

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 659 323**

51 Int. Cl.:

**G10L 19/02** (2013.01)

**H03H 17/02** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **03.07.2009 PCT/FR2009/051302**

87 Fecha y número de publicación internacional: **04.02.2010 WO10012925**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **03.07.2009 E 09802567 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **29.11.2017 EP 2319039**

54 Título: **Procedimiento de actualización de un codificador por interpolación de filtro**

30 Prioridad:

**29.07.2008 FR 0855228**

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

**14.03.2018**

73 Titular/es:

**ORANGE (100.0%)  
78, rue Olivier de Serres  
75015 Paris , FR**

72 Inventor/es:

**PHILIPPE, PIERRICK y  
VIRETTE, DAVID**

74 Agente/Representante:

**ISERN JARA, Jorge**

ES 2 659 323 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**

Procedimiento de actualización de un codificador por interpolación de filtro

5 La presente invención se refiere al procesamiento de señales, principalmente a una señal de audio (tal como una señal de voz) y/o video, en la forma de una sucesión de muestras. Se refiere en particular a un procesamiento de señales por transformada y se refiere principalmente al campo de las transformadas moduladas.

10 Las transformadas moduladas encuentran su aplicación en el análisis y la transmisión de las señales digitalizadas (en la forma por tanto de una sucesión de muestras separadas en el tiempo con un periodo de muestreo). Encuentran igualmente su aplicación en la síntesis de señales. A título de ejemplo, la codificación de una señal puede hacer participar un banco de filtros de análisis, una cuantificación, y un banco de filtros de síntesis.

15 Para las transformadas moduladas, se definen habitualmente unos filtros denominados "prototipos" que se modulan según diferentes valores de frecuencia. De esta forma, se dispone de un conjunto de canales que permiten representar la señal en diferentes posiciones denominadas "en frecuencia".

Las modulaciones puede realizarse mediante una operación de tipo:  $h_k(n) = h(n) \cdot W(k,n)$ , en la que:

- 20
- $n$  es un índice temporal que corresponde a un múltiplo del periodo de muestreo,
  - $k$  es un índice que representa un canal de la frecuencia considerada, y
  - $L$  es la longitud del filtro (y de la modulación).

Además, en la expresión anterior:

- 25
- $h(n)$  (siendo  $0 \leq n < L$ ) define el filtro prototipo que puede tener un valor complejo,
  - $W(k,n)$  (siendo  $0 \leq n < L$ ) define la función modulante para el canal  $k$  que puede ser también de valores complejos,
  - $h_k(n)$  (siendo  $0 \leq n < L$ ) define el filtro modulado para el canal  $k$ .

30 Para proceder al análisis de la señal por ejemplo a codificar, se proyecta la señal  $x(n)$  a analizar sobre el filtro modulado mediante una operación de producto escalar:

$$y_k = \langle x, h_k \rangle = \sum_{n=0}^{L-1} x(n) \cdot h_k(n).$$

35 Las señales analizadas pueden ser el resultado de varias proyecciones, por ejemplo en la forma:

$y_k = \langle x, h_k \rangle + \lambda \langle x, h'_j \rangle$ , en la que  $\lambda$ ,  $h'_j$  y  $j$  son respectivamente una ganancia, una modulación y un índice en frecuencia, pudiendo ser estos últimos diferentes de  $h_k$  y  $k$ .

40 Estas operaciones de análisis pueden sucederse en el tiempo, dando lugar a una serie de señales  $y_k$  que evolucionan en el tiempo.

Se puede así escribir:

$$y_{k,m} = \langle x_m, h_k \rangle = \sum_{n=0}^{L-1} x(n+mT) \cdot h_k(n),$$

45 definiendo  $T$  la duración de la trama (en número de muestras).

Las transformadas moduladas encuentran igualmente su aplicación en la síntesis de señales. Para este tipo de aplicación, se generará un contenido en un cierto número de canales de frecuencia y estos canales se ensamblarán para restituir una señal digital.

50 Se sintetiza así una señal  $\tilde{x}(n)$  mediante proyección de las señales transformadas  $y_k$  en los  $M$  vectores de síntesis. Se define inicialmente una expresión  $\tilde{x}(n)$  de modo que:

$$\tilde{x}(n) = \langle y, h_k \rangle = \sum_{k=0}^{M-1} y_k \cdot h_k(n) \text{ para } 0 \leq n < L.$$

55 Las señales  $y_k$  pueden evolucionar en el tiempo, de manera que la síntesis permitirá generar así una señal de una longitud arbitraria:

$$\tilde{x}(n+mT) = \langle y_m, h_k \rangle = \sum_{k=0}^{M-1} y_{k,m} \cdot h_k(n) \text{ para } 0 \leq n < L.$$

Los vectores definidos por las expresiones  $\tilde{x}$ , para  $0 \leq n < L$ , está desfasados en M muestras y posteriormente sumados entre sí, para dar una señal de síntesis  $\hat{x}$ . Se habla de operación denominada “de adición con recubrimiento”.

5 Las transformadas moduladas encuentran ventajosamente la aplicación en la codificación de las señales.

En los sistemas de codificación en frecuencia, se procede a una transformada de análisis por medio de filtros de análisis modulados  $h_k$  siendo:

10 
$$y_{k,m} = \langle x_m, h_k \rangle = \sum_{n=0}^{L-1} x(n+mT) \cdot h_k(n)$$

Las señales  $y_{k,m}$  portadoras de información útil (pudiendo juzgarse la utilidad por ejemplo a través de un criterio de distorsión perceptiva), se aproximan entonces y se transmiten en una forma codificada.

15 En el decodificador, las componentes  $y_{k,m}$  aproximadas recibidas se sintetizan mediante la transformación inversa para restituir una aproximación de las muestras originales.

La síntesis se realiza por medio de un conjunto de filtros modulados de síntesis  $f_k$ :

20 
$$\tilde{x}(n+mT) = \langle y_m, f_k \rangle = \sum_{n=0}^{M-1} y_{k,m} \cdot f_k(n)$$

Posteriormente, se procede a la operación de adición con recubrimiento para obtener una señal reconstruida y decodificada  $\hat{x}$ .

25 Una clase de transformaciones moduladas interesantes se define por las transformaciones de reconstrucción perfecta.

Estas transformaciones permiten obtener, en la decodificación, una señal decodificada que corresponde sustancialmente, incluso perfectamente en el caso de la reconstrucción perfecta, a la señal inicial cuando las componentes  $y_k$  transformadas no se modifican, y esto por medio de un retardo  $R$ , es decir:  $\hat{x}(n) = x(n-R)$ .

30 La reconstrucción puede ser igualmente una reconstrucción “cuasi perfecta” cuando la diferencia de las señales reconstruidas  $x$  y  $\hat{x}$  puede considerarse despreciable. Por ejemplo, en la codificación de audio, una diferencia que tenga una potencia de error de 50 dB más reducida que la potencia de la señal  $x$  procesada puede considerarse como despreciable.

35 Las transformaciones más utilizadas son de tipo “ELT” (por “Extended Lapped Transforms”) que aseguran la reconstrucción perfecta y que utilizan un filtro de longitud  $L = 2 \cdot K \cdot M$ . Las transformaciones en Coseno Discreto Modificado o “MDCT” (por “Modified Discrete Cosine Transform”), de tipo “MLT” (por “Modulated Lapped Transform”), son un caso particular con  $K=1$ .

Los filtros de espejo en cuadratura (o “QMF”), o incluso los filtros PQMF (por “Pseudo Quadrature Mirror Filter”), son una solución de reconstrucción cuasi perfecta que utiliza unos términos de modulación diferentes.

45 Estas diferentes transformadas pueden ser de coeficientes reales o complejos. Pueden hacer uso de filtros prototipo simétricos o no.

Con el fin de satisfacer la condición de reconstrucción perfecta o cuasi perfecta, para toda forma de señal procesada, los filtros modulados de análisis y de síntesis deben estar vinculados entre sí. De ese modo, unas relaciones vinculan los términos de modulación y los filtros prototipo utilizados en el análisis y en la síntesis. Por ejemplo, en los sistemas de cosenos modulados (MDCT, ELT, PQMF, u otros), los términos de modulación en el análisis y en la síntesis están vinculados, por ejemplo bajo la forma:  $W(k,n) = W'(k,n+\varphi)$ , designando  $W$  y  $W'$  respectivamente las modulaciones utilizadas en el análisis y en la síntesis y designando  $\varphi$  un término de desfase.

55 Un caso particular, comúnmente utilizado, se define por  $\varphi=0$ . Las modulaciones son entonces idénticas en el análisis y en la síntesis.

Los filtros prototipo de análisis y de síntesis pueden estar vinculados igualmente entre sí para asegurar una reconstrucción (cuasi) perfecta, con una limitación del tipo siguiente, frecuentemente empleada:  $h(L-1-n) = f(n)$ , en la que  $h$  y  $f$  son los filtros prototipo utilizados en el análisis y en la síntesis.

Las modulaciones  $W$  son restricciones para permitir asegurar la reconstrucción perfecta. Por ejemplo, se puede elegir comúnmente para las transformadas ELT

$$W(k,n) = \cos \left[ \frac{\pi}{M} \left( n + \left( \frac{1+M}{2} \right) \right) \left( k + \frac{1}{2} \right) \right], \text{ en la que } 0 \leq n < L \text{ y } 0 \leq k < M, \text{ siendo } L = 2 \cdot K \cdot M.$$

Igualmente, los filtros prototipo son restricciones con el fin de asegurar la reconstrucción perfecta, siendo, por ejemplo, una restricción del tipo:

$$\sum_{i=0}^{2K-2s-1} f(n+iM) h(n+iM+2sM) = \delta(s) \text{ para } s = 0, 1, \dots, K-1.$$

Se puede elegir particularmente los filtros prototipo entre:

- aquellos definidos analíticamente en la forma de una ecuación y, en este caso, un filtro comúnmente utilizado para la transformada MDCT (con  $K=1$ ) expresa por:  $h(n) = f(n) = \sin \left[ \frac{\pi}{2M} (n+0,5) \right]$ , siendo  $0 \leq n < L$  en la que  $L = 2 \cdot M$ ;
- los filtros son el resultado de la optimización digital según un criterio que no permite deducir una función analítica, tales como, por ejemplo, un filtro que pueda obtenerse minimizando una cantidad bajo la restricción de reconstrucción perfecta (pudiendo ser esta cantidad una atenuación en banda recortada a partir de una frecuencia de corte, o incluso una ganancia de codificación o más generalmente cualquier otra cantidad juzgada pertinente para la calidad de la codificación).

Como se ha mencionado anteriormente, los filtros prototipo pueden ser simétricos o no, la relación de simetría se escribe:

$$h(L-1-n) = h(n)$$

La modelización de la realización de las transformaciones moduladas descrita anteriormente se da a título explicativo. En las implementaciones materiales de estas transformadas, todos los cálculos descritos anteriormente no se efectúan en esta forma. Por razones de eficacia de cálculo, de tiempos de cálculo, y de utilización de los recursos de cálculo, se prevén unas implementaciones denominadas "rápidas". Estas implementaciones no repiten explícitamente los cálculos presentados anteriormente, siendo por otra parte válidos estos cálculos.

Las transformaciones moduladas tales como las presentadas en lo que sigue, se definen mediante unos algoritmos rápidos que permiten una realización eficaz por unos medios de cálculo. Estos algoritmos se basan en unas transformadas de Fourier rápidas o derivadas de estas, tales como las transformaciones en coseno o en seno rápidas (por ejemplo unas transformadas DCT denominadas "de tipo 4").

Un orden de transformación para el algoritmo rápido inferior o igual al número  $M$  de componentes de frecuencia es suficiente para la implementación de estas transformaciones. Por otro lado, estas transformaciones son eficaces porque su complejidad es proporcional a  $\log_2(M)$  del número  $M$  de componentes.

Una operación de reducción de  $L$  muestras hacia un número inferior o igual a  $M$  componentes se aplica con anticipación a la transformación rápida.

Un algoritmo completo de la transformación en el análisis puede combinar:

- una multiplicación de las muestras de tamaño  $L$  por el filtro prototipo,
- una combinación del resultado de esta multiplicación, es decir una combinación lineal basada en unas multiplicaciones de coeficientes y de las adiciones, permitiendo deducir de los  $L$  valores ponderados un número inferior o igual a  $M$  de componentes,
- una transformación rápida de orden inferior o igual a  $M$ .

Estas operaciones se efectúan en un orden inverso para efectuar la transformación de síntesis.

La figura 1 ilustra el análisis y la síntesis tal como se ha descrito anteriormente. La señal  $x$  está presente en un codificador COD que incluye un filtro prototipo  $\phi$ . Un conjunto de muestras de tamaño  $L$  de la señal se multiplican a continuación por el filtro prototipo en el módulo MULT1. Se realiza entonces, en el módulo CL1, una combinación lineal de las muestras multiplicadas por el filtro prototipo con el fin de pasar  $L$  muestras a los  $M$  componentes. Se realiza entonces una transformación rápida TR1, antes de transmitir las muestras hacia un decodificador DECOD.

Desde la recepción de las muestras, el decodificador aplica una transformación rápida TR2. Posteriormente, a la inversa de lo que se ha realizado en el codificador, se comienza por realizar una combinación lineal CL2 para pasar al número inicial  $L$  de muestras. Estas muestras se multiplican a continuación por el filtro prototipo del decodificador DECOD con el fin de reconstruir una señal  $\hat{x}$  a partir de la que, mediante una operación de adición con recubrimiento se obtiene la señal  $\hat{x}$ .

Los coeficientes del filtro prototipo, del codificador o del decodificador, deben almacenarse en la memoria con el fin de realizar la transformada de análisis o de síntesis. Por supuesto, en un sistema particular que utilice transformadas moduladas de tamaños diferentes, el filtro prototipo para cada uno de los tamaños utilizados debe representarse en la memoria.

En el caso favorable en el que los filtros son simétricos, solo los  $L/2$  coeficientes tienen necesidad de ser almacenados, deduciéndose los otros  $L/2$  sin operación aritmética de estos coeficientes almacenados. De ese modo, para una MDCT ( $K=1$ ), si se tiene necesidad de una transformada de tamaño  $M$  y  $2 \cdot M$  entonces es necesario almacenar  $(M+2M) = 3M$  coeficientes si los prototipos son simétricos y  $(2M+4M) = 6M$  si no. Un ejemplo típico para la codificación de audio es  $M=320$  o  $M=1024$ . De ese modo para el caso asimétrico esto impone el almacenamiento de 1920 y 6144 coeficientes respectivamente.

Según la precisión deseada para la representación de los coeficientes, son necesarios 16 bits incluso 24 bits para cada coeficiente. Esto implica un espacio de memoria no despreciable para unos calculadores de bajo coste.

Si se dispone del filtro prototipo para una transformada de tamaño  $UM$  entonces es posible obtener los coeficientes para la transformada de tamaño  $M$  mediante diezmo. Clásicamente, esto consiste en extraer un coeficiente de filtro sobre  $U$  en este ejemplo preciso.

Por el contrario, si se dispone únicamente de un filtro para la transformación de tamaño  $M$ , es mucho menos simple de extender este filtro para una utilización en  $MU$  coeficientes. Un método directo de interpolación polinomial no permite conservar la precisión de reconstrucción con el nivel de la obtenida para la transformación de bajo tamaño  $M$ . Este tipo de método no es por tanto óptimo.

Cuando se implementa un sistema de codificación de núcleo en un codificador, puede ser útil extenderlo, por ejemplo en el caso de una actualización de una versión normalizada del sistema de codificación. Por ejemplo, los codificadores normalizados ITU G.718 e ITU G.729.1 recurren ambos dos a unas transformadas moduladas MDCT de tamaños respectivos  $M=320$  y  $M=160$ . En una extensión de estas normas, con el fin de operar estos codificadores con una frecuencia de muestreo más elevada, se habla entonces de extensión *super wide band*. Son necesarias unas MDCT de tamaños superiores. Debe aplicarse en esta extensión una MDCT de tamaño  $M'=640$ .

En una extensión según la técnica anterior, sería necesario extender la cantidad de almacenamiento para expresar unos coeficientes de un nuevo filtro prototipo. Además, sería necesario prever una intervención sobre el codificador para registrar los coeficientes.

El documento FR-A-2.828.600 describe un procedimiento de determinación de coeficientes de filtrado de un banco de filtros modulado, basado en un filtro prototipo de longitud  $L$  destinado a producir un sistema modulado de  $M$  sub-bandas.

El documento "Interpolation in the DST and DCT domains" MARTUCCI S A, XP010529993 presenta las propiedades de interpolación de las transformadas seno y coseno discretos.

El documento "Design Techniques for Orthogonal Modulated Filterbanks based on a Compact Representation" PINCHON D. ET AL, XP011113062 describe un procedimiento de reconstrucción perfecta de un banco de filtros que tiene un gran número de sub-bandas.

La presente invención se dirige a mejorar la situación, proponiendo un medio de economizar memoria, a la vez de ROM para el almacenamiento de coeficientes y/o de RAM para el cálculo de la transformación.

Se propone con este fin un procedimiento de actualización de la capacidad de procesamiento de un codificador o decodificador para implementar una transformada modulada de tamaño superior a un tamaño predeterminado, incluyendo un codificador o decodificador de ese tipo una unidad de procesamiento de señal digital adaptada para almacenar un filtro prototipo inicial definido mediante un conjunto ordenado de coeficientes del tamaño inicial. Se prevé una etapa de construcción de un filtro prototipo de tamaño superior al tamaño inicial para incrementar la transformada modulada de tamaño superior al tamaño predeterminado, mediante inserción de al menos un coeficiente entre dos coeficientes consecutivos del filtro prototipo inicial.

De ese modo, en lugar de almacenar unos coeficientes adicionales para la transformación, se propone utilizar los coeficientes ya presentes en el codificador.

De esta forma, es posible definir una transformación de tamaño  $UM$  no almacenando más que un único filtro prototipo concebido para una transformación de tamaño  $M$ .

5 Por supuesto, los coeficientes adicionales pueden utilizarse en el análisis o en la síntesis o en los dos extremos de una cadena de procesamiento.

10 La invención encuentra una aplicación ventajosa en los sistemas integrados, en los que el precio de la memoria representa una parte importante del coste del sistema. Por ejemplo, en telefonía móvil en la que el consumo, la miniaturización y el precio de los codificadores/decodificadores implementados deben optimizarse. La reducción del espacio de memoria aportada por la invención permite esta optimización.

15 Se entiende por "actualización" el paso desde un estado inicial de un codificador/decodificador en funcionamiento hacia un estado siguiente diferente. Pero la invención se refiere igualmente a la inicialización de un codificador/decodificador que no se ha implementado aún para una codificación/decodificación.

Ventajosamente, los coeficientes insertados se calculan a partir de los coeficientes del filtro inicial.

20 Por ejemplo, se puede prever que el coeficiente insertado entre los dos coeficientes consecutivos, se calcula mediante ponderación de al menos los dos coeficientes consecutivos.

Además se puede prever un procedimiento en el que el filtro prototipo inicial verifica una relación de reconstrucción predeterminada, por ejemplo una relación de reconstrucción perfecta. En este caso, se realiza la ponderación por medio de al menos una función de ponderación calculada a partir de la relación de reconstrucción.

25 En efecto, es necesario velar porque los coeficientes añadidos sigan permitiendo el buen funcionamiento del codificador. De ese modo, se prevé una determinación de los coeficientes adicionales que se basa en una ponderación de los coeficientes del prototipo inicial y que permite una transformación de reconstrucción perfecta o cuasi perfecta.

30 En unos modos de realización particulares, la función de ponderación se calcula para cada posición, entre los dos coeficientes consecutivos, del coeficiente insertado.

35 Según un modo de realización del procedimiento, el tamaño del filtro construido  $h'$  es  $U$  veces más grande que el tamaño  $M$  del filtro inicial  $h$ , siendo  $U$  y  $M$  unos enteros naturales estrictamente superiores a uno. En este caso, se define un valor de desfase  $S$  tal que  $0 \leq S < U$ , siendo  $S$  un entero natural y los filtros construido e inicial verifican la relación:  $h'(U \times n + S) = h(n)$ , para todo entero natural  $n$  tal que  $0 \leq n < M$ .

40 Se pueden además definir, para todo entero natural  $\delta$  que verifique  $0 < \delta < U$  dos funciones de ponderación  $P_\delta$  y  $Q_\delta$ . De ese modo, se definen los coeficientes insertados por la relación:  $h'(U \times n + S + \delta) = P_\delta(n) \times h(n) + Q_\delta(n) \times h(n+1)$ , para un entero  $n$ ,  $n < M$ .

45 Se puede también prever que las dos funciones de ponderación sean iguales. Finalmente, se puede prever extender el filtro prototipo inicial por simetría, antisimetría, o adición de coeficientes nulos. Estas disposiciones pueden ser útiles para definir unos coeficientes que falten en el filtro inicial para construir el filtro prototipo.

50 Se comprenderá que la construcción del filtro prototipo propuesta por la invención, permite una reducción adicional del número de coeficientes cuando el filtro prototipo inicial contiene ceros. La ventana interpolada tendrá entonces unos ceros en su respuesta a impulsos y unos intervalos que comprenden unos coeficientes iguales. El espacio de memoria necesario será entonces por tanto reducido.

Según el esquema de interpolación de ponderación utilizado, el procedimiento descrito anteriormente permite obtener unos filtros prototipo que tengan unas respuestas en frecuencia interesantes en la banda pasante.

55 La presente invención prevé además, un programa informático que incluye unas instrucciones para la implementación del procedimiento descrito anteriormente cuando este programa se ejecuta por un procesador. Prevé igualmente un soporte legible por un ordenador en el que se registra un programa de ordenador de ese tipo.

60 La presente invención permite igualmente un codificador y decodificador adaptados para implementar el procedimiento descrito anteriormente.

65 Un codificador/decodificador según la presente invención, incluye al menos dos zonas de memoria, una primera zona de memoria para almacenar un primer conjunto de coeficientes que definen un filtro prototipo inicial de tamaño dado, y una segunda zona de memoria para almacenar un programa informático que incluye unas instrucciones para entregar un segundo conjunto de coeficientes determinados a partir de los coeficientes del primer conjunto. El conjunto formado por la inserción de coeficientes del segundo conjunto entre dos coeficientes consecutivos del primer conjunto, define un filtro prototipo de tamaño superior al del filtro prototipo inicial.

Se puede prever además que este codificador/decodificador incluya unos medios para implementar el procedimiento de actualización descrito más arriba para construir el filtro prototipo de tamaño superior al del filtro prototipo inicial.

5 Se puede prever además un procedimiento de codificación/decodificación por transformada modulada implementado mediante un codificador/decodificador que incluye las etapas:

- obtener el tamaño de la transformada modulada a implementar para la codificación/decodificación;
- si el tamaño de la transformada es superior al tamaño de un filtro prototipo inicial del codificador/decodificador, actualizar la capacidad de procesamiento del codificador/decodificador según el método de actualización descrito más arriba;
- 10 - codificar/decodificar la señal por medio de la transformada modulada implementando el filtro prototipo construido durante la actualización.

15 Ventajosamente, el procedimiento de codificación/decodificación se actualiza mediante un codificador/decodificador tal como se ha descrito anteriormente.

Una codificación/decodificación por transformada modulada es una de codificación/decodificación que implementa una transformada de ese tipo.

20 La etapa "obtener el tamaño de la transformada" puede corresponder por ejemplo a la recepción de una señal que contenga una información que indique este tamaño. Una señal de ese tipo puede indicar por ejemplo un modo de codificación. En este caso se prevé un modo de baja resolución, con unas tramas de datos de tamaño reducido, y por tanto necesitando una transformada de tamaño reducido, y un modo de alta resolución con unas tramas de datos de tamaño más grande, que necesitan una transformada de tamaño más grande. Sin embargo, se puede prever también leer esta información en un fichero informático. Se puede también prever que esta determinación corresponda a una entrada del codificador/decodificador.

25 Por supuesto, la actualización del codificador/decodificador puede entenderse también como la inicialización del codificador/decodificador.

30 La elección del tamaño de la transformada modulada puede hacerse igualmente en función del número de muestras, por ejemplo condicionado por el tamaño de las tramas o de las sub-tramas a procesar por el codificador/decodificador. En efecto, cuanto mayor es el número de muestras por trama o sub-tramas, más grande debe ser el tamaño de la transformada.

35 De ese modo se pueden implementar unas transformadas de tamaños variables en el transcurso del tiempo, siendo actualizados en el transcurso del tiempo los filtros prototipo, sobre la base de un prototipo inicial, según las necesidades.

40 Surgirán otras características y ventajas de la invención con el examen de la descripción detallada a continuación, y de las figuras adjuntas entre las que, además de la figura 1:

- La figura 2 ilustra la inserción de coeficientes entre dos coeficientes consecutivos del filtro inicial, para construir el filtro prototipo;
- 45 - la figura 3 ilustra un filtro inicial y un filtro construido a partir del filtro inicial;
- las figuras 4 a 5 ilustran unos filtros construidos según diferentes modos de realización de la invención;
- la figura 6 ilustra un subconjunto de un filtro que incluye unos coeficientes constantes;
- la figura 7 ilustra un codificador según un modo de realización de la invención;
- 50 - la figura 8 ilustra las etapas de un procedimiento de codificación/decodificación según un modo de realización de la invención.

Se describe a continuación una realización de la invención que permite construir una ventana prototipo a partir de una ventana prototipo correspondiente a una transformación de tamaño inferior. Se sitúa en el marco general de las transformadas moduladas de tipo ELT, de ventanas simétricas o no. En el marco de las ELT el filtro prototipo tiene una longitud  $L = 2 \cdot K \cdot M$  que puede incluir un cierto número  $M_z$  de ceros en su extremo, definiendo  $M$  el número de coeficientes transformados.

La transformación de análisis se escribe:

60 
$$y_{k,m} = \langle x_m, h_k \rangle = \sum_{n=0}^{L-1} x(n + mM) \cdot h(n) \cdot W(k, n), \text{ para } 0 \leq k < M, \text{ en la que}$$

$n$  es un índice temporal que corresponde a un múltiplo del periodo de muestreo,  
 $k$  es un índice que representa un canal de la frecuencia considerada,  
 $h(n)$ ,  $0 \leq n < L$ , define el filtro prototipo de análisis,

$W(k,n)$ ,  $0 \leq n < L$ , define la función modulante para la frecuencia  $k$ .

La transformación de síntesis se escribe:

$$\tilde{x}(n+mM) = \sum_{n=0}^{M-1} y_{k,m} \cdot f(n) \cdot W(k,n) \text{ para } 0 \leq k < L, \text{ en la que}$$

5  $f(n)$ ,  $0 \leq n < L$ , define el filtro prototipo de síntesis,  $\tilde{x}(n)$  es una señal de longitud  $L$  que contiene unos términos parásitos que se suprimirán por la operación de adición con recubrimiento para tener una señal  $\hat{x}(n)$  de duración equivalente a  $x(n)$ .

10 Para las ELT la modulación  $W(k,n)$  se define por:

$$W(k,n) = \cos \left[ \frac{\pi}{M} \left( n + \left( \frac{\pm M + 1}{2} \right) \right) \left( k + \frac{1}{2} \right) \right], 0 \leq k < M \text{ y } 0 \leq n < L.$$

15 Estas transformaciones permiten asegurar una reconstrucción perfecta es decir que  $\hat{x}(n)$  es idéntica a  $x(n)$  cerca de un retardo.

Para asegurar una reconstrucción perfecta los filtros  $f$  y  $h$  deben satisfacer la restricción siguiente:

$$\sum_{i=0}^{2K-2s-1} f(n+iM) h(n+iM+2sM) = \delta(s), s = 0, 1, \dots, K-1.$$

20 Siendo definida la función  $\delta$  como  $\begin{cases} \delta(s=0) = 1 \\ \delta(s \neq 0) = 0 \end{cases}$

25 Un modo de realización concierne a los MDCT es decir al subconjunto de los ELT que tiene unos filtros de longitud  $L=2M$ , es decir con  $K=1$ . La condición de reconstrucción perfecta se escribe entonces:

$$f(n) h(n) + f(n+M) h(n+M) = 1, \text{ para } 0 \leq n < M$$

Una solución consiste en tomar:

30  $f(n) = h(2M-1-n)$  para  $0 \leq n < 2M$ .

Esto permite utilizar los mismos coeficientes de filtro prototipo en el análisis y en la síntesis. Solo se considerará en el algoritmo de síntesis un retardo temporal, correspondiente al término  $2M-1-n$ .

35 En este caso, la relación de reconstrucción perfecta se escribe:

$$d(n) = h(n) h(2M-1-n) + h(n+M) h(M-1-n) = 1 \text{ para } 0 \leq n < M$$

40 Sobre la base de esta transformación de tamaño  $M$ , se construye la transformación de tamaño superior para  $M' = U \cdot M$ . Se define por tanto un filtro  $h'$  del que un cierto número de coeficientes proceden del filtro  $h$ .

De ese modo, como se ha representado en la figura 2, se construye el filtro  $h'$  de la manera siguiente:

45  $h'(U \cdot n + S) = h(n)$   $0 \leq n < L$ . Siendo  $S$  un valor de desfase,  $0 \leq S < U$ .

Con el fin de asegurar la reconstrucción perfecta, el filtro prototipo de longitud  $L' = 2 \cdot M' = 2 \cdot U \cdot M$  debe verificar una relación de reconstrucción similar a la presentada anteriormente:

50  $d'(n) = h'(n) h'(2M'-1-n) + h'(n+M') h'(M'-1-n)$   
 $= h'(n) h'(2UM-1-n) + h'(n+UM) h'(UM-1-n) = 1$ , sabiendo que las muestras de índice múltiplo de  $U$  en la posición  $S$  son tomadas entre los  $h(n)$ .

Se describe en lo que sigue unos modos de determinaciones de los valores de  $h'$  faltantes.

55 Modo general

La figura 3 ilustra el principio de la determinación del filtro construido. Se parte de un filtro  $\phi_1$  de tamaño  $M$ . A continuación, se redistribuyen los coeficientes de este filtro  $\phi_1$  sobre un intervalo mayor de tamaño  $2M$ . Finalmente,

se calculan los coeficientes intermedios para completar el filtro final  $\varphi_2$ . Las muestras intermedias, como en la figura 2, se construyen según la ecuación que define un modo de realización general:

$$h'(U \cdot n + S + \delta) = P_\delta(n) h(n) + Q_\delta(n) h(n+1).$$

$P_\delta(n)$  y  $Q_\delta(n)$  con  $n < M$ , y  $\delta$  un entero  $0 < \delta < U$ , son unas funciones de ponderación.

Si  $S=0$  delta inicial = 0 y  $n$  inicial  $n_0 = 0$   
 Si  $S \neq 0$  delta inicial =  $U-S$  y  $n$  inicial  $n_0 = -1$

De ese modo  $P_\delta(-1)$  y  $Q_\delta(-1)$  se definirán con el fin de permitir principalmente el cálculo de  $h'(0) = h'(U \cdot (-1) + S + \delta)$  necesario cuando  $S$  es diferente de cero. El primer valor de delta será  $\delta = U-S$ .

Es necesario observar que la expresión de  $h'$  puede recurrir a unos puntos no definidos. Por ejemplo  $h'(U \cdot (2M-1) + S + \delta)$  recurre a  $h(2M)$  que no está definido.

Para definir los coeficientes faltantes, se puede extender el filtro  $h$  en el conjunto de las fórmulas según una de las disposiciones siguientes:

- $h(2M+n) \equiv -h(2M-1-n)$ , por antisimetría,
- $h(2M+n) \equiv +h(2M-1-n)$ , para  $n \geq 0$ , por simetría,
- $h(2M+n) \equiv 0$ , adición de coeficientes nulos,

Igualmente se puede extender  $h$  para unos índices negativos. Por ejemplo, para definir  $h'(0)$  es necesario definir  $h(-1)$ . De ese modo, este coeficiente puede determinarse por extensión de  $h$  hacia los índices negativos según una de las disposiciones siguientes:

- $h(-1-n) \equiv -h(n)$ , por antisimetría,
- $h(-1-n) \equiv +h(n)$ , para  $n \geq 0$ , por simetría,
- $h(-1-n) \equiv 0$ , adición de coeficientes nulos,

En otros casos, las extensiones hacia las muestras negativas y superiores a  $L$  se realizan en el sentido del módulo por duplicación múltiple del soporte  $0 \dots L-1$ .

Para asegurar la reconstrucción perfecta de  $h'(n)$ , se reescribe  $d'(n)$  en un punto particular:

$$d'(Un+S) = h'(Un+S) h'(2UM-1-Un-S) + h'(UM+Un+S) h'(UM-1-Un-S) = 1,$$

siendo

$$d'(Un+S) = h'(Un+S) h'(U(2M-1-n)+U-1-S) + h'(U(M+n)+S) h'(U(M-n-1)+U-1-S),$$

de donde:

$$h(n)[P_{U-1-2S}(M-1-n) h(2M-1-n) + Q_{U-1-2S}(M-1-n) h(2M-n)] + h(M+n) [P_{U-1-2S}(M-1-n) h(M-1-n) + Q_{U-1-2S}(M-1-n) h(M-n)] = 1$$

$$P_{U-1-2S}(M-1-n) \underbrace{[h(n) h(2M-1-n) + h(M+n) h(M-1-n)]}_1 + Q_{U-1-2S}(M-1-n) [h(n) h(2M-n) + h(M-n) h(M+n)] = 1$$

$$P_{U-1-2S}(M-1-n) = Q_{U-1-2S}(M-1-n) [h(n) h(2M-n) + h(M-n) h(M+n)]$$

lo que es equivalente a

$$P_{U-1-2S}(n) = 1 - Q_{U-1-2S}(n) [h(M-1-n) h(M+1+n) + h(n+1) h(2M-1-n)]$$

En conclusión, dada una elección de  $Q$  se puede establecer una ponderación  $P$  que permita obtener la reconstrucción perfecta.

#### Modo de realización de ponderación única

Un modo de realización particular consiste en imponer  $P = Q$ . En este caso, se puede obtener una expresión directa para la función de ponderación:

$$P_{U-1-2S}(n) [1 + h(n+1)h(2M-1-n) + h(M-1-n)h(M+1+n)] = 1$$

$$P_{U-1-2S}(n) = \frac{1}{1 + h(n+1)h(2M-1-n) + h(M-1-n)h(M+1+n)}$$

5 Se puede escribir  $d'$  en otro punto

$$d'(Un+S+1) = h'(Un+S+1)h'(2UM-1-Un-S-1) + h'(UM+Un+S+1)h'(UM-1-Un-S-1) = 1,$$

$$d'(Un+S+1) = h'(Un+S+1)h'(U(2M-1-n)+U-S-2) + h'(U(M+n)+S+1)h'(U(M-1-n)+U-S-2) = 1$$

10

$$P_1(n) [h(n) + h(n+1)] h'(U(2M-1-n)+U-S-2) + P_{-1}(n) [h(M+n) + h(M+n+1)] h'(U(M-1-n)+U-S-2) = 1$$

$$P_1(n) P_{U-2S-2}(M-1-n) [h(n) + h(n+1)] [h(2M-1-n) + h(2M-n)] + P_{-1}(n) P_{U-2S-2}(M-1-n) [h(M+n) + h(M+n+1)] [h(M-1-n) + h(M-n)] = 1$$

15

$$P_1(n) P_{U-2S-2}(M-1-n) = \frac{1}{[h(n) + h(n+1)][h(2M-1-n) + h(2M-n)] + [h(M+n) + h(M+n+1)][h(M-1-n) + h(M-n)]}$$

$$P_1(n) P_{U-2S-2}(M-1-n) = \frac{1}{1 + h(n)h(2M-n) + h(n+1)[h(2M-1-n) + h(2M-n)] + h(M+n)h(M-n) + h(M+n+1)[h(M-1-n) + h(M-n)]}$$

20

Se obtiene entonces una relación que permite construir una serie de ponderación  $P_1(n)$  que permite la reconstrucción perfecta, a partir de un  $P_{U-2S-2}(M-1-n)$  dado.

25 Sobre la base de esta expresión se puede generalizar la definición de las funciones de ponderación. Se basarán por pares bajo la forma ( $\delta \neq 0$ )

$$P_\delta(n) P_{U-2S-1-\delta}(M-1-n) = \frac{1}{1 + h(n)h(2M-n) + h(n+1)[h(2M-1-n) + h(2M-n)] + h(M+n)h(M-n) + h(M+n+1)[h(M-1-n) + h(M-n)]}$$

30 Esta expresión permite generar unas ponderaciones que construirán el filtro interpolado bajo un criterio definido.

Por ejemplo, se favorecerá la respuesta en frecuencia de  $h'$  minimizando su energía en la banda recortada a partir de una frecuencia dada. Maximizando su continuidad o su ganancia de codificación vista a través de una señal particular.

35

Caso de interpolación de orden 2

Realización particular  $U = 2, S = 0$

40 El filtro se interpola mediante:

$$h'(2 \cdot n+0) = h(n)$$

$$h'(2 \cdot n+1) = P_1(n)h(n) + P_{-1}(n)h(n+1)$$

45

$$P_1(n) = \frac{1}{1 + h(n+1)h(2M-1-n) + h(M-1-n)h(M+1+n)}$$

$$h'(2 \cdot n+1) = \frac{h(n) + h(n+1)}{1 + h(n+1)h(2M-1-n) + h(M-1-n)h(M+1+n)}$$

50 La figura 4 ilustra un filtro prototipo S1, de tipo sinusoidal, de tamaño 640 para una MDCT de 320, y un filtro prototipo S2 de tamaño 1280 para una MDCT de 640 obtenido partir de S1 según la presente realización particular (S1 se ha centrado voluntariamente alrededor de 640 para comparar S1 y S2).

Caso de interpolación de orden 2 con cero en el extremo.

En un modo de realización particular  $h(n)$  incluye unos ceros en su extremo (es decir en unos índices consecutivos que comienzan en  $n = 0$ , o en  $n = L-1$ ), sin pérdida de generalidad se tendrá  $h(n) = 0$  para  $2M-Mz \leq n < 2M$ . Debido a la interpolación propuesta, los  $h'$  serán entonces nulos en el soporte correspondiente. Una propiedad particular de la interpolación propuesta es la siguiente:

$$d'(2n) = h'(2n) \underbrace{h'(4M-1-2n)}_0 + h'(2M+2n) h'(2M-1-2n) = 1$$

$$h'(2M-1-2n) = \frac{1}{h(M+n)}$$

Ahora bien,  $d(n) = h(n) \underbrace{h(2M-1-n)}_0 + h(M+n) h(M-1-n) = 1$ , por tanto

$$h(M-1-n) = \frac{1}{h(M+n)}$$

Así se deduce:  $h'(2M-1-2n) = \frac{1}{h(M+n)} = h(M-1-n) = h'(2M-2-2n)$ .

Esta elección particular de interpolación permite obtener unos intervalos de coeficientes constantes cuando se imponen unos ceros en el filtro  $h$ . Estos intervalos tienen una longitud de 2 para el ejemplo. Por generalización, se muestra que para una interpolación de orden  $U$ , los intervalos tienen una longitud  $U$ , en una zona centrada alrededor del índice  $n = UM$ .

La figura 5 ilustra un filtro prototipo A1, de tipo "ald", de tamaño 640 para una MDCT de tamaño 320, y un filtro prototipo A2 de tamaño 1280 para una MDCT de 640 construida a partir de A1 según el presente caso. Como para la figura 4, A1 se ha centrado. El filtro A1 incluye 80 ceros en su extremo Z. De ese modo, A2 incluye unos intervalos de muestras constantes de tamaño 2 debido a que A1 incluye unos ceros en su extremo.

La figura 6 es una ampliación sobre la zona A2 que incluye unas muestras constantes C.

Implementación

Los filtros prototipo construidos según el procedimiento descrito anteriormente permiten una implementación rápida.

En la técnica anterior, la primera etapa durante el análisis consiste en ponderar las muestras mediante la ventana de la transformada considerada antes de la transformación rápida, como se ha presentado anteriormente.

En este caso, debido a la interpolación, los coeficientes del filtro prototipo pueden disponerse de manera que completen aquellos procedentes del orden inferior de transformada.

Por ejemplo para una interpolación de orden  $U$  con un desfase de  $S$ , se puede escribir:

$$y'_{k,m} = \langle x_m, h'_k \rangle = \sum_{n=0}^{UL-1} x(n+mT) \cdot h'(n) \cdot W'(k,n)$$

$$h'(U \cdot n + S) = h(n)$$

$$h'(U \cdot n + S + \delta) = P_\delta(n) h(n) + Q_\delta(n) h(n+1)$$

$$y'_{k,m} = \langle x_m, h'_k \rangle = \sum_{n=0}^{L-1} x(Un + S + mT) \cdot h'(Un + S) \cdot W'(k, Un + S) + \sum_{\substack{\delta=0 \\ \delta \neq S}}^{U-1} \sum_{n=0}^{L-1} x(Un + S + \delta + mT) \cdot h'(Un + S + \delta) \cdot W'(k, Un + S + \delta)$$

$$y'_{k,m} = \langle x_m, h'_k \rangle = \sum_{n=0}^{L-1} x(Un+S+mT) \cdot h(n) \cdot W'(k, Un+S) + \sum_{\substack{\delta=0 \\ \delta \neq S}}^{U-1} \sum_{n=0}^{L-1} x(Un+S+\delta+mT) \cdot [P_\delta(n)h(n) + Q_\delta(n)h(n+1)] \cdot W'(k, Un+S+\delta)$$

5 De ese modo, la memoria del codificador/decodificador para el filtro prototipo puede organizarse por tanto ventajosamente en dos segmentos: conteniendo un primer segmento los coeficientes del filtro prototipo inicial en el que se basa la primera ponderación  $x(Un+S+mT) \cdot h(n)$ , y un segundo segmento que contiene los coeficientes interpolados. De ese modo, se evitará la duplicación del espacio de memoria mientras se conserva el algoritmo de cálculo rápido. Esta propiedad se conserva en el lado de la síntesis desde las sub-bandas durante la transformación inversa.

10 En el caso de una interpolación basada en un filtro inicial que tenga unos ceros en el extremo, la operación de ponderación por el filtro de tamaño superior puede dar lugar a una simplificación de las operaciones. En efecto, en la zona central alrededor de  $n = UM$  los coeficientes del filtro prototipo obtenido tienen unas muestras constantes. De ese modo una actualización bajo la forma:

$$15 \quad h(M+n) \sum_{\delta=0}^{U-1} [W(k, UM+Un+S+\delta) x(UM+Un+S+\delta)] \text{ puede ponerse en evidencia.}$$

20 Esto permite evitar por una parte almacenar las muestras interpoladas idénticas al filtro prototipo inicial, y por otro lado economizar unas operaciones de ponderación gracias a la factorización. En el intervalo de muestras afectado, es decir la zona central alrededor de  $UM$  se economizarán de ese modo  $(U-1)$  multiplicaciones por muestra ponderada.

25 En lo que sigue, con referencia a la figura 7, se describe un codificador adaptado para implementar el procedimiento descrito anteriormente. Un decodificador podría tener la misma estructura. El codificador COD comprende una unidad de procesamiento PROC adaptada para implementar un análisis o una síntesis de señal, como ya se ha descrito. Para realizar estas operaciones, el codificador COD se basa en un filtro prototipo. El codificador incluye una primera zona de memoria MEM1 para registrar un filtro prototipo inicial  $\varphi_1$ . Por ejemplo, este filtro inicial permite realizar unas transformaciones de modulada de tamaño máximo M.

30 Para realizar unas transformadas moduladas de tamaño superior, el codificador incluye una zona de memoria MOD\_EXT para almacenar un programa informático que incluye unas instrucciones para construir un filtro prototipo  $\varphi_e$  de tamaño superior a  $\varphi_1$ . Para ello, se calculan unos coeficientes adicionales como se ha descrito más arriba. Estos coeficientes adicionales se almacenan a continuación en una zona de memoria MEM2.

35 La figura 8 ilustra un procedimiento de codificación/decodificación que adapta el filtro prototipo utilizado en función del tamaño deseado para la transformación modulada.

40 En la etapa S80, se comienza por obtener el tamaño de la transformada a utilizar para el análisis, respectivamente la síntesis, de la señal a codificar, respectivamente decodificar. Durante la prueba T82, se determina si el tamaño de la transformada modulada es superior al tamaño de un filtro prototipo  $\varphi_i$  almacenado en memoria para realizar la transformada modulada.

45 Si el tamaño de la transformada modulada es superior al tamaño del filtro prototipo, se pasa a la etapa S84 de construcción de un filtro prototipo  $\varphi_e$  de tamaño superior, como ya se ha descrito anteriormente. A continuación, en la etapa S86, se realiza la codificación, respectivamente decodificación, de la señal.

Si el tamaño de la transformada es igual al tamaño del filtro, se puede obviar la etapa S82 de construcción, e ir directamente a la etapa S86.

50 Ventajosamente, si la transformada tiene un tamaño inferior al del filtro, se pasa por una etapa de reducción del tamaño del filtro, por ejemplo por diezmado antes de realizar la etapa S86.

55 Por supuesto, la presente invención no se limita a las formas de realización descritas anteriormente, se extiende a otras variantes. Por ejemplo, se ha descrito un cálculo de coeficientes adicional por ponderación de dos coeficientes consecutivos, pero se pueden concebir otros modos de realización en los que la ponderación recae sobre un número mayor de coeficientes.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de actualización de la capacidad de procesamiento de un codificador (COD) o decodificador (DECOD) para implementar una transformada modulada de tamaño superior a un tamaño predeterminado, incluyendo dicho codificador o decodificador una unidad de procesamiento de señal digital adaptada para almacenar un filtro prototipo inicial definido mediante un conjunto ordenado de coeficientes de tamaño inicial, dicho procedimiento está caracterizado por que incluye una etapa de construcción de un filtro prototipo de tamaño superior a dicho tamaño inicial para implementar la transformada de tamaño superior al tamaño predeterminado, mediante inserción de al menos un coeficiente entre dos coeficientes consecutivos del filtro prototipo inicial, por que dicho coeficiente insertado entre dichos dos coeficientes consecutivos se calcula mediante ponderación de al menos dichos dos coeficientes consecutivos y por que, al verificar el filtro prototipo una relación de reconstrucción predeterminada de tipo reconstrucción perfecta entre un filtro de análisis y un filtro de síntesis, la ponderación se realiza por medio de al menos una función de ponderación calculada a partir de dicha relación de reconstrucción.
2. Procedimiento según la reivindicación 1, caracterizado por que la función de ponderación se calcula para cada posición, entre los dos coeficientes consecutivos, del coeficiente insertado.
3. Procedimiento según la reivindicación 1, caracterizado por que
- el tamaño del filtro construido  $h'$  es  $U$  veces mayor que el tamaño  $M$  del filtro inicial  $h$ , siendo  $U$  y  $M$  unos enteros naturales estrictamente superiores a uno;
  - se define un valor de desfase  $S$  tal que  $0 \leq S < U$ , siendo  $S$  un entero natural; y
  - los filtros construidos e inicial verifican la relación:  $h'(U \times n + S) = h(n)$ , para todo entero natural tal que  $0 \leq n < M$ .
4. Procedimiento según la reivindicación 1, caracterizado por que
- el tamaño del filtro construido  $h'$  es  $U$  veces mayor que el tamaño  $M$  del filtro de base  $h$ , siendo  $U$  y  $M$  unos enteros naturales estrictamente superiores a uno;
  - se define un valor de desviación  $S$  tal que  $0 \leq S < U$ ;
  - se definen, para todo entero natural  $\delta$  que verifique  $0 < \delta < U$  dos funciones de ponderación  $P_\delta$  y  $Q_\delta$ ,
  - se definen los coeficientes insertados por la relación:  $h'(U \times n + S + \delta) = P_\delta(n) \times h(n) + Q_\delta(n) \times h(n+1)$ , para todo entero natural  $n$  que verifique  $0 \leq n < M$ ;
- siendo los coeficientes no definidos del filtro de base  $h$  nulos o definidos a partir de los coeficientes del filtro de base  $h$  por simetría o por antisimetría.
5. Procedimiento según la reivindicación 4, caracterizado por que las funciones de ponderación verifican  $P_\delta(n+M) = P_\delta(n)$  y  $Q_\delta(n+M) = Q_\delta(n)$  para todo entero natural que verifique  $0 \leq n < M$ .
6. Programa informático que incluye unas instrucciones para la implementación del procedimiento según la reivindicación 1 cuando este programa se ejecuta por un procesador.
7. Codificador (COD) de señales digitales caracterizado por que incluye al menos dos zonas de memoria (MEM1, MOD\_EXT), una primera zona de memoria (MEM1) para almacenar un primer conjunto de coeficientes que definen un filtro prototipo inicial ( $\varphi_i$ ) de tamaño dado, y una segunda zona de memoria (MOD\_EXT) para almacenar un programa informático que incluye unas instrucciones para entregar un segundo conjunto de coeficientes determinados a partir de los coeficientes del primer conjunto, el conjunto formado por la inserción de coeficientes del segundo conjunto entre dos coeficientes consecutivos del primer conjunto, definiendo un filtro prototipo ( $\varphi_e$ ) de tamaño superior al del filtro prototipo inicial, por que dicho coeficiente insertado entre dichos dos coeficientes consecutivos del primer conjunto se calcula mediante ponderación de al menos dichos dos coeficientes consecutivos del primer conjunto y por que, al verificar el filtro prototipo una relación de reconstrucción predeterminada de tipo reconstrucción perfecta entre un filtro de análisis y un filtro de síntesis, la ponderación se realiza por medio de al menos una función de ponderación calculada a partir de dicha relación de reconstrucción.
8. Procedimiento de codificación por transformada modulada implementado mediante un codificador según la reivindicación 7, que incluye las etapas:
- obtener (S80) el tamaño de una transformada modulada a implementar para la codificación;
  - si el tamaño de la transformada es superior al tamaño del filtro prototipo inicial (T82), actualizar (S84) la capacidad de procesamiento del codificador;
  - codificar la señal por medio de dicha transformada modulada implementando el filtro prototipo construido durante la actualización (S86).
9. Decodificador (COD) de señales digitales caracterizado por que incluye al menos dos zonas de memoria (MEM1, MOD\_EXT), una primera zona de memoria (MEM1) para almacenar un primer conjunto de coeficientes que definen un filtro prototipo inicial ( $\varphi_i$ ) de tamaño dado, y una segunda zona de memoria (MOD\_EXT) para almacenar un

- programa informático que incluye unas instrucciones para entregar un segundo conjunto de coeficientes determinados a partir de los coeficientes del primer conjunto, el conjunto formado por la inserción de coeficientes del segundo conjunto entre dos coeficientes consecutivos del primer conjunto, definiendo un filtro prototipo ( $\phi_e$ ) de tamaño superior al del filtro prototipo inicial, por que dicho coeficiente insertado entre dichos dos coeficientes consecutivos del primer conjunto se calcula mediante ponderación de al menos dichos dos coeficientes consecutivos del primer conjunto y por que, al verificar el filtro prototipo una relación de reconstrucción predeterminada de tipo reconstrucción perfecta entre un filtro de análisis y un filtro de síntesis, la ponderación se realiza por medio de al menos una función de ponderación calculada a partir de dicha relación de reconstrucción.
- 5
- 10 10. Procedimiento de decodificación por transformada modulada implementado mediante un decodificador según la reivindicación 9, que incluye las etapas:
- 15
- obtener (S80) el tamaño de una transformada modulada a implementar para la decodificación;
  - si el tamaño de la transformada es superior al tamaño del filtro prototipo inicial (T82), actualizar (S84) la capacidad de procesamiento del codificador;
  - decodificar la señal por medio de dicha transformada modulada implementando el filtro prototipo construido durante la actualización (S86).

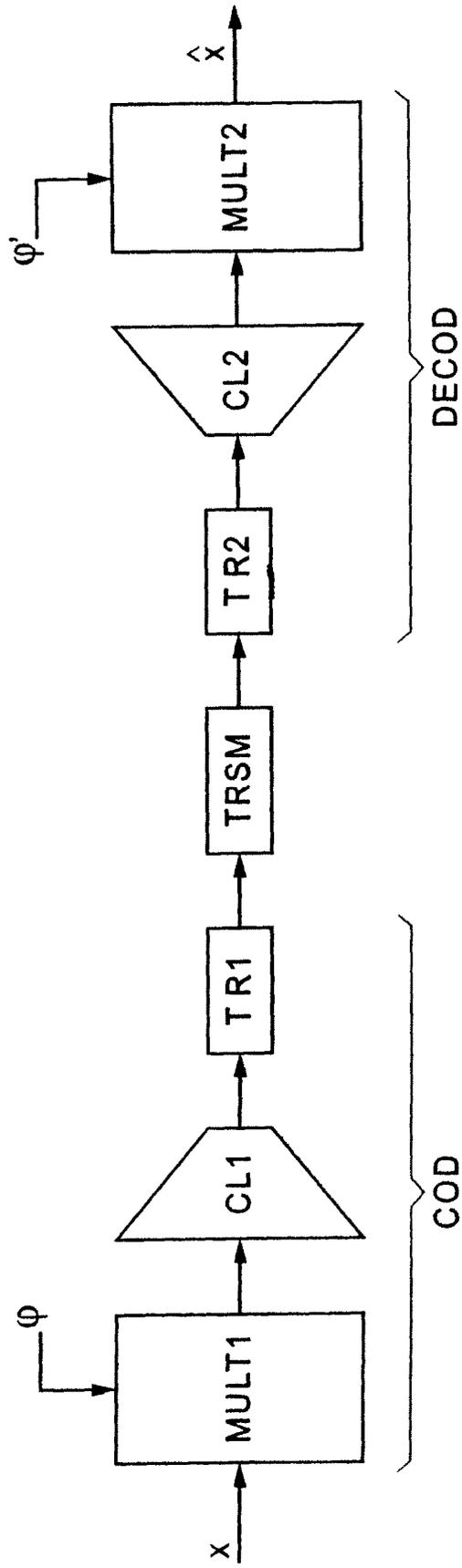


FIG. 1

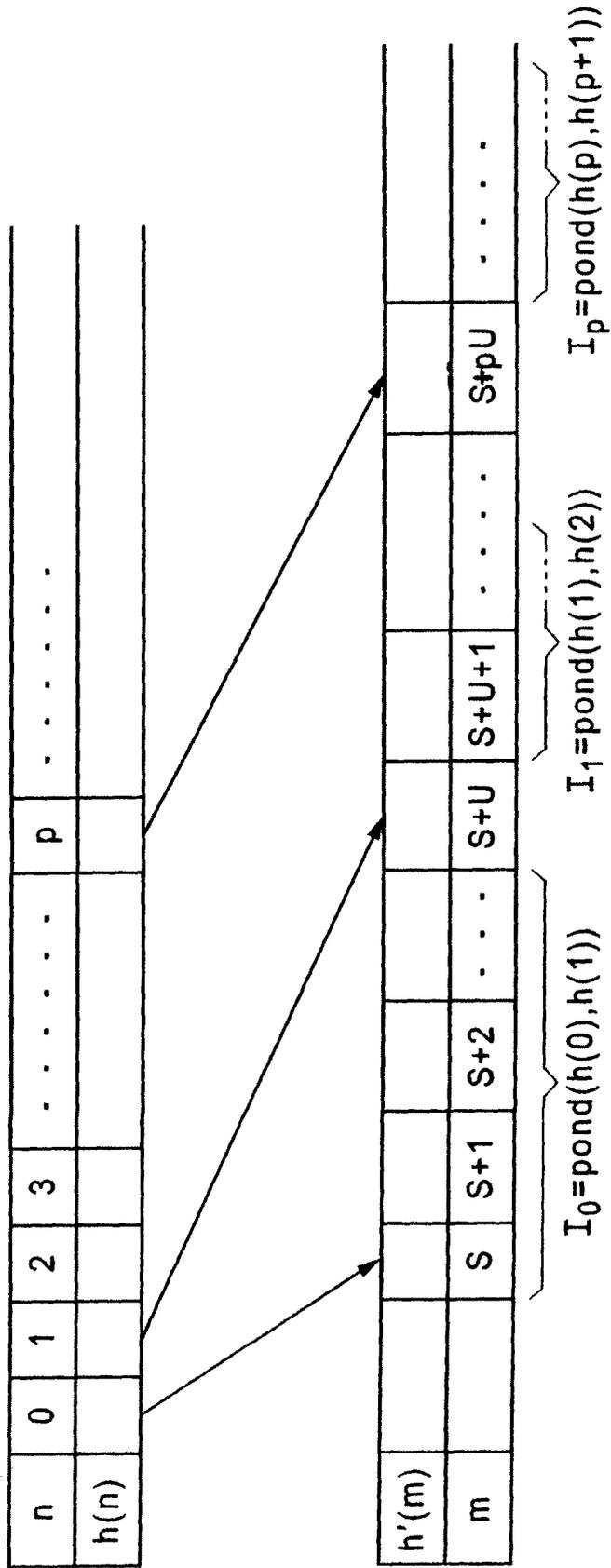


FIG. 2



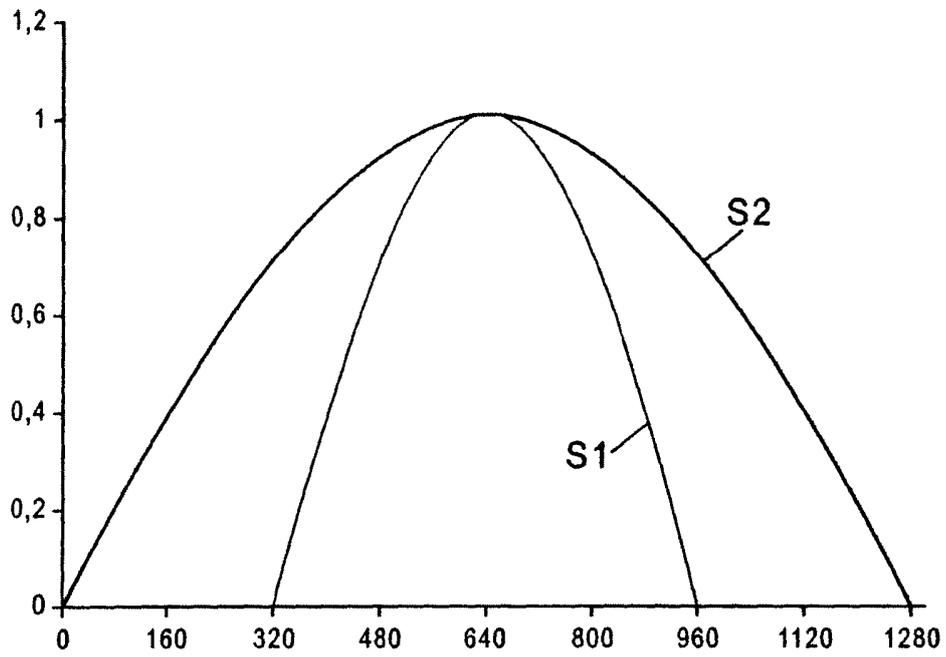


FIG. 4

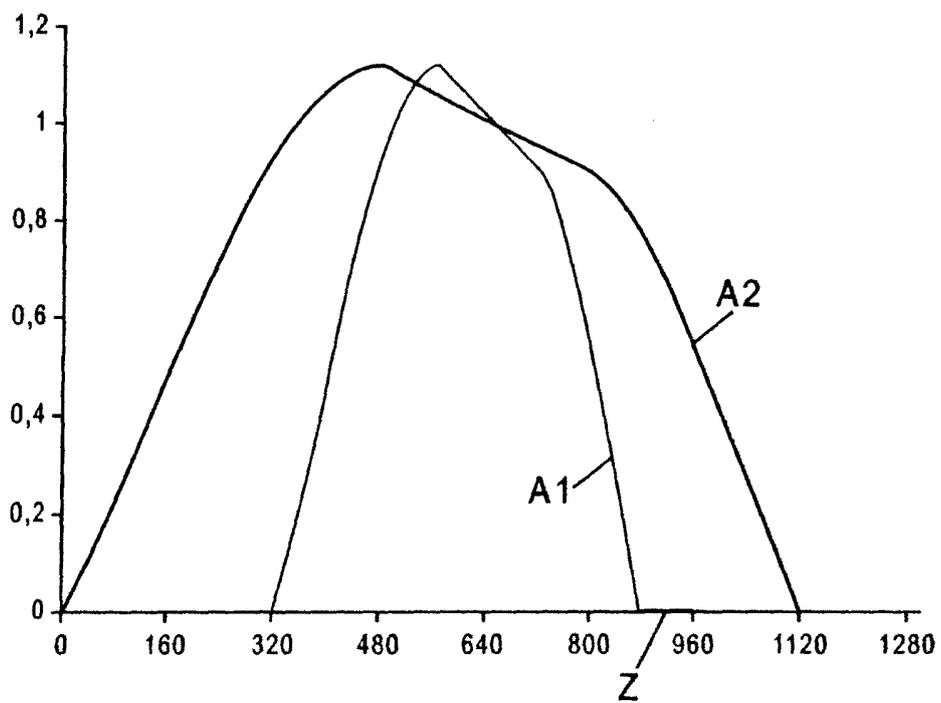


FIG. 5

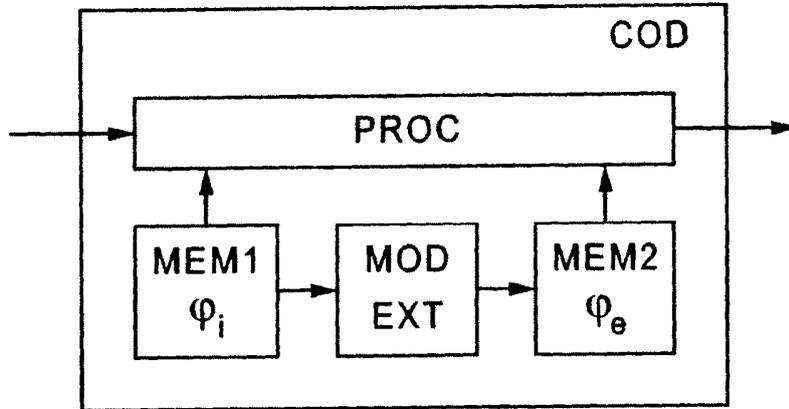


FIG. 7

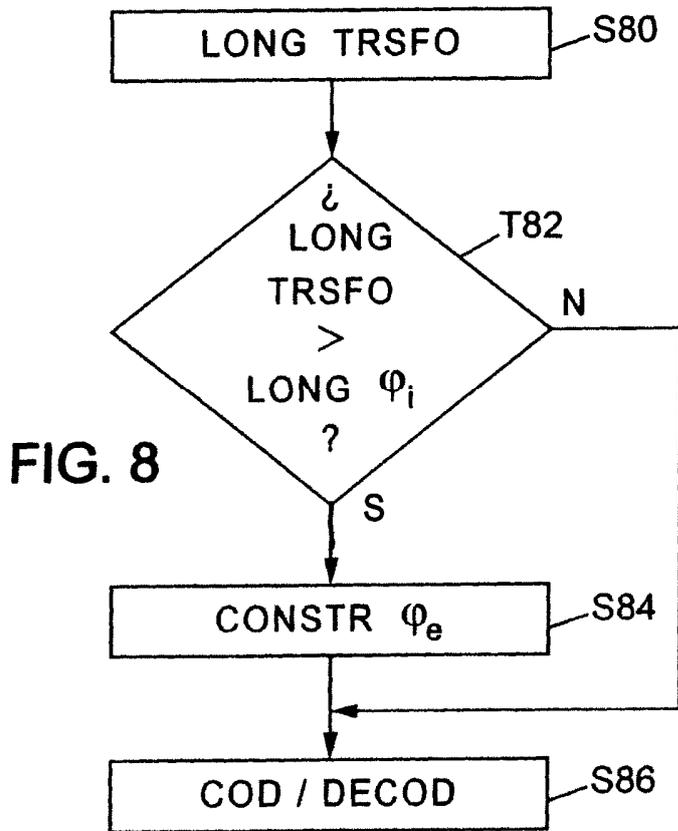


FIG. 8