

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 598 827**

51 Int. Cl.:

G10L 19/00 (2013.01)

G10L 19/02 (2013.01)

G10L 19/008 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **19.03.2012 PCT/US2012/029603**

87 Fecha y número de publicación internacional: **04.10.2012 WO12134851**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **19.03.2012 E 12712486 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **24.08.2016 EP 2691951**

54 Título: **Transformación de complejidad reducida para un canal de efectos de baja frecuencia**

30 Prioridad:

28.03.2011 US 201161468373 P

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

30.01.2017

73 Titular/es:

**DOLBY LABORATORIES LICENSING CORP.
(100.0%)
1275 Market Street
San Francisco, CA 94103, US**

72 Inventor/es:

FELLERS, MATTHEW C.

74 Agente/Representante:

LEHMANN NOVO, María Isabel

ES 2 598 827 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

Transformación de complejidad reducida para un canal de efectos de baja frecuencia

- 5 Esta solicitud de patente reivindica la prioridad para la solicitud de patente provisional de los Estados Unidos nº 61/468,373, presentada con fecha 28 de marzo de 2011.

CAMPO TÉCNICO

- 10 La presente invención se refiere, en general, al procesamiento de señales digitales y más en particular a métodos y aparatos que pueden utilizarse para aplicar bancos de filtros a canales de audio de ancho de banda limitada tales como los así denominados canales de efectos de baja frecuencia (LFE) utilizando menos recursos informáticos.

ANTECEDENTES DE LA INVENCION

- 15 Varias normas internacionales, regionales y nacionales han sido desarrolladas para definir métodos y sistemas que pueden utilizarse para poner en práctica sistemas de codificación de audio multicanales. Tres ejemplos de dichas normas incluyen ISO/IEC 13818-7, Codificación de Audio Avanzada (AAC), también conocida como "MPEG-2 AAC," e ISO/IEC 14496-3, subparte 4, también conocida como "MPEG-4 audio," publicada por la International Standards Organization (ISO), y una norma publicada por el denominado Advanced Television Systems Committee (ATSC), Inc de los Estados Unidos. en el documento A/52B titulado "Norma de compresión de audio digital (AC-3, E-AC-3)," Revisión B, publicada con fecha 14 de junio de 2005, también conocida como "Dolby Digital" o "AC-3."

- 25 Los sistemas de audio que están conformes a las normas como las anteriormente mencionadas suelen incluir transmisores que aplican un banco de filtros de análisis a cada uno de varios canales de señales de audio de entrada, procesan la salida de los bancos de filtros de análisis en señales codificadas y transmiten o registran las señales codificadas, y receptores que reciben las señales codificadas, las decodifican y aplican bancos de filtros de síntesis a las señales codificadas para generar canales de señales de audio de salida que son una réplica de las señales de audio de entrada originales. Gran parte de las normas especifican la puesta en práctica de los bancos de filtros de análisis y síntesis mediante una Transformada Discreta Modificada (MDCT) y Transformada Discreta Modificada Inversa (IMDCT) descrita en Princen, Johnson y Bradley, "Codificación de transformación/sub-banda utilizando diseños de bancos de filtros sobre la base de la denominada cancelación de suavizado –*aliasing*– en el dominio del tiempo" ICASSP 1987 Conf. Proc., mayo 1987, páginas 2161-64.

- 35 Los bancos de filtros que son puestos en práctica por estas transformaciones particulares tienen numerosas propiedades atractivas pero se requieren importantes recursos de procesamiento o de cálculo para realizar los cálculos necesarios. Son conocidas técnicas que pueden utilizarse para realizar las transformaciones con más eficiencia, reduciendo de este modo la cantidad de recursos informáticos que se necesitan. Una característica que es común para estas técnicas es que su complejidad de cálculo informático varía con la así denominada longitud de la transformación. Se conocen técnicas que pueden realizar reducciones adicionales en la complejidad del cálculo informático utilizando longitudes de transformación más cortas para procesar los canales de audio con anchos de banda más estrechos.

- 45 Normas como las anteriormente mencionadas definen secuencias de bits de información de control de datos digitales o flujos de bits digitales que transmiten datos que representan representaciones codificadas de uno o más canales de audio. Una configuración de canales referida a veces como "canales 5.1" incluye cinco canales de ancho de banda completos indicados como canal izquierdo (L), derecho (R), central (C), envolvente izquierdo (LS) y envolvente derecho (RS) y un canal de ancho de banda limitada o canal de efectos de baja frecuencia (LFE). Los canales de ancho de banda completo suelen tener un ancho de banda de aproximadamente 20 kHz y el canal de ancho de banda limitada LFE suele tener un ancho de banda de aproximadamente 100 a 200 Hz. Puesto que el ancho de banda del canal LFE es más estrecho, se pueden utilizar técnicas conocidas para realizar una transformación del banco de filtros más eficiente para el canal LFE que puede realizarse para uno de los canales de ancho de banda completa.

- 55 Winnie Lau et al: Un motor de transformación común para MPEG y el decodificador de audio AC3, vol. 43, nº 3, 1 de agosto de 1997, páginas 559-566, XP011083574 da a conocer un método para procesar una señal digital en la que se utiliza un sistema IFFT complejo.

- 60 No obstante, existe una necesidad de desarrollar técnicas que mejoren todavía más la eficiencia de los bancos de filtros de transformación que se aplican a los canales de ancho de banda limitada, tal como el canal LFE.

SUMARIO DE LA INVENCION

- 65 Es un objeto de la presente invención dar a conocer formas que pueden utilizarse para realizar transformaciones que ponen en práctica bancos de filtros para señales de canal de ancho de banda limitada con la mayor eficiencia que sea posible utilizando técnicas conocidas.

El objeto de la presente invención se consigue por las reivindicaciones independientes. Formas de realización específicas se definen en las reivindicaciones subordinadas.

5 Las diversas características de la presente invención y de sus formas de realización preferidas pueden entenderse mejor haciendo referencia a la descripción siguiente y a los dibujos adjuntos, en donde las referencias numéricas similares se refieren a elementos similares en las diversas figuras. Los contenidos de la descripción siguiente y de los dibujos se establecen a modo de ejemplo solamente y no debe entenderse que representan limitaciones al alcance de la presente invención.

10 BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La Figura 1 es un diagrama de bloques esquemático de un sistema de codificación de audio en donde pueden realizarse varios aspectos de la presente invención.

15 La Figura 2 es un diagrama de bloques esquemático de un proceso que puede utilizarse para realizarse una transformación de síntesis en el sistema de codificación ilustrado en la Figura 1.

20 Las Figuras 3 y 4 son diagramas de bloques esquemáticos que ilustran algunas características que pueden utilizarse para realizar una parte del proceso ilustrado en la Figura 2.

La Figura 5 es un diagrama de bloques esquemático de un dispositivo que puede utilizarse para poner en práctica varios aspectos de la presente invención.

25 DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LAS FORMAS DE REALIZACIÓN DE LA INVENCION

A. Introducción

30 La Figura 1 es una ilustración esquemática de un sistema de codificación de audio de dos canales que incluye un transmisor 100 y un receptor 200. El transmisor 100 recibe desde las rutas 11, 12 dos canales de señales de audio de entrada. Los bancos de filtros de análisis 111, 112 se aplican a los canales de audio de entrada para obtener un primer conjunto de señales de sub-bandas de frecuencia que representan el contenido espectral de las señales de audio de entrada. Estos bancos de filtro de análisis se ponen en práctica mediante transformaciones en el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia. El codificador 120 aplica un proceso de codificación al primer conjunto de señales de sub-bandas de frecuencias para generar una información codificada, que se transmite a lo largo de la ruta 20. El receptor 200 recibe la información codificada desde la ruta 20. El decodificador 220 aplica un proceso de decodificación a la información codificada para obtener un segundo conjunto de señales de sub-bandas de frecuencia. Los bancos de filtros de síntesis 231, 232 se aplican al segundo conjunto de señales de sub-bandas de frecuencias para generar dos o más canales de señales de audio de salida, que se transmiten a lo largo de las rutas 31, 32. Estos bancos de filtros de síntesis se ponen en práctica mediante transformaciones del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo. La ruta 20 puede ser un medio de soporte de difusión, un medio de comunicación punto a punto, un medio de otro o cualquier otro medio que pueda transmitir o registrar la información codificada.

45 El codificador 120 y el decodificador 220 no son esenciales para poner en práctica la presente invención. Si se utilizan, pueden realizar procesos de codificación sin pérdidas o con pérdidas. La presente invención no está limitada a cualesquiera procesos de codificación y de decodificación.

50 Solamente dos canales de señales de audio de entrada y salida se ilustran en los dibujos para mayor claridad ilustrativa. En numerosas puestas en práctica, existen más de dos canales de señales de audio de entrada y más de dos canales de señales de audio de salida. Al menos una de las señales de audio de salida tiene un ancho de banda que es mucho más estrecho que el ancho de banda de una o más de las otras señales de audio de salida.

55 La presente invención tiene como objetivo reducir los recursos informáticos necesarios para realizar la transformación que pone en práctica el banco de filtros de síntesis 231 o 232 en el receptor 200 utilizado para generar señales de audio de salida de ancho de banda más estrecho. La presente invención puede puerto de reenvío un banco de filtros de síntesis más eficiente en un receptor 200 que mantiene la compatibilidad con un banco de filtros de análisis en los transmisores existentes 100.

60 La presente invención puede utilizarse también para reducir los recursos informáticos necesarios para realizar la transformación que pone en práctica el banco de filtros de análisis 111 o 112 en el transmisor 100 que se aplica a señales de audio de entrada de ancho de banda más estrecho. Esta forma de puesta en práctica puede mantener la compatibilidad con un banco de filtros de síntesis en receptores existentes 200.

65 B. Técnicas de puesta en práctica

Los bancos de filtros de síntesis pueden ponerse en práctica en una amplia gama de diversas transformaciones del

dominio de la frecuencia al dominio del tiempo incluyendo numerosas variantes de la Transformada Cosenoidal Discreta Inversa (IDCT) y la Transformada Cosenoidal Discreta Inversa Modificada (IMDCT) anteriormente mencionadas. Los algoritmos que definen estas transformadas en una manera directa se refieren en esta descripción como "Transformaciones directas".

Una técnica referida, en esta descripción, como una "técnica de plegado" puede utilizarse para realizar estas transformaciones directas de forma más eficiente. La técnica de plegado comprende tres etapas según se ilustra en la Figura 2. La segunda etapa 402 realiza una transformación que tiene una longitud más corta que la transformación directa que pone en práctica esta técnica de plegado. La transformación que se realiza en la segunda etapa 402 es referida como una "transformación plegada" de modo que la siguiente descripción pueda distinguirla con mayor facilidad con respecto a la transformación directa.

La etapa del preprocesador 401 combina coeficientes de transformación en un bloque de K coeficientes de transformación del dominio de la frecuencia de valores reales en un bloque de $\frac{1}{2} \cdot K$ coeficientes de transformación de valores complejos. La etapa de transformación 402 aplica una transformación plegada del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo de longitud $\frac{1}{2} \cdot K$ al bloque de coeficientes de transformación de valores complejos para generar $\frac{1}{2} \cdot K$ muestras de dominio del tiempo de valores complejos. La etapa de post-procesador 403 deriva una secuencia de K muestras de dominio del tiempo de valores reales a partir de las $\frac{1}{2} \cdot K$ muestras de señales del dominio del tiempo de valores complejos. Exceptuados cualesquiera errores que pudieran producirse a partir de operaciones aritméticas de precisión finita, las K muestras de señal de dominio del tiempo que se obtienen por esta técnica son idénticas a las K muestras de señal en el dominio del tiempo que podrían obtenerse aplicando la transformación directa de longitud K al bloque de K coeficientes de transformación del dominio de la frecuencia de valores reales. Esta técnica mejora la eficiencia puesto que los recursos informáticos adicionales necesarios para realizar la transformación directa, a diferencia de la transformación plegada en la etapa 402, es mayor que los recursos informáticos necesarios para poner en práctica los procesos realizados en la etapa de pre-procesador 401 y la etapa de post-procesador 403.

Si un bloque de coeficientes de transformación representa una señal de ancho de banda estrecho en donde un número importante de los coeficientes de transformación son siempre cero, se puede utilizar una técnica de transformación-descomposición adicional para aumentar la eficiencia de procesamiento de la transformación plegada que se realiza en la etapa 402.

Esta técnica se examina en las secciones siguientes.

1. Transformaciones directas

La transformada directa IMDCT se ilustra en la expresión 2. Su Transformada Cosenoidal Discreta Modificada (MDCT) complementaria se ilustra en la expresión 1.

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot \cos \left[\frac{2\pi}{N} \left(n + \frac{1}{2} + \frac{N}{4} \right) \left(k + \frac{1}{2} \right) \right] \text{ para } 0 \leq k < K \quad (1)$$

$$x(n) = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{K-1} X(k) \cdot \cos \left[\frac{2\pi}{N} \left(n + \frac{1}{2} + \frac{N}{4} \right) \left(k + \frac{1}{2} \right) \right] \text{ para } 0 \leq n < N \quad (2)$$

en donde $X(k)$ = coeficiente k de transformación de dominio de la frecuencia de valores reales

K = número total de coeficientes de transformación del dominio de la frecuencia de valores reales;

$x(n)$ = muestra de señal de dominio del tiempo de valores reales n ; y

N = longitud de la ventana del dominio del tiempo de muestras, en donde $N = 2K$.

La operación adecuada de estas transformaciones directas requiere el uso de funciones de ventanas de análisis y funciones de ventanas de síntesis, cuyas longitudes y formas cumplen algunos requisitos que son bien conocidos en esta técnica. La función de la ventana de análisis se aplica a segmentos de N muestras de señal de audio de entrada antes de la aplicación de la transformada MDCT. La función de ventana de síntesis se aplica a segmentos de N muestras obtenidas a partir de una aplicación de la transformada IMDCT a bloques de K coeficientes de transformación y estos segmentos de muestras, en ventanas, se solapan y añaden a los segmentos de muestras en ventanas obtenidos a partir de otros bloques de coeficientes de transformación. Detalles adicionales pueden obtenerse a partir del documento de Princen et al anteriormente citado. En los siguientes apartados se omiten una descripción adicional de la función de ventanas de análisis.

2. Técnica de plegado

El proceso realizado en la etapa de pre-procesador 401 puede expresarse como:

$$X'(k) = \left[X \left(\frac{N}{2} - 2k - 1 \right) + j \cdot X(2k) \right] \cdot \left[-\cos \left(\frac{2\pi(8k+1)}{8N} \right) - j \cdot \text{sen} \left(\frac{2\pi(8k+1)}{8N} \right) \right] \text{ para } 0 \leq k < \frac{N}{4} \quad (3)$$

en donde $X'(k)$ = coeficiente k de transformación del dominio de la frecuencia de valores complejos; y

j = operador imaginario igual a

$$\sqrt{-1}.$$

La transformación de plegado realizada en la etapa de transformación 402 puede expresarse como:

$$x'(n) = \sum_{k=0}^{\frac{N}{4}-1} X'(k) \cdot (W_{N/4})^{nk} \quad (4)$$

en donde

$$W_N = e^{j \left(\frac{2\pi}{N} \right)};$$

y

$x'(n)$ = muestra de señal de dominio del tiempo de valores complejos.

El proceso realizado en la etapa de post-procesador 403 puede expresarse como:

$$y(n) = \left(\text{Re} [x'(n)] + j \cdot \text{Im} [x'(n)] \right) \cdot \left(-\cos \left(\frac{2\pi(8n+1)}{8N} \right) - j \cdot \text{sen} \left(\frac{2\pi(8n+1)}{8N} \right) \right) \quad (5)$$

en donde

$y(n)$ = valor de muestra intermedia que se utiliza en cálculos de ventanas posteriores;

$$\text{Re} [x'(n)] = \text{parte real del valor complejo } x'(n); \text{ y}$$

$$\text{Im} [x'(n)] = \text{parte imaginaria del valor complejo } x'(n)$$

3. Función de ventana de síntesis para la transformada IMDCT

Una operación adecuada de la transformada IMDCT incluye la aplicable de una función de ventana de síntesis adecuadamente diseñada a las muestras del dominio del tiempo generadas por la transformada. Las muestras de las señales del dominio del tiempo que se obtienen a partir de esta operación de utilización de ventanas puede expresarse como:

$$\left. \begin{aligned} y'(2n) &= -\text{Im}\left[y\left(\frac{N}{4}+n\right)\right] \cdot h(n) \\ y'(2n+1) &= \text{Re}\left[y\left(\frac{N}{4}-n-1\right)\right] \cdot h\left(\frac{3N}{4}+n\right) \\ y'\left(\frac{N}{2}+2n\right) &= -\text{Re}\left[y(n)\right] \cdot h\left(\frac{N}{4}+n\right) \\ y'\left(\frac{N}{2}+2n+1\right) &= \text{Im}\left[y\left(\frac{N}{2}-n-1\right)\right] \cdot h\left(\frac{N}{2}+n\right) \end{aligned} \right\} \text{ para } 0 \leq n < \frac{N}{4} \quad (6)$$

en donde $h(n)$ = punto n en la función de ventanas de síntesis; y

5 $y'(n)$ = muestra intermedia n en ventanas.

Las muestras intermedias, en ventana, y' obtenidas a partir de la expresión 6 son las muestras del dominio del tiempo intermedias que podrían haberse obtenido mediante la aplicación de la transformada IMDCT directa a un bloque de los coeficientes de transformación X del dominio de la frecuencia seguida por una aplicación de la función de ventana de síntesis h . Según se explica en el documento informativo de Princen anteriormente citado, las muestras de señales del dominio de tiempo de salida se obtienen mediante solapamiento y adición de las muestras provisionales en ventanas derivadas de un bloque "corriente" de coeficientes de transformación con un conjunto de muestras provisionales en ventanas "anteriores" derivadas de un bloque anterior de coeficientes de transformación. Este proceso de solapamiento-adición puede expresarse como:

$$15 \quad x(n) = y'(n) + y'_{prev}(n) \quad (7)$$

en donde

$$20 \quad y'_{prev}(n) =$$

muestras provisionales en ventanas anteriores.

25 4. Técnica de transformación-descomposición

Una técnica de transformación-descomposición puede utilizarse para derivar un método más eficiente para realizar la transformación plegada para señales de ancho de banda limitada en las que algunos de los coeficientes de transformación en un bloque de coeficientes de transformación de dominio de la frecuencia son conocidos por ser igual a cero. Esta técnica de descomposición consiste en expresar la transformación plegada como una transformación bidimensional equivalente y descomponer esta transformación bidireccional en una transformación vertical de dimensión única seguida por un banco de Transformadas de Fourier Discretas Inversas (IDFT) horizontales de una sola dimensión. La transformación vertical tiene una longitud igual a Q y el banco de transformadas IDFT complejas horizontales comprende Q transformaciones que tiene cada una longitud igual a P , en donde P y Q son números enteros y el producto de P y Q es igual a la longitud de la transformada plegada.

Haciendo referencia a la descripción precedente de la técnica del plegado, puede constatarse que la longitud de la transformación plegada es $J = \frac{1}{4} \cdot N = \frac{1}{2} K$; por lo tanto, $P \cdot Q = J$. Los valores para P , Q y J están limitados para ser potencias de dos.

40 La transformada IDFT horizontal y la transformación vertical se indican en las expresiones 8 y 9, respectivamente:

$$x'(n+Q \cdot m) = \sum_{p=0}^{P-1} U(n,p) \cdot (W_p)^{P \cdot m} \quad \text{para } 0 \leq n < Q \quad \text{y} \quad 0 \leq m < P \quad (8)$$

en donde

$$45 \quad U(n,p) = \sum_{q=0}^{Q-1} X'(P \cdot q + p) \cdot (W_{N/4})^{(P \cdot q + p)n} \quad \text{para } 0 \leq n < Q. \quad (9)$$

La transformación núcleo $W_{N/4}$ en la transformación vertical puede calcularse utilizando la denominada Ley de Euler:

$$(W_{N/4})^{n \cdot m} = \cos\left(\frac{8\pi \cdot n \cdot m}{N}\right) + j \cdot \text{sen}\left(\frac{8\pi \cdot n \cdot m}{N}\right) \quad (10)$$

Puesto que los coeficientes de la transformación directa $X(k)$ representan una señal de audio en un canal LFE con un ancho de banda limitada, solamente L de estos coeficientes tienen un valor de cero, en donde L es mucho menor

5 que K . En consecuencia, no más de $\left\lceil \frac{L}{2} \right\rceil$ de los coeficientes de transformación del dominio de la frecuencia de valores complejos $X'(k)$ obtenidos a partir de la etapa de pre-procesador 401 pueden tener valores distintos de cero y la longitud de la transformación vertical puede reducirse en consecuencia. Un valor M se selecciona de modo que

10 sea la más pequeña potencia de dos igual o mayor que este número $\left\lceil \frac{L}{2} \right\rceil$ y el proceso de plegado se modifica para derivar M coeficientes de transformación de dominio de la frecuencia de valores complejos $X'(k)$ que incluye los L coeficientes de transformación directa de valores reales que pueden tener valores no cero. Estos M coeficientes de transformación del dominio de la frecuencia de valores complejos han de procesarse por la etapa de transformación

402. La magnitud R de la transformación vertical se selecciona de modo que $R = \frac{M}{P}$.

15 Los coeficientes de transformación $X'(P \cdot r + p)$ son cero para $Pr+p \geq 2R$ o, como alternativa, $r \geq R$. Teniendo en cuenta estas consideraciones, la expresión 9 puede escribirse como:

$$\begin{aligned} U(n, p) &= \sum_{r=0}^{R-1} \left[X'(P \cdot r + p) \cdot (W_{N/4})^{(Pr+p)n} + \right. \\ &\quad \left. X'\left(\frac{N}{4} - M + (P \cdot r + p)\right) \cdot (W_{N/4})^{\left[\frac{N}{4} - M + (P \cdot r + p)\right]n} \right] \\ &= \sum_{r=0}^{R-1} X'(P \cdot r + p) \cdot (W_{N/4})^{(Pr+p)n} + \\ &\quad \sum_{r=0}^{R-1} X'\left(\frac{N}{4} - M + (P \cdot r + p)\right) \cdot (W_{N/4})^{\left[\frac{N}{4} - M + (P \cdot r + p)\right]n} \end{aligned} \quad (11)$$

20 para $0 \leq n < Q$, $0 \leq p < P$.

5. Transformación vertical y etapa de pre-procesador integradas

25 La eficiencia de la técnica del plegado en combinación con la técnica de transformación-descomposición según se describió con anterioridad pueden mejorarse todavía más integrando la etapa de pre-procesador 401 y la transformación vertical según se ilustra en la expresión 9 en un solo proceso. Esta operación se ilustra de forma esquemática en la Figura 3.

La longitud R de la transformación vertical puede seleccionarse para ser igual al valor M o ser un submúltiplo de

$$\frac{1}{P}$$

30 potencia de dos del valor M . En una forma de realización que esté conforme con la norma AC-3 anteriormente citada, el número $\frac{1}{2} \cdot N$ de coeficientes de transformación del dominio de la frecuencia de valores reales es igual a 256 y el contenido espectral de la señal de audio en el canal LFE puede representarse por siete coeficientes de transformación de valores reales $X(k)$, en donde $0 \leq k < 7$. La etapa de pre-procesador 401 realiza el plegado de estos siete coeficientes de transformación de valores reales en cuatro coeficientes de transformación de valores complejos que son posteriormente procesados por la transformación plegada cuya longitud es $J = \frac{1}{4} \cdot N = 128$. En consecuencia, dados cuatro coeficientes de transformación de valores complejos en esta forma de realización, M es igual a cuatro y R puede establecerse igual 4, 2 o 1 estableciendo P igual a 1, 2 o 4, respectivamente. Puesto que $P \cdot Q = J$, la longitud de transformación horizontal Q es igual a 128, 64 y 32 cuando P es igual a 1, 2 y 4, respectivamente. Poca o ninguna ganancia en eficiencia se consigue cuando P es igual a uno.

40 Cuando P se establece igual a dos, los valores obtenidos a partir de la salida de los índices de transformación vertical no necesita la reversión de bits habida cuenta del pequeño número de coeficientes calculados en cada una de las transformaciones horizontales. La necesidad de reversión de bits de los índices de transformación para el algoritmo FFT de Cooley-Tukey es bien conocida. La reversión de bits no se necesita cuando P se establece igual a dos; sin embargo, puesto que la reversión de bits para una transformada DFT compleja de longitud 2 proporciona la misma indexación de coeficientes que se consigue no realizando ninguna reversión de bits. Esta ventaja de cálculo

informático se compensa teniendo un mayor número de transformaciones horizontales que realizar. Los valores para P y Q pueden seleccionarse en respuesta a varias consideraciones de diseño tales como limitaciones del procesamiento en el hardware seleccionado para poner en práctica los procesos.

- 5 Una integración del proceso ilustrado en la expresión 3 con la transformación vertical ilustrada en la expresión 9 pueden derivarse realizando las sustituciones de $X'(k)$ y $(W_{N/4})^{(P \cdot q + p) \cdot n}$ en la expresión 9 en conformidad con las expresiones 3 y 10, respectivamente. Estas sustituciones proporcionan la siguiente función núcleo para la transformación vertical:

$$\left[X \left(\frac{N}{2} - 2(P \cdot q + p) - 1 \right) + j \cdot X(2(P \cdot q + p)) \right] \cdot \left[-\cos \left(\frac{2\pi(8(P \cdot q + p) + 1)}{8N} \right) - j \cdot \text{sen} \left(\frac{2\pi(8(P \cdot q + p) + 1)}{8N} \right) \right] \cdot \left[\cos \left(\frac{8\pi(P \cdot q + p) \cdot n}{N} \right) + j \cdot \text{sen} \left(\frac{8\pi(P \cdot q + p) \cdot n}{N} \right) \right] \quad (12)$$

10

para

$$0 \leq (P \cdot q + p) < \left(\frac{N}{4} - 1 \right)$$

15

El producto cruzado de los términos de seno y coseno en la expresión 12 puede expresarse como:

$$\begin{aligned} & \left[-\cos \left(\frac{2\pi(8s+1)}{8N} \right) \cdot \cos \left(\frac{8\pi sn}{N} \right) + \text{sen} \left(\frac{2\pi(8s+1)}{8N} \right) \cdot \text{sen} \left(\frac{8\pi sn}{N} \right) \right] - \\ & j \cdot \left[\cos \left(\frac{2\pi(8s+1)}{8N} \right) \cdot \text{sen} \left(\frac{8\pi sn}{N} \right) + \text{sen} \left(\frac{2\pi(8s+1)}{8N} \right) \cdot \cos \left(\frac{8\pi sn}{N} \right) \right] \\ & = (-\cos \alpha \cdot \cos \beta + \text{sen} \alpha \cdot \text{sen} \beta) - j \cdot (\cos \alpha \cdot \text{sen} \beta + \text{sen} \alpha \cdot \cos \beta) \\ & = -\cos(\alpha + \beta) - j \cdot \text{sen}(\alpha + \beta) \end{aligned} \quad (13)$$

20

en donde

$$\begin{aligned} s &= P \cdot q + p; \\ \alpha &= \frac{2\pi(8s+1)}{8N}; \quad \text{y} \\ \beta &= \frac{8\pi sn}{N}. \end{aligned}$$

25

Puede constatarse que

$$\alpha + \beta = \frac{\pi(8s \cdot (1+4n) + 1)}{4N} \quad (14)$$

30

que se indica como $I(s, n)$ para simplificar las expresiones siguientes. Utilizando esta notación, la expresión 11 puede escribirse como:

$$\begin{aligned} U(n, p) &= \sum_{r=0}^{R-1} \left[X \left(\frac{N}{2} - 2v - 1 \right) + j \cdot X(2v) \right] \cdot (-\cos(I(v, n)) - j \cdot \text{sen}(I(v, n))) + \\ & \sum_{r=0}^{R-1} \left[X \left(\frac{N}{2} - 2u - 1 \right) + j \cdot X(2u) \right] \cdot (-\cos(I(u, n)) - j \cdot \text{sen}(I(u, n))) \end{aligned} \quad (15)$$

en donde $v = P \cdot r + p$; y

$$u = \frac{N}{4} - M + (P \cdot r + p)$$

5 Realizando la multiplicación compleja, se obtiene:

$$\begin{aligned}
 U(n, p) = & \sum_{r=0}^{R-1} \left[-X \left(\frac{N}{2} - 2v - 1 \right) \cdot \cos(I(v, n)) - \right. \\
 & j \cdot X \left(\frac{N}{2} - 2v - 1 \right) \cdot \text{sen}(I(v, n)) - \\
 & \left. j \cdot X(2v) \cdot \cos(I(v, n)) + X(2v) \cdot \text{sen}(I(v, n)) \right] + \\
 & \sum_{r=0}^{R-1} \left[-X \left(\frac{N}{2} - 2u - 1 \right) \cdot \cos(I(u, n)) - \right. \\
 & j \cdot X \left(\frac{N}{2} - 2u - 1 \right) \cdot \text{sen}(I(u, n)) - \\
 & \left. j \cdot X(2u) \cdot \cos(I(u, n)) + X(2u) \cdot \text{sen}(I(u, n)) \right]
 \end{aligned} \tag{16}$$

10 La complejidad de cálculo de la función $U(n, p)$ puede reducirse todavía más utilizando ventajosamente el hecho de que los coeficientes de dominio de la frecuencia $X(v)$ pueden ser no cero solamente para $0 \leq v < 2R$. Esta reducción se refleja en la siguiente expresión que también divide la función en funciones de componentes reales e imaginarias

$U_R(n, p)$ y $U_I(n, p)$, respectivamente, en donde $U(n, p) = U_R(n, p) + j \cdot U_I(n, p)$:

$$\begin{aligned}
 U_R(n, p) &= \sum_{r=0}^{R-1} \left[X(2v) \cdot \text{sen}(I(v, n)) - X(2M - 2v - 1) \cdot \cos(I(u, n)) \right] \\
 U_I(n, p) &= \sum_{r=0}^{R-1} \left[-X(2v) \cdot \cos(I(v, n)) - X(2M - 2v - 1) \cdot \text{sen}(I(u, n)) \right]
 \end{aligned} \tag{17}$$

15 Esta integración de la etapa de pre-procesador 401 y la transformación vertical se ilustran de forma esquemática en la Figura 4.

20 Los recursos de cálculo requeridos para poner en práctica la función $U(n, p)$ o sus funciones componentes $U_R(n, p)$ y $U_I(n, p)$ pueden reducirse mediante el cálculo previo de las funciones $\text{sen}(I(v, n))$, $\cos(I(v, n))$, $\text{sen}(I(u, n))$ y $\cos(I(u, n))$ para todos los valores de v , u y n . Para guardar los resultados calculados en las tablas de consulta se requiere $4 \cdot P \cdot R \cdot Q$ entradas, en donde el factor de cuatro representa todas las combinaciones de seno, coseno, v y u en la expresión 17.

25 La magnitud de la tabla puede reducirse todavía más en un 12.5 % reconociendo que $I(0, n) = \frac{\pi}{4N}$ para todos los valores n . En consecuencia, el número de entradas requeridas para todos los factores de X en la expresión 17 es del orden de magnitud de $3.5 \cdot P \cdot R \cdot Q$.

30 Si la magnitud de estas tablas es mayor que la deseada, su magnitud puede reducirse utilizando ventajosamente el hecho de que gran parte de las entradas para $I(v, n)$ en la tabla tienen valores duplicados debido a la periodicidad de las funciones sobre la base de seno y coseno. Esta reducción en la magnitud puede conseguirse en intercambio para recursos de procesamiento adicionales necesarios para las entradas de consulta en la tabla puesto que un sistema de indexación más complejo será necesario para tener acceso a los datos en la tabla.

35 Otras técnicas pueden utilizarse para reducir los requisitos sobre la magnitud de la tabla. A modo de ejemplo, si las tablas de senos y cosenos ya existen en una puesta en práctica particular, entonces solamente $I(v, n)$ e $I(u, n)$ son necesarios, lo que reduce el número de entradas de tablas en un factor de dos.

40 C. Puesta en práctica

Los dispositivos que incorporan varios aspectos de la presente invención pueden ponerse en práctica en una diversidad de formas que incluyen la de software para ejecución por un ordenador o algún otro dispositivo que incluye componentes más especializados tales como circuitos de procesador de señal digital (DSP) acoplados a componentes similares a los encontrados en un ordenador de uso general. La Figura 5 es un diagrama de bloques

esquemático de un dispositivo 70 que puede utilizarse para ponerse en práctica aspectos de la presente invención. El procesador 72 proporciona recursos de cálculo informático. La memoria RAM 73 es una memoria de acceso aleatorio (RAM) del sistema que se utiliza por el procesador 72 para el procesamiento. La memoria ROM 74 representa alguna forma de memorización persistente tal como una memoria de solamente lectura (ROM) para memorizar programas necesarios para hacer funcionar el dispositivo 70 y posiblemente, para realizar varios aspectos de la presente invención. El control de E/S 75 representa circuitos de interfaz para recibir y transmitir señales a través de los canales de comunicaciones 76, 77. En la forma de realización ilustrada, todos los componentes del sistema principales se conectan al bus de conexión 71, que puede representar más de un bus físico o lógico. Sin embargo, una arquitectura de bus no se requiere para poner en práctica la presente invención.

En formas de realización puestas en práctica por un sistema informático de uso general, pueden incluirse componentes adicionales para servir de interfaz para dispositivos tales como un teclado o un ratón y una pantalla de presentación visual, y para controlar un dispositivo de memorización 78 que tiene un soporte de memorización tal como una cinta magnética o disco o un medio de soporte óptico. El soporte de memorización puede utilizarse para registrar programas de instrucciones para sistemas operativos, utilidades y aplicaciones y puede incluir programas que ponen en práctica varios aspectos de la presente invención.

Las funciones requeridas para poner en práctica varios aspectos de la presente invención pueden realizarse mediante componentes que se utilizan en una amplia diversidad de maneras incluyendo componentes lógicos discretos, circuitos integrados, uno o más circuitos dependientes de circuitos integrados ASICs y/o procesadores controlados por programas. La manera operativa en la que estos componentes se ponen en práctica no es importante para la presente invención.

Las puestas en práctica de programas informáticos de la presente invención pueden realizarse mediante una diversidad de soporte legibles por máquina tal como rutas de comunicación moduladas o de banda base por intermedio del espectro incluyendo a partir de frecuencias supersónicas a ultravioletas o soportes de memorización que transporten información utilizando esencialmente cualquier tecnología de registro incluyendo cinta magnética, tarjetas o discos, tarjetas ópticas o disco y marcados detectables sobre soportes que incluyen el papel.

REIVINDICACIONES

1. Un método para procesar una señal de audio digital, en donde el método comprende:

5 recibir un bloque de coeficientes de transformación de valores reales, en donde el bloque tiene una cantidad K de coeficientes de transformación de valores reales de los que solamente un número L de los coeficientes de transformación de valores reales representan componentes espectrales de una señal de audio de ancho de banda limitada, $\frac{1}{2} L < M < K$, y siendo M una potencia de dos;

10 aplicar una primera transformación de longitud R a los L coeficientes de transformación de valores reales que representan componentes espectrales de la señal de audio de ancho de banda limitada o a los coeficientes de valores complejos derivados de los L coeficientes de transformación de valores reales que representan

componentes espectrales de la señal de audio de ancho de banda limitada, en donde $R = \frac{M}{P}$ y P es una potencia de dos;

15 aplicar un banco de Q segundas transformaciones de longitud P a las salidas de la primera transformación; y

20 derivar una secuencia de N muestras de señal de valores reales a partir de salidas del banco de segundas transformaciones, en donde $N = 2 \cdot K$ y las muestras de señal de valores reales representan componentes temporales de la señal de audio de ancho de banda limitada.

2. El método según la reivindicación 1, en donde:

cada una de las segundas transformaciones es equivalente a realizar cálculos expresados como

25
$$x'(n + Q \cdot m) = \sum_{p=0}^{P-1} U(n, p) \cdot (W_p)^{P \cdot m}$$
 para $0 \leq n < Q$ y $0 \leq m < P$;

la secuencia de muestras de señal de valores reales se deriva de las salidas del banco de segundas transformaciones realizando cálculos equivalentes a

30
$$y(n) = \left(\text{Re}[x'(n)] + j \cdot \text{Im}[x'(n)] \right) \cdot \left(-\cos\left(\frac{2\pi(8n+1)}{8N}\right) - j \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi(8n+1)}{8N}\right) \right);$$

en donde x' representa las salidas de la segunda transformación;

35 $U(n, p)$ = una función núcleo de la primera transformación;

$$W_p = e^{j \left(\frac{2\pi}{P} \right)};$$

$y(n)$ representa las muestras de señal intermedias;

40
$$\text{Re}[x'(n)] = \text{parte real de } x'(n);$$

$$\text{Im}[x'(n)] = \text{parte imaginaria de } x'(n);$$

45 j = operador imaginario igual a $\sqrt{-1}$; y

m, n y p son índices utilizados en los cálculos.

3. El método según la reivindicación 2, en donde la primera transformación es equivalente a realizar cálculos expresados como

$$\begin{aligned}
 U(n, p) &= \sum_{r=0}^{R-1} \left[X'(P \cdot r + p) \cdot (W_{N/4})^{(P \cdot r + p)n} + \right. \\
 &\quad \left. X' \left(\frac{N}{4} - M + (P \cdot r + p) \right) \cdot (W_{N/4})^{\left(\frac{N}{4} - M - (P \cdot r + p) \right)n} \right] \\
 &= \sum_{r=0}^{R-1} X'(P \cdot r + p) \cdot (W_{N/4})^{(P \cdot r + p)n} + \\
 &\quad \sum_{r=0}^{R-1} X' \left(\frac{N}{4} - M + (P \cdot r + p) \right) \cdot (W_{N/4})^{\left(\frac{N}{4} - M - (P \cdot r + p) \right)n}
 \end{aligned}$$

para $0 \leq n < Q$ y $0 \leq p < P$;

5 en donde X' representa los coeficientes de valores complejos;

$$R = \frac{M}{P}; \text{ y}$$

r es un índice utilizado en los cálculos.

10 **4.** El método según la reivindicación 2, en donde la primera transformación es equivalente a realizar cálculos expresados como

$$\begin{aligned}
 U(n, p) &= \sum_{r=0}^{R-1} \left[-X \left(\frac{N}{2} - 2v - 1 \right) \cdot \cos(I(v, n)) - \right. \\
 &\quad j \cdot X \left(\frac{N}{2} - 2v - 1 \right) \cdot \text{sen}(I(v, n)) - \\
 &\quad \left. j \cdot X(2v) \cdot \cos(I(v, n)) + X(2v) \cdot \text{sen}(I(v, n)) \right] + \\
 &\quad \sum_{r=0}^{R-1} \left[-X \left(\frac{N}{2} - 2u - 1 \right) \cdot \cos(I(u, n)) - \right. \\
 &\quad j \cdot X \left(\frac{N}{2} - 2u - 1 \right) \cdot \text{sen}(I(u, n)) - \\
 &\quad \left. j \cdot X(2u) \cdot \cos(I(u, n)) + X(2u) \cdot \text{sen}(I(u, n)) \right]
 \end{aligned}$$

15 para $0 \leq n < Q$ y $0 \leq p < P$;

en donde X representa los coeficientes de transformación de valores reales;

$$R = \frac{M}{P};$$

$$I(s, n) = \frac{\pi(8s \cdot (1 + 4n) + 1)}{4N};$$

$$v = P \cdot r + p;$$

$$25 \quad u = \frac{N}{4} - M + (P \cdot r + p); \text{ y}$$

r es un índice utilizado en cálculos.

5. El método según la reivindicación 2, en donde la primera transformación es equivalente a realizar cálculos expresados como

$$U_r(n, p) = \sum_{r=0}^{R-1} [X(2v) \cdot \text{sen}(I(v, n)) - X(2M - 2v - 1) \cdot \text{cos}(I(u, n))] \quad y$$

5

$$U_i(n, p) = \sum_{r=0}^{R-1} [-X(2v) \cdot \text{cos}(I(v, n)) - X(2M - 2v - 1) \cdot \text{sen}(I(u, n))]$$

para $0 \leq n < Q$ y $0 \leq p < P$;

10 en donde X representa los coeficientes de transformación de valores reales;

$$R = \frac{M}{P};$$

$$I(s, n) = \frac{\pi(8s \cdot (1 + 4n) + 1)}{4N};$$

15

$$v = P \cdot r + p;$$

$$u = \frac{N}{4} - M + (P \cdot r + p); \quad y$$

20 r es un índice utilizado en los cálculos.

6. Un aparato para procesar una señal de audio digital, en donde el aparato comprende un medio para realizar todas las etapas del método según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5.

25 7. Un soporte de memorización en el que se registra un programa de instrucciones que es ejecutable por un dispositivo para realizar un método para procesar una señal de audio digital, en donde el método comprende todas las etapas del método según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5.

30

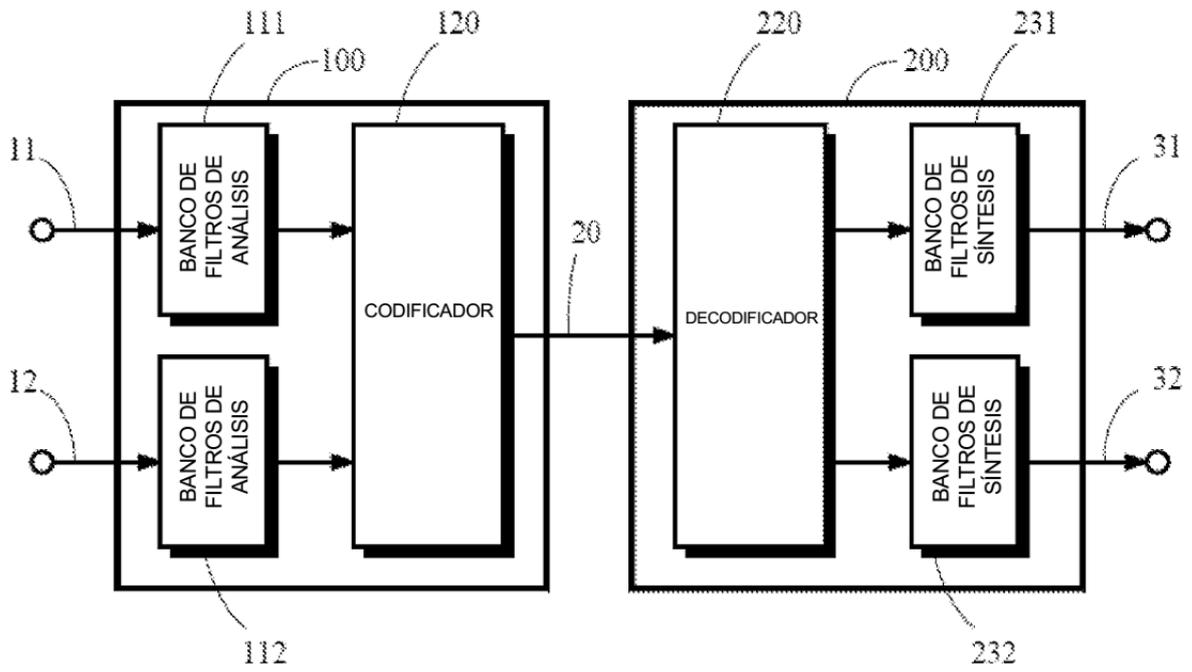


Fig. 1



Fig. 2

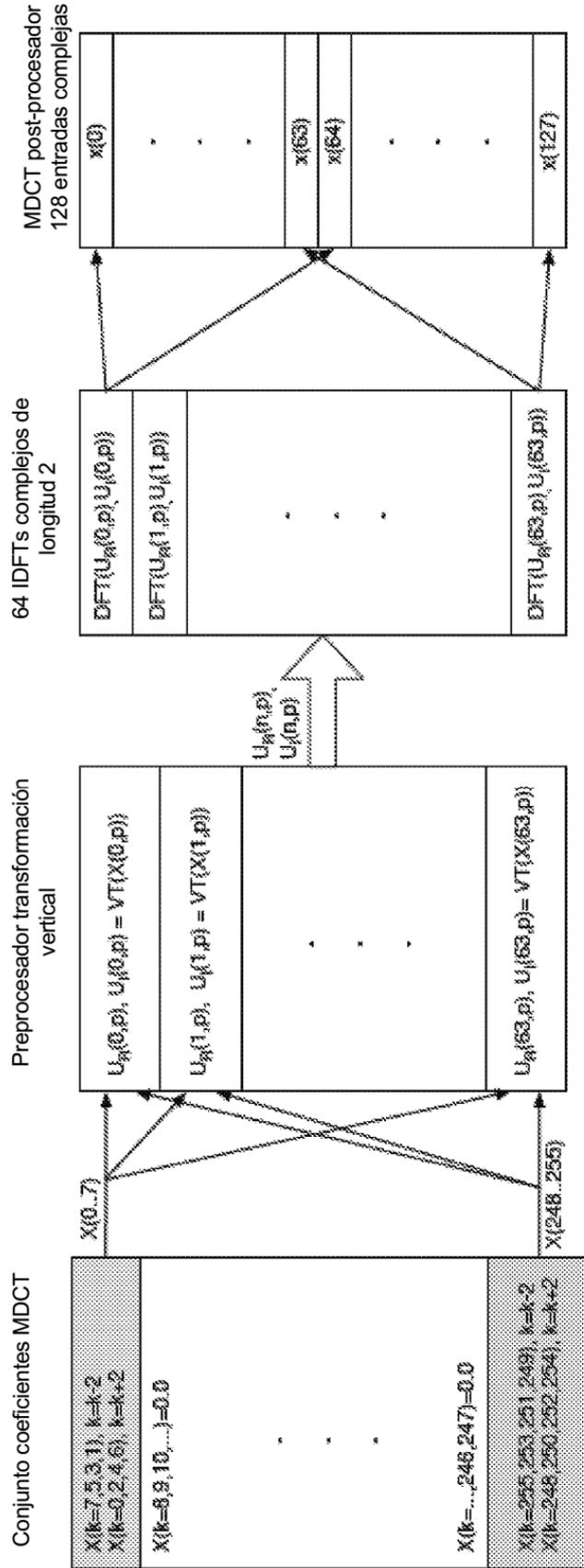


Fig. 3

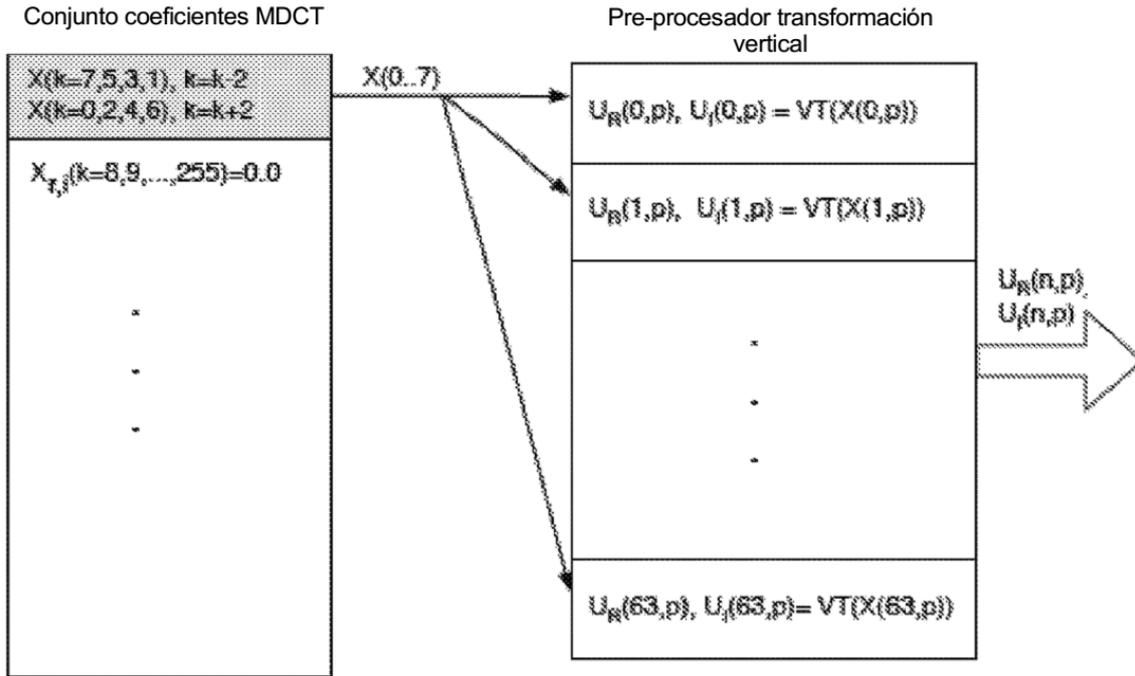
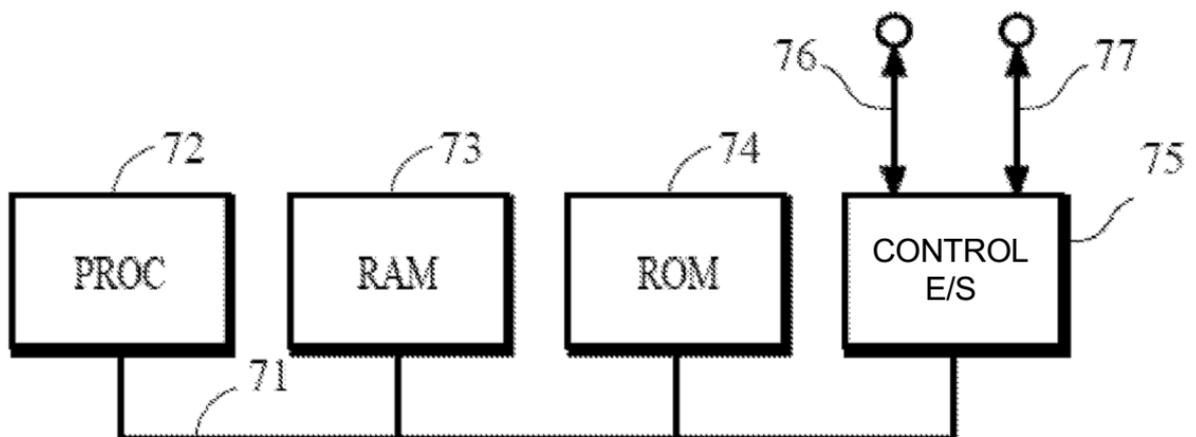


Fig. 4



70

Fig. 5