

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 534 972**

51 Int. Cl.:

G10L 19/02 (2013.01)

G10L 19/03 (2013.01)

G10L 25/06 (2013.01)

G10L 19/04 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **14.02.2012 E 12705820 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **11.03.2015 EP 2676266**

54 Título: **Predicción lineal basada en esquema de codificación utilizando conformación de ruido de dominio espectral**

30 Prioridad:

14.02.2011 US 201161442632 P

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

30.04.2015

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

**MARKOVIC, GORAN;
FUCHS, GUILLAUME;
RETELLEBACH, NIKOLAUS;
HELMRICH, CHRISTIAN y
SCHUBERT, BENJAMIN**

74 Agente/Representante:

PONTI SALES, Adelaida

ES 2 534 972 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

Predicción lineal basada en esquema de codificación utilizando conformación de ruido de dominio espectral

- 5 **[0001]** La presente invención se refiere a un códec [codificador–decodificador] de audio sobre la base de la predicción lineal usando la conformación de ruido en el dominio de la frecuencia, tal como el modo TCX [sigla en inglés de: excitación codificada de transformada] conocido de la USAC [sigla en inglés de: codificación de habla y audio unificada].
- 10 **[0002]** Como códec de audio relativamente nuevo, el USAC ha sido recientemente finalizado. El USAC es un códec que soporta el cambio entre varios modos de codificación, tales como un modo de codificación del tipo AAC [sigla en inglés de: codificación de audio avanzada], un modo de codificación en el dominio del tiempo usando la codificación de predicción lineal, a decir, ACELP [sigla en inglés de: Predicción Lineal excitada por código algebraico (algoritmo de codificación de habla)], y la codificación de excitación codificada por transformada que forma un modo de
- 15 codificación intermedio de acuerdo con el cual la conformación en el dominio espectral se controla usando los coeficientes de predicción lineal transmitidos por medio de la corriente de datos. En la solicitud WO 2011147950, se ha hecho una propuesta para tornar el esquema de codificación USAC más adecuado para aplicaciones de bajo retardo, mediante la exclusión del modo de codificación de tipo AAC de la disponibilidad, y la restricción de los modos de codificación solo a ACELP y TCX. Además, se ha propuesto reducir la longitud de trama.
- 20 **[0003]** Sin embargo, sería favorable contar con una posibilidad práctica de reducir la complejidad de un esquema de codificación sobre la base de la predicción lineal usando la conformación de dominio espectral, y a la vez, lograr una eficiencia de codificación similar en términos de, por ejemplo, el sentido de la relación de tasa/distorsión.
- 25 **[0004]** Por lo tanto, un objetivo de la presente invención es proporcionar dicho esquema de codificación sobre la base de la predicción lineal usando la conformación de dominio espectral, a fin de permitir una reducción de la complejidad, con una eficiencia de codificación comparable o aun mayor.
- 30 **[0005]** Este objetivo es logrado por el objeto del asunto de las reivindicaciones independientes pendientes.
- [0006]** Una idea básica que subyace a la presente invención es que un concepto de codificación que se basa en la predicción lineal y que utiliza la conformación de ruido de dominio espectral puede tornarse menos complejo con una eficiencia de codificación comparable en términos de, por ejemplo, la relación de tasa/distorsión, si la descomposición espectral de la señal de entrada de audio en un espectrograma que comprende una secuencia de
- 35 espectros se usa tanto para el cómputo del coeficiente de predicción lineal como para la entrada para una conformación de dominio espectral sobre la base de los coeficientes de predicción lineal.
- [0007]** En este sentido, se ha hallado que la eficiencia de codificación permanece, aun si se usa dicha transformada superpuesta para la descomposición espectral que causa aliasing y necesita la cancelación del aliasing del tiempo, tal como transformadas superpuestas críticamente muestreadas, por ejemplo, una MDCT [sigla en inglés de: transformada de coseno discreta modificada].
- 40 **[0008]** Las implementaciones convenientes de los aspectos de la presente invención son el objeto de las reivindicaciones dependientes.
- 45 **[0009]** En particular, las realizaciones preferidas de la presente solicitud se describen con respecto a las figuras, en las cuales:
la Fig. 1 muestra un diagrama de bloques de un codificador de audio de acuerdo con una comparación o realización;
la Fig. 2 muestra un codificador de audio de acuerdo con una realización de la presente solicitud;
- 50 la Fig. 3 muestra un diagrama de bloques de un posible decodificador de audio que se adapta al codificador de audio de la Fig. 2; y
la Fig. 4 muestra un diagrama de bloques de un codificador de audio alternativo de acuerdo con una realización de la presente solicitud.
- 55 **[00010]** A fin de facilitar la comprensión de los principales aspectos y ventajas de las realizaciones de la presente invención que se describe adicionalmente a continuación, se hace referencia preliminar a la Fig. 1, que muestra un codificador de audio sobre la base de la predicción lineal usando la conformación de ruido de dominio espectral.
- 60 **[00011]** En particular, el codificador de audio de la Fig. 1 comprende un descomponedor espectral 10, para la descomposición espectral de una señal de audio de entrada 12 en un espectrograma que consiste en una secuencia de espectros, que se indica en 14 en la Fig. 1. Como se muestra en la Fig. 1, el descomponedor espectral 10 puede utilizar una MDCT a fin de transferir la señal de audio de entrada 10 del dominio del tiempo al dominio espectral. En particular, un ventaneador 16 precede el módulo MDCT 18 del descomponedor espectral 10, de manera de ventanear porciones de superposición mutua de la señal de audio de entrada 12, cuyas porciones ventaneadas son individualmente sometidas a la respectiva transformada en el módulo MDCT 18, a fin de obtener los espectros de la
- 65 secuencia de espectros del espectrograma 14. Sin embargo, el descomponedor espectral 10, alternativamente,

puede utilizar cualquier otra transformada superpuesta que cause aliasing, tal como cualquier otra transformada superpuesta críticamente muestreada.

5 **[00012]** Asimismo, el codificador de audio de la Fig. 1 comprende un analizador de predicción lineal 20 para el análisis de la señal de audio de entrada 12, de manera de derivar de allí los coeficientes de predicción lineal. Un conformador de dominio espectral 22 del codificador de audio de la Fig. 1 está configurado para conformar espectralmente un espectro corriente de la secuencia de espectros del espectrograma 14, sobre la base de los coeficientes de predicción lineal proporcionados por el analizador de predicción lineal 20. En particular, el conformador de dominio espectral 22 está configurado para conformar espectralmente un espectro corriente que
10 entra en el conformador de dominio espectral 22 de acuerdo con una función de transferencia que corresponde a una función de transferencia de filtro de análisis de predicción lineal mediante la conversión de los coeficientes de predicción lineal del analizador 20, en valores de peso espectrales y la aplicación de estos valores de peso como divisores, de manera de formar o conformar espectralmente el espectro corriente. El espectro conformado se somete a la cuantificación en un cuantificador 24 del codificador de audio de la Fig. 1. Debido a la conformación en el conformador de dominio espectral 22, el ruido de la cuantificación que resulta con la desconformación del espectro
15 cuantificado del lado del decodificador es cambiado de modo de ocultarse, es decir, la codificación es lo más perceptivamente transparente posible.

20 **[00013]** Solo por razones de integridad, se observa que un módulo de conformación de ruido temporal 26 puede someter opcionalmente los espectros avanzados desde el descomponedor espectral 10 hacia el conformador de dominio espectral 22, a un conformador de ruido temporal, y un módulo de énfasis de baja frecuencia 28 puede filtrar adaptativamente cada salida de espectro conformado del conformador de dominio espectral 22, antes de la cuantificación 24.

25 **[00014]** El espectro cuantificado y espectralmente conformado se inserta en la corriente de datos 30 junto con información sobre los coeficientes de predicción lineal utilizados en la conformación espectral, de manera que, del lado de la decodificación, pueden efectuarse la desconformación y descuantificación.

30 **[00015]** La mayoría de las partes del códec de audio, excepto el módulo TNS [sigla en inglés de: conformación de ruido temporal] 26, que se muestran en la Fig. 1 son, por ejemplo, representadas y descritas en el nuevo códec de audio USAC, y en particular, dentro de su modo TCX. Por lo tanto, para más detalles, se hace referencia ejemplarmente a las pautas USAC, por ejemplo, [1].

35 **[00016]** Sin embargo, se proporciona mayor énfasis en lo que sigue con respecto al analizador de predicción lineal 20. Como se expone en la Fig. 1, el analizador de predicción lineal 20 opera directamente sobre la señal de audio de entrada 12. Un módulo de preénfasis 32 prefiltra la señal de audio de entrada 12, por ejemplo, mediante la filtración FIR, y a continuación, se deriva en forma continua una autocorrelación por medio de una concatenación de un ventaneador 34, un autocorrelacionador 36 y ventaneador de demora 38. El ventaneador 34 forma porciones ventaneadas a partir de la señal de audio de entrada prefiltrada, cuyas porciones ventaneadas pueden superponerse
40 mutuamente en el tiempo. El autocorrelacionador 36 computa una autocorrelación por porción ventaneada que sale del ventaneador 34, y el ventaneador de demora 38 es proporcionado en forma opcional a fin de aplicar una función de ventana de demora sobre las autocorrelaciones, a fin de tornar las autocorrelaciones más adecuadas para el siguiente algoritmo de estimación de parámetro de predicción lineal. En particular, un estimador de parámetro de predicción lineal 40 recibe la salida de la ventana de demora, y realiza, por ejemplo, un algoritmo de Wiener–Levinson–Durbin u otro algoritmo adecuado, sobre las autocorrelaciones ventaneadas, de manera de derivar coeficientes de predicción lineal por autocorrelación. Dentro del formador de dominio espectral 22, los coeficientes de predicción lineal resultantes se pasan a través de una cadena de módulos 42, 44, 46 y 48. El módulo 42 es responsable de la transferencia de información de los coeficientes de predicción lineal dentro de la corriente de datos 30, al lado de la decodificación. Como se expone en la Fig. 1, el insertador de la corriente de datos de coeficientes de predicción lineal 42 puede ser configurado para realizar una cuantificación de los coeficientes de predicción lineal determinados por el analizador de predicción lineal 20 en un par espectral lineal o dominio de frecuencia espectral lineal, con la codificación de los coeficientes cuantificados en la corriente de datos 30 y la reconversión de los valores de predicción cuantificados en coeficientes de LPC [sigla en inglés de: codificación lineal predictiva], nuevamente. En forma opcional, puede usarse cierta interpolación a fin de reducir una tasa de actualización a la cual es proporcionada la información sobre los coeficientes de predicción lineal dentro de la corriente de datos 30. Por lo tanto, el módulo subsiguiente 44, que es responsable de someter los coeficientes de predicción lineal relacionados con el espectro corriente que ingresa en el conformador de dominio espectral 22, a algún proceso de pesado, tiene acceso a los coeficientes de predicción lineal, ya que estos también están disponibles del lado de la decodificación, es decir, tiene acceso a los coeficientes de predicción lineal cuantificados.
50 Un módulo subsiguiente 46 convierte los coeficientes de predicción lineal pesados en pesos espectrales, que son entonces aplicados por el módulo conformador de ruido de dominio de frecuencia 48 a fin de conformar espectralmente el espectro corriente de llegada.

65 **[00017]** Como resulta claro de la descripción anterior, el análisis de predicción lineal realizado por el analizador 20 causa exceso, que se suma por completo a la descomposición espectral y la conformación de dominio espectral efectuadas en los bloques 10 y 22, y en consecuencia, el exceso computacional es considerable.

[00018] La Fig. 2 muestra un codificador de audio de acuerdo con una realización de la presente solicitud, que ofrece eficiencia de codificación comparable, si bien tiene reducida complejidad de codificación.

5 **[00019]** En síntesis, en el codificador de audio de la Fig. 2 que representa una realización de la presente solicitud, el analizador de predicción lineal de la Fig. 1 es reemplazado por una concatenación de una computadora de autocorrelación 50 y una computadora de coeficiente de predicción lineal 52 conectadas en serie entre el descomponedor espectral 10 y el conformador de dominio espectral 22. La motivación para la modificación de la Fig. 1 a la Fig. 2 y la explicación matemática que revela la funcionalidad detallada de los módulos 50 y 52 se
10 proporcionarán en lo que sigue. Sin embargo, es evidente que el excedente computacional del codificador de audio de la Fig. 2 es menor en comparación con el codificador de audio de la Fig. 1, considerando que la computadora de autocorrelación 50 involucra cálculos menos complejos en comparación con una secuencia de cálculos involucrada en la autocorrelación y el ventaneado antes de la autocorrelación.

15 **[00020]** Antes de describir el entramado detallado y matemático de la realización de la Fig. 2, se describe brevemente la estructura del codificador de audio de la Fig. 2. En particular, el codificador de audio de la Fig. 2, que se indica generalmente usando el signo de referencia 60, comprende una entrada 62 para recibir la señal de audio de entrada 12, y una salida 64, para la salida de la corriente de datos 30 en la cual el codificador de audio codifica la señal de audio de entrada 12. El descomponedor espectral 10, el conformador de ruido temporal 26, el conformador de dominio espectral 22, en enfatizador de baja frecuencia 28 y el cuantificador 24 están conectados en serie en el orden mencionado, entre la entrada 62 y la salida 64. El conformador de ruido temporal 26 y el enfatizador de baja frecuencia 28 son módulos opcionales, y, de acuerdo con una realización alternativa, pueden omitirse. Si se presenta, el conformador de ruido temporal 26 puede estar configurado para ser activado en forma adaptativa; es decir, la conformación de ruido temporal por el conformador de ruido temporal 26 puede ser activada o desactivada
20 de acuerdo con la característica de señal de audio de entrada, por ejemplo, donde el resultado de la decisión es transferido, por ejemplo, al lado de la decodificación por medio de la corriente de datos 30, como se explicará en más detalle a continuación.

30 **[00021]** Como se expone en la Fig. 1, el conformador de dominio espectral 22 de la Fig. 2 es internamente construido como se ha descrito con respecto a la Fig. 1. Sin embargo, la estructura interna de la Fig. 2 no debe ser interpretada como una cuestión decisiva, y la estructura interna del conformador de dominio espectral 22 además puede ser diferente en comparación con la estructura exacta que se muestra en la Fig. 2.

35 **[00022]** La computadora de coeficiente de predicción lineal 52 de la Fig. 2 comprende el ventaneador de demora 38 y el estimador de coeficiente de predicción lineal 40 que están conectados en serie entre la computadora de autocorrelación 50 por una parte, y el conformador de dominio espectral 22, por otra parte. Debe observarse que el ventaneador de demora, por ejemplo, es también un rasgo opcional. Si se presenta, la ventana aplicada por el ventaneador de demora 38 sobre las autocorrelaciones individuales provistas por la computadora de autocorrelación 50 podría ser una ventana conformada de tipo gaussiana o binomial. Con respecto al estimador de coeficiente de predicción lineal 40, se observa que este no necesariamente utiliza el algoritmo de Wiener-Levinson-Durbin. En cambio, podría usarse un algoritmo diferente a fin de computar los coeficientes de predicción lineal.

45 **[00023]** Internamente, la computadora de autocorrelación 50 comprende una secuencia de una computadora de espectro de potencia 54 seguida de un torcedor de escala/pesador de espectro 56, que, a su vez, es seguido de un transformador inverso 58. Los detalles y la significación de la secuencia de módulos 54 a 58 se describirán en más detalle a continuación.

50 **[00024]** A fin de comprender la razón por la cual es posible la utilización conjunta de la descomposición espectral del descomponedor 10 tanto para la conformación de ruido de dominio espectral dentro del conformador 22, como para el cómputo de coeficientes de predicción lineal, debe considerarse el teorema de Wiener-Khinchin, que demuestra que puede calcularse una autocorrelación empleando una DFT [sigla en inglés de: transformada de frecuencia discreta]:

$$R_m = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{\frac{2\pi i}{N} km} \quad m = 0, \dots, N-1$$

55 donde:

$$S_k = X_k X_k^*$$

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-\frac{2\pi i}{N} kn}$$

$$60 \quad R_m = E(x_n x_{n-m}^*)$$

$$k = 0, \dots, N - 1 \quad m = 0, \dots, N - 1$$

[00025] Por lo tanto, R_m son los coeficientes de autocorrelación de la autocorrelación de la porción de señal x_n cuya DFT es X_k .

[00026] Por lo tanto, si el descomponedor espectral 10 utiliza una DFT a fin de implementar la transformada superpuesta y generar la secuencia de espectros de la señal de audio de entrada 12, entonces el calculador de autocorrelación 50 podrá realizar un cálculo más rápido de una autocorrelación en su salida, solamente obedeciendo el teorema de Wiener-Khinchin recién mencionado.

[00027] Si son requeridos los valores para todas las demoras m de la autocorrelación, la DFT del descomponedor espectral 10 podría efectuarse usando una FFT [sigla en inglés de: transformada rápida de Fourier], y podría usarse una FFT inversa dentro de la computadora de autocorrelación 50 a fin de derivar de allí la autocorrelación empleando la fórmula recién mencionada. Sin embargo, cuando solo son necesarias las demoras $M \ll N$, será más rápido utilizar una FFT para la descomposición espectral y aplicar directamente una DFT [sigla en inglés de: transformada de Fourier discreta] inversa de manera de obtener los coeficientes de autocorrelación pertinentes.

[00028] Lo mismo se aplica cuando la DFT mencionada anteriormente es reemplazada con una ODFT, es decir, una DFT de frecuencia excedente, donde una DFT generalizada de una secuencia de tiempo x se define como:

$$X_k^{odft} = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-\frac{2\pi i}{N}(k+b)(n+a)} \quad k = 0, \dots, N - 1$$

y

$$a = 0 \quad b = \frac{1}{2}$$

se establece para ODFT (DFT de frecuencia excedente).

[00029] Sin embargo, si se usa una MDCT en la realización de la Fig. 2, en lugar de una DFT o FFT, las cosas difieren. La MDCT involucra una transformada de coseno discreta de tipo IV, y solo revela un espectro de valor real. Es decir, la información de fase se pierde por esta transformación. La MDCT puede anotarse como:

$$X_k = \sum_{n=0}^{2N-1} x_n \cos\left[\frac{\pi}{N}\left(n + \frac{1}{2} + \frac{N}{2}\right)\left(k + \frac{1}{2}\right)\right] \quad k = 0, \dots, N - 1$$

donde x_n con $n = 0 \dots 2N-1$ define una porción ventaneada corriente de la señal de audio de entrada 12 como salida del ventaneador 16, y X_k es, en consecuencia, el coeficiente espectral k del espectro resultante para esta porción ventaneada.

[00030] La computadora de espectro de potencia 54 calcula, a partir de la salida de la MDCT, el espectro de potencia mediante el cuadrado de cada coeficiente de transformada X_k de acuerdo con:

$$S_k = |X_k|^2 \quad k = 0, \dots, N - 1$$

[00031] La relación entre un espectro de MDCT definido por X_k y un espectro de ODFT X_k^{ODFT} puede anotarse como:

$$X_k = \text{Re}(X_k^{odft}) \cos(\theta_k) + \text{Im}(X_k^{odft}) \sin(\theta_k) \quad k = 0, \dots, N - 1$$

$$\theta_k = \frac{\pi}{N}\left(\frac{1}{2} + \frac{N}{2}\right)\left(k + \frac{1}{2}\right)$$

$$|X_k| = |X_k^{odft}| \left| \cos[\arg(X_k^{odft}) - \theta_k] \right|$$

[00032] Esto significa que el uso de la MDCT en lugar de una ODFT como entrada para la computadora de autocorrelación 50 que realiza la MDCT para el procedimiento de autocorrelación es equivalente a la autocorrelación obtenida a partir de la ODFT con un peso de espectro de:

$$f_k^{mdct} = \left| \cos[\arg(X_k^{odft}) - \theta_k] \right|$$

[00033] Esta distorsión de la autocorrelación determinada, sin embargo, es transparente para el lado de la decodificación, ya que la conformación de dominio espectral dentro del conformador 22 tiene lugar exactamente en el mismo dominio espectral que aquel del descomponedor espectral 10, a decir, la MDCT. En otros términos, debido a que la conformación de ruido de dominio de frecuencia por el conformador de ruido de dominio de frecuencia 48 de la Fig. 2 se aplica en el dominio MDCT, esto efectivamente significa que el peso del espectro f_k^{mdct} cancela la modulación de la MDCT, y produce resultados similares a los que produciría una LPC convencional como se muestra en la Fig. 1 cuando la MDCT es reemplazada con una ODFT.

[00034] Por lo tanto, en la computadora de autocorrelación 50, el transformador inverso 58 realiza una ODFT inversa, y una ODFT inversa de una entrada real simétrica es igual a una DCT tipo II:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cos \left[\frac{\pi}{N} \left(n + \frac{1}{2} \right) k \right]$$

[00035] En consecuencia, esto permite un rápido cómputo de la LPC sobre la base de MDCT en la computadora de autocorrelación 50 de la Fig. 2, ya que la autocorrelación determinada por la ODFT inversa en la salida del transformador inverso 58 vuelve a un costo computacional relativamente bajo, ya que solo son necesarios pasos computacionales menores, tales como el cuadrado recién mencionado, la computadora de espectro de potencia 54 y la ODFT inversa en el transformador inverso 58.

[00036] Los detalles con respecto al torcedor de escala/pesador de espectro 56 aún no han sido descriptos. En particular, este módulo es opcional, y puede omitirse o ser reemplazado por un decimador de dominio de frecuencia. Los detalles con respecto a posibles medidas realizadas por el módulo 56 se describen a continuación. Antes, sin embargo, se reseñan algunos detalles referidos a algunos de los otros elementos expuestos en la Fig. 2. Con respecto al ventaneador de demora 38, por ejemplo, se observa que este puede realizar una compensación de ruido blanco a fin de mejorar el acondicionamiento de la estimación de coeficiente de predicción lineal realizada por el estimador 40. El peso de LPC efectuado en el módulo 44 es opcional, aunque, si se presenta, puede realizarse a fin de lograr una expansión de ancho de banda real. Esto es, los polos de las LPC son movidos hacia el origen por un factor constante de acuerdo con, por ejemplo:

$$A'(z) = A\left(\frac{z}{\gamma}\right)$$

[00037] Por lo tanto, el peso de LPC efectuado de esta manera se aproxima al enmascaramiento simultáneo. Una constante de $\gamma = 0,92$ o entre 0,85 y 0,95, inclusive produce buenos resultados.

[00038] Con referencia al módulo 42, se observa que puede usarse la codificación de tasa de bits variable o algún otro esquema de codificación de entropía, a fin de codificar la información relacionada con los coeficientes de predicción lineal en la corriente de datos 30. Como ya se mencionó anteriormente, la cuantificación podría realizarse en el dominio LSP/LSF, aunque el dominio ISP/ISF también es viable.

[00039] Con respecto al módulo LPC-a-MDCT 46, que convierte la LPC en valores de peso espectral que se denominan, en el caso del dominio MDCT, ganancias MDCT en lo que sigue, se hace referencia, por ejemplo, al códec USAC, donde se explica en detalle esta transformada. En síntesis, los coeficientes de LPC pueden ser sometidos a una ODFT a fin de obtener ganancias de MDCT; entonces puede usarse la inversa como ponderaciones para la conformación del espectro en el módulo 48 mediante la aplicación de las ponderaciones resultantes sobre las respectivas bandas del espectro. Por ejemplo, 16 coeficientes LPC son convertidos en ganancias MDCT. Naturalmente, en lugar de pesar usando la inversa, se emplea la ponderación usando las ganancias MDCT en forma no invertida, del lado del decodificador, a fin de obtener una función de transferencia que se asemeja a un filtro de síntesis LPC a fin de formar el ruido de cuantificación como ya sea ha mencionado. En consecuencia, resumiendo, en el módulo 46, las ganancias utilizadas por FDNS 48 se obtienen de los coeficientes de predicción lineal usando una ODFT, y se denominan ganancias MDCT en el caso de usar MDCT.

[00040] Por razones de integridad, la Fig. 3 muestra una posible implementación para un codificador de audio que podría usarse a fin de reconstruir la señal de audio de la corriente de datos 30, nuevamente. El decodificador de la Fig. 3 comprende un desenfatizador de baja frecuencia 80, que es opcional; un desconformador de dominio espectral 82, un desconformador de ruido temporal 84, que también es opcional, y un conversor de dominio espectral-a-tiempo 86, que están conectados en serie entre una entrada de corriente de datos 88 del decodificador de audio en el cual entra la corriente de datos 30, y una salida 90 del decodificador de audio, donde sale la señal de audio reconstruida. El desenfatizador de baja frecuencia recibe de la corriente de datos 30 el espectro cuantificado y espectralmente conformado, y realiza allí una filtración, que es inversa a la función de transferencia del enfatizador de baja frecuencia de la Fig. 2. Como ya se mencionó, el desenfatizador 80, sin embargo, es opcional.

5 **[00041]** El desconformador de dominio espectral 82 tiene una estructura que es muy similar a aquella del conformador de dominio espectral 22 de la Fig. 2. En particular, internamente, comprende una concatenación de extractor de LPC 92, pesador de LPC 94, que es igual al pesador de LPC 44, un conversor de LPC a MDCT 96, que también es igual al módulo 46 de la Fig. 2, y un conformador de ruido de dominio de frecuencia 98, que aplica las ganancias de MDCT sobre el espectro (desenfático) de llegada de manera inversa a FDNS 48 de la Fig. 2, es decir, mediante la multiplicación, en lugar de la división, a fin de obtener una función de transferencia que corresponde a un filtro de síntesis de predicción lineal de los coeficientes de predicción lineal extraídos de la corriente de datos 30 por el extractor LPC 92. El extractor LPC 92 puede realizar la retransformada mencionada anteriormente a partir de un correspondiente dominio de cuantificación tal como LSP/LSF o ISP/ISF, a fin de obtener los coeficientes de predicción lineal para los espectros individuales codificados en la corriente de datos 30 para las porciones de superposición mutua consecutivas de la señal de audio por reconstruir.

15 **[00042]** El conformador de ruido de dominio de tiempo 84 revierte la filtración del módulo 26 de la Fig. 2, y a continuación se describen en más detalle posibles implementaciones para estos módulos. Sin embargo, en cualquier caso, el módulo TNS 84 de la Fig. 3 es opcional, y puede omitirse, como ya se ha mencionado también con respecto al módulo TNS 26 de la Fig. 2.

20 **[00043]** El componedor espectral 86 comprende, internamente, un transformador inverso 100 que realiza, por ejemplo, una IMDCT individualmente sobre los espectros desconformados de llegada, seguido de un cancelador del aliasing, tal como un agregador de superposición-adición 102, configurado para registrar temporalmente en forma correcta las versiones ventaneadas reconstruidas que salen del retransformador 100, a fin de efectuar la cancelación del aliasing de tiempo entre ellas y dar salida a la señal de audio reconstruida en la salida 90.

25 **[00044]** Como ya se menciona con anterioridad, debido a la conformación de dominio espectral 22 de acuerdo con una función de transferencia correspondiente a un filtro de análisis de LPC definido por los coeficientes de LPC proporcionados dentro de la corriente de datos 30, la cuantificación en el cuantificador 24, que tiene, por ejemplo, un ruido espectralmente llano, es conformada por el desconformador de dominio espectral 82 en un lado de la decodificación, de manera tal de ocultarse debajo del umbral de enmascarado.

30 **[00045]** Existen diferentes posibilidades para la implementación del módulo TNS 26 y su inversa, en el decodificador, a decir, el módulo 84. La conformación de ruido temporal es para la conformación del ruido en el sentido temporal dentro de las porciones de tiempo a las que se refieren los espectros individuales espectralmente formados por el conformador de dominio espectral. La conformación de ruido temporal es especialmente útil en el caso de presentarse transitoriedades dentro de la respectiva porción de tiempo a la cual se refiere el espectro corriente. De acuerdo con una realización específica, el conformador de ruido temporal 26 está configurado como un predictor de espectro configurado para filtrar predictivamente el espectro corriente o la secuencia de espectros que sale del desconponedor espectral 10 a lo largo de una dimensión espectral. Es decir, el predictor de espectro 26 además puede determinar los coeficientes de filtro de predicción que pueden insertarse en la corriente de datos 30. Esto es ilustrado por una línea de puntos en la Fig. 2. En consecuencia, los espectros filtrados de ruido temporal son allanados a lo largo de la dimensión espectral, y debido a la relación entre el dominio espectral y el dominio de tiempo, la filtración inversa dentro del desconformador de ruido de dominio de tiempo 84 de acuerdo con los filtros de predicción de conformación de ruido de dominio de tiempo transmitidos dentro de la corriente de datos 30, la desconformación conduce a un ocultamiento o a una compresión del ruido dentro de los tiempo en los cuales se produce el ataque o las transitorias. Se evitan de este modo los así denominados preecos.

35 **[00046]** En otros términos, mediante la filtración predictiva del espectro corriente en el conformador de ruido de dominio de tiempo 26, el conformador de ruido de dominio de tiempo 26 obtiene un recordatorio de espectro, es decir, el espectro predictivamente filtrado que es adelantado al conformador de dominio espectral 22, donde se insertan los correspondientes coeficientes de predicción en la corriente de datos 30. El desconformador de ruido de dominio de tiempo 84, a su vez, recibe del desconformador de dominio espectral 82 el espectro desconformado, y revierte la filtración en el dominio del tiempo a lo largo del dominio espectral mediante la filtración inversa de este espectro de acuerdo con los filtros de predicción recibidos desde la corriente de datos, o extraídos de la corriente de datos 30. En otros términos, el conformador de ruido de dominio de tiempo 26 utiliza un filtro de predicción de análisis, tal como un filtro de predicción lineal, mientras que el desconformador de ruido de dominio de tiempo 84 utiliza un correspondiente filtro de síntesis sobre la base de los mismos coeficientes de predicción.

40 **[00047]** Como ya se mencionó, el codificador de audio puede configurarse a fin de decidir permitir o deshabilitar la conformación de ruido temporal, de acuerdo con la ganancia de predicción de filtro o con una tonalidad o transitoriedad de la señal de entrada de audio 12 en la respectiva porción de tiempo correspondiente al espectro corriente. Nuevamente, la información respectiva sobre la decisión es insertada en la corriente de datos 30.

45 **[00048]** En lo que sigue, se analiza la posibilidad de acuerdo con la cual la computadora de autocorrelación 50 es configurada para computar la autocorrelación de la versión del espectro predictivamente filtrada, es decir, filtrada por TNS, en lugar del espectro no filtrado que se muestra en la Fig. 2. Existen dos posibilidades: los espectros filtrados por TNS pueden usarse cada vez que se aplica TNS, o de una manera seleccionada por el codificador de audio

sobre la base, por ejemplo, de características de la señal de audio de entrada 12 por codificar. En consecuencia, el codificador de audio de la Fig. 4 difiere del codificador de audio de la Fig. 2, en que la salida de la computadora de autocorrelación 50 está conectada tanto a la salida del descomponedor espectral 10 como a la salida del módulo TNS 26.

5
 [00049] Como se acaba de mencionar, el espectro de MDCT filtrado por TNS como salida del descomponedor espectral 10 puede usarse como una entrada o base para el cómputo de autocorrelación dentro de la computadora 50. Como se menciona, el espectro filtrado por TNS podría usarse cada vez que se aplica TNS, o el codificador de audio podría decidir, para los espectros a los cuales se aplica TNS, entre el uso del espectro no filtrado o el espectro filtrado por TNS. La decisión podría tomarse, como se menciona anteriormente, de acuerdo con las características de la señal de entrada de audio. Sin embargo, la decisión podría ser transparente para el decodificador, que solamente aplica la información de coeficientes de LPC para la desconformación de dominio de frecuencia. Otra posibilidad sería que el codificador de audio cambie entre el espectro filtrado por TNS y el espectro no filtrado, para espectros a los cuales se aplica TNS, es decir, tomar la decisión entre estas dos opciones para estos espectros, de acuerdo con una longitud de transformada seleccionada del descomponedor espectral 10.

20
 [00050] Con mayor precisión, el descomponedor 10 en la Fig. 4 puede configurarse para cambiar entre diferentes longitudes de transformada en la descomposición espectral de la señal de entrada de audio, de manera que los espectros que salen del descomponedor espectral 10 serán de diferente resolución espectral. Es decir, el descomponedor espectral, por ejemplo, utilizará una transformada superpuesta tal como la MDCT, a fin de transformar porciones de tiempo de superposición mutua de diferente longitud, en transformadas o espectros de también diversas longitudes, donde la longitud de la transformada de los espectros corresponde a la longitud de las correspondiente porciones de tiempo de superposición. En dicho caso, la computadora de autocorrelación 50 podría configurarse a fin de computar la autocorrelación a partir del espectro corriente predictivamente filtrado o filtrado por TNS, en el caso de que una resolución espectral del espectro corriente cumpla con un criterio predeterminado, o a partir del espectro corriente no predictivamente filtrado, es decir, si filtrar, en el caso de que la resolución espectral del espectro corriente no cumpla con el criterio predeterminado. El criterio predeterminado podría ser, por ejemplo, que la resolución espectral del espectro corriente exceda cierto umbral. Por ejemplo, el uso del espectro filtrado por TNS como salida del módulo TNS 26 para el cómputo de la autocorrelación es beneficioso para tramas más largas (porciones de tiempo), tales como tramas de más de 15 ms, si bien puede ser inconveniente para tramas cortas (porciones temporales), más cortas que, por ejemplo, 15 ms, y en consecuencia, la entrada en la computadora de autocorrelación 50 para tramas más largas puede ser el espectro de MDCT filtrado por TNS, mientras que para tramas más cortas, el espectro de MDCT como salida del descomponedor 10 puede usarse directamente.

35
 [00051] Hasta la fecha, no se habían descrito aún las modificaciones pertinentes preceptivas que podrían efectuarse sobre el espectro de potencia dentro del módulo 56. Ahora, se explican diversas medidas, que podrían aplicarse individualmente o en combinación sobre todas las realizaciones y variantes descritas hasta ahora. En particular, podría aplicarse una ponderación de espectro mediante el módulo 56 sobre el espectro de potencia que sale de la computadora de espectro de potencia 54. La ponderación de espectro podría ser:

40

$$S'_k = f_k^2 S_k \quad k = 0, \dots, N - 1$$

donde S_k son los coeficientes del espectro de potencia como se menciona anteriormente.

45
 [00052] La ponderación espectral puede usarse como un mecanismo para la distribución del ruido de cuantificación de acuerdo con aspectos psicoacústicos. La ponderación de espectro correspondiente a un preénfasis en el sentido de la Fig. 1 podría definirse mediante:

50

$$f_k^{\text{emph}} = \sqrt{1 + \mu^2 - 2\mu \cos\left(\frac{k\pi}{N}\right)}$$

55
 [00053] Además, podría usarse la deformación de escala dentro del módulo 56. El espectro completo podría dividirse, por ejemplo, en bandas M para espectros correspondientes a tramas o porciones de tiempo de una longitud de muestra de l_1 , y bandas $2M$, para espectros correspondientes a porciones de tiempo de tramas que tienen una longitud de muestra de l_2 , donde l_2 puede ser el doble de l_1 , donde l_1 puede ser 64, 128 o 256. En particular, la división podría obedecer:

60

$$E_m = \sum_{k=l_m}^{l_{m+1}-1} S_k \quad m = 0, \dots, M - 1$$

[00054] La división de banda podría incluir la deformación de frecuencia a una aproximación de la escala Bark de acuerdo con:

$$I_m \approx \frac{NF_s}{2Bark2Freq \left[m \frac{Freq2Bark \left(\frac{F_s}{2} \right)}{M} \right]};$$

alternativamente, las bandas podrían distribuirse igualmente para formar una escala lineal, de acuerdo con:

$$I_m = m \frac{N}{M}.$$

[00055] Para los espectros de tramas de longitud l_1 , por ejemplo, una cantidad de bandas podría ser entre 20 y 40, y entre 48 y 72, para espectros que pertenecen a tramas de longitud l_2 , donde se prefieren 32 bandas para espectros de tramas de longitud l_1 , y 64 bandas para espectros de tramas de longitud l_2 .

[00056] La ponderación espectral y la deformación de frecuencia opcionalmente efectuadas por el módulo opcional 56 podrían considerarse un medio de asignación de bits (conformación de ruido de cuantificación). La ponderación de espectro en una escala lineal correspondiente al preénfasis podría realizarse usando una constante $\mu = 0,9$ o una constante que se encuentra entre 0,8 y 0,95, de manera que el correspondiente preénfasis corresponderá aproximadamente a la deformación de escala Bark.

[00057] La modificación del espectro de potencia dentro del módulo 56 puede incluir la diseminación del espectro de potencia, el modelado del enmascarado simultáneo, y en consecuencia, el reemplazo de los módulos de ponderación LPC 44 y 94.

[00058] Si se utiliza una escala lineal, y se aplica la ponderación de espectro correspondiente al preénfasis, entonces los resultados del codificador de audio de la Fig. 4 obtenidos del lado de la decodificación, es decir, en la salida del decodificador de audio de la Fig. 3, son perceptivamente muy similares al resultado de reconstrucción convencional obtenido de acuerdo con la realización de la Fig. 1.

[00059] Algunos resultados de prueba de escucha se han logrado usando las realizaciones identificadas anteriormente. De estas pruebas, resultó que el análisis de LPC convencional que se muestra en la Fig. 1 y el análisis de LPC sobre la base de MDCT de escala lineal produjeron resultados perceptivamente equivalentes cuando:

- la ponderación de espectro en el análisis de LPC sobre la base de MDCT corresponde al preénfasis en el análisis de LPC convencional;
- se usa el mismo ventaneado dentro de la descomposición espectral, tal como una ventana de seno de baja superposición; y
- se usa la escala lineal en el análisis de LPC sobre la base de MDCT.

[00060] La diferencia imperceptible entre el análisis de LPC convencional y el análisis de LPC sobre la base de MDCT de escala lineal probablemente provenga del hecho de que la LPC se usa para la conformación de ruido de cuantificación, y de que hay suficientes bits a 48 kbit/s para codificar los coeficientes de MDCT de manera suficientemente precisa.

[00061] Además, resultó que el uso de la escala de Bark o la escala no lineal mediante la aplicación de la deformación de escala dentro del módulo 56 logró resultados de eficiencia de codificación o de pruebas de escucha de acuerdo con los cuales la escala de Bark supera la escala lineal para las piezas de audio de prueba Applause (aplauso), Fatboy (chico gordo), RockYou (mecer), Waiting (esperar), bohemian (bohemia), fuguepremieres, kraftwerk, lesvoleurs, teardrop (lágrima).

[00062] La escala de Bark falla en gran medida para hockey y linchpin (cabilla). Otro ítem que tiene problemas en la escala de Bark es bibilolo, que no se incluyó en la prueba, ya que presenta una música experimental con estructura de espectro específica. Algunos oyentes además expresaron fuerte desagrado del ítem bibilolo.

[00063] Sin embargo, es posible que el codificador de audio de las Figs. 2 y 4 cambie entre diferentes escalas. Es decir, el módulo 56 podría aplicar diferentes escalas para diferentes espectros de acuerdo con las características de la señal de audio tales como la transitoriedad o tonalidad, o usar diferentes escalas de frecuencia para producir múltiples señales cuantificadas y una medida para determinar la mejor de las señales cuantificadas, perceptivamente. Resultó que el cambio de escala logra mejoramientos en presencia de transitoriedades, tales como las transitoriedades en RockYou y linchpin, en comparación con ambas versiones no cambiadas (escalas de Bark y lineal).

5 **[00064]** Debe mencionarse que las realizaciones reseñadas con anterioridad podrían usarse como el modo TCX en un códec de audio de múltiples modos, tal como un códec que soporta ACELP, y la realización reseñada anteriormente, como un modo de tipo TCX. Como entramado, podrían usarse las tramas de una longitud constante, tal como de 20 ms. De esta manera, podría obtenerse una clase de versión de bajo retardo del códec USAC, que es muy eficiente. Como el TNS, podría usarse el TNS de AAC–ELD. A fin de reducir la cantidad de bits utilizada para la información de lado, el número de filtros podría fijarse en dos, uno que opera a de 600 Hz a 4500 Hz, y un segundo, de 4500 Hz al final del espectro del codificador núcleo. Los filtros podrían ser independientemente encendidos y apagados. Los filtros podrían aplicarse y transmitirse como un enrejado usando coeficientes Parcor. El orden máximo de un filtro podría establecerse en ocho, y podrían usarse cuatro bits por coeficiente de filtro. Podría usarse la codificación Huffman para reducir el número de bits utilizados para el orden de un filtro y para sus coeficientes.

15 **[00065]** Si bien se han descrito algunos aspectos en el contexto de un aparato, es claro que estos aspectos además representan una descripción del correspondiente método, donde un bloque o dispositivo corresponde a un paso de método o un rasgo de un paso de método. En forma análoga, los aspectos que se describen en el contexto de un paso de método representan además una descripción de un correspondiente bloque, ítem o rasgo de un correspondiente aparato. Algunos o la totalidad de los pasos de método pueden ejecutarse mediante (o usando) un aparato de soporte físico, por ejemplo, un microprocesador, una computadora programable o un circuito electrónico. En algunas realizaciones, algunos de uno o más de los pasos de método más importantes pueden ser ejecutados por dicho aparato.

20 **[00066]** De acuerdo con ciertos requisitos de implementación, las realizaciones de la invención pueden ser implementadas en soporte físico o en soporte lógico. La implementación puede realizarse usando un medio de almacenamiento digital, por ejemplo, un disco flexible, un DVD [disco versátil digital], un Blu–Ray, un CD [disco compacto], una ROM [sigla en inglés de: memoria de solo lectura], una PROM [sigla en inglés de: memoria de solo lectura programable], una EPROM [sigla en inglés de: memoria de solo lectura programable borrable], una EEPROM [sigla en inglés de: memoria de solo lectura programable y borrable electrónicamente] o una memoria FLASH, que tienen señales de control legibles electrónicamente allí almacenadas, que cooperan (o son capaces de cooperar) con un sistema de computadora programable de manera de efectuar el respectivo método. Por lo tanto, el medio de almacenamiento digital puede ser legible por computadora.

30 **[00067]** Algunas realizaciones de acuerdo con la invención comprenden un portador de datos que tiene señales de control legibles electrónicamente, que son capaces de cooperar con un sistema de computadora programable, de modo de realizar uno de los métodos que se describen en esta solicitud.

35 **[00068]** En general, las realizaciones de la presente invención pueden implementarse como un producto de programa para computadora con un código de programa, donde el código de programa opera para llevar a cabo uno de los métodos cuando el producto de programa de computadora se ejecuta en una computadora. El código de programa, por ejemplo, puede ser almacenado en un portador legible por una máquina.

40 **[00069]** Otras realizaciones comprenden el programa de computadora para realizar uno de los métodos que se describen en esta solicitud, almacenado en un portador legible por una máquina.

45 **[00070]** En otras palabras, una realización del método de la invención, es, por lo tanto, un programa para computadora que tiene un código de programa para realizar uno de los métodos que se describen en esta solicitud, cuando el programa de computadora se ejecuta en una computadora.

50 **[00071]** Una realización adicional de los métodos de la invención es, por lo tanto, un portador de datos (o un medio de almacenamiento digital, o un medio legible por computadora) que comprende, allí grabado, el programa de computadora para efectuar uno de los métodos que se describen en esta solicitud. El portador de datos, el medio de almacenamiento digital o el medio grabado habitualmente son tangibles y/o no transicionales.

55 **[00072]** Una realización adicional del método de la invención es, por lo tanto, una corriente de datos o una secuencia de señales que representa el programa de computadora para realizar uno de los métodos que se describen en esta solicitud. La corriente de datos o la secuencia de señales, por ejemplo, puede configurarse para ser transferida por medio de una conexión de comunicación de datos, por ejemplo, mediante la Internet.

60 **[00073]** Una realización adicional comprende un medio de procesamiento, por ejemplo, una computadora, o un dispositivo lógico programable, configurado o adaptado para realizar uno de los métodos que se describen en esta solicitud.

[00074] Una realización más comprende una computadora que tiene instalado el programa de computadora para llevar a cabo uno de los métodos que se describen en la presente solicitud.

65 **[00075]** Una realización adicional de acuerdo con la invención comprende un aparato o un sistema configurado para la transferencia (por ejemplo, de manera electrónica u óptica) de un programa de computadora para la realización de uno de los métodos que se describen en esta solicitud, a un receptor. El receptor puede ser, por ejemplo, una

computadora, un dispositivo móvil, un dispositivo de memoria o similar. El aparato o el sistema, por ejemplo, puede comprender un servidor de archivo para la transferencia del programa de computadora al receptor.

5 **[00076]** En algunas realizaciones, puede usarse un dispositivo lógico programable (por ejemplo, un serie de puertas lógicas programable en campo) a fin de llevar a cabo algunas o todas las funcionalidades de los métodos que se describen en esta solicitud. En algunas realizaciones, una serie de puertas lógicas programable en campo puede cooperar con un microprocesador, a fin de llevar a cabo uno de los métodos que se describen en esta solicitud. En general, los métodos se llevan a cabo, preferentemente, por medio de cualquier aparato de soporte físico.

10 **[00077]** Las realizaciones descritas con anterioridad son meramente ilustrativas de los principios de la presente invención. Debe entenderse que serán evidentes para los expertos en la técnica modificaciones y variaciones de las disposiciones y los detalles que se describen en esta solicitud. Por lo tanto, se tiene la intención de limitarse solo al alcance de las reivindicaciones de patente inminentes, y no a los detalles específicos que se presentan a modo de descripción y explicación de las realizaciones de la presente solicitud.

15

Literatura:

[00078]

20 [1]: USAC codec (Unified Speech and Audio Codec), ISO/IEC CD 23003–3 fechado el 24 de septiembre de 2010.

REIVINDICACIONES

1. Codificador de audio que comprende
 5 un descompositor espectral (10) para descomponer espectralmente, usando un MDCT, una señal de audio de entrada (12) en un espectrograma (14) de una secuencia de espectros;
 una computadora de autocorrelación (50) configurada para calcular una autocorrelación de un espectro actual de la secuencia de espectros;
 una computadora de coeficiente de predicción lineal (52) configurada para calcular coeficientes de predicción lineal en base a la correlación;
 10 un formador de dominio espectral (22) configurado para formar espectralmente el espectro actual en base a los coeficientes de predicción lineal y
 una etapa de cuantificación (24) configurada para cuantizar el espectro formado espectralmente;
 en donde el codificador de audio está configurado para insertar información relativa al espectro formado espectralmente e información relativa a los coeficientes de predicción lineal en una corriente de datos,
 15 en donde la computadora de autocorrelación está configurada para, al calcular la autocorrelación del espectro actual, calcular el espectro de potencia del espectro actual y someter el espectro de potencia a una transformada de ODFT inversa.
2. El codificador de audio según la reivindicación 1, que comprende:
 20 un predictor de espectro (26) configurado para filtrar predictivamente el espectro actual a lo largo de una dimensión espectral, en donde el formador de dominio espectral está configurado para formar espectralmente el espectro actual filtrado predictivamente, y el codificador de audio está configurado para insertar información relativa a como invertir el filtrado predictivo en la corriente de datos.
3. El codificador de audio según la reivindicación 2, en donde el predictor de espectro está configurado para
 25 efectuar filtrado de predicción lineal en el espectro actual a lo largo de la dimensión espectral, en donde el formador de corriente de datos está configurado de tal manera que la información relativa a como invertir el filtrado predictivo comprende información relativa a coeficientes de predicción lineales adicionales subyacentes al filtrado de predicción lineal relativo al espectro actual a lo largo de la dimensión espectral.
4. El codificador de audio según la reivindicación 2 o 3, en donde el codificador de audio está configurado para
 30 decidir habilitar o deshabilitar el predictor de espectro dependiendo de la tonalidad o transitoriedad de la señal de entrada de audio o una ganancia de predicción de filtro, en donde el codificador de audio está configurado para insertar información relativa a la decisión.
5. El codificador de audio según cualquiera de las reivindicaciones 2 a 4, en donde la computadora de
 35 autocorrelación está configurada para calcular la autocorrelación del espectro actual filtrado predictivamente.
6. El codificador de audio según cualquiera de las reivindicaciones 2 a 5, en donde el descompositor espectral
 40 (10) está configurado para conmutar entre diferentes longitudes de transformada al descomponer espectralmente de la señal de entrada de audio (12) de tal manera que los espectros son de resolución espectral diferente, en donde la computadora de autocorrelación (50) está configurada para calcular la autocorrelación del espectro actual filtrado predictivamente en caso de una resolución espectral del espectro actual que satisfaga un criterio predeterminado, o del espectro actual no filtrado predictivamente en caso de que la resolución espectral del espectro actual no satisfaga el criterio predeterminado.
7. El codificador de audio según la reivindicación 6, en donde la computadora de autocorrelación está
 45 configurada de tal manera que el criterio predeterminado se satisface si la resolución espectral del espectro actual es más alta que un umbral de resolución espectral.
8. El codificador de audio según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, en donde la computadora de
 50 autocorrelación está configurada para, al calcular la autocorrelación del espectro actual, ponderar perceptualmente el espectro de potencia y someter el espectro de potencia a la transformada de ODFT inversa como ponderada perceptualmente.
9. El codificador de audio según la reivindicación 8, en donde la computadora de autocorrelación está
 55 configurada para cambiar una escala de frecuencia del espectro actual y para efectuar la ponderación perceptual del espectro de potencia en la escala de frecuencia cambiada.
10. El codificador de audio según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 9, en donde el codificador de audio está
 60 configurado para insertar la información relativa a los coeficientes de predicción lineal en la corriente de datos de una forma cuantizada, en donde el formador de dominio espectral está configurado para formar espectralmente el espectro actual en base a los coeficientes de predicción lineales cuantizados.
11. El codificador de audio según la reivindicación 10, en donde el codificador de audio está configurado para
 65 insertar la información relativa a los coeficientes de predicción lineal en la corriente de datos de una forma de

acuerdo con la cual la cuantificación de los coeficientes de predicción lineal ocurre en el dominio LSF o LSP.

12. Método de codificación que comprende
- 5 descomponer espectralmente, usando un MDCT, una señal de entrada de audio (12) en un espectrograma (14) de una secuencia de espectros;
 - calcular una autocorrelación de un espectro actual de la secuencia de espectros;
 - calcular coeficientes de predicción lineal en base a la autocorrelación;
 - formar espectralmente el espectro actual en base a los coeficientes de predicción lineal;
 - 10 cuantificar el espectro formado espectralmente; e
 - insertar información relativa al espectro formado espectralmente cuantizado e información relativa a los coeficientes de predicción lineal en una corriente de datos,
 - en donde el cálculo de la autocorrelación del espectro actual comprende calcular el espectro de potencia del espectro actual y someter el espectro de potencia a una transformada de ODFT inversa.
- 15 13. Programa de computadora provisto de un código de programa pararealizar, cuando se ejecuta en una computadora, un método según la reivindicación 12.

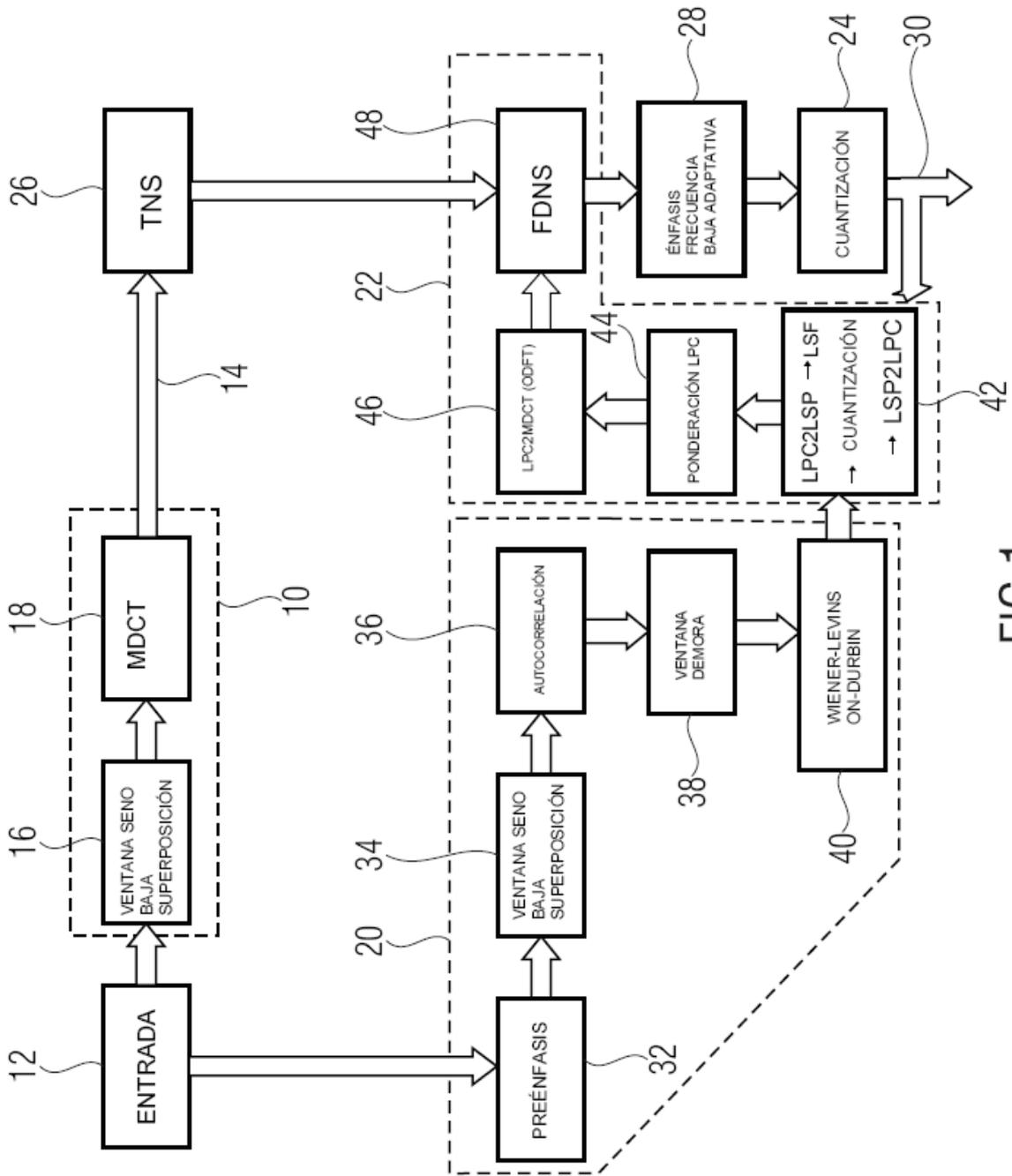


FIG 1

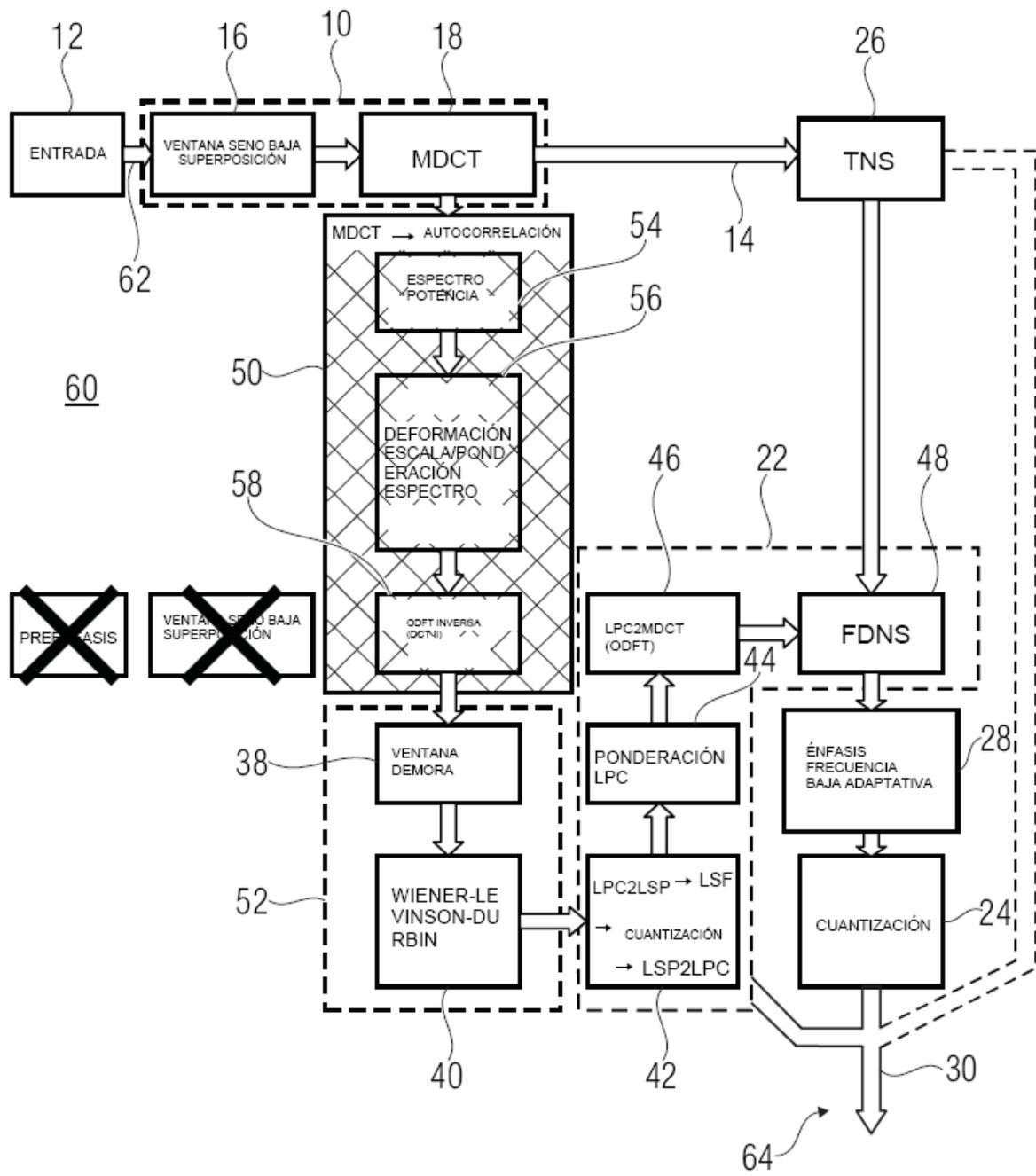


FIG 2

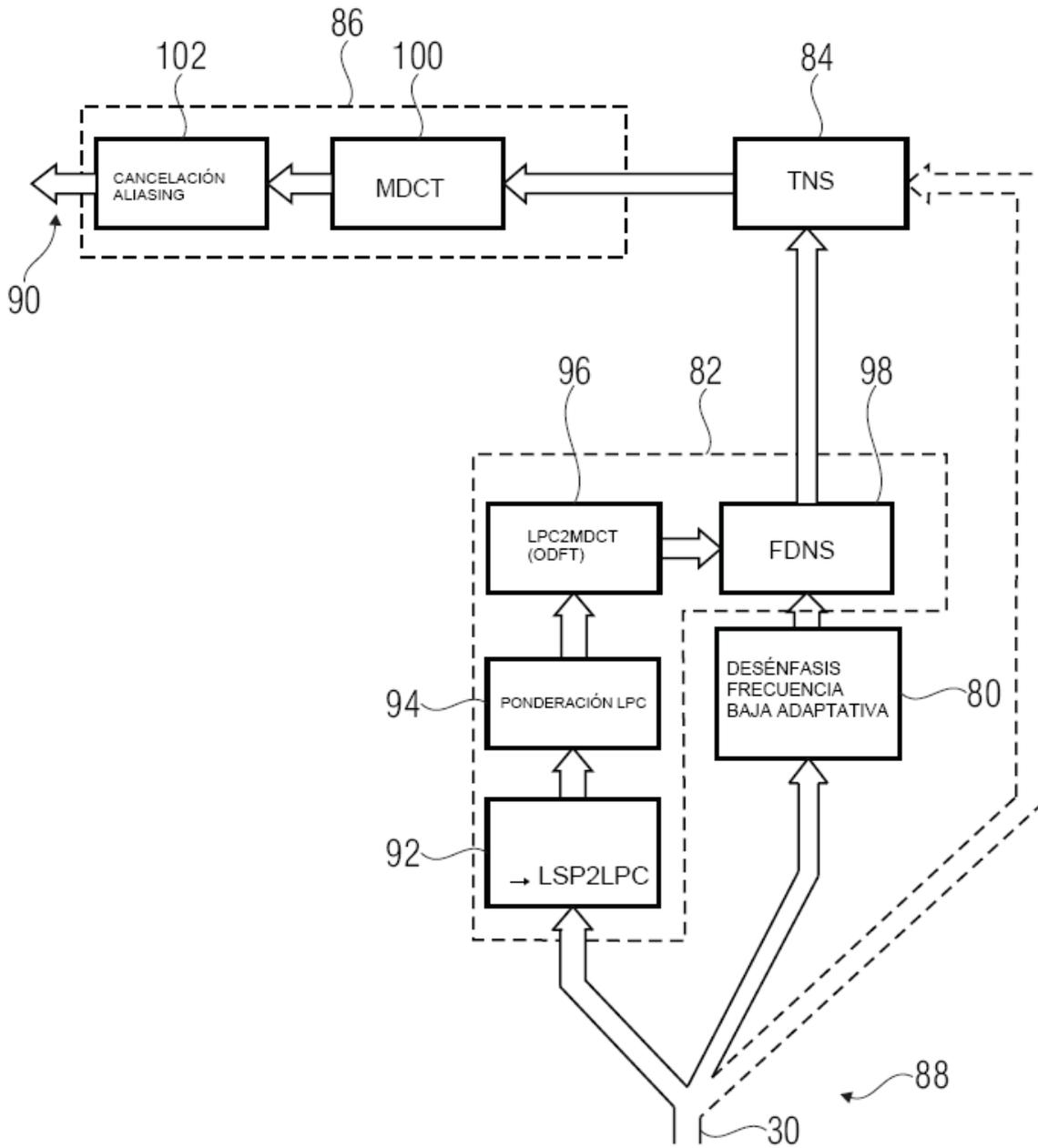


FIG 3

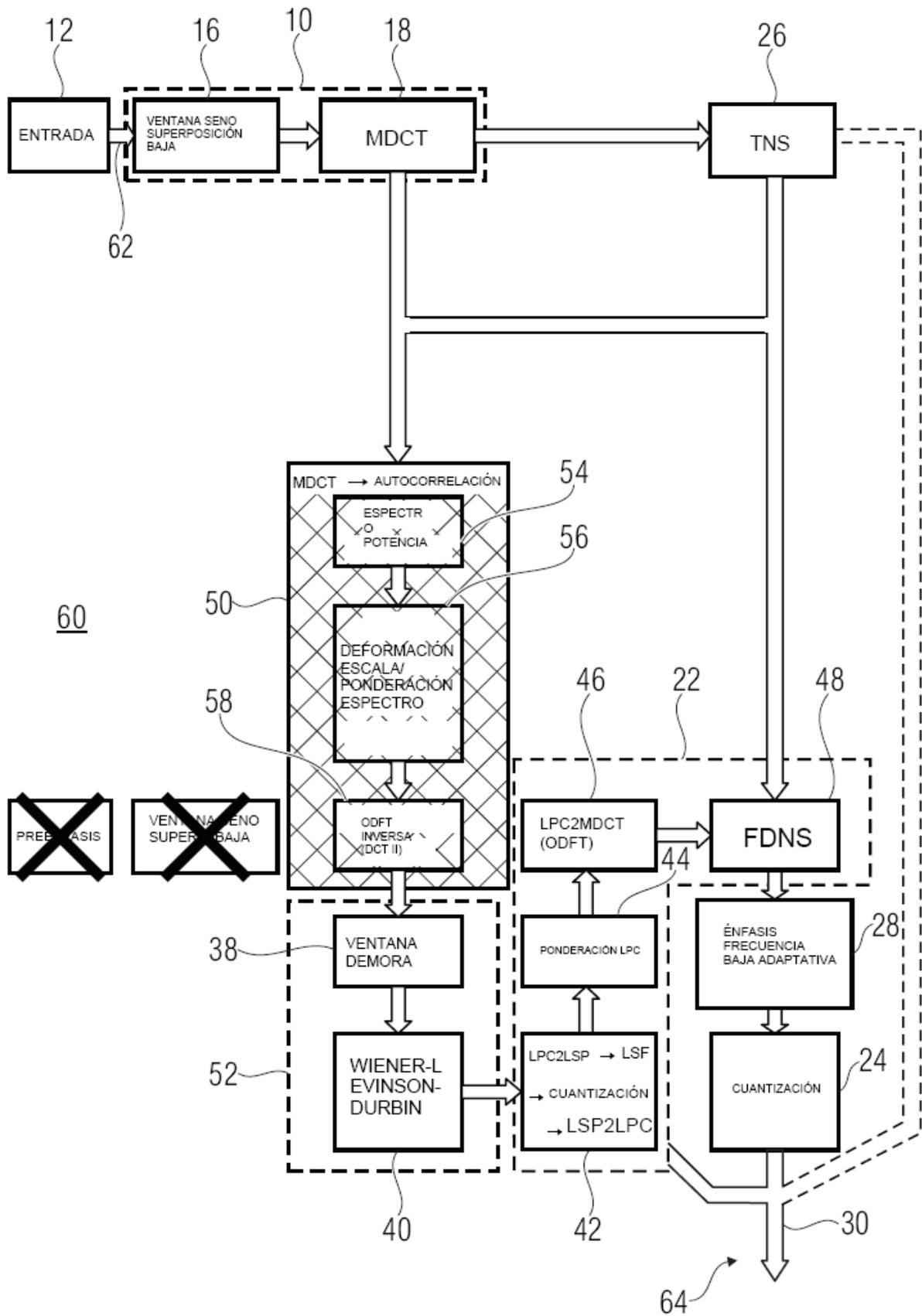


FIG 4