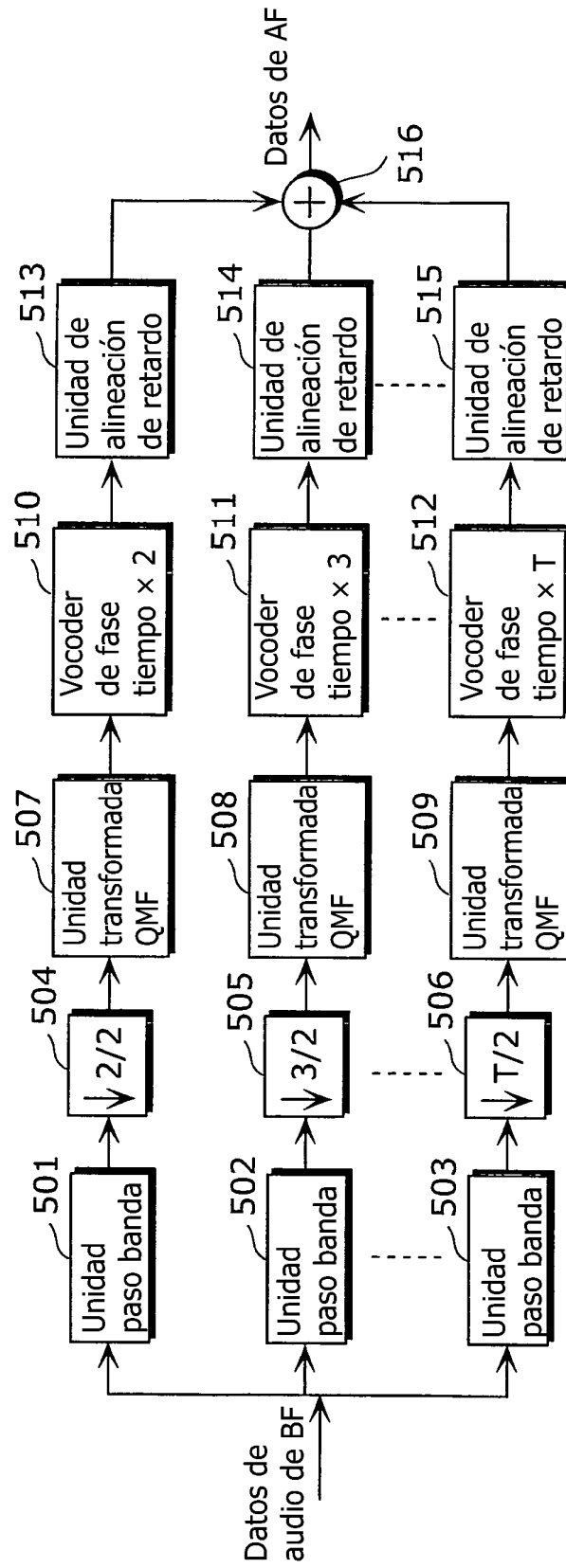


FIG. 7

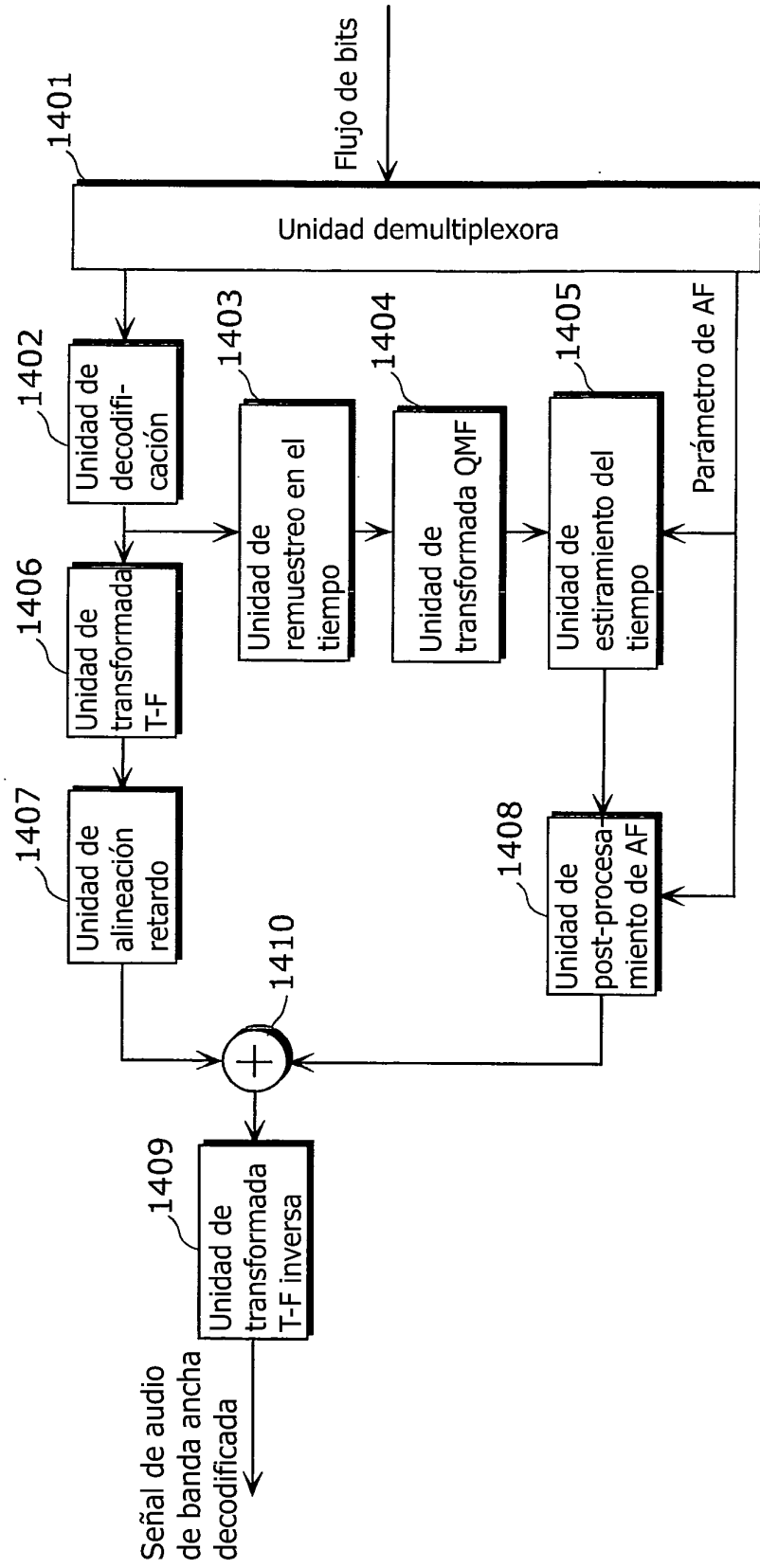


FIG. 8

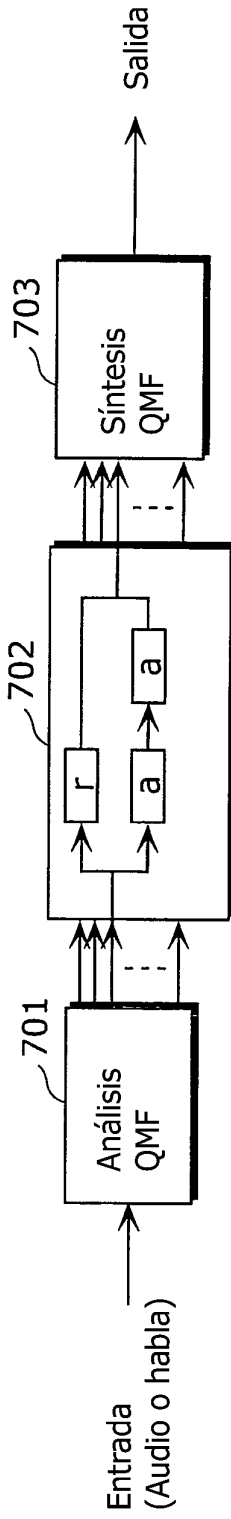




FIG. 10

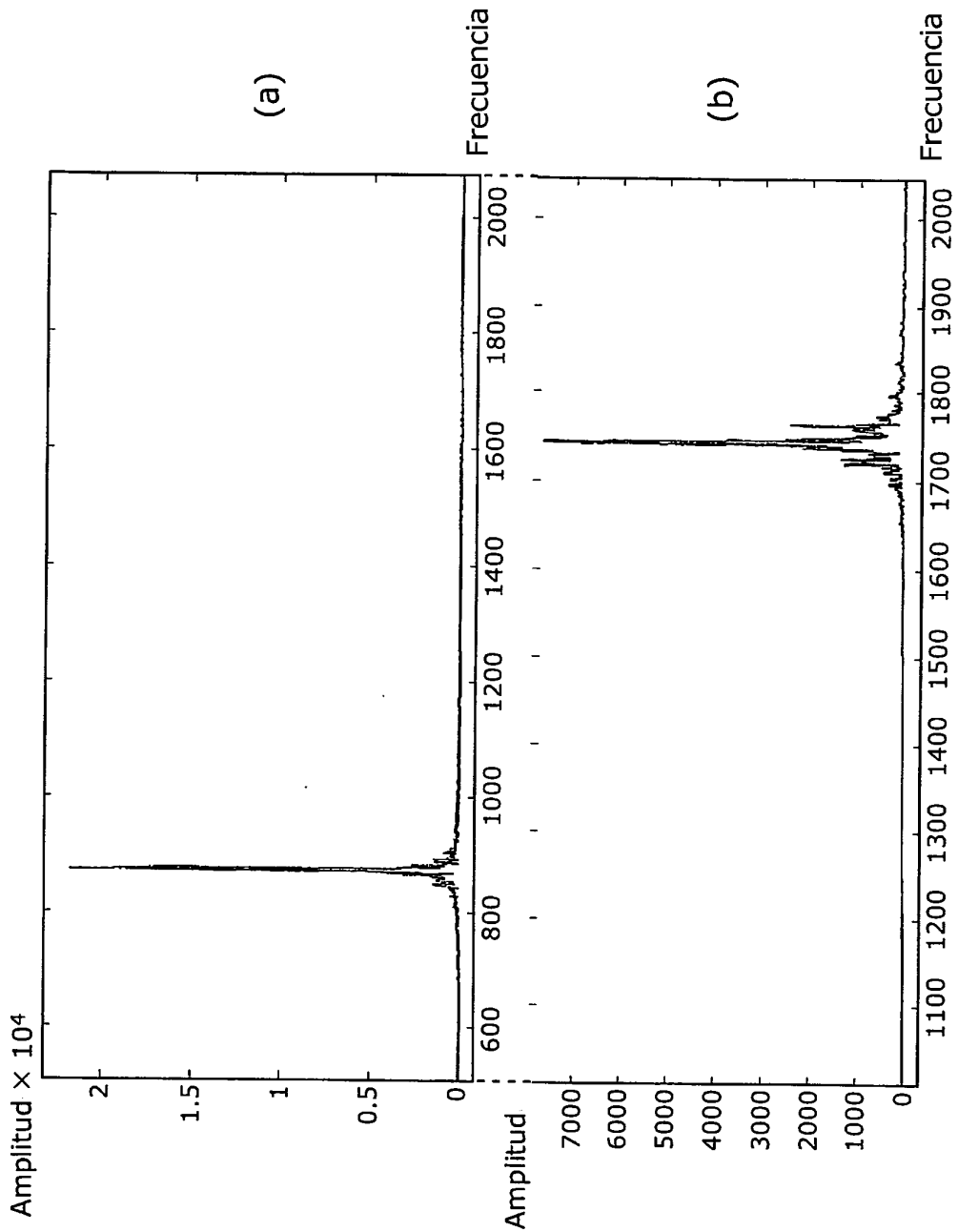


FIG. 11

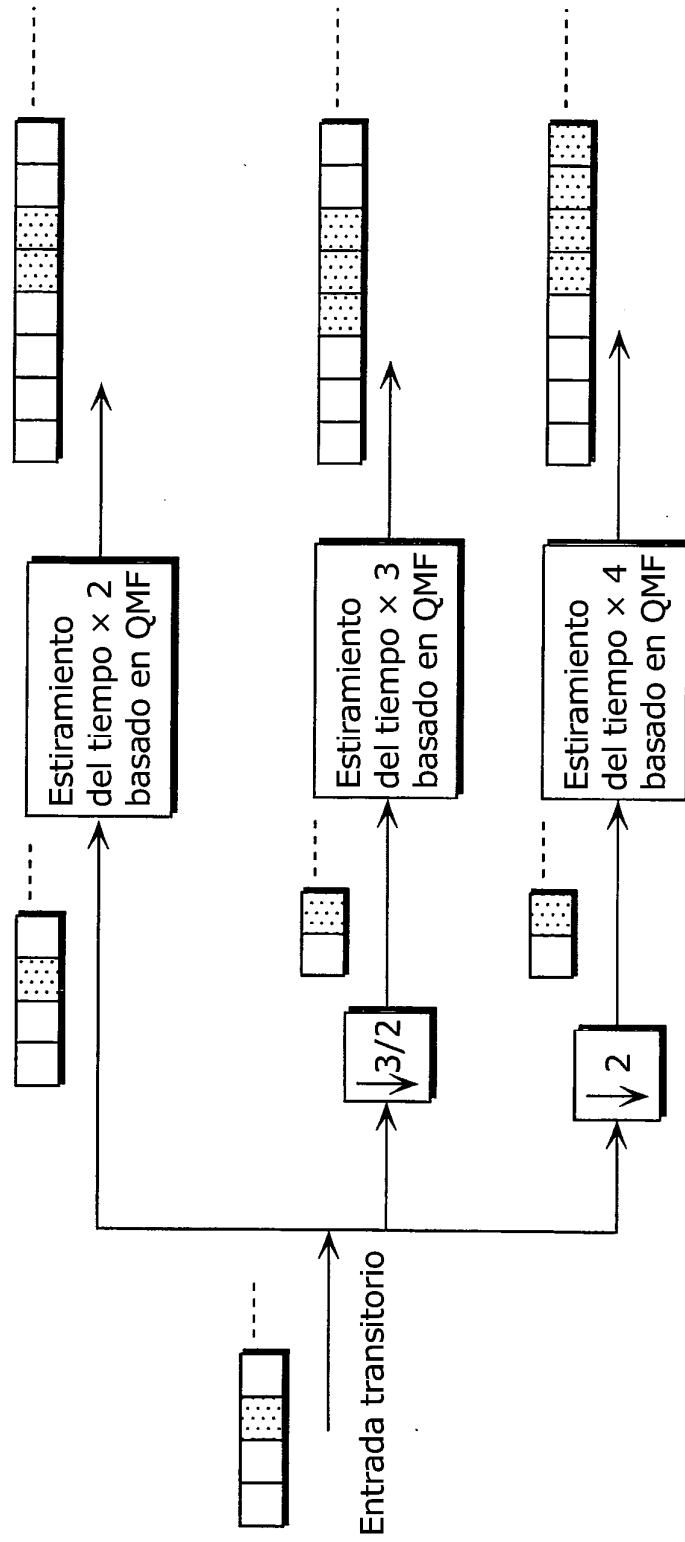




FIG. 12

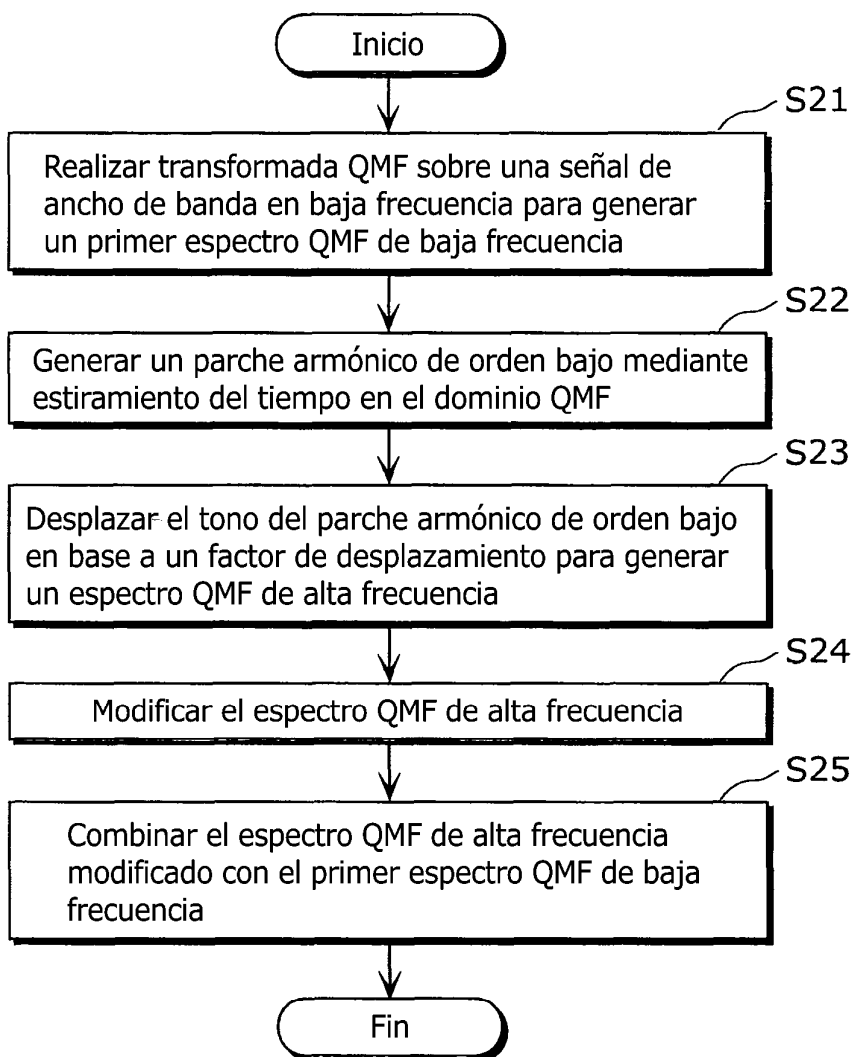


FIG. 13

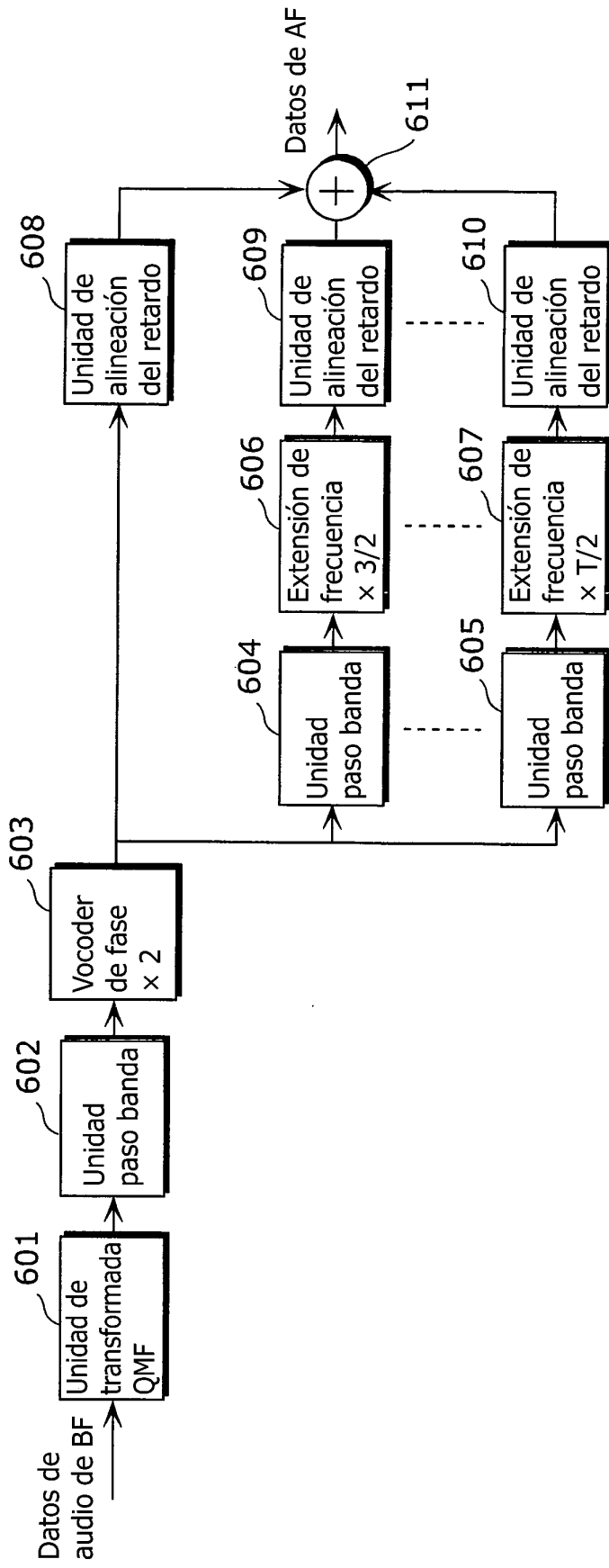


FIG. 14

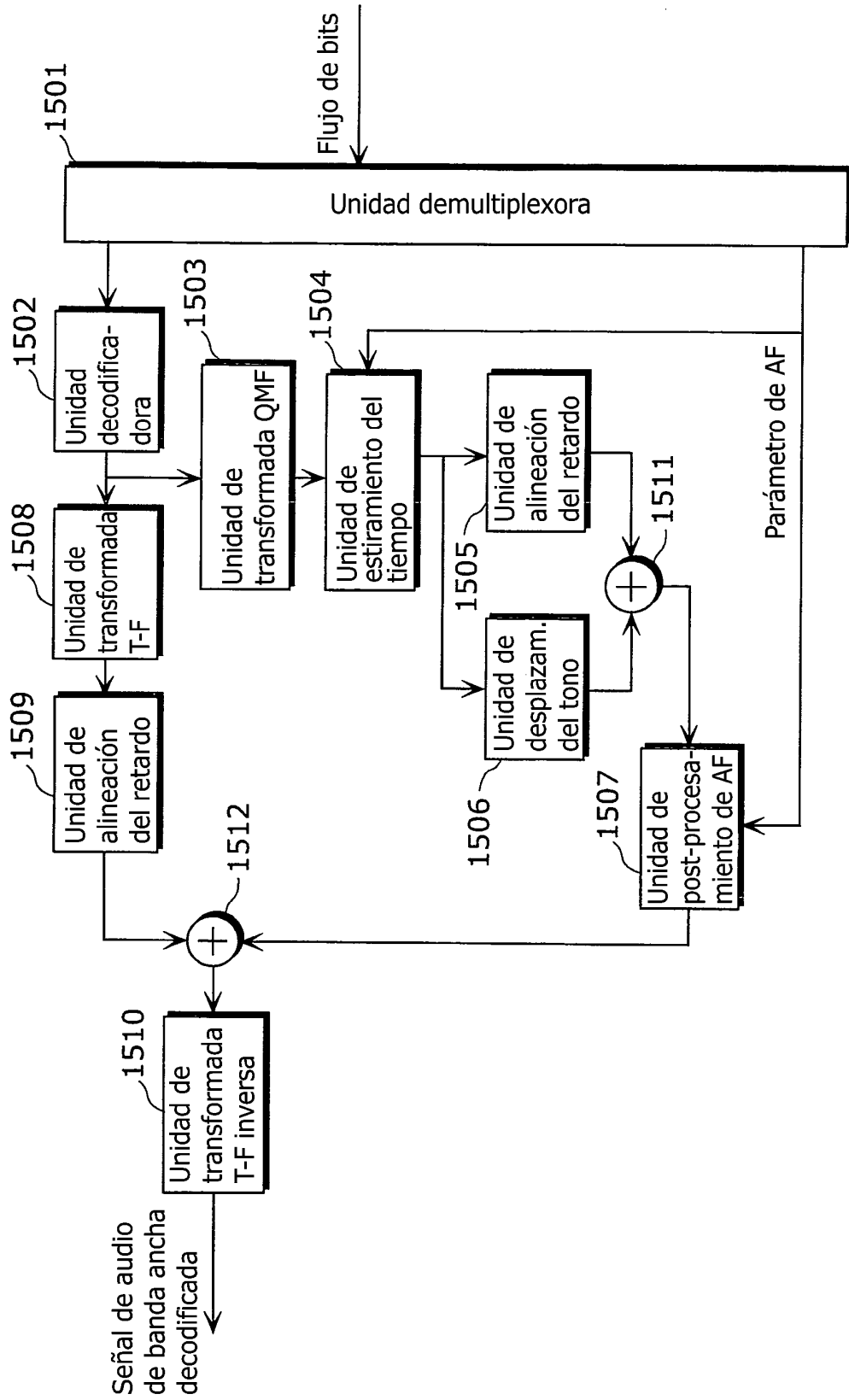


FIG. 15

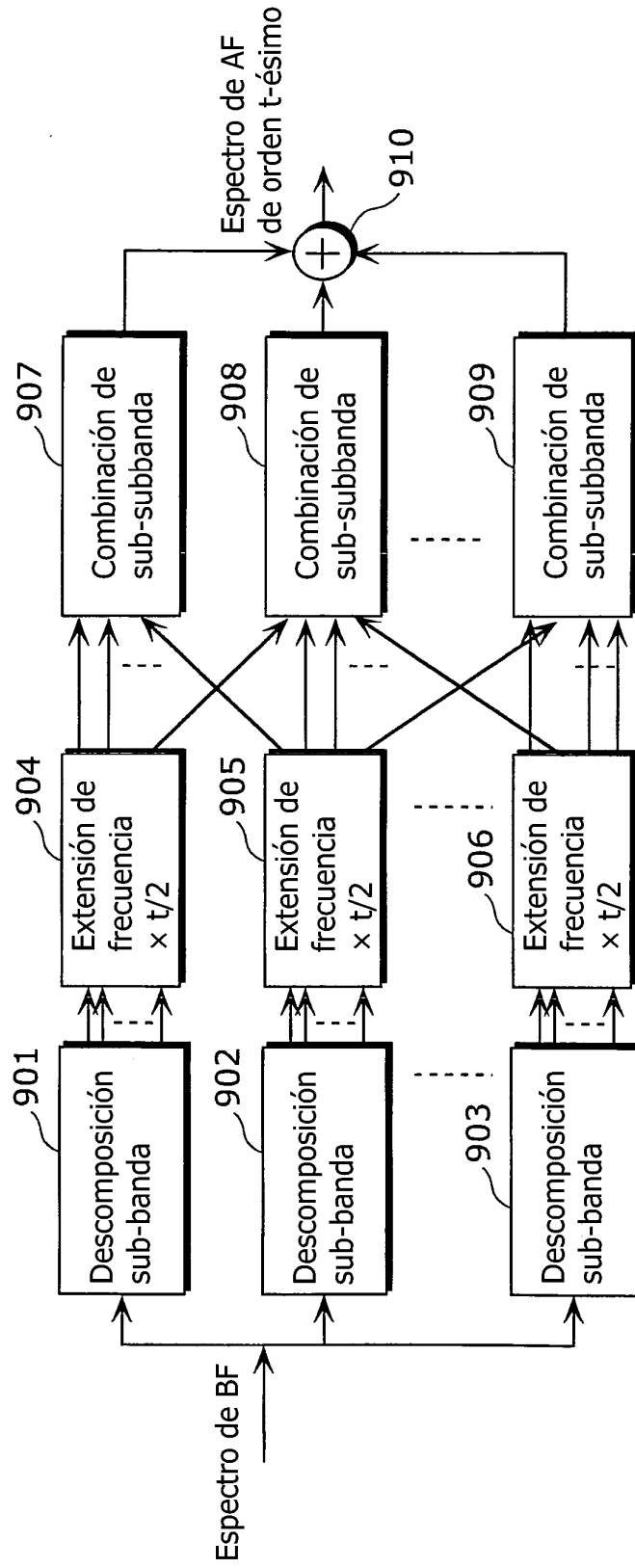


FIG. 16

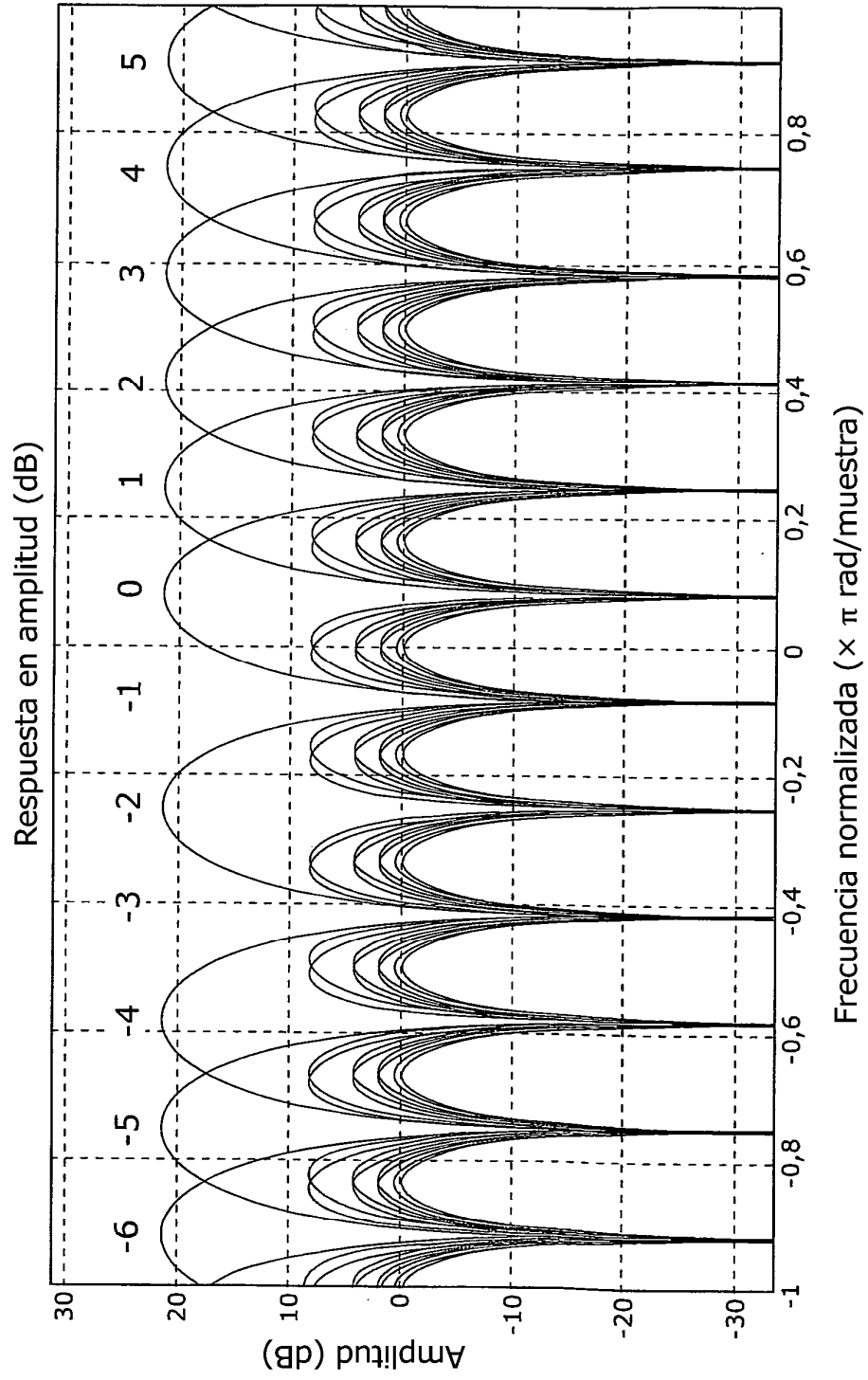


FIG. 17

