

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 635 142**

51 Int. Cl.:

**G10L 19/02** (2013.01)

**G10L 19/26** (2013.01)

**G10L 19/08** (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **28.01.2014 PCT/EP2014/051585**

87 Fecha y número de publicación internacional: **07.08.2014 WO14118152**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **28.01.2014 E 14701984 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **10.05.2017 EP 2951814**

54 Título: **Énfasis de baja frecuencia para la codificación basada en lpc en el dominio de la frecuencia**

30 Prioridad:

**29.01.2013 US 201361758103 P**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**02.10.2017**

73 Titular/es:

**FRAUNHOFER-GESELLSCHAFT ZUR  
FÖRDERUNG DER ANGEWANDTEN  
FORSCHUNG E.V. (100.0%)  
Hansastraße 27c  
80686 München, DE**

72 Inventor/es:

**DÖHLA, STEFAN;  
GRILL, BERNHARD;  
HELMRICH, CHRISTIAN y  
RETTTELBACH, NIKOLAUS**

74 Agente/Representante:

**SALVA FERRER, Joan**

ES 2 635 142 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

Énfasis de baja frecuencia para la codificación basada en lpc en el dominio de la frecuencia

- 5 **[0001]** Es bien sabido que las señales que no son de voz, por ejemplo, el sonido musical, pueden ser más complicadas de procesar que el sonido vocal humano, ocupando una banda más amplia de frecuencia. Recientes sistemas de codificación de audio como AMR-WB + [3] y xHE-AAC [4] ofrecen una herramienta de codificación por transformada para música y otras señales genéricas que no son de voz. Esta herramienta se conoce comúnmente como excitación codificada por transformada (TCX) y se basa en el principio de transmisión de un residuo de
- 10 codificación predictiva lineal (LPC), denominado excitación, cuantizado y codificado por entropía en el dominio de la frecuencia. Debido al orden limitado del predictor usado en la etapa LPC, sin embargo, pueden producirse artefactos en la señal descodificada, especialmente a bajas frecuencias, donde el oído humano es muy sensible. Con este fin, se introdujo un esquema de desénfasis y énfasis de baja frecuencia (1-3).
- 15 **[0002]** Dicho esquema de énfasis de baja frecuencia (ALFE) adaptable de la técnica anterior amplifica las líneas espectrales de baja frecuencia antes de la cuantización en el codificador. En particular, las líneas de baja frecuencia se agrupan en bandas, se calcula la energía de cada banda y se encuentra la banda con el máximo de energía local. Basándose en el valor y la ubicación del máximo de energía, las bandas por debajo de la banda de energía máxima se aumentan de forma que se cuantizan con mayor precisión en la cuantización posterior.
- 20 **[0003]** El desénfasis de baja frecuencia realizado para invertir el ALFE en un descodificador correspondiente es conceptualmente muy similar. Como se hace en el codificador, se establecen bandas de baja frecuencia y se determina una banda con energía máxima. A diferencia del codificador, las bandas por debajo del pico de energía ahora están atenuadas. Este procedimiento restaura aproximadamente las energías de las líneas del espectro
- 25 original.
- [0004]** Cabe señalar que en la técnica anterior el cálculo de energía de las bandas en el codificador se realiza antes de la cuantización, es decir, en el espectro de entrada, mientras que en el descodificador se realiza en las líneas cuantizadas inverso, es decir, en el espectro descodificado. Aunque la operación de cuantización puede
- 30 diseñarse de tal manera que la energía espectral se conserve en promedio, no se puede asegurar la conservación exacta de la energía para las líneas espectrales individuales. Por lo tanto, el ALFE no puede invertirse perfectamente. Además, se requiere una operación de raíz cuadrada en una implementación preferida del ALFE de la técnica anterior tanto en el codificador como en el descodificador. Es deseable evitar dichas operaciones relativamente complejas.
- 35 **[0005]** El objetivo de la presente invención es proporcionar unos conceptos mejorados para el procesamiento de señales de audio. Más en particular, un objetivo de la presente invención es proporcionar conceptos mejorados para el énfasis y desénfasis adaptables de baja frecuencia. El objetivo de la presente invención se resuelve mediante un codificador de audio según la reivindicación 1, mediante un codificador de audio según la reivindicación
- 40 12, mediante un sistema según la reivindicación 24, mediante procedimientos según las reivindicaciones 25 y 26, y mediante un programa informático según la reivindicación 27. En un aspecto, la invención proporciona un codificador de audio para codificar una señal de audio que no es de voz para producir, a partir de ella, un flujo de bits, comprendiendo el codificador de audio:
- 45 una combinación de un filtro de codificación predictiva lineal que tiene una pluralidad de coeficientes de codificación predictiva lineal y un convertidor de tiempo-frecuencia, en el que la combinación está configurada para filtrar y convertir una trama de la señal de audio en un dominio de la frecuencia con el fin de emitir un espectro basado en la trama y en los coeficientes de codificación predictiva lineal;
- 50 un enfatizador de baja frecuencia configurado para calcular un espectro procesado basado en el espectro, en el que se enfatizan líneas espectrales del espectro procesado que representan una frecuencia más baja que una línea espectral de referencia; y
- 55 un dispositivo de control configurado para controlar el cálculo del espectro procesado mediante el enfatizador de baja frecuencia en función de los coeficientes de codificación predictiva lineal del filtro de codificación predictiva lineal.
- [0006]** Un filtro de codificación predictiva lineal (filtro LPC) es una herramienta utilizada en el procesamiento de señal de audio y procesamiento de voz para representar la envolvente espectral de una señal digital en tramas de

sonido en forma comprimida, utilizando la información de un modelo predictivo lineal.

**[0007]** Un convertidor de tiempo-frecuencia es una herramienta que convierte en particular una señal digital en tramas desde el dominio del tiempo a un dominio de la frecuencia para estimar un espectro de la señal. El  
 5 convertidor de tiempo-frecuencia puede utilizar una transformada discreta del coseno modificada (MDCT), que es una transformada superpuesta basada en la transformada discreta del coseno de tipo IV (DCTIV), con la propiedad adicional de estar superpuesta: está diseñada para ser ejecutada en tramas consecutivas de un conjunto de datos más grande, donde las tramas posteriores se superponen de manera que la última mitad de una trama coincide con la primera mitad de la trama siguiente. Esta superposición, además de las cualidades de compactación de energía  
 10 de la DCT, hace que la MDCT sea especialmente atractiva para aplicaciones de compresión de señales, ya que ayuda a evitar artefactos provenientes de los límites de la trama.

**[0008]** El enfatizador de baja frecuencia está configurado para calcular un espectro procesado basado en el espectro, en el que se enfatizan las líneas espectrales del espectro procesado que representan una frecuencia más  
 15 baja que una línea espectral de referencia, de manera que solo se enfatizan las frecuencias bajas contenidas en el espectro procesado. La línea espectral de referencia puede predefinirse sobre la base de la experiencia empírica.

**[0009]** El dispositivo de control está configurado para controlar el cálculo del espectro procesado mediante el enfatizador de baja frecuencia en función de los coeficientes de codificación predictiva lineal del filtro de codificación  
 20 predictiva lineal. Por lo tanto, el codificador de acuerdo con la invención no necesita analizar el espectro de la señal de audio con el fin de enfatizar la baja frecuencia. Además, puesto que se pueden usar coeficientes de codificación predictiva lineal idénticos en el codificador y en un descodificador posterior, el énfasis de baja frecuencia adaptable es totalmente invertible independientemente de la cuantización del espectro siempre y cuando los coeficientes de codificación predictiva lineal se transmitan al descodificador en el flujo de bits que se produce con el codificador o  
 25 con cualquier otro medio. En general, los coeficientes de codificación predictiva lineal tienen que ser transmitidos en el flujo de bits de todos modos con el fin de reconstruir una señal de salida de audio desde el flujo de bits mediante un descodificador respectivo. Por lo tanto, la velocidad binaria del flujo de bits no se incrementará con el énfasis de baja frecuencia como se describe en este documento.

**[0010]** El sistema de énfasis adaptable de baja frecuencia que se describe en el presente documento puede implementarse en el codificador de núcleo TCX de LO-USAC (EVS), una variante de bajo retardo de xHE-AAC [4] que puede conmutar entre codificación en el dominio del tiempo y codificación en el dominio MDCT sobre una base por  
 30 trama.

**[0011]** De acuerdo con una realización preferida de la invención, la trama de la señal de audio es introducida en el filtro de codificación predictiva lineal, en el que una trama filtrada es emitida por el filtro de codificación predictiva lineal y en el que el convertidor de tiempo- frecuencia está configurado para estimar el espectro en base a la trama filtrada. Por consiguiente, el filtro de codificación predictiva lineal puede funcionar en el dominio del tiempo,  
 35 teniendo la señal de audio como entrada.

**[0012]** De acuerdo con una realización preferida de la invención, la trama de la señal de audio es introducida en el convertidor de tiempo-frecuencia, en el que una trama convertida es emitida por el convertidor de tiempo-frecuencia y en el que el filtro de codificación predictiva lineal está configurado para estimar el espectro basándose en la trama convertida. Alternativamente, pero de manera equivalente a la primera realización del codificador de la  
 45 invención que tiene un enfatizador de baja frecuencia, el codificador puede calcular un espectro procesado basado en el espectro de una trama producida mediante un modelado del ruido en el dominio de la frecuencia (FDNS), como se describe por ejemplo en [5]. Más concretamente, en este punto se modifica el orden de las herramientas: el convertidor de tiempo-frecuencia tal como el mencionado anteriormente puede configurarse para estimar una trama convertida basada en la trama de la señal de audio y el filtro de codificación predictiva lineal está configurado para  
 50 estimar el espectro de audio basado en la trama convertida, que es emitida por el convertidor de tiempo-frecuencia. En consecuencia, el filtro de codificación predictiva lineal puede funcionar en el dominio de la frecuencia (en lugar del dominio de tiempo), teniendo la trama convertida como entrada, con el filtro de codificación predictiva lineal aplicado vía multiplicación mediante una representación espectral de los coeficientes de codificación predictiva lineal.

**[0013]** Debe ser evidente para los expertos en la técnica que estas dos estrategias -un filtrado lineal en el dominio del tiempo seguido de una conversión tiempo-frecuencia frente a una conversión tiempo-frecuencia seguido de un filtrado lineal a través de la ponderación espectral en el dominio de la frecuencia- pueden ser implementadas de manera que son equivalentes.  
 55

**[0014]** De acuerdo con una realización preferida de la invención, el codificador de audio comprende un dispositivo de cuantización configurado para producir un espectro cuantizado basado en el espectro procesado y un productor de flujo de bits configurado para incrustar el espectro cuantizado y los coeficientes de codificación predictiva lineal en el flujo de bits. La cuantización, en el procesamiento de señales digitales, es el proceso de mapear un gran conjunto de valores de entrada en un conjunto más pequeño (contable), como los valores de redondeo a cierta unidad de precisión. Un dispositivo o función algorítmica que realiza la cuantización se denomina dispositivo de cuantización. El productor de flujo de bits puede ser cualquier dispositivo que sea capaz de incrustar datos digitales de fuentes diferentes en un flujo de bits unitario. Mediante estas características, se puede producir fácilmente un flujo de bits producido con un énfasis de baja frecuencia adaptable, en el que el énfasis de baja frecuencia adaptable es completamente invertible mediante un descodificador posterior que utiliza únicamente la información que ya está contenida en el flujo de bits.

**[0015]** En una realización preferida de la invención, el dispositivo de control comprende un analizador espectral configurado para estimar una representación espectral de los coeficientes de codificación predictiva lineal, un analizador de mínimo-máximo configurado para estimar un mínimo de la representación espectral y un máximo de la representación espectral por debajo de otra línea espectral de referencia y un cálculo de los factores de énfasis configurado para calcular factores de énfasis de líneas espectrales que calculan las líneas espectrales del espectro procesado que representan una frecuencia más baja que la línea espectral de referencia basada en el mínimo y en el máximo, en el que las líneas espectrales del espectro procesado se enfatizan aplicando los factores de énfasis de las líneas espectrales a las líneas espectrales del espectro de la trama filtrada. El analizador espectral puede ser un convertidor de tiempo-frecuencia como se ha descrito anteriormente. La representación espectral es la función de transferencia del filtro de codificación predictiva lineal y puede ser, pero no tiene que serlo, la misma representación espectral que la utilizada para FDNS, como se ha descrito anteriormente. La representación espectral se puede calcular a partir de una transformada discreta de Fourier impar (ODFT) de los coeficientes de codificación predictiva lineal. En xHE-AAC y LO-USAC, la función de transferencia puede ser aproximada por 32 o 64 ganancias en el dominio MDCT que cubren toda la representación espectral.

**[0016]** En una realización preferida de la invención, el cálculo de los factores de énfasis está configurado de tal manera que los factores de énfasis de líneas espectrales aumentan en una dirección desde la línea espectral de referencia hasta la línea espectral que representa la frecuencia más baja del espectro. Esto significa que la línea espectral que representa la frecuencia más baja se amplifica más, mientras que la línea espectral adyacente a la línea espectral de referencia se amplifica al menos. La línea espectral de referencia y las líneas espectrales que representan frecuencias más altas que la línea espectral de referencia no se enfatizan en absoluto. Esto reduce la complejidad computacional sin desventajas audibles.

**[0017]** En una realización preferida de la invención, el cálculo de los factores de énfasis comprende una primera etapa configurada para calcular un factor de énfasis de base de acuerdo con una primera fórmula  $\gamma = (\alpha \cdot \min / \max)^\beta$ , en el que  $\alpha$  es un primer valor preestablecido, con un valor  $\alpha > 1$ ,  $\beta$  es un segundo valor preestablecido, con  $0 < \beta \leq 1$ ,  $\min$  es el mínimo de la representación espectral,  $\max$  es el máximo de la representación espectral, y  $\gamma$  es el factor de énfasis de base y en el que el cálculo de los factores de énfasis comprende una segunda etapa configurada para calcular factores de énfasis de líneas espectrales de acuerdo con una segunda fórmula  $\epsilon_i = \gamma^{i'-i}$ , en el que  $i'$  es un número de líneas espectrales a enfatizar,  $i$  es un índice de la línea espectral respectiva, el índice aumenta con las frecuencias de las líneas espectrales, con  $i = 0$  a  $i'-1$ ,  $\gamma$  es el factor de énfasis de base y  $\epsilon_i$  es el factor de énfasis de la línea espectral con el índice  $i$ . El factor de énfasis de base se calcula a partir de una relación del mínimo y el máximo por la primera fórmula de una manera fácil. El factor de énfasis de base sirve como base para el cálculo de todos los factores de énfasis de líneas espectrales, en el que la segunda fórmula asegura que los factores de énfasis de líneas espectrales aumentan en una dirección desde la línea espectral de referencia hasta la línea espectral que representa la frecuencia más baja del espectro. A diferencia de las soluciones de la técnica anterior, la solución propuesta no requiere una operación compleja de raíz cuadrada por bandas espectrales o similar. Solo se necesitan 2 operadores de división y 2 de potencia, uno de cada en el lado del codificador y el descodificador.

**[0018]** En una realización preferida de la invención, el primer valor preestablecido es menor que 42 y mayor que 22, en particular menor que 38 y mayor que 26, más particularmente menor 34 y mayor que 30. Los intervalos anteriormente mencionados se basan en experimentos empíricos. Los mejores resultados se pueden alcanzar cuando el primer valor preestablecido se establece en 32.

**[0019]** En una realización preferida de la invención, el segundo valor preestablecido se determina de acuerdo

con la fórmula  $13 = 1 / (9 \cdot i')$ , en el que  $i'$  es un número de las líneas espectrales enfatizadas,  $e$  es un factor entre 3 y 5, en particular entre 3,4 y 4,6, más concretamente entre 3,8 y 4,2. Estos intervalos también se basan en experimentos empíricos. Se ha encontrado que los mejores resultados se pueden alcanzar cuando el segundo valor preestablecido se establece en 4.

5

**[0020]** En una realización preferida de la invención, la línea espectral de referencia representa una frecuencia entre 600 Hz y 1000 Hz, en particular entre 700 Hz y 900 Hz, más particularmente, entre 750 Hz y 850 Hz. Estos intervalos encontrados empíricamente aseguran suficiente énfasis de baja frecuencia así como una complejidad computacional baja del sistema. Estos intervalos aseguran, en particular, que en espectros densamente poblados, las líneas de más baja frecuencia se codifican con suficiente precisión. En una realización preferida, la línea espectral de referencia representa 800 Hz, en la que se enfatizan 32 líneas espectrales.

10

**[0021]** En una realización preferida de la invención, la línea espectral de referencia adicional representa la misma o más alta frecuencia que la línea espectral de referencia. Estas características garantizan que la estimación del mínimo y del máximo se realiza en el intervalo de frecuencias pertinente.

15

**[0022]** En la realización preferida de la invención, el dispositivo de control está configurado de tal manera que las líneas espectrales del espectro procesado que representan una frecuencia más baja que el espectro de referencia se enfatizan solamente si el máximo es menor que el mínimo multiplicado por  $a$ , el primer valor preestablecido. Estas características aseguran que el énfasis de baja frecuencia solo se ejecuta cuando es necesario para que la carga de trabajo del codificador pueda minimizarse y no se desperdicien bits en zonas perceptualmente no importantes durante la cuantización espectral.

20

**[0023]** En un aspecto, la invención proporciona un descodificador de audio para descodificar un flujo de bits basado en una señal de audio que no es de voz para producir, a partir del flujo de bits, una señal de salida de audio que no es de voz descodificada, en particular para descodificar un flujo de bits producido por un codificador de audio según la invención, el flujo de bits que contiene espectros cuantizados y una pluralidad de coeficientes de codificación predictiva lineal, el descodificador de audio que comprende:

25

un receptor de flujo de bits configurado para extraer el espectro cuantizado y los coeficientes de codificación predictiva lineal del flujo de bits;

30

un dispositivo de descuantización configurado para producir un espectro descuantizado basado en el espectro cuantizado;

35

un desenfatizador de baja frecuencia configurado para calcular un espectro procesado inverso basado en el espectro descuantizado, en el que se desenfatizan líneas espectrales del espectro procesado inverso que representan una frecuencia más baja que una línea espectral de referencia; y

40

un dispositivo de control configurado para controlar el cálculo del espectro procesado inverso por el desenfatizador de baja frecuencia en función de los coeficientes de codificación predictiva lineal contenidos en el flujo de bits.

**[0024]** El receptor de flujo de bits puede ser cualquier dispositivo que sea capaz de clasificar datos digitales desde un flujo de bits unitario para enviar los datos clasificados a la etapa de procesamiento posterior apropiada. En particular, el receptor de flujo de bits está configurado para extraer el espectro cuantizado, que luego se envía al dispositivo de descuantización, y los coeficientes de codificación predictiva lineal, que luego se envían al dispositivo de control desde el flujo de bits.

45

**[0025]** El dispositivo de descuantización está configurado para producir un espectro descuantizado basado en el espectro cuantizado, en el que la descuantización es un proceso inverso con respecto a la cuantización como se ha explicado anteriormente.

50

**[0026]** El desenfatizador de baja frecuencia está configurado para calcular un espectro procesado inverso basado en el espectro descuantizado, en el que las líneas espectrales del espectro procesado inverso que representan una frecuencia más baja que una línea espectral de referencia se desenfatizan de manera que solo las frecuencias bajas contenidas en el espectro procesado inverso se desenfatizan. La línea espectral de referencia puede predefinirse sobre la base de la experiencia empírica. Debe observarse que la línea espectral de referencia del descodificador debería representar la misma frecuencia que la línea espectral de referencia del codificador como

55

se ha explicado anteriormente. Sin embargo, la frecuencia a la que se refiere la línea espectral de referencia puede almacenarse en el lado del descodificador de modo que no sea necesario transmitir esta frecuencia en el flujo de bits.

5 **[0027]** El dispositivo de control está configurado para controlar el cálculo del espectro procesado inverso por el desenfatizador de baja frecuencia en función de los coeficientes de codificación predictiva lineal del filtro de codificación predictiva lineal. Puesto que se pueden usar coeficientes de codificación predictivos lineales idénticos en el codificador que produce el flujo de bits y en el descodificador, el énfasis de baja frecuencia adaptable es totalmente invertible independientemente de la cuantización del espectro siempre y cuando los coeficientes de  
10 codificación predictiva lineal se transmitan al descodificador en el flujo de bits. En general, los coeficientes de codificación predictiva lineal tienen que ser transmitidos en el flujo de bits de todos modos con el propósito de reconstruir la señal de salida de audio desde el flujo de bits en el descodificador. Por lo tanto, la velocidad binaria del flujo de bits no se incrementará con el énfasis de baja frecuencia y el desénfasis de baja frecuencia como se describe en este documento.

15

**[0028]** El sistema de desénfasis adaptable de baja frecuencia que se describe en el presente documento puede implementarse en el codificador de núcleo TCX de LD-USAC, una variante de bajo retardo de xHE-AAC [4] que puede conmutar entre la codificación en el dominio del tiempo y codificación el dominio MDCT.

20 **[0029]** Mediante estas características, un flujo de bits producido con un énfasis de baja frecuencia adaptable puede descodificarse fácilmente, en el que el desénfasis de baja frecuencia adaptable puede ser realizado por el descodificador utilizando únicamente la información que ya está contenida en el flujo de bits.

**[0030]** De acuerdo con una realización preferida de la invención, el descodificador de audio comprende la  
25 combinación de un convertidor de frecuencia y un filtro de codificación predictiva lineal inversa que reciben la pluralidad de coeficientes de codificación predictiva lineal contenidos en el flujo de bits, en el que la combinación está configurada para filtrar inversamente y convertir el espectro procesado inverso en un dominio del tiempo con el fin de emitir la señal de salida basada en el espectro procesado inverso y en los coeficientes de codificación predictiva lineal.

30

**[0031]** Un convertidor de tiempo-frecuencia es una herramienta para ejecutar una operación inversa de la operación de un convertidor de tiempo-frecuencia como se ha explicado anteriormente. Es una herramienta para convertir en particular un espectro de una señal en un dominio de la frecuencia en una señal digital en tramas en el dominio del tiempo para estimar la señal original. El convertidor de tiempo-frecuencia puede utilizar una  
35 transformada discreta del coseno modificada inversa (MDCT inversa), en la que la transformada discreta del coseno modificada es una transformada superpuesta basada en la transformada de coseno discreta de tipo IV (DCT-IV), con la propiedad adicional de estar superpuesta: se ha diseñado para ejecutarse en tramas consecutivas de un conjunto de datos más grande, donde las tramas posteriores se superponen de modo que la última mitad de una trama coincida con la primera mitad de la trama siguiente. Esta superposición, además de las cualidades de compactación energética de la DCT, hace que la MDCT sea especialmente atractivo para aplicaciones de compresión de señales,  
40 ya que ayuda a evitar artefactos provenientes de los límites de la trama. Los expertos en la técnica comprenderán que son posibles otras transformadas. Sin embargo, la transformada en el descodificador debe ser una transformada inversa de la transformada en el codificador.

45 **[0032]** Un filtro de codificación predictiva lineal inversa es una herramienta para ejecutar una operación inversa a la operación realizada por el filtro de codificación predictiva lineal (filtro LPC) como se ha explicado anteriormente. Es una herramienta utilizada en procesamiento de señales de audio y procesamiento de voz para descodificar la envolvente espectral de una señal digital en tramas con el fin de reconstruir la señal digital, utilizando la información de un modelo predictivo lineal. La codificación predictiva lineal y la descodificación son  
50 completamente invertibles siempre y cuando se utilicen los mismos coeficientes de codificación predictiva lineal, lo cual puede garantizarse transmitiendo los coeficientes de codificación predictiva lineal desde el codificador al descodificador incrustado en el flujo de bits como se describe en el presente documento.

**[0033]** Mediante estas características la señal de salida puede procesarse de una manera fácil.

55

**[0034]** Según una realización preferida de la invención, el convertidor de tiempo frecuencia está configurado para estimar una señal de tiempo basada en el espectro procesado inverso, en el que el filtro de codificación predictiva lineal inverso está configurado para emitir la señal de salida basada en la señal de tiempo. Por consiguiente, el filtro de codificación predictiva lineal inversa puede operar en el dominio del tiempo, teniendo el

espectro procesado inverso como entrada.

**[0035]** Según una realización preferida de la invención, el filtro de codificación predictiva lineal inverso está configurado para estimar una señal filtrada inversa basada en el espectro procesado inverso, en el que el convertidor de tiempo frecuencia está configurado para emitir la señal de salida basada en la señal filtrada inversa.

**[0036]** Alternativamente y de forma equivalente y análogo al procedimiento FDNS descrito anteriormente realizado en el lado del codificador, el orden del convertidor de tiempo-frecuencia y del filtro de codificación predictiva lineal inversa puede invertirse de tal manera que este último se opera primero y en el dominio de frecuencia (en lugar del dominio del tiempo). Más específicamente, el filtro de codificación predictiva lineal inversa puede emitir una señal filtrada inversa basada en el espectro procesado inverso, con el filtro de codificación predictiva lineal inversa aplicado vía multiplicación (o división) mediante una representación espectral de los coeficientes de codificación predictiva lineal como en [5]. De acuerdo con ello, un convertidor de tiempo-frecuencia tal como el mencionado anteriormente puede configurarse para estimar una trama de la señal de salida basada en la señal filtrada inversa, que es introducida en el convertidor de tiempo-frecuencia.

**[0037]** Debe ser evidente para los expertos en la técnica que estas dos estrategias -un filtrado lineal inverso en el dominio del tiempo seguido de una conversión tiempo-frecuencia frente a una conversión tiempo-frecuencia seguido de un filtrado lineal a través de la ponderación espectral en el dominio del tiempo- pueden ser implementadas de manera que son equivalentes.

**[0038]** En una realización preferida de la invención, el dispositivo de control comprende un analizador espectral configurado para estimar una representación espectral de los coeficientes de codificación predictiva lineal, un analizador mínimo-máximo configurado para estimar un mínimo de la representación espectral y un máximo de la representación espectral por debajo de otra línea espectral de referencia y un cálculo de los factores de desénfasis configurado para calcular factores de desénfasis de líneas espectrales que calculan las líneas espectrales del espectro procesado inverso que representan una frecuencia más baja que la línea espectral de referencia basada en el mínimo y en el máximo, en el que las líneas espectrales del espectro procesado inverso se desenfatan aplicando los factores de desénfasis de las líneas espectrales a las líneas espectrales del espectro descuantizado. El analizador espectral puede ser un convertidor de tiempo-frecuencia como se ha descrito anteriormente. La representación espectral es la función de transferencia del filtro de codificación predictiva lineal y puede ser, pero no tiene que serlo, la misma representación espectral que la utilizada para FDNS, como se ha descrito anteriormente. La representación espectral se puede calcular a partir de una transformada discreta de Fourier impar (ODFT) de los coeficientes de codificación predictiva lineal. En xHE-AAC y LO-USAC, la función de transferencia puede ser aproximada por 32 o 64 ganancias en el dominio MOCT que cubren toda la representación espectral.

**[0039]** En una realización preferida de la invención, el cálculo de los factores de desénfasis está configurado de tal manera que los factores de desénfasis de las líneas espectrales disminuyen en una dirección desde la línea espectral de referencia hasta la línea espectral que representa la frecuencia más baja del espectro procesado inverso. Esto significa que la línea espectral que representa la frecuencia más baja se atenúa más, mientras que la línea espectral adyacente a la línea espectral de referencia es la que menos se atenúa. La línea espectral de referencia y las líneas espectrales que representan frecuencias más altas que la línea espectral de referencia no se desenfatan en absoluto. Esto reduce la complejidad computacional sin desventajas audibles.

**[0040]** En una realización preferida de la invención, el cálculo de los factores de desénfasis comprende una primera etapa configurada para calcular un factor de desénfasis de base de acuerdo con una primera fórmula  $\delta = (\alpha \cdot \min/\max) - \beta$ , en el que  $\alpha$  es un primer valor preestablecido con  $\alpha > 1$ ,  $\beta$  es un segundo valor preestablecido con  $0 < \beta \leq 1$ ,  $\min$  es el mínimo de la representación espectral,  $\max$  es el máximo de la representación espectral y  $\delta$  es el factor de desénfasis de base, y en el que el cálculo de los factores de desénfasis comprende una segunda etapa configurada para calcular los factores de desénfasis de las líneas espectrales de acuerdo con una segunda fórmula  $\zeta_i = \delta^i - i$ , en el que  $i$  es un número de las líneas espectrales a desenfatar,  $i$  es un índice de la respectiva línea espectral, el índice aumenta con las frecuencias de las líneas espectrales, con  $i = 0$  a  $i-1$ ,  $\delta$  es el factor de desénfasis de la base y  $\zeta_i$  es el factor de desénfasis de la línea espectral con el índice  $i$ . La operación del cálculo de los factores de desénfasis es inversa a la operación del cálculo de los factores de énfasis como se ha descrito anteriormente. El factor de desénfasis de base se calcula fácilmente a partir de una relación entre el mínimo y el máximo con la primera fórmula. El factor de desénfasis de base sirve como base para el cálculo de los factores de desénfasis de todas las líneas espectrales, en el que la segunda fórmula asegura que los factores de desénfasis de las líneas espectrales disminuyen en una dirección desde la línea espectral de referencia hasta la línea espectral que representa la frecuencia más baja del espectro procesado inverso. A diferencia de las soluciones de la técnica

anterior, la solución propuesta no requiere una operación compleja de raíz cuadrada por bandas espectrales o similar. Solo se necesitan 2 operadores de división y 2 de potencia, uno de cada en el lado del codificador y el descodificador.

5 **[0041]** En una realización preferida de la invención, el primer valor preestablecido es menor que 42 y mayor que 22, en particular menor que 38 y mayor que 26, más particularmente menor 34 y mayor que 30. Los intervalos anteriormente mencionados se basan en experimentos empíricos. Los mejores resultados se pueden alcanzar cuando el primer valor preestablecido se establece en 32. Obsérvese que el primer valor preestablecido del descodificador debe ser el mismo que el primer valor preestablecido del codificador.

10 **[0042]** En una realización preferida de la invención, el segundo valor preestablecido se determina de acuerdo con la fórmula  $\beta = 1 / (\theta \cdot i')$ , en la que  $i'$  es el número de las líneas espectrales que se desenfatan, e es un factor entre 3 y 5, en particular entre 3,4 y 4,6, más particularmente, entre 3,8 y 4,2. Los mejores resultados se pueden alcanzar cuando el segundo valor preestablecido se establece en 4. Obsérvese que el segundo valor preestablecido del descodificador debe ser el mismo que el segundo valor preestablecido del codificador.

20 **[0043]** En una realización preferida de la invención, la línea espectral de referencia representa una frecuencia entre 600 Hz y 1000 Hz, en particular entre 700 Hz y 900 Hz, más particularmente, entre 750 Hz y 850 Hz. Estos intervalos encontrados empíricamente aseguran suficiente énfasis de baja frecuencia así como una complejidad computacional baja del sistema. Estos intervalos aseguran, en particular, que en espectros densamente poblados, las líneas de más baja frecuencia se codifican con suficiente precisión. En una realización preferida, la línea espectral de referencia representa 800 Hz, en la que se enfatizan 32 líneas espectrales. Es obvio que la línea espectral de referencia del descodificador debería representar la misma frecuencia que la línea espectral de referencia del codificador.

25 **[0044]** En una realización preferida de la invención, la línea espectral de referencia adicional representa la misma o más alta frecuencia que la línea espectral de referencia. Estas características garantizan que la estimación del mínimo y del máximo se realiza en el intervalo de frecuencias pertinente, como es el caso en el codificador.

30 **[0045]** En una realización preferida de la invención, el dispositivo de control está configurado de tal manera que las líneas espectrales del espectro procesado inverso que representan una frecuencia más baja que la línea espectral de referencia se desenfatan solo si el máximo es menor que el mínimo multiplicado por el primer valor preestablecido a. Estas características aseguran que el desénfasis de baja frecuencia solo se ejecuta cuando se necesita para que la carga de trabajo del descodificador pueda minimizarse y no se desperdicien bits en zonas perceptualmente irrelevantes durante la cuantización.

40 **[0046]** En un aspecto, la invención proporciona un sistema que comprende un descodificador y un codificador, en el que el codificador está diseñado de acuerdo con la invención y/o el descodificador está diseñado de acuerdo con la invención.

45 **[0047]** En un aspecto, la invención proporciona un procedimiento para codificar una señal de audio que no es de voz para producir, a partir de ella, un flujo de bits, el procedimiento que comprende:

filtrar con un filtro de codificación predictiva lineal que tiene una pluralidad de coeficientes de codificación predictiva lineal y convertir una trama de la señal de audio en un dominio de la frecuencia con el fin de emitir un espectro basado en la trama y en los coeficientes de codificación predictiva lineal;

50 calcular un espectro procesado basado en el espectro de la trama filtrada, en el que se enfatizan líneas espectrales del espectro procesado que representan una frecuencia más baja que una línea espectral de referencia; y

controlar el cálculo del espectro procesado en función de los coeficientes de codificación predictiva lineal del filtro de codificación predictiva lineal.

55 **[0048]** En un aspecto, la invención proporciona un procedimiento para descodificar un flujo de bits basado en una señal de audio que no es de voz para producir, a partir del flujo de bits, una señal de salida de audio que no es de voz, en particular para descodificar un flujo de bits producido mediante el procedimiento según la reivindicación anterior, el flujo de bits que contiene espectros cuantizados y una pluralidad de coeficientes de codificación predictiva lineal, el procedimiento que comprende las etapas:

extraer el espectro cuantizado y los coeficientes de codificación predictiva lineal del flujo de bits;

5

producir un espectro descuantizado basado en el espectro cuantizado;

calcular un espectro procesado inverso basado en el espectro descuantizado, en el que se desenfatan líneas espectrales del espectro procesado inverso que representan una frecuencia más baja que una línea espectral de referencia; y

10

controlar el cálculo del espectro procesado inverso en función de los coeficientes de codificación predictiva lineal contenidos en el flujo de bits.

**[0049]** En un aspecto, la invención proporciona un programa informático para llevar a cabo, cuando se ejecuta en un ordenador o un procesador, el procedimiento de la invención.

15

**[0050]** A continuación se analizan realizaciones preferidas con respecto a los dibujos adjuntos en los que:

La Fig. 1a ilustra una primera realización de un codificador de audio según la invención;

20

La Fig. 1b ilustra una segunda realización de un codificador de audio según la invención;

La Fig. 2 ilustra un primer ejemplo de énfasis de baja frecuencia ejecutado por un codificador de audio según la invención;

25

La Fig. 3 ilustra un segundo ejemplo de énfasis de baja frecuencia ejecutado por un codificador de audio según la invención;

La Fig. 4 ilustra un tercer ejemplo de énfasis de baja frecuencia ejecutado por un codificador de audio según la invención;

30

La Fig. 5a ilustra una primera realización de un descodificador de audio según la invención;

La Fig. 5b ilustra una segunda realización de un descodificador de audio según la invención;

35

La Fig. 6 ilustra un primer ejemplo de desénfasis de baja frecuencia ejecutado por un descodificador de audio según la invención;

La Fig. 7 ilustra un segundo ejemplo de desénfasis de baja frecuencia ejecutado por un descodificador de audio según la invención; y

40

La Fig. 8 ilustra un tercer ejemplo de desénfasis de baja frecuencia ejecutado por un descodificador de audio según la invención.

**[0051]** La Fig. 1a ilustra una primera realización de un codificador de audio 1 según la invención. El codificador de audio 1 para codificar una señal de audio AS que no es de voz para producir, a partir de ella, un flujo de bits BS comprende

50

una combinación 2, 3 de un filtro de codificación predictiva lineal 2 que tiene una pluralidad de coeficientes LC de codificación predictiva lineal y un convertidor de tiempo-frecuencia 3, en el que la combinación 2, 3 está configurada para filtrar y convertir una trama FI de la señal de audio AS en un dominio de la frecuencia con el fin de emitir un espectro SP basado en la trama FI y en los coeficientes de codificación predictiva lineal LC;

un enfatizador de baja frecuencia 4 configurado para calcular un espectro procesado PS basado en el espectro SP, en el que se enfatizan las líneas espectrales SL (véase la Fig. 2) del espectro procesado PS que representan una frecuencia más baja que la línea espectral de referencia RSL (véase la Fig. 2) ; y

55

un dispositivo de control 5 configurado para controlar el cálculo del espectro procesado PS mediante el enfatizador de baja frecuencia 4 en función de los coeficientes de codificación predictiva lineal LC del filtro de codificación predictiva lineal 2.

**[0052]** Un filtro de codificación predictiva lineal (filtro LPC) 2 es una herramienta utilizada en el procesamiento

de señales de audio y procesamiento de voz para representar la envolvente espectral de una señal digital en tramas de sonido en forma comprimida, utilizando la información de un modelo predictivo lineal.

**[0053]** Un convertidor de tiempo-frecuencia 3 es una herramienta que convierte en particular una señal digital en tramas desde el dominio del tiempo a un dominio de la frecuencia para estimar un espectro de la señal. El convertidor de tiempo-frecuencia 3 puede utilizar una transformada discreta del coseno modificada (MDCT), que es una transformada superpuesta basada en la transformada discreta del coseno de tipo IV (DCTIV), con la propiedad adicional de estar superpuesta: está diseñada para ejecutarse en tramas consecutivas de un conjunto de datos más grande, donde las tramas posteriores se superponen de manera que la última mitad de una trama coincide con la primera mitad de la trama siguiente. Esta superposición, además de las cualidades de compactación de energía de la DCT, hace que la MDCT sea especialmente atractiva para aplicaciones de compresión de señales, ya que ayuda a evitar artefactos provenientes de los límites de la trama.

**[0054]** El enfatizador de baja frecuencia 4 está configurado para calcular un espectro procesado PS basado en el espectro SP de la trama filtrada FF, en el que se enfatizan las líneas espectrales SL del espectro procesado PS que representan una frecuencia más baja que la línea espectral de referencia RSL, de modo que se enfatizan únicamente las frecuencias bajas contenidas en el espectro procesado PS. La línea espectral de referencia RSL puede predefinirse basándose en la experiencia empírica.

**[0055]** El dispositivo de control 5 está configurado para controlar el cálculo del espectro procesado SP por el enfatizador de baja frecuencia 4 en función de los coeficientes de codificación predictiva lineal LC del filtro de codificación predictiva lineal 2. Por lo tanto, el codificador 1 de acuerdo con la invención no necesita analizar el espectro SP de la señal de audio AS con el fin de enfatizar la baja frecuencia. Además, puesto que se pueden usar coeficientes LC de codificación predictiva lineal idénticos en el codificador 1 y en un descodificador posterior 12 (véase la Fig. 5), el énfasis de baja frecuencia adaptable es totalmente invertible independientemente de la cuantización del espectro siempre y cuando los coeficientes de codificación predictiva lineal LC se transmitan al descodificador 12 en el flujo de bits BS que es producido mediante el codificador 1 o por cualquier otro medio. En general, los coeficientes de codificación predictiva lineal LC tienen que ser transmitidos en el flujo de bits BS de todos modos con el propósito de reconstruir una señal de salida de audio OS (véase la Fig. 5) desde el flujo de bits BS mediante un descodificador respectivo 12. Por lo tanto, la velocidad binaria del flujo de bits BS no aumentará por el énfasis de baja frecuencia como se describe en el presente documento.

**[0056]** El sistema de énfasis de baja frecuencia adaptable descrito en el presente documento puede implementarse en el codificador de núcleo TCX de LD-USAC, una variante de bajo retardo de xHE-AAC [4] que puede conmutar entre codificación en el dominio del tiempo y en el dominio MDCT en un base por trama.

**[0057]** De acuerdo con una realización preferida de la invención, la trama FI de la señal de audio AS se introduce en el filtro de codificación predictiva lineal 2, en el que una trama filtrada FF es emitida por el filtro de codificación predictiva lineal 2 y en el que el convertidor de tiempo-frecuencia 3 está configurado para estimar el espectro SP basado en la trama filtrada FF. Por consiguiente, el filtro de codificación predictiva lineal 2 puede operar en el dominio del tiempo, teniendo la señal de audio AS como entrada.

**[0058]** De acuerdo con una realización preferida de la invención, el codificador de audio 1 comprende un dispositivo de cuantización 6 configurado para producir un espectro cuantizado QS basado en el espectro procesado BS y un productor de flujo de bits 7 y configurado para incrustar el espectro cuantizado QS y los coeficientes de codificación predictiva lineal LC en el flujo de bits BS. La cuantización, en el procesamiento de señales digitales, es el proceso de mapear un gran conjunto de valores de entrada en un conjunto más pequeño (contable), como los valores de redondeo a cierta unidad de precisión. Un dispositivo o función algorítmica que realiza la cuantización se denomina dispositivo de cuantización 6. El productor de flujo de bits 7 puede ser cualquier dispositivo que sea capaz de incrustar datos digitales de fuentes diferentes 2, 6 en un flujo de bits unitario BS. Mediante estas características, se puede producir fácilmente un flujo de bits BS producido con un énfasis de baja frecuencia adaptable, en el que el énfasis de baja frecuencia adaptable es completamente invertible mediante un descodificador posterior 12 que utiliza únicamente la información que ya está contenida en el flujo de bits BS.

**[0059]** En una realización preferida de la invención, el dispositivo de control 5 comprende un analizador espectral 8 configurado para estimar una representación espectral SR de los coeficientes de codificación predictiva lineal LC, un analizador mínimo-máximo 9 configurado para estimar un mínimo MI de la representación espectral SR y un máximo MA de la representación espectral SR por debajo de otra línea espectral de referencia y un cálculo de los factores de énfasis 10, 11 configurado para calcular factores de énfasis de líneas espectrales SEF que calculan

las líneas espectrales SL del espectro procesado PS que representan una frecuencia más baja que la línea espectral de referencia RSL basada en el mínimo MI y en el máximo MA, en el que las líneas espectrales SL del espectro procesado PS se enfatizan aplicando los factores de énfasis de las líneas espectrales SL a las líneas espectrales del espectro SP de la trama filtrada FF. El analizador espectral puede ser un convertidor de tiempo-frecuencia como se ha descrito anteriormente. La representación espectral SR es la función de transferencia del filtro de codificación predictiva lineal 2. La representación espectral SR se puede calcular a partir de una transformada discreta de Fourier impar (ODFT) de los coeficientes de codificación predictiva lineal. En xHE-AAC y LO-USAC, la función de transferencia puede ser aproximada por 32 o 64 ganancias en el dominio MDCT que cubren toda la representación espectral SR.

10

**[0060]** En una realización preferida de la invención, el cálculo de los factores de énfasis 10, 11 está configurado de tal manera que los factores de énfasis de líneas espectrales SEF aumentan en una dirección desde la línea espectral de referencia RSL hasta la línea espectral SL0 que representa la frecuencia más baja del espectro PS. Esto significa que la línea espectral SL0 que representa la frecuencia más baja se amplifica más, mientras que la línea espectral SL $i$ -1 adyacente a la línea espectral de referencia es la que se amplifica menos. La línea espectral de referencia RSL y las líneas espectrales SL $i$ +1 que representan frecuencias más altas que la línea espectral de referencia RSL no se enfatizan en absoluto. Esto reduce la complejidad computacional sin desventajas audibles.

15

**[0061]** En una realización preferida de la invención, el cálculo de los factores de énfasis 10, 11 comprende una primera etapa 10 configurada para calcular un factor de énfasis de base BEF de acuerdo con una primera fórmula  $\gamma = (\alpha \cdot \min / \max)^\beta$ , en el que  $\alpha$  es un primer valor preestablecido, con un  $\alpha > 1$ ,  $\beta$  es un segundo valor preestablecido, con  $0 < \beta \leq 1$ ,  $\min$  es el mínimo MI de la representación espectral,  $\max$  es el máximo MA de la representación espectral,  $\gamma$  es el factor de énfasis de base BEF y en el que el cálculo de los factores de énfasis 10, 11 comprende una segunda etapa 11 configurada para calcular factores de énfasis de líneas espectrales SEF de acuerdo con una segunda fórmula  $\epsilon_i = \gamma^{i-i}$ , en el que  $i'$  es un número de líneas espectrales SL a enfatizar,  $i$  es un índice de la línea espectral respectiva SL, el índice aumenta con las frecuencias de las líneas espectrales SL, con  $i = 0$  a  $i'-1$ ,  $\gamma$  es el factor de énfasis de base BEF y  $\epsilon_i$  es el factor de énfasis de la línea espectral SEF con el índice  $i$ . El factor de énfasis de base se calcula fácilmente a partir de una relación en el mínimo y el máximo con la primera fórmula. El factor de énfasis de base BEF sirve como base para el cálculo de todos los factores de énfasis de líneas espectrales SEF, en el que la segunda fórmula asegura que los factores de énfasis de líneas espectrales SEF aumentan en una dirección desde la línea espectral de referencia RSL hasta la línea espectral SL0 que representa la frecuencia más baja del espectro. A diferencia de las soluciones de la técnica anterior, la solución propuesta no requiere una operación compleja de raíz cuadrada por bandas espectrales o similar. Solo se necesitan 2 operadores de división y 2 de potencia, uno de cada en el lado del codificador y el descodificador.

30

**[0062]** En una realización preferida de la invención, el primer valor preestablecido es menor que 42 y mayor que 22, en particular menor que 38 y mayor que 26, más particularmente menor 34 y mayor que 30. Los intervalos anteriormente mencionados se basan en experimentos empíricos. Los mejores resultados se pueden alcanzar cuando el primer valor preestablecido se establece en 32.

35

**[0063]** En una realización preferida de la invención, el segundo valor preestablecido se determina de acuerdo con la fórmula  $\beta = 1 / (\theta \cdot i')$ , en el que  $i'$  es un número de las líneas espectrales SL enfatizadas,  $\theta$  es un factor entre 3 y 5, en particular entre 3,4 y 4,6, más concretamente entre 3,8 y 4,2. Estos intervalos también se basan en experimentos empíricos. Se ha encontrado que los mejores resultados se pueden alcanzar cuando el segundo valor preestablecido se establece en 4.

40

**[0064]** En una realización preferida de la invención, la línea espectral de referencia RSL representa una frecuencia entre 600 Hz y 1000 Hz, en particular entre 700 Hz y 900 Hz, más particularmente, entre 750 Hz y 850 Hz. Estos intervalos encontrados empíricamente aseguran suficiente énfasis de baja frecuencia así como una complejidad computacional baja del sistema. Estos intervalos aseguran, en particular, que en espectros densamente poblados, las líneas de más baja frecuencia se codifican con suficiente precisión. En una realización preferida, la línea espectral de referencia representa 800 Hz, en la que se enfatizan 32 líneas espectrales.

50

**[0065]** El cálculo de los factores de énfasis de las líneas espectrales SEF puede hacerse mediante la entrada siguiente de código de programa:

55

```

max = tmp = lpcGains[0];

/* find minimum (tmp) and maximum (max) of LPC gains in low frequencies */
for (i = 1; i < 9; i++) {

    if (tmp > lpcGains[i]) {
        tmp = lpcGains[i];
    }
    if (max < lpcGains[i]) {
        max = lpcGains[i];
    }
}
tmp *= 32.0f;
if ((max < tmp) && (max > FLT_MIN)) {
    fac = tmp = (float)pow(tmp / max, 0.0078125f);

    /* gradual boosting of lowest 32 bins; DC is boosted by (tmp/max)^1/4 */
    for (i = 31; i >= 0; i--) {
        x[i] *= fac;
        fac *= tmp;
    }
}

```

**[0066]** En una realización preferida de la invención, la línea espectral de referencia adicional representa una frecuencia más alta que la línea espectral de referencia RSL. Estas características garantizan que la estimación del mínimo MI y del máximo MA se realiza en el intervalo de frecuencias pertinente.

**[0067]** La Fig. 1b ilustra una segunda realización de un codificador de audio 1 según la invención; La segunda realización se basa en la primera realización. A continuación se explican únicamente las diferencias entre las dos realizaciones.

10

**[0068]** De acuerdo con una realización preferida de la invención, la trama FI de la señal de audio AS es introducida en el convertidor de tiempo-frecuencia 3, en el que una trama convertida CF es emitida por el convertidor de tiempo-frecuencia 3 y en el que el filtro de codificación predictiva lineal 2 está configurado para estimar el espectro SP basándose en la trama convertida CF. Alternativamente, pero de manera equivalente a la primera realización del codificador 1 de la invención que tiene un enfatizador de baja frecuencia, el codificador 1 puede calcular un espectro procesado PS basado en el espectro SP de una trama producida mediante un modelado del ruido en el dominio de la frecuencia (FDNS), como se describe por ejemplo en [5]. Más concretamente, en este punto se modifica el orden de las herramientas: el convertidor de tiempo-frecuencia 3 tal como el mencionado anteriormente puede configurarse para estimar una trama convertida FC basada en la trama FI de la señal de audio AS y el filtro de codificación predictiva lineal 2 está configurado para estimar el espectro de audio SP basado en la trama convertida FC, que es emitida por el convertidor de tiempo-frecuencia 3. En consecuencia, el filtro de codificación predictiva lineal 2 puede funcionar en el dominio de la frecuencia (en lugar del dominio de tiempo), teniendo la trama convertida FC como entrada, con el filtro de codificación predictiva lineal 2 aplicado vía multiplicación mediante una representación espectral de los coeficientes de codificación predictiva lineal LC.

25

**[0069]** Debe ser evidente para los expertos en la técnica que la primera y segunda realización -un filtrado lineal en el dominio del tiempo seguido de una conversión tiempo-frecuencia frente a una conversión tiempo-frecuencia seguido de un filtrado lineal a través de la ponderación espectral en el dominio de la frecuencia- se pueden implementar de manera que son equivalentes.

30

**[0070]** La Fig. 2 ilustra un primer ejemplo de énfasis de baja frecuencia ejecutado por un codificador según la invención. La Fig. 2 muestra un espectro ejemplar SP, factores de énfasis de líneas espectrales ejemplares SEF y un espectro procesado ejemplar SP en un sistema de coordenadas común, en el que la frecuencia se representa en función del eje x y la amplitud en función de la frecuencia se representa en el eje y. Se amplifican las líneas espectrales SL0 a SLi'-1, que representan frecuencias más bajas a la línea espectral de referencia RSL, mientras que la línea espectral de referencia RSL y la línea espectral SLi'+ 1, que representa una frecuencia más alta que el espectro de referencia RSL, no se amplifican. La Fig. 2 muestra una situación en la que la relación del MI mínimo y MA máximo de la representación espectral SR de los coeficientes de codificación predictiva lineal LC es cercana a 1.

35

Por lo tanto, un factor máximo de énfasis de línea espectral SEF para la línea espectral SL0 es aproximadamente 2,5.

5 **[0071]** La Fig. 3 ilustra un segundo ejemplo de énfasis de baja frecuencia ejecutado por un codificador según la invención. La diferencia con el énfasis de baja frecuencia como se indica en la Fig. 2 es que la relación del MI mínimo y MA máximo de la representación espectral SR de los coeficientes de codificación predictiva lineal LC es menor. Por lo tanto, un factor máximo de énfasis de línea espectral SEF para la línea espectral SL0 es menor, por ejemplo, aproximadamente 2,0.

10 **[0072]** La Fig. 4 ilustra un tercer ejemplo de énfasis de baja frecuencia ejecutado por un codificador según la invención; En la realización preferida de la invención, el dispositivo de control 5 está configurado de tal manera que las líneas espectrales SL del espectro procesado SP que representan una frecuencia más baja que el espectro de referencia RSL se enfatizan solamente si el máximo es menor que el mínimo multiplicado por el primer valor preestablecido. Estas características aseguran que el énfasis de baja frecuencia solo se ejecuta cuando es  
15 necesario para que la carga de trabajo del codificador pueda minimizarse En la Fig. 4 estas condiciones se cumplen de manera que no se ejecuta el énfasis de baja frecuencia.

**[0073]** La Fig. 5a ilustra una realización de un descodificador según la invención; El descodificador de audio 12 configurado para descodificar un flujo de bits BS basado en una señal de audio que no es de voz de manera que produce, a partir del flujo de bits BS, una señal de salida de audio que no es de voz OS, en particular para descodificar un flujo de bits BS producido por un codificador de audio 1 según la invención, en el que el flujo de bits BS contiene espectros cuantizados QS y una pluralidad de coeficientes de codificación predictiva lineal LC. El descodificador de audio 12 comprende:

25 un receptor de flujo de bits 13 configurado para extraer el espectro cuantizado QS y los coeficientes de codificación predictiva lineal LC del flujo de bits BS;

un dispositivo de descuantización 14 configurado para producir un espectro descuantizado DQ basado en el espectro cuantizado QS;

30 un desenfanzador de baja frecuencia 15 configurado para calcular un espectro procesado inverso RS basado en el espectro descuantizado DQ, en el que se desenfanzan líneas espectrales SLD del espectro procesado inverso RS que representan una frecuencia más baja que una línea espectral de referencia RSLD; y

35 un dispositivo de control 16 configurado para controlar el cálculo del espectro procesado inverso RS por el desenfanzador de baja frecuencia 15 en función de los coeficientes de codificación predictiva lineal LC contenidos en el flujo de bits BS.

**[0074]** El receptor de flujo de bits 13 puede ser cualquier dispositivo que sea capaz de clasificar datos  
40 digitales desde un flujo de bits unitario BS para enviar los datos clasificados a la etapa de procesamiento posterior apropiada. En particular, el receptor de flujo de bits 13 está configurado para extraer el espectro cuantizado QS, que luego se envía al dispositivo de descuantización 14, y los coeficientes de codificación predictiva lineal LC, que luego se envían al dispositivo de control 16 desde el flujo de bits BS.

45 **[0075]** El dispositivo de descuantización 16 está configurado para producir un espectro descuantizado DQ basado en el espectro cuantizado QS, en el que la descuantización es un proceso inverso con respecto a la cuantización como se ha explicado anteriormente.

**[0076]** El desenfanzador de baja frecuencia 15 está configurado para calcular un espectro procesado inverso  
50 RS basado en el espectro descuantizado QS, en el que las líneas espectrales SLD del espectro procesado inverso RS que representan una frecuencia más baja que una línea espectral de referencia RSLD se desenfanzan de manera que solo las frecuencias bajas contenidas en el espectro procesado inverso RS se desenfanzan. La línea espectral de referencia RSLD puede predefinirse basándose en la experiencia empírica. Debe observarse que la línea espectral de referencia RSLD del descodificador 12 debería representar la misma frecuencia que la línea  
55 espectral de referencia RSL del codificador 1 como se ha explicado anteriormente. Sin embargo, la frecuencia a la que se refiere la línea espectral de referencia RSLD puede almacenarse en el lado del descodificador de modo que no sea necesario transmitir esta frecuencia en el flujo de bits BS.

**[0077]** El dispositivo de control 16 está configurado para controlar el cálculo del espectro procesado inverso

RS por el desenfazador de baja frecuencia 15 en función de los coeficientes de codificación predictiva lineal LS del filtro de codificación predictiva lineal 2. Puesto que se pueden usar coeficientes de codificación predictivos lineales LC idénticos en el codificador 1 que produce el flujo de bits BS y en el descodificador 12, el énfasis de baja frecuencia adaptable es totalmente invertible independientemente de la cuantización del espectro siempre y cuando los coeficientes de codificación predictiva lineal se transmitan al descodificador 12 en el flujo de bits BS. En general, los coeficientes de codificación predictiva lineal LC tienen que ser transmitidos en el flujo de bits BS de todos modos con el propósito de reconstruir la señal de salida de audio OS desde el flujo de bits BS en el descodificador 12. Por lo tanto, la velocidad binaria del flujo de bits BS no se incrementará con el énfasis de baja frecuencia y el desénfasis de baja frecuencia como se describe en este documento.

10

**[0078]** El sistema de desénfasis de baja frecuencia adaptable descrito en el presente documento puede implementarse en el codificador de núcleo TCX de LD-USAC, una variante de bajo retardo de xHE-AAC [4] que puede conmutar entre codificación en el dominio del tiempo y en el dominio MDCT en un base por trama.

15 **[0079]** Mediante estas características, un flujo de bits BS producido con un énfasis de baja frecuencia adaptable puede descodificarse fácilmente, en el que el desénfasis de baja frecuencia adaptable puede ser realizado por el descodificador 12 utilizando únicamente la información que está contenida en el flujo de bits BS.

20 **[0080]** De acuerdo con una realización preferida de la invención, el descodificador de audio 12 comprende la combinación 17,18 de un convertidor de frecuencia 17 y un filtro de codificación predictiva lineal inversa 18 que reciben la pluralidad de coeficientes de codificación predictiva lineal LC contenidos en el flujo de bits BS, en el que la combinación 17, 18 está configurada para filtrar inversamente y convertir el espectro procesado inverso RS en un dominio del tiempo con el fin de emitir la señal de salida OS basada en el espectro procesado inverso RS y en los coeficientes de codificación predictiva lineal LC.

25

**[0081]** Un convertidor de tiempo-frecuencia 17 es una herramienta para ejecutar una operación inversa de la operación de un convertidor de tiempo-frecuencia 3 como se ha explicado anteriormente. Es una herramienta para convertir en particular un espectro de una señal en un dominio de la frecuencia en una señal digital en tramas en el dominio del tiempo para estimar la señal original. El convertidor de tiempo-frecuencia puede utilizar una transformada discreta del coseno modificada inversa (MDCT inversa), en la que la transformada discreta del coseno modificada es una transformada superpuesta basada en la transformada de coseno discreta de tipo IV (DCT-IV), con la propiedad adicional de estar superpuesta: se ha diseñado para ejecutarse en tramas consecutivas de un conjunto de datos más grande, donde las tramas posteriores se superponen de modo que la última mitad de una trama coincida con la primera mitad de la trama siguiente. Esta superposición, además de las cualidades de compactación de energía de la DCT, hace que la MDCT sea especialmente atractiva para aplicaciones de compresión de señales, ya que ayuda a evitar artefactos derivados de los límites de la trama. Los expertos en la técnica comprenderán que son posibles otras transformadas. Sin embargo, la transformada en el descodificador 12 debe ser una transformada inversa de la transformada en el codificador 1.

40 **[0082]** Un filtro de codificación predictiva lineal inversa 18 es una herramienta para ejecutar una operación inversa a la operación realizada por el filtro de codificación predictiva lineal (filtro LPC) 2 como se ha explicado anteriormente. Es una herramienta utilizada en procesamiento de señales de audio y de voz para descodificar la envolvente espectral de una señal digital en tramas con el fin de reconstruir la señal digital, utilizando la información de un modelo predictivo lineal. La codificación predictiva lineal y la descodificación son completamente invertibles siempre que se utilicen los mismos coeficientes de codificación predictiva lineal, lo cual puede garantizarse transmitiendo los coeficientes de codificación predictiva lineal LC desde el codificador 1 al descodificador 12 incrustado en el flujo de bits BS como se describe en el presente documento.

50 **[0083]** Mediante estas características la señal de salida OS puede ser procesada de una manera fácil.

**[0084]** De acuerdo con una realización preferida de la invención, el convertidor de frecuencia-tiempo 17 está configurado para estimar una señal de tiempo TS basada en el espectro procesado inverso RS, en el que el filtro de codificación predictiva lineal inverso 18 está configurado para emitir la señal de salida OS basada en el tiempo Señal TS. Por consiguiente, el filtro de codificación predictiva lineal inverso 18 puede funcionar en el dominio del tiempo, teniendo la señal de tiempo TS como su entrada.

**[0085]** En una realización preferida de la invención, el dispositivo de control 16 comprende un analizador espectral 19 configurado para estimar una representación espectral SR de los coeficientes de codificación predictiva lineal LC, un analizador de mínimo-máximo 20 configurado para estimar un MI mínimo de la representación espectral

SR y a MA máxima de la representación espectral SR por debajo de otra línea espectral de referencia y un cálculo del factor de desénfasis 21, 22 configurado para calcular factores de desénfasis de líneas espectrales SDF para calcular las líneas espectrales SLD del espectro procesado inverso RS que representa una frecuencia inferior a la línea espectral de referencia RSLD basada en el MI mínimo y en la MA máxima, en la que las líneas espectrales SLD del espectro procesado inverso RS se desenfatan aplicando los factores de desénfasis de la línea espectral SDF a las líneas espectrales del espectro descuantizado OQ. El analizador espectral puede ser un convertidor de frecuencia de tiempo como se ha descrito anteriormente. La representación espectral es la función de transferencia del filtro de codificación predictiva lineal. La representación espectral se puede calcular a partir de una transformada discreta de Fourier impar (ODFT) de los coeficientes de codificación predictiva lineal. En xHE-AAC y LO-USAC, la función de transferencia puede ser aproximada por 32 o 64 ganancias en el dominio MOCT que cubren toda la representación espectral.

**[0086]** En una realización preferida de la invención, el cálculo de los factores de desénfasis está configurado de tal manera que los factores de desénfasis de líneas espectrales disminuyen en una dirección desde la línea espectral de referencia hasta la línea espectral que representa la frecuencia más baja del espectro de proceso inverso. Esto significa que la línea espectral que representa la frecuencia más baja se atenúa más, mientras que la línea espectral adyacente a la línea espectral de referencia es la que menos se atenúa. La línea espectral de referencia y las líneas espectrales que representan frecuencias más altas que la línea espectral de referencia no se desenfatan en absoluto. Esto reduce la complejidad computacional sin desventajas audibles.

**[0087]** En una realización preferida de la invención, el cálculo de factores de desénfasis 21, 22 comprende una primera etapa 21 configurada para calcular un factor BDF de desénfasis de base de acuerdo con una primera fórmula  $\delta = (\alpha \cdot \min / \max) - \beta$ , en la que  $\alpha$  es un primer valor preestablecido, con  $\alpha > 1$ ,  $\beta$  es un segundo valor preestablecido, con  $0 < \beta \leq 1$ ,  $\min$  es el MI mínimo de la representación espectral SR,  $\max$  es el MA máximo de la representación espectral SR y  $\delta$  es el factor de desénfasis de base BDF, y en el que el cálculo de factores de desénfasis 21, 22 comprende una segunda etapa 22 configurada para calcular los factores de desénfasis de las líneas espectrales SDF de acuerdo con una segunda fórmula  $\xi_i = \delta^{i-1}$ , donde  $i$  es un número de las líneas espectrales SLD a desenfatar,  $i$  es un índice de la línea espectral respectiva SLD, el índice aumenta con las frecuencias de las líneas espectrales SLD, con  $i = 0$  a  $i-1$ ,  $\delta$  es el factor de desénfasis de la base y  $\xi_i$  es el factor de desénfasis de la línea espectral SDF con el índice  $i$ . El funcionamiento del calculador 21, 22 de factor de desénfasis es inverso al funcionamiento del calculador de factor de énfasis 10, 11 como se ha descrito anteriormente. El factor de desénfasis de base BDF se calcula a partir de una relación en el MI mínimo y el MA máximo por la primera fórmula de una manera fácil. El factor de desénfasis de base BDF sirve como base para el cálculo de todos los factores de desénfasis de la línea espectral SDF, en el que la segunda fórmula asegura que los factores de desénfasis de la línea espectral SDF disminuyen en una dirección desde la línea espectral de referencia RSLD hasta la línea espectral SL0 que representa la frecuencia más baja del espectro procesado inverso RS. En contraste con las soluciones de la técnica anterior, la solución propuesta no requiere una operación de complejo cuadrático o de raíz cuadrada por banda espectral. solo se necesitan 2 operadores de división y 2 de potencia, uno de cada uno en el codificador y el lado del descodificador.

**[0088]** En una realización preferida de la invención, el primer valor preestablecido es menor que 42 y mayor que 22, en particular menor que 38 y mayor que 26, más particularmente menor 34 y mayor que 30. Los intervalos anteriormente mencionados se basan en experimentos empíricos. Los mejores resultados se pueden alcanzar cuando el primer valor preestablecido se establece en 32. Obsérvese que el primer valor preestablecido del descodificador 12 debería ser el mismo que el primer valor preestablecido del codificador 1.

**[0089]** En una realización preferida de la invención, el segundo valor preestablecido se determina de acuerdo con la fórmula  $\beta = 1/(\theta \cdot i^i)$ , donde  $i$  es el número de líneas espectrales que se desenfatan,  $\theta$  es un factor entre 3 y 5, en particular entre 3,4 y 4,6, más concretamente entre 3,8 y 4,2. Los mejores resultados se pueden alcanzar cuando el segundo valor preestablecido se establece en 4. Obsérvese que el segundo valor preestablecido del descodificador 12 debería ser el mismo que el segundo valor preestablecido del codificador 1.

**[0090]** En una realización preferida de la invención, la línea espectral de referencia representa RSLD una frecuencia entre 600 Hz y 1000 Hz, en particular entre 700 Hz y 900 Hz, más concretamente entre 750 Hz y 850 Hz. Estos intervalos encontrados empíricamente aseguran suficiente énfasis de baja frecuencia así como una complejidad computacional baja del sistema. Estos intervalos aseguran, en particular, que en espectros densamente poblados, las líneas de más baja frecuencia se codifican con suficiente precisión. En una realización preferida, la línea espectral de referencia RSLD representa 800 Hz, en la que 32 líneas espectrales SL se desenfatan. Es obvio que la línea espectral de referencia RSLD del descodificador 12 debería representar la misma frecuencia que la



**[0097]** La Fig. 6 ilustra un primer ejemplo de desénfasis de baja frecuencia ejecutado por un descodificador según la invención; La Fig. 2 muestra un espectro descuantizado DQ, factores de desénfasis de líneas espectrales ejemplares SDF y un espectro procesado inverso ejemplar RS en un sistema de coordenadas común, en el que la frecuencia se representa en función del eje x y la amplitud en función de la frecuencia se representa en el eje y. Se desenfatan las líneas espectrales SLD0 a SLDi'-1, que representan frecuencias más bajas a la línea espectral de referencia RSLD, mientras que la línea espectral de referencia RSLD y la línea espectral SLDi'+1, que representa una frecuencia más alta que el espectro de referencia RSLD, no se desenfatan. La Fig. 6 muestra una situación en la que la relación del MI mínimo y MA máximo de la representación espectral SR de los coeficientes de codificación predictiva lineal LC es cercana a 1. Por lo tanto, un factor máximo de énfasis de línea espectral SEF para la línea espectral SLO es aproximadamente 0,4. Además, la Fig. 6 muestra el error de cuantización QE, en función de la frecuencia. Debido al fuerte desénfasis de baja frecuencia, el error de cuantización QE es muy bajo a frecuencias más bajas.

**[0098]** La Fig. 7 ilustra un segundo ejemplo de desénfasis de baja frecuencia ejecutado por un descodificador según la invención. La diferencia con el énfasis de baja frecuencia como se indica en la Fig. 6 es que la relación del MI mínimo y MA máximo de la representación espectral SR de los coeficientes de codificación predictiva lineal LC es menor. Por lo tanto, se lanza un factor máximo de desénfasis de línea espectral SDF para la línea espectral SLO, por ejemplo, por encima de 0,5. El error de cuantización QE es mayor en este caso pero no es crítico ya que está muy por debajo de la amplitud del espectro procesado inverso RS.

**[0099]** La Fig. 8 ilustra un tercer ejemplo de desénfasis de baja frecuencia ejecutado por un descodificador según la invención. En una realización preferida de la invención, el dispositivo de control 16 está configurado de tal manera que las líneas espectrales SLD del espectro procesado inverso RS que representan una frecuencia más baja que la línea espectral de referencia RSLD se desenfatan solo si el máximo MA es menor que el mínimo MI multiplicado por el primer valor preestablecido. Estas características aseguran que el desénfasis de baja frecuencia solo se ejecuta cuando es necesario para que la carga de trabajo del descodificador 12 pueda minimizarse. Estas características aseguran que el desénfasis de baja frecuencia solo se ejecuta cuando es necesario para que la carga de trabajo del codificador pueda minimizarse. En la Fig. 8 estas condiciones se cumplen de manera que no se ejecuta el énfasis de baja frecuencia.

**[0100]** Como una solución al problema mencionado anteriormente de complejidad relativamente alta (posiblemente causando problemas de implementación en dispositivos móviles de baja potencia) y falta de invertibilidad perfecta (arriesgando una fidelidad suficiente) de la estrategia ALFE de la técnica anterior, se propone un énfasis modificado adaptable de baja frecuencia (ALFE) que

- no requiere una raíz cuadrada por banda espectral u operación compleja similar. Solo se necesitan 2 operadores de división y 2 de potencia, uno de cada en el lado del codificador y el descodificador.
- utiliza una representación espectral de los coeficientes del filtro LPC como información de control para el (des)énfasis, no el espectro en sí. Dado que se utilizan coeficientes LPC idénticos en el codificador y el descodificador, el ALFE es totalmente invertible independientemente de la cuantización del espectro.

**[0101]** El sistema ALFE descrito en el presente documento se implementó en el codificador de núcleo TCX de LD-USAC, una variante de bajo retardo de xHE-AAC [4] que puede conmutar entre codificación en el dominio del tiempo y en el dominio MDCT en un base por trama. El proceso en codificador y descodificador se resume de la siguiente manera:

1. En el codificador, el mínimo y el máximo de la representación espectral de los coeficientes LPC se encuentran por debajo de una cierta frecuencia. La representación espectral de un filtro generalmente adoptado en el procesamiento de señales es la función de transferencia del filtro. En xHE-AAC y LD-USAC, la función de transferencia se aproxima por 32 o 64 ganancias en el dominio MDCT que cubren todo el espectro, calculada a partir de una DFT impar (ODFT) de los coeficientes de filtro.
2. Si el máximo es mayor que un cierto mínimo global (por ejemplo, 0) y menos de  $\alpha$  veces mayor que el mínimo, con  $\alpha > 1$  (por ejemplo, 32), se ejecutan las 2 etapas ALFE siguientes.
3. Un factor de énfasis de baja frecuencia y se calcula a partir de la relación entre el mínimo y el máximo como  $\gamma = (\alpha \cdot \text{minimum} / \text{maximum})^\beta$ , donde  $0 < \beta \leq 1$  y  $\beta$  depende de  $\alpha$ .
4. Las líneas MDCT con índices  $i$  inferiores a un índice  $i'$  que representan una cierta frecuencia (es decir, todas las líneas por debajo de esa frecuencia, preferentemente la misma frecuencia utilizada en la etapa 1) ahora se multiplican por  $\gamma^{i-i'}$ . Esto implica que la línea más cercana a  $i'$  es la que se amplifica menos,

mientras que la primera línea, la más cercana a la corriente continua, es la que se amplifica más. Preferentemente,  $i' = 32$ .

5. En el decodificador, las etapas 1 y 2 se llevan a cabo igual que en el codificador (mismo límite de frecuencia).

6. De forma análoga a la etapa 3, un factor de desénfasis de baja frecuencia, el inverso del factor de énfasis  $\gamma$ , se calcula como  $\delta = (\alpha \cdot \text{minimum} / \text{maximum}) - \beta = (\text{maximum} / (\alpha \cdot \text{minimum})) \beta$ .

7. Las líneas MDCT con índices  $i$  inferiores al índice  $i'$ , con  $i'$  elegido como en el codificador, finalmente se multiplican por  $\delta^{i-i'}$ . El resultado es que la línea más cercana a  $i'$  es la que se atenúa menos, la primera línea es la que se atenúa más y, en general, el lado del codificador ALFE está completamente invertido.

10 **[0102]** Esencialmente, el sistema ALFE propuesto asegura que en los espectros densamente poblados, las líneas de menor frecuencia sean codificadas con suficiente precisión. Tres casos pueden servir para ilustrar esto, como se muestra en la Fig. 8. Cuando el máximo es más de  $a$  veces mayor que el mínimo, no se realiza ALFE. Esto ocurre cuando la forma LPC de baja frecuencia contiene un pico fuerte, probablemente originado por un tono bajo  
15 aislado en la señal de entrada. Normalmente, los codificadores LPC pueden reproducir una señal de este tipo relativamente bien, por lo que no es necesario un ALFE.

20 **[0103]** En el caso de que la forma LPC sea plana, es decir, el máximo se aproxima al mínimo, el ALFE es el más fuerte como se representa en la Fig. 6 y puede evitar la codificación de artefactos como el ruido musical.

25 **[0104]** Cuando la forma LPC no es ni totalmente plana ni alta, por ejemplo, en señales armónicas con tonos estrechamente espaciados, solo se realiza un ALFE suave como se muestra en la Fig. 7. Debe observarse que la aplicación de los factores exponenciales y en las etapa 4 y 8 en la etapa 7 no requiere instrucciones de potencia, sino que puede realizarse de forma incremental utilizando solo multiplicaciones. Por lo tanto, la complejidad por línea espectral necesaria en el esquema ALFE de la invención es muy baja.

30 **[0105]** Aunque se han descrito algunos aspectos en el contexto de un aparato, es evidente que estos aspectos también representan una descripción del procedimiento correspondiente, donde un bloque o dispositivo se corresponde con una etapa del procedimiento o una característica de una etapa del procedimiento. De forma análoga, los aspectos que se describen en el contexto de un etapa del procedimiento también representan una descripción de un bloque correspondiente o un punto o característica del aparato correspondiente. Algunas o todas las etapas del procedimiento se pueden ejecutar con (o utilizando) un aparato de hardware, como por ejemplo, un microprocesador, un ordenador programable o un circuito electrónico. En algunas realizaciones, una o más de las etapas más importantes del procedimiento se pueden ejecutar con dicho aparato.

35 **[0106]** En función de ciertos requisitos de implementación, las realizaciones de la invención se pueden implementar en hardware o en software. La implementación puede realizarse utilizando un medio de almacenamiento no transitorio como un medio de almacenamiento digital, por ejemplo un disquete, un DVD, un Blu-Ray, un CD, una ROM, una PROM, una EPROM, una EEPROM o una memoria FLASH, que tiene señales de control legibles electrónicamente y almacenadas en el mismo, que coopera (o es capaz de cooperar) con un sistema informático programable de manera que se lleve a cabo el procedimiento respectivo. Por lo tanto, el medio de almacenamiento digital puede ser legible mediante ordenador.

40 **[0107]** Algunas realizaciones según la invención comprenden un soporte de datos que tiene señales de control legibles electrónicamente y que son capaces de cooperar con un sistema informático programable, de tal manera que se lleve a cabo uno de los procedimientos descritos en este documento.

45 **[0108]** En general las realizaciones de la presente invención se pueden implementar como un producto de programa informático con un código de programa, siendo el código de programa operativo para llevar a cabo uno de los procedimientos cuando el producto de programa informático se ejecuta en un ordenador. El código de programa se puede almacenar, por ejemplo, en un soporte legible por máquina.

50 **[0109]** Otras realizaciones comprenden el programa de ordenador para llevar a cabo uno de los procedimientos descritos en este documento, almacenado en un soporte legible por máquina.

55 **[0110]** En otras palabras, una realización del procedimiento de la invención es, por lo tanto, un programa informático que tiene un código de programa para realizar uno de los procedimientos descritos en este documento cuando el programa informático se ejecuta en un ordenador.

**[0111]** Una realización adicional del procedimiento de la invención es, por lo tanto, un soporte de datos (o un medio de almacenamiento digital o un medio legible por ordenador) que comprende, grabado en el mismo, el programa informático para llevar a cabo uno de los procedimientos descritos en este documento. El soporte de datos, el medio de almacenamiento digital o el medio grabado son normalmente tangibles y/o no transitorios.

5

**[0112]** Una realización adicional del procedimiento de la invención es, por lo tanto, un flujo de datos o una secuencia de señales que representan el programa informático para llevar a cabo uno de los procedimientos descritos en este documento. El flujo de datos o la secuencia de señales pueden, por ejemplo, estar configurados para ser transferidos a través de una conexión de comunicación de datos, por ejemplo, a través de Internet.

10

**[0113]** Una realización adicional comprende además un medio de procesamiento, por ejemplo un ordenador o un dispositivo lógico programable, configurado o adaptado para llevar a cabo uno de los procedimientos descritos en este documento.

15 **[0114]**

Una realización adicional comprende un ordenador que tiene instalado en el mismo el programa informático para llevar a cabo uno de los procedimientos descritos en este documento.

**[0115]** Una realización adicional según la invención comprende un aparato o un sistema configurado para transferir (por ejemplo, electrónicamente u ópticamente) un programa informático con el fin de llevar a cabo uno de los procedimientos descritos en el presente documento a un receptor. El receptor puede ser, por ejemplo, un ordenador, un dispositivo móvil, un dispositivo de memoria o algo similar. El aparato o sistema puede, por ejemplo, comprender un servidor de archivos para transferir el programa informático al receptor.

20

**[0116]** En algunas realizaciones se puede utilizar un dispositivo lógico programable (por ejemplo, una matriz de puertas programables por campo) para llevar a cabo algunas o todas las funcionalidades de los procedimientos descritos en este documento. En algunas realizaciones una matriz de puertas programables por campo podrá cooperar con un microprocesador a fin de llevar a cabo uno de los procedimientos descritos en este documento. En general los procedimientos se llevan a cabo, preferentemente, por cualquier aparato de hardware.

25

30 Signos de referencia:

**[0117]**

- 1 codificador de audio
- 2 filtro de codificación predictiva lineal
- 3 convertidor de tiempo-frecuencia
- 4 enfatizador de baja frecuencia
- 5 el dispositivo de control es
- 6 dispositivo de cuantización
- 7 productor de flujo de bits
- 8 analizador espectral
- 9 analizador mínimo-máximo
- 10 primera etapa del cálculo de los factores de énfasis
- 11 segunda etapa del cálculo de los factores de énfasis
- 12 decodificador de audio
- 13 receptor de flujo de bits
- 14 dispositivo de descuantización
- 15 desenfatizador de baja frecuencia
- 16 el dispositivo de control es
- 17 convertidor de tiempo-frecuencia
- 18 filtro de codificación predictiva lineal inversa
- 19 analizador espectral
- 20 analizador mínimo-máximo
- 21 primera etapa del cálculo de los factores de énfasis
- 22 segunda etapa del cálculo de los factores de énfasis

35

COMO señal de audio  
LC coeficientes de codificación predictiva lineal

FF	trama filtrada
FI	trama
SP	espectro
PS	espectro procesado
QS	espectro cuantizado
SR	representación espectral
MI	mínimo de la representación espectral
MA	máximo de la representación espectral
SEF	factores de énfasis de las líneas espectrales
BEF	factor de énfasis por fases
FC	trama convertida en el dominio del tiempo
RSL	línea espectral de referencia
SL	línea espectral
DQ	espectro descuantizado
RS	espectro procesado inverso
TS	señal de tiempo
SDF	factores de desénfasis de las líneas espectrales
BDF	factor de desénfasis de base
IFS	señal filtrada inversa
SLD	línea espectral
RSLD	línea espectral de referencia
QE	error de cuantización

Referencias:

**[0118]**

- 5 [1] 3GPP TS 26.290, "Extended AMR Wideband Codec - Transcoding Functions," Dec. 2004.
- [2] B. Bessette, U.S. Patent 7,933,769 B2, "Methods and devices for low-frequency emphasis during audio compression based on ACELP/TCX", Apr. 2011.
- 10 [3] J. Mäkinen et al., "AMR-WB+: A New Audio Coding Standard for 3rd Generation Mobile Audio Services," in Proc. ICASSP 2005, Philadelphia, USA, Mar. 2005.
- [4] M. Neuendorf et al., "MPEG Unified Speech and Audio Coding - The ISO/MPEG Standard for High-Efficiency Audio Coding of All Content Types," in Proc. 132nd Convention of the AES, Budapest, Hungary, Apr. 2012. Also to appear in the Journal of the AES, 2013.
- 15 [5] T. Baeckstroem et al., European Patent EP 2 471 061 B1, "Multi-mode audio signal decoder, multi-mode audio signal encoder, methods and computer program using linear prediction coding based noise shaping".

## REIVINDICACIONES

1. El codificador de audio para codificar una señal de audio (AS) que no es de voz para producir, a partir de ella, un flujo de bits (BS), el codificador de audio (1) que comprende:
- 5 una combinación (2, 3) de un filtro de codificación predictiva lineal (2) que tiene una pluralidad de coeficientes (LC) de codificación predictiva lineal y un convertidor de tiempo-frecuencia (3), en el que la combinación (2, 3) está configurada para filtrar y convertir una trama (FI) de la señal de audio (AS) en un dominio de la frecuencia con el fin de emitir un espectro (SP) basado en la trama (FI) y en los coeficientes de codificación predictiva lineal (LC);
- 10 un enfatizador de baja frecuencia (4) configurado para calcular un espectro procesado (PS) basado en el espectro (SP), en el que se enfatizan las líneas espectrales (SL) del espectro procesado (PS) que representan una frecuencia más baja que la línea espectral de referencia (RSL);
- un dispositivo de control (5) configurado para controlar el cálculo del espectro procesado (PS) mediante el
- 15 enfatizador de baja frecuencia (4) en función de los coeficientes de codificación predictiva lineal (LC) del filtro de codificación predictiva lineal (2); un dispositivo de cuantización (6) configurado para producir un espectro cuantizado (QS) basado en el espectro procesado (PS);
- un productor de flujo de bits (7) configurado para incrustar el espectro cuantizado (QS) y los coeficientes de
- 20 codificación predictiva lineal (LC) en el flujo de bits (BS).
2. Codificador de audio según la reivindicación anterior en el que la trama (FI) de la señal de audio (AS) se introduce en el filtro de codificación predictiva lineal (2), en el que una trama filtrada (FF) es emitida por el filtro de codificación predictiva lineal (2) y en el que el convertidor de tiempo-frecuencia (3) está configurado para estimar el
- 25 espectro (SP) basado en la trama filtrada (FF).
3. Codificador de audio según la reivindicación 1 en el que la trama (FI) de la señal de audio (AS) se introduce en el convertidor de tiempo-frecuencia (3), en el que una trama convertida (FC) es emitida por el convertidor de tiempo-frecuencia (3) y en el que el filtro de codificación predictiva lineal (2) está configurado para
- 30 estimar el espectro (SP) basado en la trama convertida (FC).
4. Codificador de audio según una de las reivindicaciones anteriores en el que el dispositivo de control (5) comprende un analizador espectral (8) configurado para estimar una representación espectral (SR) de los coeficientes de codificación predictiva lineal (LC), un analizador mínimo-máximo (9) configurado para estimar un
- 35 mínimo (MI) de la representación espectral (SR) y un máximo (MA) de la representación espectral (SR) por debajo de otra línea espectral de referencia y un cálculo de los factores de énfasis (10, 11) configurado para calcular factores de énfasis de líneas espectrales (SEF) que calculan las líneas espectrales (SL) del espectro procesado (PS) que representan una frecuencia más baja que la línea espectral de referencia (RSL) basada en el mínimo (MI) y en el máximo (MA), en el que las líneas espectrales (SL) del espectro procesado (PS) se enfatizan aplicando los
- 40 factores de énfasis de las líneas espectrales (SEF) a las líneas espectrales del espectro de la trama filtrada.
5. Codificador de audio según la reivindicación 4 en el que el cálculo de los factores de énfasis (10, 11) está configurado de tal manera que los factores de énfasis de líneas espectrales (SEF) aumentan en una dirección desde la línea espectral de referencia (RSL) hasta la línea espectral (SL) que representa la frecuencia más baja del
- 45 espectro (SP).
6. Codificador de audio según la reivindicación 4 o 5 en el que el cálculo de los factores de énfasis (10, 11) comprende una primera etapa (10) configurada para calcular un factor de énfasis de base (BEF) de acuerdo con una primera fórmula  $\gamma = (\alpha \cdot \min / \max)^\beta$ , en el que  $\alpha$  es un primer valor preestablecido, con un valor  $\alpha > 1$ ,  $\beta$  es un
- 50 segundo valor preestablecido, con  $0 < \beta \leq 1$ ,  $\min$  es el mínimo (MI) de la representación espectral,  $\max$  es el máximo (MA) de la representación espectral (SR) y  $\gamma$  es el factor de énfasis de base (BEF) y en el que el cálculo de los factores de énfasis (10, 11) comprende una segunda etapa (11) configurada para calcular factores de énfasis de líneas espectrales (SEF) de acuerdo con una segunda fórmula  $\epsilon_i = \gamma^{i-i'}$ , en el que  $i'$  es un número de líneas espectrales (SL) a enfatizar,  $i$  es un índice de la línea espectral respectiva (SL), el índice aumenta con las
- 55 frecuencias de las líneas espectrales (SL), con  $i = 0$  a  $i'-1$ ,  $\gamma$  es el factor de énfasis de base (BEF) y  $\epsilon_i$  es el factor de énfasis de la línea espectral (SEF) con el índice  $i$ .
7. Codificador de audio según la reivindicación 6 en el que el primer valor preestablecido es menor que
- 42 y mayor que 22, en particular, menor que 38 y mayor que 26, más particularmente, menor 34 y mayor que 30.

8. Codificador de audio según la reivindicación 6 o 7 en el que el segundo valor preestablecido se determina de acuerdo con la fórmula  $\beta = 1 / (\theta \cdot i')$ , en el que  $i'$  es un número de las líneas espectrales enfatizadas,  $\theta$  es un factor entre 3 y 5, en particular entre 3,4 y 4,6, más particularmente, entre 3,8 y 4,2.
- 5 9. Codificador de audio según una de las reivindicaciones anteriores en el que la línea espectral de referencia (RSL) representa una frecuencia entre 600 Hz y 1000 Hz, en particular entre 700 Hz y 900 Hz, más particularmente, entre 750 Hz y 850 Hz.
- 10 10. Codificador de audio según una de las reivindicaciones 4 a 9, en el que la línea espectral de referencia adicional representa la misma o una frecuencia más alta que la línea espectral de referencia (RSL).
11. Codificador de audio según una de las reivindicaciones anteriores en el que el dispositivo de control (5) está configurado de tal manera que las líneas espectrales (SL) del espectro procesado inverso que representan una frecuencia más baja que la línea espectral de referencia (RSL) se desenfatan solo si el máximo (MA) es menor que el mínimo (MI) multiplicado por el primer valor preestablecido.
- 15 12. Descodificador de audio para descodificar un flujo de bits (BS) basado en una señal de audio que no es de voz (AS) de manera que produce, a partir del flujo de bits (BS), una señal de salida de audio que no es de voz (OS), en particular para descodificar un flujo de bits (BS) producido por un codificador de audio (1) según las reivindicaciones 1 a 11, el flujo de bits (BS) contiene espectros cuantizados (QS) y una pluralidad de coeficientes de codificación predictiva lineal (LC), el descodificador de audio (12) que comprende:  
 un receptor de flujo de bits (13) configurado para extraer el espectro cuantizado (QS) y los coeficientes de codificación predictiva lineal (LC) del flujo de bits (BS);  
 25 un dispositivo de descuantización (14) configurado para producir un espectro descuantizado (DQ) basado en el espectro cuantizado (QS);  
 un desenfanzador de baja frecuencia (15) configurado para calcular un espectro procesado inverso (RS) basado en el espectro descuantizado (DQ), en el que se desenfatan líneas espectrales (SLD) del espectro procesado inverso (RS) que representan una frecuencia más baja que una línea espectral de referencia (RSLD); y  
 30 un dispositivo de control (16) configurado para controlar el cálculo del espectro procesado inverso (RS) por el desactivador de baja frecuencia (15) en función de los coeficientes de codificación predictiva lineal (LC) contenidos en el flujo de bits (BS).
13. Descodificador de audio según la reivindicación precedente en el que el descodificador de audio (12) comprende la combinación (17,18) de un convertidor de frecuencia (17) y un filtro de codificación predictiva lineal inversa (18) que reciben la pluralidad de coeficientes de codificación predictiva lineal (LC) contenidos en el flujo de bits (BS), en el que la combinación (17, 18) está configurada para filtrar inversamente y convertir el espectro procesado inverso (RS) en un dominio del tiempo con el fin de emitir la señal de salida (OS) basada en el espectro procesado inverso (RS) y en los coeficientes de codificación predictiva lineal (LC).
- 40 14. Descodificador de audio según la reivindicación precedente, en el que el convertidor de tiempo frecuencia (17) está configurado para estimar una señal de tiempo (TS) basada en el espectro procesado inverso (RS), en el que el filtro de codificación predictiva lineal (18) inverso está configurado para emitir la señal de salida (OS) basada en la señal de tiempo (TS).
- 45 15. Descodificador de audio según la reivindicación 13, en el que el filtro de codificación predictiva lineal inverso (18) está configurado para estimar una señal filtrada inversa (IFS) basada en el espectro procesado inverso (RS), en el que el convertidor de tiempo-frecuencia (17) está configurado para emitir la señal de salida (OS) basada en la señal filtrada inversa (IFS).
- 50 16. Descodificador de audio según una de las reivindicaciones 12 a 15, en el que el dispositivo de control (16) comprende un analizador espectral (19) configurado para estimar una representación espectral (SR) de los coeficientes de codificación predictiva lineal (LC), un analizador mínimo-máximo (20) configurado para estimar un mínimo (MI) de la representación espectral (SR) y un máximo (MA) de la representación espectral (SR) por debajo de otra línea espectral de referencia y un cálculo de los factores de desénfasis (21, 22) configurado para calcular factores de desénfasis de líneas espectrales (SDF) que calculan las líneas espectrales (SLD) del espectro procesado inverso (RS) que representan una frecuencia más baja que la línea espectral de referencia (RSLD) basada en el mínimo (MI) y en el máximo (MA), en el que las líneas espectrales (SLD) del espectro procesado inverso (RS) se desenfatan aplicando los factores de desénfasis de las líneas espectrales (SDF) a las líneas

espectrales del espectro del espectro descuantizado (OQ).

17. Descodificador de audio según la reivindicación anterior, en el que el cálculo de los factores de desénfasis (21, 22) está configurado de tal manera que los factores de desénfasis de líneas espectrales (SDF) aumentan en una dirección desde la línea espectral de referencia (RSLD) hasta la línea espectral (SL) que representa la frecuencia más baja del espectro procesado inverso (RS).
18. Descodificador de audio según las reivindicaciones 16 o 17 en el que el cálculo de los factores de desénfasis (21, 22) comprende una primera etapa (21) configurada para calcular un factor de desénfasis de base (BDF) de acuerdo con una primera fórmula  $\bar{\delta} = (\alpha \cdot \min / \max)^\beta$ , en el que  $\alpha$  es un primer valor preestablecido, con un valor  $\alpha > 1$ ,  $\beta$  es un segundo valor preestablecido, con  $0 < \beta \leq 1$ , min es el mínimo (MI) de la representación espectral, max es el máximo (MA) de la representación espectral (SR) y  $\bar{\delta}$  es el factor de desénfasis de base (BDF) y en el que el cálculo de los factores de desénfasis (21, 22) comprende una segunda etapa (22) configurada para calcular factores de desénfasis de líneas espectrales (SDF) de acuerdo con una segunda fórmula  $\xi_i = \bar{\delta}^{i'}$ , en el que  $i'$  es un número de líneas espectrales (SLD) a desenfatar,  $i$  es un índice de la línea espectral respectiva (SLD), el índice aumenta con las frecuencias de las líneas espectrales, con  $i = 0$  to  $i'-1$ ,  $\bar{\delta}$  es el factor de desénfasis de base (BDF) y  $\xi_i$  es el factor de desénfasis de la línea espectral (SDF) con el índice  $i$ .
19. Descodificador de audio según la reivindicación anterior, en el que el primer valor preestablecido es menor que 42 y mayor que 22, en particular, menor que 38 y mayor que 26, más particularmente, menor 34 y mayor que 30.
20. Descodificador de audio según la reivindicación 18 o 19, en el que el segundo valor preestablecido se determina de acuerdo con la fórmula  $\beta = 1 / (\theta \cdot i')$ , en el que  $i'$  es un número de las líneas espectrales (SLD) desenfatazadas,  $\theta$  es un factor entre 3 y 5, en particular entre 3,4 y 4,6, más particularmente, entre 3,8 y 4,2.
21. Codificador de audio según una de las reivindicaciones 12 a 20, en el que la línea espectral de referencia (RSLD) representa una frecuencia entre 600 Hz y 1000 Hz, en particular, entre 700 Hz y 900 Hz, más particularmente, entre 750 Hz y 850 Hz.
22. Codificador de audio según una de las reivindicaciones 16 a 21, en el que la línea espectral de referencia adicional representa la misma o una frecuencia más alta que la línea espectral de referencia (RSLD).
23. Descodificador de audio según una de las reivindicaciones 12 a 22, en el que el dispositivo de control (16) está configurado de tal manera que las líneas espectrales (SLD) del espectro procesado inverso (RS) que representan una frecuencia más baja que la línea espectral de referencia (RSLD) se desenfatan solo si el máximo (MA) es menor que el mínimo (MI) multiplicado por el primer valor preestablecido.
24. Sistema que comprende un decodificador (12) y un codificador (1), en el que el codificador (1) está diseñado según una de las reivindicaciones 1 a 11 y/o el decodificador está diseñado según una de las reivindicaciones 12 a 23.
25. Procedimiento para codificar una señal de audio que no es de voz (AS) para producir, a partir de ella, un flujo de bits (BS), el procedimiento que comprende las etapas:  
 filtrar con un filtro de codificación predictiva lineal (2) que tiene una pluralidad de coeficientes de codificación predictiva lineal (LC) y convertir una trama (FI) de la señal de audio (AS) en un dominio de la frecuencia con el fin de emitir un espectro (SP) basado en la trama (FI) y en los coeficientes de codificación predictiva lineal (LC);  
 calcular un espectro procesado (PS) basado en el espectro (SP), en el que se enfatizan las líneas espectrales (SL) del espectro procesado (PS) que representan una frecuencia más baja que una línea espectral de referencia (RSL);  
 y controlar el cálculo del espectro procesado (PS) en función de los coeficientes de codificación predictiva lineal (LC) del filtro de codificación predictiva lineal (2);  
 producir un espectro cuantizado (QS) basado en el espectro procesado (PS); y  
 incrustar el espectro cuantizado (QS) y los coeficientes de codificación predictiva lineal (LC) en el flujo de bits (BS).
26. Procedimiento para decodificar un flujo de bits (BS) basado en una señal de audio (AS) que no es de voz para producir, a partir del flujo de bits (BS), una señal de salida de audio que no es de voz (OS), en particular para decodificar un flujo de bits (BS) producido mediante el procedimiento según la reivindicación anterior, el flujo de bits (BS) que contiene espectros cuantizados (QS) y una pluralidad de coeficientes de codificación predictiva lineal (LC), el procedimiento que comprende las etapas:

- extraer el espectro cuantizado (QS) y los coeficientes de codificación predictiva lineal (LC) del flujo de bits (BS);  
producir un espectro descuantizado (DQ) basado en el espectro cuantizado (QS);  
calcular un espectro procesado inverso (RS) basado en el espectro descuantizado (DQ), en el que se desenfatan  
5 las líneas espectrales (SLD) del espectro procesado inverso (RS) que representan una frecuencia más baja que la  
línea espectral de referencia (RSLD); y  
controlar el cálculo del espectro procesado inverso (RS) en función de los coeficientes de codificación predictiva  
lineal (LC) contenidos en el flujo de bits (BS).
- 10 **27.** Programa informático para realizar, cuando se ejecuta en un ordenador o un procesador, el  
procedimiento de la reivindicación 25 o 26.

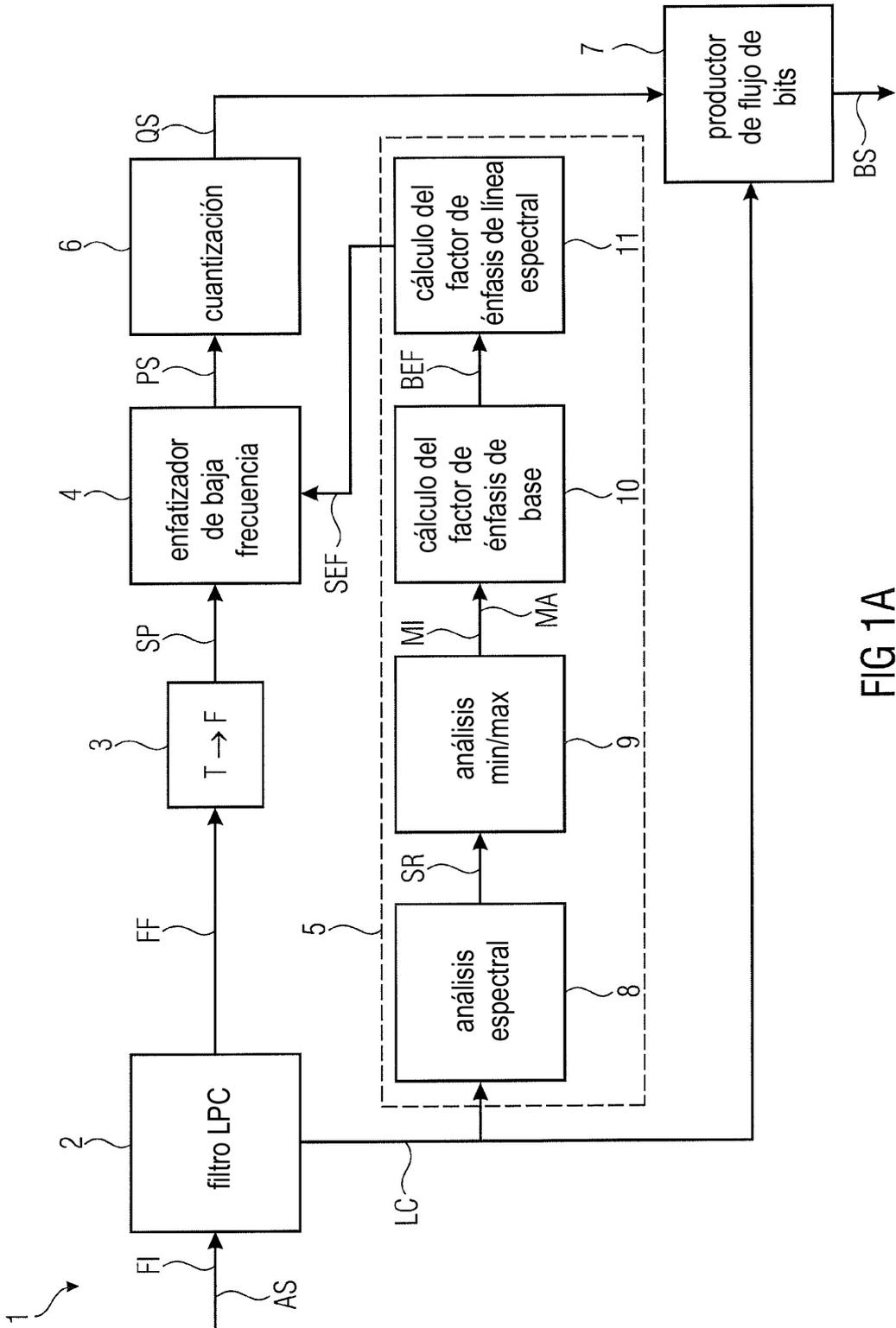


FIG 1A

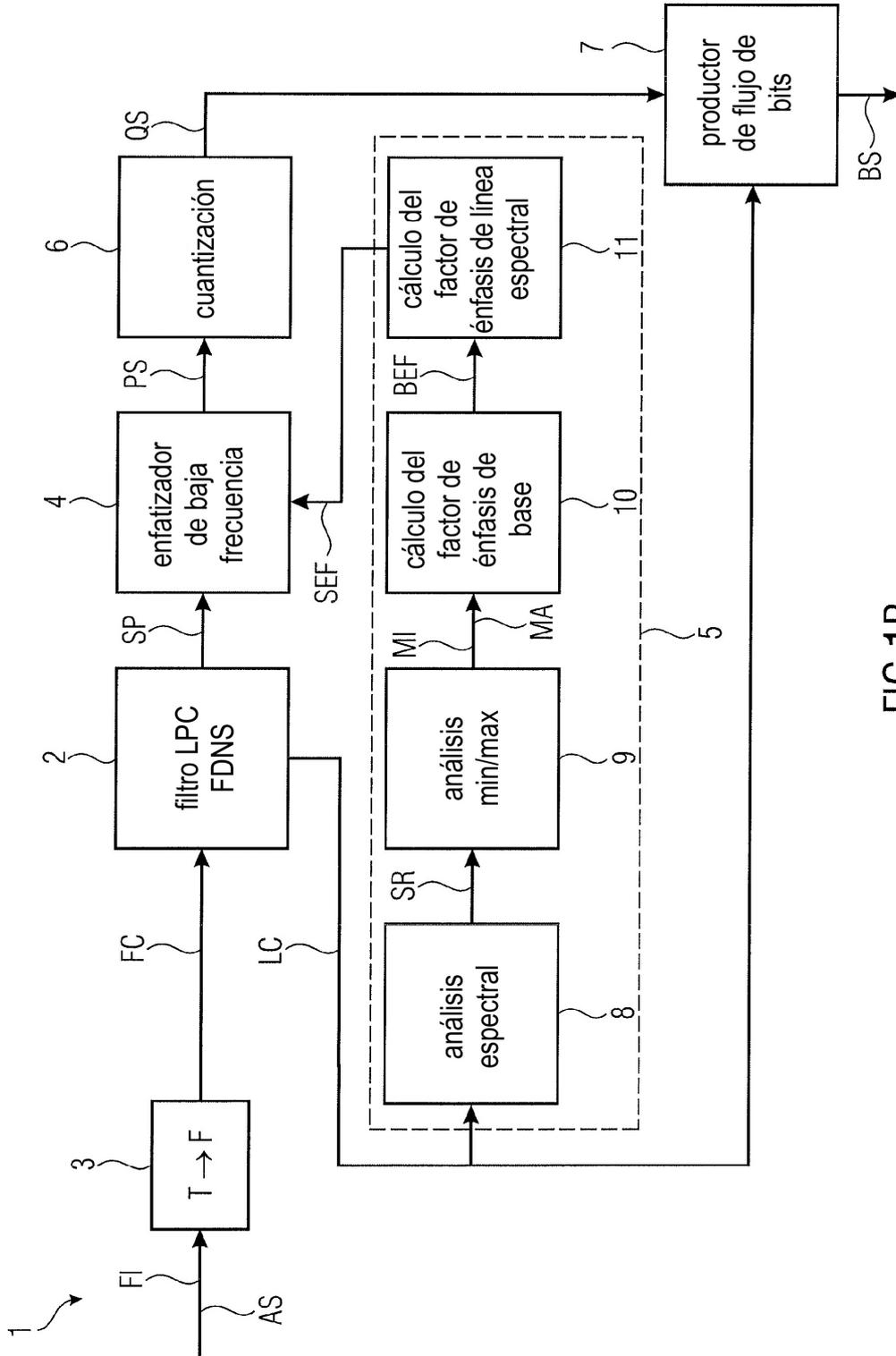


FIG 1B

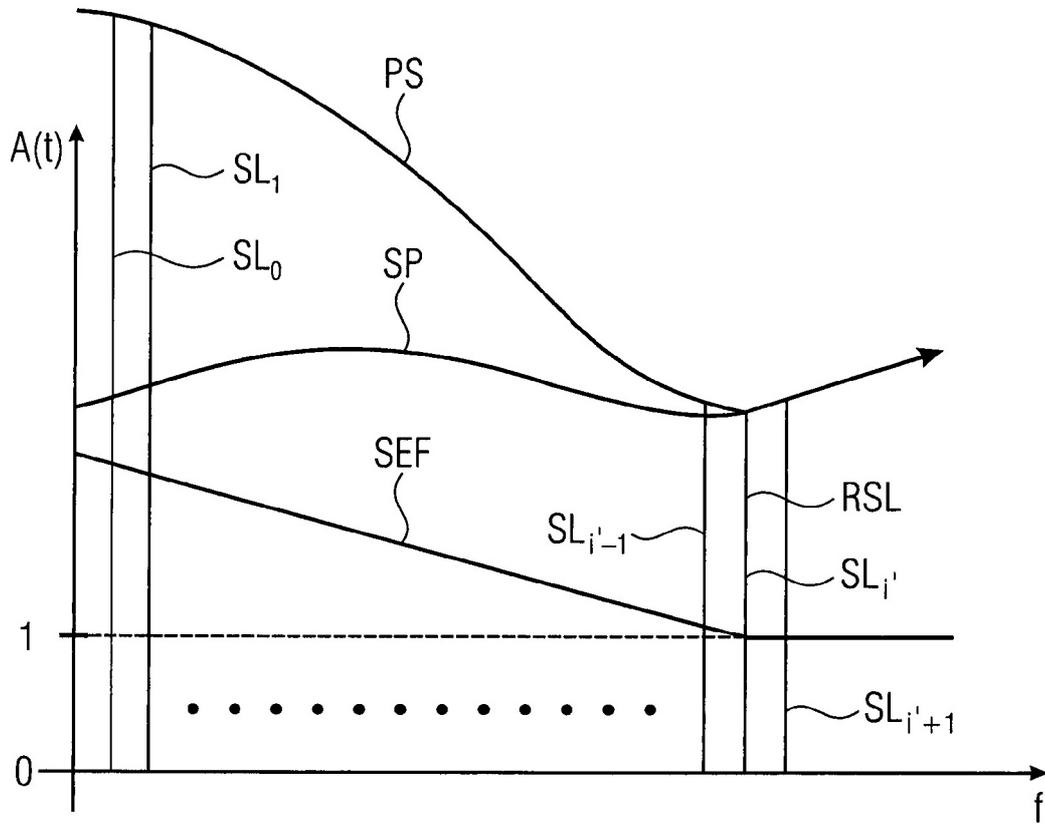


FIG 2

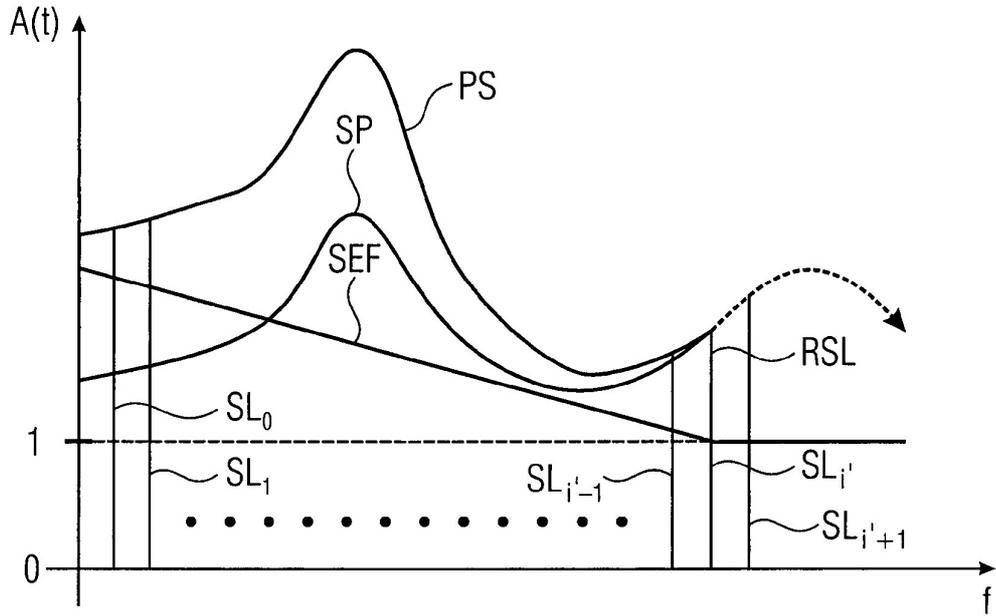


FIG 3

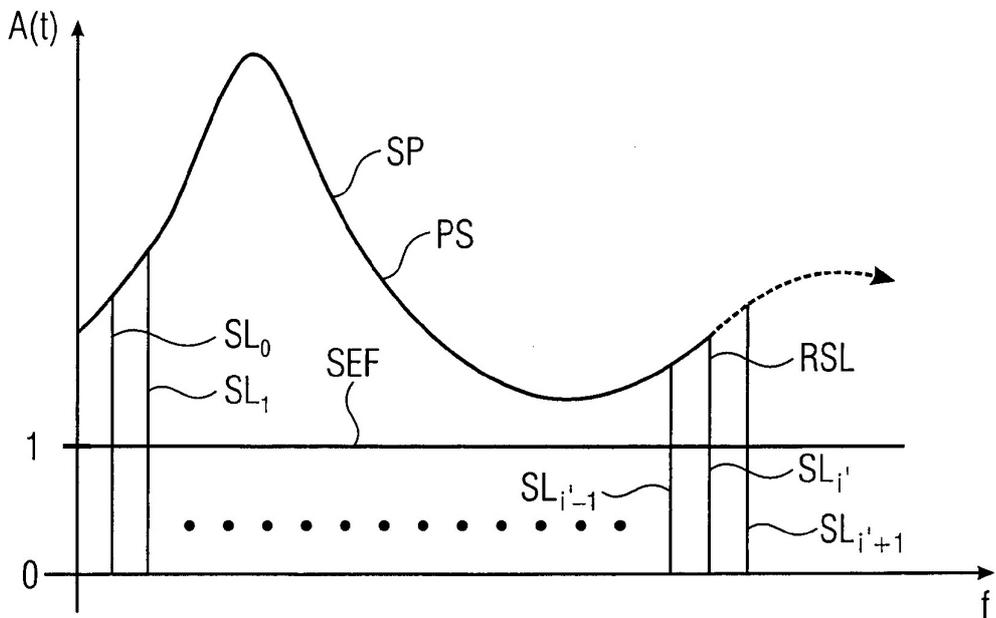


FIG 4

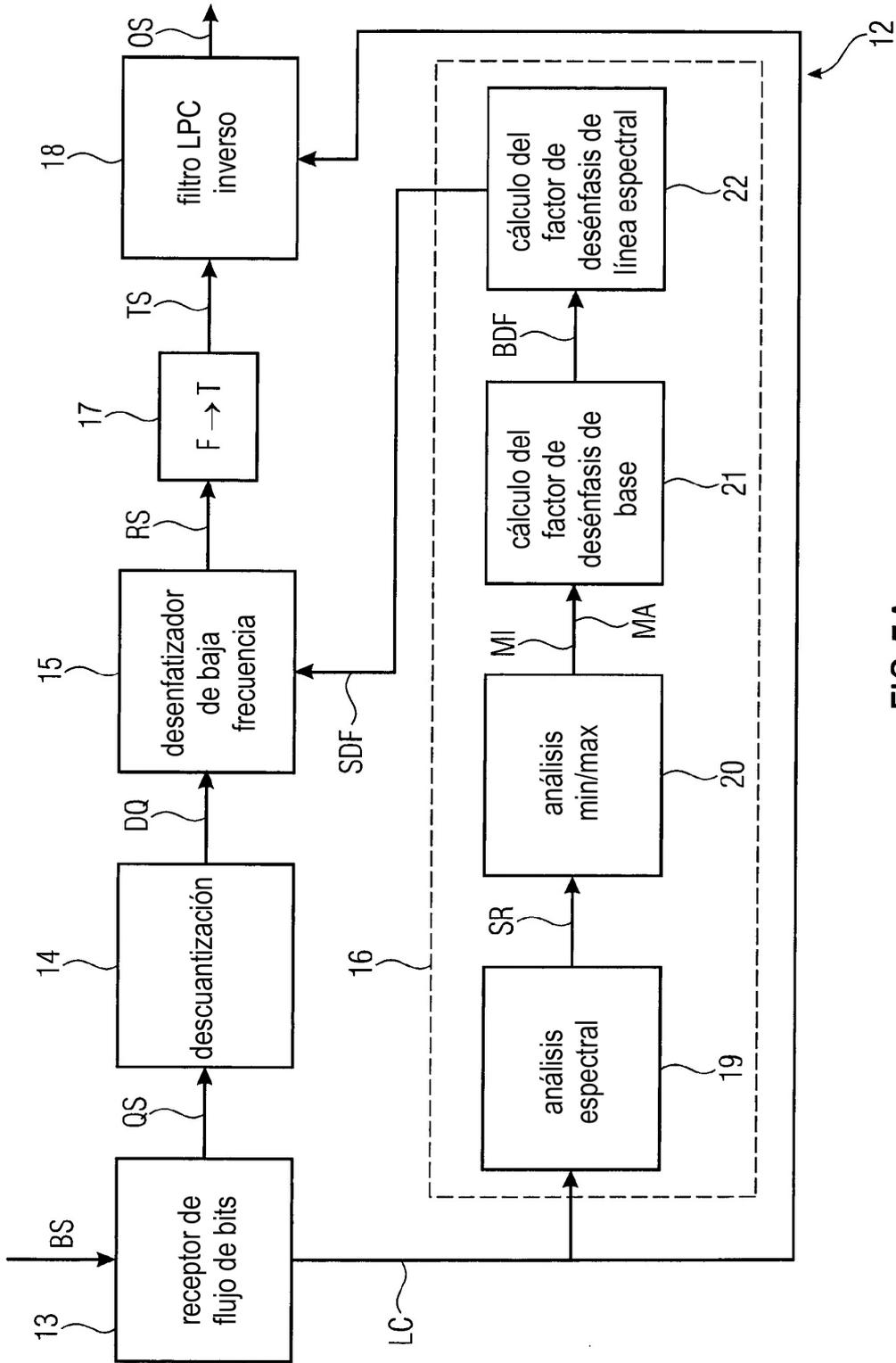


FIG 5A

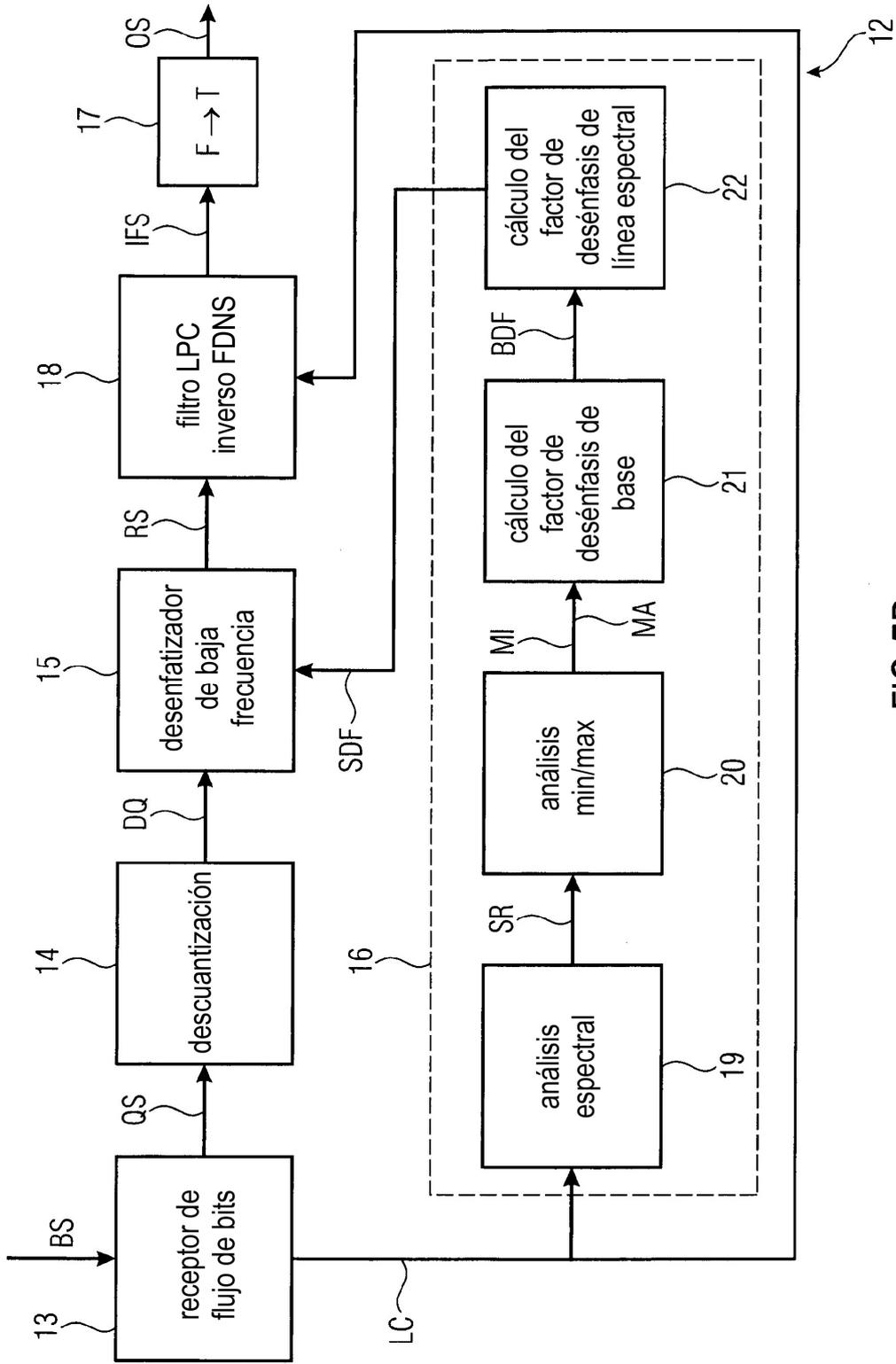


FIG 5B

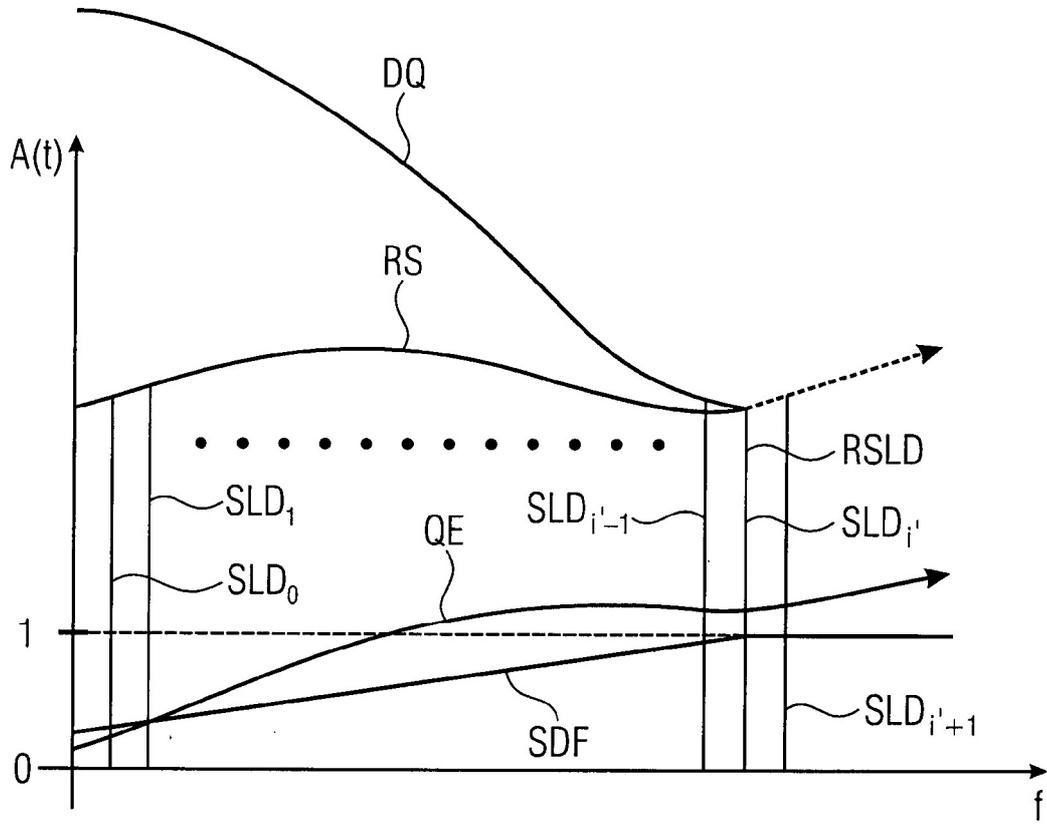


FIG 6

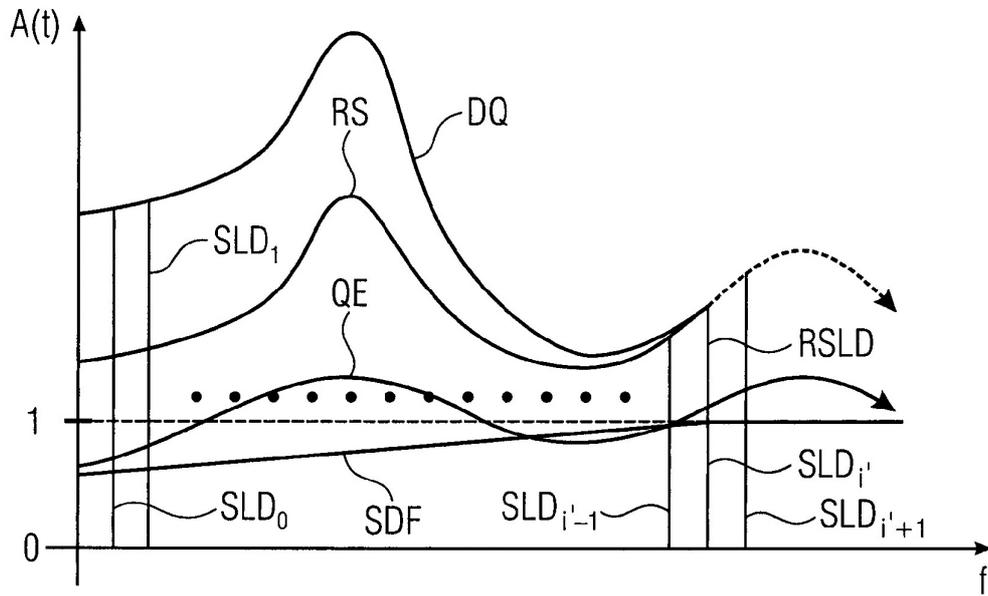


FIG 7

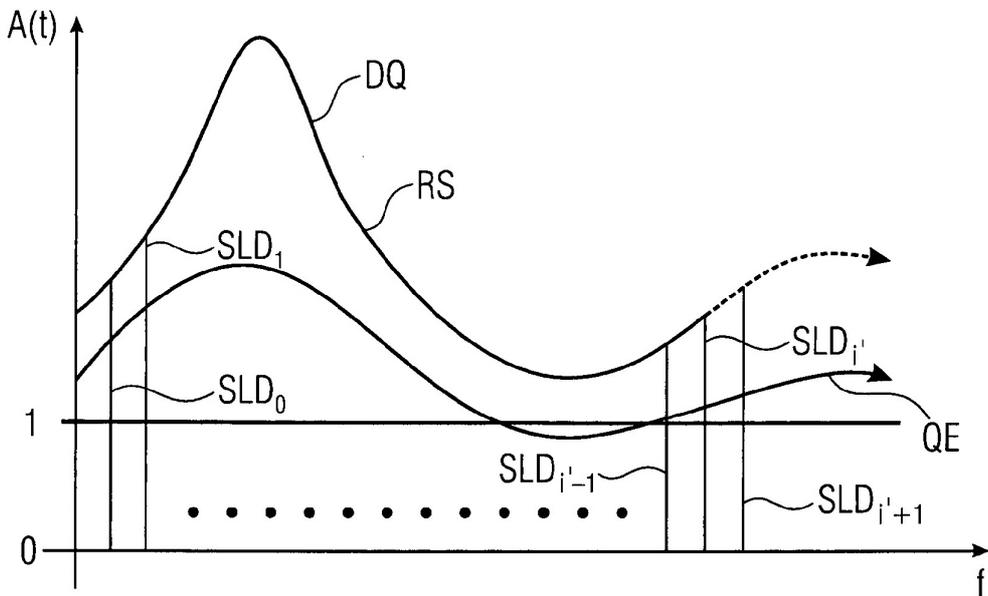


FIG 8