

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 717 131**

51 Int. Cl.:

**G10L 19/12** (2013.01)

**G10L 19/06** (2013.01)

**G10L 19/26** (2013.01)

**G10L 19/07** (2013.01)

**G10L 21/038** (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **25.07.2014 PCT/CA2014/050706**

87 Fecha y número de publicación internacional: **22.10.2015 WO15157843**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **25.07.2014 E 14889618 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **26.12.2018 EP 3132443**

54 Título: **Métodos, codificador y decodificador para codificación y decodificación predictiva lineal de señales de sonido tras transición entre tramas que tienen diferentes tasas de muestreo**

30 Prioridad:

**17.04.2014 US 201461980865 P**

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

**19.06.2019**

73 Titular/es:

**VOICEAGE CORPORATION (100.0%)  
750 Lucerne Road, Suite 250  
Town of Mount Royal, Quebec H3R 2H6, CA**

72 Inventor/es:

**SALAMI, REDWAN y  
EKSLER, VACLAV**

74 Agente/Representante:

**ELZABURU, S.L.P**

ES 2 717 131 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

Métodos, codificador y decodificador para codificación y decodificación predictiva lineal de señales de sonido tras transición entre tramas que tienen diferentes tasas de muestreo

## Campo técnico

- 5 La presente divulgación se refiere al campo de codificación de sonido. Más específicamente, la presente divulgación se refiere a métodos, un codificador y un decodificador para codificación y decodificación predictiva lineal de señales de sonido tras transición entre tramas que tienen diferentes tasas de muestreo.

## Antecedentes

- 10 La demanda de técnicas de codificación de habla/audio de banda ancha digital eficaces con una buena compensación de calidad/tasa de bits subjetiva está creciendo para numerosas aplicaciones tales como aplicaciones de teleconferencia de audio/vídeo, multimedia e inalámbricas, así como Internet y aplicaciones de red de paquetes. Hasta la actualidad, los anchos de banda telefónicos en el intervalo de 200-3400 Hz se usaron principalmente en aplicaciones de codificación del habla. Sin embargo, hay una demanda creciente para aplicaciones de habla de ancho de banda para aumentar la inteligibilidad y naturaleza de las señales de habla. Un ancho de banda en el rango 50-7000 Hz se halló suficiente para entregar una calidad de habla cara a cara. Para señales de audio, este rango proporciona una calidad de audio aceptable, pero aún es inferior que la calidad de CD (Disco Compacto) que opera en el rango 20-20000 Hz.

- 20 Un codificador del habla convierte una señal del habla en un flujo de bits digital que se transmite a través de un canal de comunicación (o se almacena en un medio de almacenamiento). La señal del habla se digitaliza (muestrea y cuantifica con normalmente 16 bits por muestra) y el codificador del habla tiene el papel de representar estas muestras digitales con un número menor de bits mientras mantiene una buena calidad de habla subjetiva. El decodificador o sintetizador de habla opera en el flujo de bits transmitido o almacenado y lo convierte de vuelta a una señal de sonido.

- 25 Una de las mejores técnicas disponibles que puede conseguir buena compensación de calidad/tasa de bits es la denominada técnica de CELP (Predicción Lineal con Excitación por Código). Según esta técnica, la señal de habla muestreada se procesa en bloques sucesivos de  $L$  muestras normalmente denominadas *tramas* donde  $L$  es algún número predeterminado (que corresponde a 10-30 ms de habla). En CELP, se calcula un filtro de síntesis de LP (Predicción Lineal) se transmite cada trama. La trama de  $L$  muestras se divide adicionalmente en bloques más pequeños denominados *subtramas* de  $N$  muestras, donde  $L=kN$  y  $k$  es el número de subtramas en una trama ( $N$  normalmente corresponde a 4-10 ms de habla). Se determina una señal de excitación en cada subtrama, que normalmente comprende dos componentes: uno de la excitación pasada (también denominado contribución de tono o libro de códigos adaptativo) y el otro de un libro de códigos innovador (también denominado libro de códigos fijado). Esta señal de excitación se transmite y usa en el decodificador como la entrada del filtro de síntesis de LP para obtener el habla sintetizada.

- 35 Para sintetizar el habla según la técnica de CELP, cada bloque de  $N$  muestras se sintetiza filtrando el vector de código apropiado del libro de códigos innovador a través de filtros que varían con el tiempo que modelan las características espectrales de la señal de habla. Estos filtros comprenden un filtro de síntesis de tono (implementado normalmente como un libro de códigos adaptativo que contiene la señal de excitación pasada) y un filtro de síntesis de LP. En el extremo del codificador, la salida de síntesis se calcula para todos, o un subconjunto, de los vectores de código del libro de códigos innovador (búsqueda de libro de códigos). El vector de código innovador mantenido es el que produce la salida de síntesis más cercana a la señal de habla original según una medida de distorsión perceptualmente ponderada. Esta ponderación perceptual se realiza usando un denominado filtro de ponderación perceptual, que se deriva normalmente del filtro de síntesis de LP.

- 45 En codificadores basados en LP tales como CELP, se calcula un filtro de LP, a continuación se cuantifica y se transmite una vez por trama. Sin embargo, para asegurar evolución suave del filtro de síntesis de LP, los parámetros de filtro se interpolan en cada subtrama, basándose en los parámetros de LP de la trama pasada. Los parámetros de filtro de LP no son adecuados para cuantificación debido a problemas de estabilidad de filtro. Se usa normalmente otra representación de LP más eficaz para cuantificación e interpolación. Una representación de parámetro de LP comúnmente usada es el dominio de la frecuencia espectral lineal (LSF).

- 50 En codificación de banda ancha la señal de sonido se muestrea a 16000 muestras por segundo y el ancho de banda codificado se extiende hasta 7 kHz. Sin embargo, a codificación de banda ancha de baja tasa de bits (por debajo de 16 kbit/s) normalmente es más eficaz sub-muestrear la señal de entrada a una tasa ligeramente inferior, y aplicar el modelo de CELP a un ancho de banda inferior, a continuación se usa la extensión de ancho de banda en el decodificador para generar la señal hasta 7 kHz. Esto es debido al hecho de que CELP modela frecuencias inferiores con alta energía mejor que la frecuencia superior. Por lo que es más eficaz focalizar el modelo en el ancho de banda inferior a bajas tasas de bits. La norma AMR-WB (Referencia [1]) es un ejemplo de codificación de este tipo, donde la señal de entrada se submuestrea a 12800 muestras por segundo, y la CELP codifica la señal hasta 6,4 kHz. En el decodificador se usa extensión de ancho de banda para generar una señal de 6,4 a 7 kHz. Sin embargo, a tasas de bits superiores a 16 kbit/s es más eficaz usar CELP para codificar la señal hasta 7 kHz, puesto que hay suficientes

bits para representar el ancho de banda completo.

La mayoría de los codificadores recientes son codificadores de múltiples tasas que cubren un amplio rango de tasas de bits para posibilitar flexibilidad en diferentes escenarios de aplicación. De nuevo AMR-WB es un ejemplo de este tipo, donde el codificador opera a tasas de bits de 6,6 a 23,85 kbit/s. En codificadores de múltiples tasas el códec debería poder conmutar entre diferentes tasas de bits en una base por trama sin introducir artefactos de conmutación. En AMR-WB esto se consigue fácilmente puesto que todas las tasas usan CELP a tasa de muestreo interna de 12,8 kHz. Sin embargo, en un codificador reciente que usa muestreo de 12,8 kHz a tasas de bits por debajo de 16 kbit/s y muestreo de 16 kHz a tasas de bits superiores a 16 kbit/s, necesitan tratarse los problemas relacionados con conmutar la tasa de bits entre tramas que usan diferentes tasas de muestreo. Los problemas principales están en la transición de filtro de LP, y en la memoria del filtro de síntesis y libro de códigos adaptativo. La solicitud de patente US2008/0077401 A1 describe un método para transcodificar un flujo de bits de voz comprimido basado en CELP de códec fuente a códec destino que implica un procedimiento genérico para convertir entre coeficientes de LSP mediante una transformada lineal.

Por lo tanto queda una necesidad para métodos eficaces para conmutar códecs basados en LP entre dos tasas de bits con diferentes tasas de muestreo internas.

### Compendio

Según la presente divulgación, se proporciona un método implementado en un codificador de señal de sonido o un decodificador de sonido, según la reivindicación 1, para convertir parámetros de filtro lineal predictivo (LP) de una tasa de muestreo de señal de sonido S1 a una tasa de muestreo de señal de sonido S2. Se calcula un espectro de potencia de un filtro de síntesis de LP, a la tasa de muestreo S1, usando los parámetros de filtro de LP. El espectro de potencia del filtro de síntesis de LP se modifica para convertirlo de la tasa de muestreo S1 a la tasa de muestreo S2. El espectro de potencia modificado del filtro de síntesis de LP se transforma a la inversa para determinar autocorrelaciones del filtro de síntesis de LP a la tasa de muestreo S2. Las autocorrelaciones se usan para calcular los parámetros de filtro de LP a la tasa de muestreo S2.

Según la presente divulgación, se proporciona también un dispositivo para su uso en un codificador de señal de sonido o un decodificador de señal de sonido, según la reivindicación 10, para convertir parámetros de filtro predictivo lineal (LP) de una tasa de muestreo de señal de sonido S1 a una tasa de muestreo de señal de sonido S2. El dispositivo comprende un procesador configurado para:

- calcular, a la tasa de muestreo S1, un espectro de potencia de un filtro de síntesis de LP usando los parámetros de filtro de LP recibidos,
- modificar el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP para convertirlo de la tasa de muestreo S1 a la tasa de muestreo S2,
- transformar a la inversa el espectro de potencia modificado del filtro de síntesis de LP para determinar autocorrelaciones del filtro de síntesis de LP a la tasa de muestreo S2, and
- usar las autocorrelaciones para calcular los parámetros de filtro de LP a la tasa de muestreo S2.

Se proporciona una memoria no transitoria legible por ordenador que almacena instrucciones de código según la reivindicación 17. Los anteriores y otros objetos, ventajas y características de la presente divulgación se harán más evidentes tras la lectura de la siguiente descripción no restrictiva de una realización ilustrativa de los mismos, dados a modo de ejemplo únicamente con referencia a los dibujos adjuntos.

### Breve descripción de los dibujos

En los dibujos adjuntos:

La Figura 1 es un diagrama de bloques esquemático de un sistema de comunicación de sonido que representa un ejemplo de uso de codificación y decodificación de sonido;

La Figura 2 es un diagrama de bloques esquemático que ilustra la estructura de un codificador y decodificador basado en CELP, parte del sistema de comunicación de sonido de la Figura 1;

La Figura 3 ilustra un ejemplo de alineación de tramas e interpolación de parámetros de LP;

La Figura 4 es un diagrama de bloques que ilustra una realización para convertir los parámetros de filtro de LP entre dos tasas de muestreo diferentes; y

La Figura 5 es un diagrama de bloques simplificado de una configuración de ejemplo de componentes de hardware que forman el codificador y/o decodificador de las Figuras 1 y 2.

### Descripción detallada

La realización ilustrativa no restrictiva de la presente divulgación se refiere a un método y un dispositivo para conmutación eficaz, en un códec basado en LP, entre tramas que usan diferentes tasas de muestreo internas. El método y dispositivo de conmutación pueden usarse con cualesquiera señales de sonido, incluyendo señales de habla y audio. La conmutación entre tasas de muestreo internas de 16 kHz y 12,8 kHz se proporciona a modo de ejemplo, sin embargo, el método y dispositivo de conmutación pueden aplicarse también a otras tasas de muestreo.

La Figura 1 es un diagrama de bloques esquemático de un sistema de comunicación de sonido que representa un ejemplo de uso de codificación y decodificación de sonido. Un sistema 100 de comunicación de sonido soporta transmisión y reproducción de una señal de sonido a través de un canal 101 de comunicación. El canal 101 de comunicación puede comprender, por ejemplo, un enlace alámbrico, óptico o de fibra. Como alternativa, el canal 101 de comunicación puede comprender al menos en parte un enlace de frecuencia de radio. El enlace de frecuencia de radio a menudo soporta múltiples comunicaciones de habla simultáneas que requieren recursos de ancho de banda compartido tales como pueden hallarse con telefonía celular. Aunque no se muestra, el canal 101 de comunicación puede sustituirse por un dispositivo de almacenamiento en una realización de único dispositivo del sistema 101 de comunicación que registra y almacena la señal de sonido codificada para reproducción posterior.

Haciendo referencia aún a la Figura 1, por ejemplo un micrófono 102 produce una señal 103 de sonido analógica original que se suministra a un convertidor 104 de analógico a digital (A/D) para convertirla en una señal 105 de sonido digital original. La señal 105 de sonido digital original puede registrarse y suministrarse también desde un dispositivo de almacenamiento (no mostrado). Un codificador 106 de sonido codifica la señal 105 de sonido digital original produciendo de esta manera un conjunto de parámetros 107 de codificación que se codifican en una forma binaria y se entregan a un codificador 108 de canal opcional. El codificador 108 de canal opcional, cuando está presente, añade redundancia a la representación binaria de los parámetros de codificación antes de transmitirla a través del canal 101 de comunicación. En el lado del receptor, un decodificador 109 de canal opcional utiliza la información redundante anteriormente mencionada en un flujo 111 de bits digital para detectar y corregir errores de canal que pueden haber tenido lugar durante la transmisión a través del canal 101 de comunicación, produciendo parámetros 112 de codificación recibidos. Un decodificador 110 de sonido convierte los parámetros 112 de codificación recibidos para crear una señal 113 de sonido digital sintetizada. La señal 113 de sonido digital sintetizada reconstruida en el decodificador 110 de sonido se convierte a una señal 114 de sonido analógico sintetizada en un convertidor 115 de digital a analógico (D/A) y se reproduce en una unidad 116 de altavoces. Como alternativa, la señal 113 de sonido digital sintetizada puede suministrarse también y registrarse en un dispositivo de almacenamiento (no mostrado).

La Figura 2 es un diagrama de bloques esquemático que ilustra la estructura de un codificador y decodificador basado en CELP, parte del sistema de comunicación de sonido de la Figura 1. Como se ilustra en la Figura 2, un códec de sonido comprende dos partes básicas: el codificador 106 de sonido y el decodificador 110 de sonido ambos introducidos en la descripción anterior de la Figura 1. El codificador 106 se suministra con la señal 105 de sonido digital original, determina los parámetros 107 de codificación, descritos en la presente memoria a continuación, que representan la señal 103 de sonido analógico original. Estos parámetros 107 se codifican en el flujo 111 de bits digital que se transmite usando un canal de comunicación, por ejemplo el canal 101 de comunicación de la Figura 1, al decodificador 110. El decodificador 110 de sonido reconstruye la señal 113 de sonido digital sintetizada para que sea tan similar como sea posible a la señal 105 de sonido digital original.

En la actualidad, las técnicas de codificación de habla más extendidas están basadas en Predicción Lineal (LP), en particular CELP. En codificación basada en LP, la señal 113 de sonido digital sintetizada se produce filtrando una excitación 214 a través de un filtro 216 de síntesis de LP que tiene una función de transferencia  $1/A(z)$ . En CELP, la excitación 214 típicamente está compuesta de dos partes: una primera etapa, contribución 222 de libro de códigos adaptativo seleccionado de un libro de códigos 218 adaptativo y amplificada por una ganancia  $g_p$  de libro de códigos 226 adaptativo y una segunda etapa, contribución 224 de libro de códigos fijado seleccionado de un libro de códigos 220 fijado y amplificada por una ganancia de libro de códigos fijado  $g_c$  228. Hablando en general, la contribución 222 de libro de códigos adaptativo modela la parte periódica de la excitación y la contribución 214 de libro de códigos fijado se añade para modelar la evolución de la señal de sonido.

La señal de sonido se procesa por tramas de típicamente 20 ms y los parámetros de filtro de LP se transmiten una vez por trama. En CELP, la trama se divide adicionalmente en varias subtramas para codificar la excitación. La longitud de subtrama es típicamente 5 ms.

CELP usa un principio denominado Análisis por Síntesis donde se intentan posibles salidas de decodificador (sintetizadas) ya durante el proceso de codificación en el codificador 106 y a continuación se comparan a la señal 105 de sonido digital original. El codificador 106 incluye por lo tanto elementos similares a aquellos del decodificador 110. Estos elementos incluyen una contribución 250 de libro de códigos adaptativo seleccionada de un libro de códigos 242 adaptativo que suministra una señal de excitación pasada  $v(n)$  convolucionada con la respuesta de impulso de un filtro de síntesis ponderado  $H(z)$  (véase 238) (cascada del filtro de síntesis de LP  $1/A(z)$  y el filtro de ponderación perceptual  $W(z)$ ), el resultado  $y_1(n)$  del cual se amplifica por una ganancia de libro de códigos adaptativo  $g_p$  240. También se incluye una contribución de libro de códigos 252 fijado seleccionado de un libro de códigos 244 fijado que suministra un vector de código innovador  $c_k(n)$  convolucionado con la respuesta de impulso del filtro de síntesis ponderado  $H(z)$

(véase 246), el resultado  $y_2(n)$  del cual se amplifica por una ganancia de libro de códigos fijado  $g_c$  248.

El codificador 106 también comprende un filtro de ponderación perceptual  $W(z)$  233 y un proveedor 234 de una respuesta de entrada cero de la cascada ( $H(z)$ ) del filtro de síntesis de LP  $1/A(z)$  y el filtro de ponderación perceptual  $W(z)$ . Los restadores 236, 254 y 256 respectivamente restan la respuesta de entrada cero, la contribución 250 de libro de códigos adaptativo y la contribución de libro de códigos 252 fijado de la señal 105 de sonido digital filtrada por el filtro 233 de ponderación perceptual para proporcionar un error 232 cuadrático medio entre la señal 105 de sonido digital original y la señal 113 de sonido digital sintetizada.

La búsqueda de libro de códigos minimiza el error 232 cuadrático medio entre la señal 105 de sonido digital original y la señal 113 de sonido digital sintetizada en un dominio perceptualmente ponderado, donde el índice de tiempo discreto  $n = 0, 1, \dots, N-1$ , y  $N$  es la longitud de la subtrama. El filtro de ponderación perceptual  $W(z)$  aprovecha el efecto de enmascaramiento de frecuencia y típicamente se deriva de un filtro de LP  $A(z)$ .

Un ejemplo del filtro de ponderación perceptual  $W(z)$  para señales de WB (banda ancha, ancho de banda de 50 - 7000 Hz) puede hallarse en la Referencia [1].

Puesto que la memoria del filtro de síntesis de LP  $1/A(z)$  y el filtro de ponderación  $W(z)$  es independiente de los vectores de código buscados, esta memoria puede restarse de la señal 105 de sonido digital original antes de la búsqueda del libro de códigos fijado. La filtración de los vectores de código candidatos puede hacerse a continuación por medio de una convolución con la respuesta de impulso de la cascada de los filtros  $1/A(z)$  y  $W(z)$ , representada por  $H(z)$  en la Figura 2.

El flujo 111 de bits digital transmitido del codificador 106 al decodificador 110 contiene típicamente los siguientes parámetros 107: parámetros cuantificados del filtro de LP  $A(z)$ , índices del libro de códigos 242 adaptativo y del libro de códigos 244 fijado, y las ganancias  $g_p$  240 y  $g_c$  248 del libro de códigos 242 adaptativo y del libro de códigos 244 fijado.

**Convertir parámetros de filtro de LP cuando se conmuta a límites de trama con diferentes tasas de muestreo**

En codificación basada en LP el filtro de LP  $A(z)$  se determina una vez por trama, y a continuación se interpola para cada subtrama. La Figura 3 ilustra un ejemplo de alineación de tramas e interpolación de parámetros de LP. En este ejemplo, una trama actual se divide en cuatro subtramas SF1, SF2, SF3 y SF4, y la ventana de análisis de LP se centra en la última subtrama SF4. Por lo tanto los parámetros de LP resultantes del análisis de LP en la trama actual, F1, se usan como están en la última subtrama, es decir SF4 = F1. Para las primeras tres subtramas SF1, SF2 y SF3, los parámetros de LP se obtienen interpolando los parámetros en la trama actual, F1, y una trama anterior, F0. Es decir:

$$SF1 = 0,75 F0 + 0,25 F1;$$

$$SF2 = 0,5 F0 + 0,5 F1;$$

$$SF3 = 0,25 F0 + 0,75 F1$$

$$SF4 = F1.$$

Pueden usarse como alternativa otros ejemplos de interpolación dependiendo de la forma, longitud y posición de la ventana de análisis de LP. En otra realización, el codificador conmuta entre tasas de muestreo internas 12,8 kHz y 16 kHz, donde se usan 4 subtramas por trama a 12,8 kHz y se usan 5 subtramas por trama a 16 kHz, y donde los parámetros de LP también se cuantifican en el medio de la trama actual ( $F_m$ ). En esta otra realización, la interpolación de parámetro de LP para una trama de 12,8 kHz se proporciona por:

$$SF1 = 0,5 F0 + 0,5 F_m;$$

$$SF2 = F_m;$$

$$SF3 = 0,5 F_m + 0,5 F1;$$

$$SF4 = F1.$$

Para un muestreo de 16 kHz, la interpolación se proporciona por:

$$SF1 = 0,55 F0 + 0,45 F_m;$$

$$SF2 = 0,15 F0 + 0,85 F_m;$$

$$SF3 = 0,75 F_m + 0,25 F1;$$

$$SF4 = 0,35 F_m + 0,65 F1;$$

SF5 = F1.

El análisis de LP da como resultado calcular los parámetros del filtro de síntesis de LP usando:

$$\frac{1}{A(z)} = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^M a_i z^{-i}} = \frac{1}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_M z^{-M}} \quad (1)$$

donde  $a_i, i = 1, \dots, M$ , son parámetros de filtro de LP y  $M$  es el orden de filtro.

5 Los parámetros de filtro de LP se transforman a otro dominio para fines de cuantificación e interpolación. Otras representaciones de parámetro de LP comúnmente usadas son coeficientes de reflejo, relaciones de registro-área, pares de espectro de inmitancia (usados en AMR-WB; Referencia [1]), y pares de espectro de línea, que también se denominan frecuencias de espectro de línea (LSF). En esta realización ilustrativa, se usa la representación de frecuencia de espectro de línea. Un ejemplo de un método que puede usarse para convertir los parámetros de LP a parámetros de LSF y viceversa puede hallarse en la Referencia [2]. El ejemplo de interpolación en el párrafo anterior se aplica a los parámetros de LSF, que puede ser en el dominio de la frecuencia en el rango entre 0 y  $F_s/2$  (donde  $F_s$  es la frecuencia de muestreo), o en el dominio de la frecuencia escalada entre 0 y  $\pi$ , o en el dominio de coseno (coseno de frecuencia escalada).

15 Como se ha descrito anteriormente, pueden usarse diferentes tasas de muestreo internas a diferentes tasas de bits para mejorar la calidad en codificación basada en LP de múltiples tasas. En esta realización ilustrativa, se usa un codificador de banda ancha de CELP de múltiples tasas donde se usa una tasa de muestreo interna de 12,8 kHz a tasas de bits inferiores y una tasa de muestreo interna de 16 kHz a tasas de bits superiores. A una tasa de muestreo de 12,8 kHz, las LSF cubren el ancho de banda de 0 a 6,4 kHz, mientras que a una tasa de muestreo de 16 kHz cubren el rango de 0 a 8 kHz. Cuando se conmuta la tasa de bits entre dos tramas donde la tasa de muestreo interna es diferente, se tratan algunos problemas para asegurar la conmutación sin interrupciones. Estos problemas incluyen la interpolación de parámetros de filtro de LP y las memorias del filtro de síntesis y el libro de códigos adaptativo, que son a diferentes tasas de muestreo.

25 La presente divulgación introduce un método para interpolación de parámetros de LP eficaz entre dos tramas a diferentes tasas de muestreo internas. A modo de ejemplo, se considera la conmutación entre tasas de muestreo de 12,8 kHz y 16 kHz. Las técnicas descritas sin embargo, no están limitadas a estas tasas de muestreo particulares y pueden aplicarse a otras tasas de muestreo internas.

30 Supongamos que el codificador está conmutando de una trama F1 con tasa de muestreo interna S1 a una trama F2 con tasa de muestreo interna S2. Los parámetros LP en la primera trama se indican  $LSF_{1S1}$  y los parámetros de LP en la segunda trama se indican  $LSF_{2S2}$ . Para actualizar los parámetros de LP en cada subtrama de la trama F2, se interpolan los parámetros de LP  $LSF_1$  y  $LSF_2$ . Para realizar la interpolación, los filtros tienen que establecerse a la misma tasa de muestreo. Esto requiere realizar análisis de LP de la trama F1 a la tasa de muestreo S2. Para evitar transmitir el filtro de LP dos veces a las dos tasas de muestreo en la trama F1, puede realizarse el análisis de LP a la tasa de muestreo S2 en la señal de síntesis pasada que está disponible tanto en el codificador como decodificador. Este enfoque implica re-muestrear la señal de síntesis pasada de la tasa S1 a la tasa S2, y realizar análisis de LP completo, repitiéndose esta operación en el decodificador, que normalmente suele ser computacionalmente exigente.

40 Se describen método y dispositivos alternativos en la presente memoria para convertir parámetros de filtro de síntesis de LP  $LSF_1$  de la tasa de muestreo S1 a la tasa de muestreo S2 sin la necesidad de re-muestrear la síntesis pasada y realizar análisis de LP completo. El método, usado en codificación y/o en decodificación, comprende calcular el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP a la tasa S1; modificar el espectro de potencia para convertirlo de la tasa S1 a la tasa S2; convertir el espectro de potencia modificado de vuelta al dominio del tiempo para obtener la autocorrelación de filtro a la tasa S2; y usar finalmente la autocorrelación para calcular parámetros de filtro de LP a tasa S2.

En al menos algunas realizaciones, modificar el espectro de potencia para convertirlo de la tasa S1 a la tasa S2 comprende las siguientes operaciones:

45 Si S1 es mayor que S2, modificar el espectro de potencia comprende truncar el espectro de potencia de K muestras a  $K(S2/S1)$  muestras, es decir, eliminar  $K(S1-S2)/S1$  muestras.

Por otra parte, si S1 es menor que S2, entonces modificar el espectro de potencia comprende extender el espectro de potencia de K muestras hasta  $K(S2/S1)$  muestras, es decir, añadir  $K(S2-S1)/S1$  muestras.

50 Calcular el filtro de LP a la tasa S2 de las autocorrelaciones puede hacerse usando el algoritmo de Levinson-Durbin (véase la Referencia [1]). Una vez que el filtro de LP se convierte a la tasa S2, los parámetros de filtro de LP se transforman al dominio de interpolación, que es un dominio de LSF en esta realización ilustrativa.

El procedimiento anteriormente descrito se resume en la Figura 4, que es un diagrama de bloques que ilustra una realización para convertir los parámetros de filtro de LP entre dos tasas de muestreo diferentes.

La secuencia 300 de operaciones muestra que un método sencillo para el cálculo del espectro de potencia del filtro de síntesis de LP  $1/A(z)$  es evaluar la respuesta de frecuencia del filtro a  $K$  frecuencias de 0 a  $2\pi$ .

5 La respuesta de frecuencia del filtro de síntesis se proporciona por

$$\frac{1}{A(\omega)} = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^M a_i e^{-j\omega i}} = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^M a_i \cos(\omega i) + j \sum_{i=1}^M a_i \sin(\omega i)} \quad (2)$$

y el espectro de potencia del filtro de síntesis se calcula como una energía de la respuesta de frecuencia del filtro de síntesis, dada por

$$P(\omega) = \frac{1}{|A(\omega)|^2} = \frac{1}{\left(1 + \sum_{i=1}^M a_i \cos(\omega i)\right)^2 + \left(\sum_{i=1}^M a_i \sin(\omega i)\right)^2} \quad (3)$$

10 Inicialmente, el filtro de LP es a una tasa igual a S1 (operación 310). Un espectro de potencia de  $K$  muestras (es decir discreto) del filtro de síntesis de LP se calcula (operación 320) muestreando el intervalo de frecuencia de 0 a  $2\pi$ . Es decir

$$P(k) = \frac{1}{\left(1 + \sum_{i=1}^M a_i \cos\left(\frac{2\pi i k}{K}\right)\right)^2 + \left(\sum_{i=1}^M a_i \sin\left(\frac{2\pi i k}{K}\right)\right)^2}, \quad k = 0, \dots, K-1 \quad (4)$$

15 Obsérvese que es posible reducir la complejidad operacional calculando  $P(k)$  únicamente para  $k = 0, \dots, K/2$  puesto que el espectro de potencia de  $\pi$  a  $2\pi$  es un espejo de el de 0 a  $\pi$ .

Una prueba (operación 330) determina cuáles de los siguientes casos se aplican. En un primer caso, la tasa de muestreo S1 es mayor que la tasa de muestreo S2, y el espectro de potencia para la trama F1 se trunca (operación 340) de manera que el nuevo número de muestras es  $K(S2/S1)$ .

20 En mayor detalle, cuando S1 es mayor que S2, la longitud del espectro de potencia truncado es  $K_2 = K(S2/S1)$  muestras. Puesto que el espectro de potencia está truncado, se calcula a partir de  $k = 0, \dots, K_2/2$ . Puesto que el espectro de potencia es simétrico alrededor de  $K_2/2$ , entonces se supone que

$$P(K_2/2 + k) = P(K_2/2 - k), \text{ de } k = 1, \dots, K_2/2 - 1$$

25 La transformada de Fourier de las autocorrelaciones de una señal proporciona el espectro de potencia de esa señal. Por lo tanto, aplicando la transformada de Fourier inversa al espectro de potencia truncado da como resultado las autocorrelaciones de la respuesta de impulso del filtro de síntesis a la tasa de muestreo S2.

La Transformada de Fourier Discreta Inversa (IDFT) del espectro de potencia truncado se proporciona por

$$R(i) = \frac{1}{K_2} \sum_{k=0}^{K_2-1} P(k) e^{j2\pi i k / K_2} \quad (5)$$

30 Puesto que el orden de filtro es  $M$ , entonces puede calcularse la IDFT únicamente para  $i = 0, \dots, M$ . Además, puesto que el espectro de potencia es real y simétrico, entonces la IDFT del espectro de potencia es también real y simétrica. Dada la simetría del espectro de potencia, y que únicamente son necesarias  $M+1$  correlaciones, la transformada inversa del espectro de potencia puede proporcionarse como

$$R(i) = \frac{1}{K_2} \left( P(0) + (-1)^i P(K_2/2) + 2(-1)^i \sum_{k=1}^{K_2/2-1} P(K_2/2 - k) \cos(2\pi i k / K_2) \right) \quad (6)$$

Es decir

$$R(0) = \frac{1}{K_2} \left( P(0) + P(K_2/2) + 2 \sum_{k=1}^{K_2/2-1} P(k) \right) \quad (7)$$

$$R(i) = \frac{1}{K_2} \left( P(0) - P(K_2/2) - 2 \sum_{k=1}^{K_2/2-1} P(K_2/2 - k) \cos(2\pi i k / K_2) \right) \quad \text{para } i = 1, 3, \dots, M-1$$

$$R(i) = \frac{1}{K_2} \left( P(0) + P(K_2/2) + 2 \sum_{k=1}^{K_2/2-1} P(K_2/2 - k) \cos(2\pi i k / K_2) \right) \quad \text{para } i = 2, 4, \dots, M$$

5 Después de que se calculan las autocorrelaciones a la tasa de muestreo S2, puede usarse el algoritmo de Levinson-Durbin (véase la Referencia [1]) para calcular los parámetros del filtro de LP a la tasa de muestreo S2. A continuación, se transforman los parámetros de filtro de LP al dominio de LSF para interpolación con las LSF de la trama F2 para obtener parámetros de LP en cada subtrama.

10 En el ejemplo ilustrativo donde el codificador codifica una señal de banda ancha y está conmutado a partir de una trama con una tasa de muestreo interna S1 = 16 kHz a una trama con tasa de muestreo interna S2 = 12,8 kHz, suponiendo que K = 100, la longitud del espectro de potencia truncado es  $K_2 = 100(12800/16000) = 80$  muestras. El espectro de potencia se calcula para 41 muestras usando la Ecuación (4), y a continuación se calculan las autocorrelaciones usando la Ecuación (7) con  $K_2 = 80$ .

15 En un segundo caso, cuando la prueba (operación 330) determina que S1 es menor que S2, la longitud del espectro de potencia extendido es  $K_2 = K(S2 / S1)$  muestras (operación 350). Después de calcular el espectro de potencia a partir de  $k = 0, \dots, K/2$ , el espectro de potencia se extiende hasta  $K_2/2$ . Puesto que no hay contenido espectral original entre  $K/2$  y  $K_2/2$ , extender el espectro de potencia puede hacerse insertando un número de muestras hasta  $K_2/2$  usando valores de muestra muy bajos. Un enfoque sencillo es repetir la muestra a  $K/2$  hasta  $K_2/2$ . Puesto que el espectro de potencia es simétrico alrededor de  $K_2/2$  entonces se supone que

20 
$$P(K_2/2 + k) = P(K_2/2 - k), \text{ a partir de } k = 1, \dots, K_2/2 - 1$$

En cualquier caso, la DFT inversa se calcula a continuación como en la Ecuación (6) para obtener las autocorrelaciones a la tasa de muestreo S2 (operación 360) y se usa el algoritmo de Levinson-Durbin (véase la Referencia [1]) para calcular los parámetros de filtro de LP a la tasa de muestreo S2 (operación 370). A continuación los parámetros de filtro se transforman al dominio de LSF para interpolación con las LSF de la trama F2 para obtener parámetros de LP en cada subtrama.

25 De nuevo, tomemos el ejemplo ilustrativo donde el codificador está conmutando de una trama con una tasa de muestreo interna S1 = 12,8 kHz a una trama con tasa de muestreo interna S2 = 16 kHz, supongamos que K = 80. La longitud del espectro de potencia extendido es  $K_2 = 80(16000/12800) = 100$  muestras. El espectro de potencia se calcula para 51 muestras usando la Ecuación (4), y a continuación se calculan las autocorrelaciones usando la Ecuación (7) con  $K_2 = 100$ .

Obsérvese que pueden usarse otros métodos para calcular el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP o la DFT inversa del espectro de potencia sin alejarse del espíritu de la presente divulgación.

35 Obsérvese que en esta realización ilustrativa convertir los parámetros de filtro de LP entre diferentes tasas de muestreo internas se aplica a los parámetros de LP cuantificados, para determinar los parámetros de síntesis interpolados de filtro en cada subtrama, y esto se repite en el decodificador. Se observa que el filtro de ponderación usa parámetros de filtro de LP no cuantificados, pero se halló suficiente para interpolar entre los parámetros de filtro no cuantificados en la nueva trama F2 y parámetros de LP cuantificados convertidos por muestreo de la trama pasada F1 para determinar los parámetros del filtro de ponderación en cada subtrama. Esto evita la necesidad de aplicar conversión de muestreo de filtro de LP en los parámetros de filtro de LP no cuantificados también.

40 **Otras consideraciones cuando se conmuta en límites de trama con diferentes tasas de muestreo**

Otro problema a considerarse cuando se conmuta entre tramas con diferentes tasas de muestreo internas es el contenido del libro de códigos adaptativo, que normalmente contiene la señal de excitación pasada. Si la nueva trama tiene una tasa de muestreo interna S2 y la trama anterior tiene una tasa de muestreo interna S1, entonces el contenido del libro de códigos adaptativo se re-muestra de la tasa S1 a la tasa S2, y esto se realiza tanto en el codificador como el decodificador.

Para reducir la complejidad, en esta divulgación, se fuerza la nueva trama F2 para usar un modo de codificación transitorio que es independiente del historial de excitación pasado y por lo tanto no usa el historial del libro de códigos adaptativo. Un ejemplo de codificación de modo transitorio puede hallarse en la solicitud de patente de PCT WO 2008/049221 A1 "Method and device for coding transition frames in speech signals", la divulgación de la cual se incorpora por referencia en la presente memoria.

Otra consideración cuando se conmuta a límites de trama con diferentes tasas de muestreo es la memoria de los cuantificadores predictivos. Como un ejemplo, los cuantificadores de parámetro de LP normalmente usan cuantificación predictiva, que puede no funcionar apropiadamente cuando los parámetros están a diferentes tasas de muestreo. Para reducir los artefactos de conmutación, el cuantificador de parámetro de LP puede forzarse en un modo de codificación no predictivo cuando se conmuta entre diferentes tasas de muestreo.

Una consideración adicional es la memoria del filtro de síntesis, que puede remuestrearse cuando se conmuta entre tramas con diferentes tasas de muestreo.

Finalmente, la complejidad adicional que surge de convertir parámetros de filtro de LP cuando se conmuta entre tramas con diferentes tasas de muestreo internas puede compensarse modificando partes del procesamiento de codificación o decodificación. Por ejemplo, para no aumentar la complejidad del codificador, la búsqueda de libro de códigos fijado puede modificarse reduciendo el número de iteraciones en la primera subtrama de la trama (véase la Referencia [1] para un ejemplo de búsqueda de libro de códigos fijado).

Adicionalmente, para no aumentar la complejidad del decodificador, puede omitirse cierto post-procesamiento. Por ejemplo, en esta realización ilustrativa, puede usarse una técnica de post-procesamiento como se describe en la Patente de Estados Unidos 7.529.660 "Method and device for frequency-selective pitch enhancement of synthesized speech", la divulgación de la cual se incorpora por referencia en la presente memoria. Esta post-filtración se omite en la primera trama después de conmutar a una tasa de muestreo interna diferente (omitir esta post-filtración también supera la necesidad de síntesis pasada utilizada en el post-filtro).

Además, otros parámetros que dependen de la tasa de muestreo pueden escalarse en consecuencia. Por ejemplo, el retardo de tono pasado usado para el clasificador de decodificador y ocultación de borrado de trama puede escalarse por el factor S2/S1.

La Figura 5 es un diagrama de bloques simplificado de una configuración de ejemplo de componentes de hardware que forman el codificador y/o decodificador de las Figuras 1 y 2. Un dispositivo 400 puede implementarse como una parte de un terminal móvil, como una parte de un reproductor de medios portátil, una estación base, equipo de Internet o en cualquier dispositivo similar, y puede incorporar el codificador 106, el decodificador 110, o tanto el codificador 106 como el decodificador 110. El dispositivo 400 incluye un procesador 406 y una memoria 408. El procesador 406 puede comprender uno o más procesadores distintos para ejecutar instrucciones de código para realizar las operaciones de la Figura 4. El procesador 406 puede incorporar diversos elementos del codificador 106 y del decodificador 110 de las Figuras 1 y 2. El procesador 406 puede ejecutar adicionalmente tareas de un terminal móvil, de un reproductor de medios portátil, estación base, equipo de Internet y similares. La memoria 408 está operativamente conectada al procesador 406. La memoria 408, que puede ser una memoria no transitoria, almacena las instrucciones de código ejecutables por el procesador 406.

Una entrada 402 de audio está presente en el dispositivo 400 cuando se usa como un codificador 106. La entrada 402 de audio puede incluir por ejemplo un micrófono o una interfaz conectable a un micrófono. La entrada 402 de audio puede incluir el micrófono 102 y el convertidor de A/D 104 y producir la señal 103 de sonido digital original y/o la señal 105 de sonido digital original. Como alternativa, la entrada 402 de audio puede recibir la señal 105 de sonido digital original. Análogamente, está presente una salida 404 codificada cuando se usa el dispositivo 400 como un codificador 106 y está configurado para reenviar los parámetros 107 de codificación o el flujo 111 de bits digital que contiene los parámetros 107, que incluye los parámetros de filtro de LP, a un decodificador remoto mediante un enlace de comunicación, por ejemplo mediante el canal 101 de comunicación, o hacia una memoria adicional (no mostrada) para almacenamiento. Ejemplos de implementación no limitantes de la salida 404 codificada comprenden una interfaz de radio de un terminal móvil, una interfaz física tal como por ejemplo un puerto de bus serie universal (USB) de un reproductor de medios portátil, y similares.

Una entrada 403 codificada y una salida 405 de audio ambas están presentes en el dispositivo 400 cuando se usan como un decodificador 110. La entrada 403 codificada puede estar construida para recibir los parámetros 107 de codificación o el flujo 111 de bits digital que contiene los parámetros 107, que incluyen los parámetros de filtro de LP de una salida 404 codificada de un codificador 106. Cuando el dispositivo 400 incluye tanto el codificador 106 como el decodificador 110, la salida 404 codificada y la entrada 403 codificada pueden formar un módulo de comunicación común. La salida 405 de audio puede comprender el convertidor de D/A 115 y la unidad 116 de altavoces. Como alternativa, la salida 405 de audio puede comprender una interfaz conectable a un reproductor de audio, a un altavoz, a un dispositivo de grabación, y similares.

La entrada 402 de audio o la entrada 403 codificada pueden recibir también señales de un dispositivo de almacenamiento (no mostrado). De la misma manera, la salida 404 codificada y la salida 405 de audio pueden

suministrar la señal de salida a un dispositivo de almacenamiento (no mostrado) para grabación.

La entrada 402 de audio, la entrada 403 codificada, la salida 404 codificada y la salida 405 de audio están todas operativamente conectadas al procesador 406.

5 Los expertos en la técnica apreciarán que la descripción de los métodos, codificador y decodificador para codificación y decodificación predictiva lineal de señales de sonido son ilustrativos únicamente y no se pretende que sean limitantes de manera alguna. Otras realizaciones sugerirán por sí mismas fácilmente a tales expertos en la técnica que tienen el beneficio de la presente divulgación. Adicionalmente, los métodos, codificador y decodificador descritos pueden personalizarse para ofrecer soluciones valiosas a necesidades y problemas existentes de códecs basados en predicción lineal de conmutación entre dos tasas de bits con diferentes tasas de muestreo.

10 En el interés de claridad, no se muestran y describen todas las características rutinarias de las implementaciones de los métodos, codificador y decodificador. Se apreciará, por supuesto, que en el desarrollo de cualquier implementación real de los métodos, codificador y decodificador, puede ser necesario que se realicen numerosas decisiones específicas de la implementación para conseguir los objetivos específicos del desarrollador, tales como cumplimiento con restricciones relacionadas con la aplicación, sistema, red y negocio, y que estos objetivos específicos variarán de una implementación a otra y de un desarrollador a otro. Además, se apreciará que un esfuerzo de desarrollo puede ser complejo y consumir tiempo, pero, sin embargo, sería una tarea rutinaria de ingeniería para los expertos en la técnica en el campo de codificación de sonido que tienen el beneficio de la presente divulgación.

20 Según con la presente divulgación, los componentes, operaciones de proceso, y/o estructuras de datos descritos en la presente memoria pueden implementarse usando diversos tipos de sistemas operativos, plataformas informáticas, dispositivos de red, programas informáticos, y/o máquinas de fin general. Además, los expertos en la técnica en la técnica reconocerán que pueden usarse también dispositivos de una naturaleza de fin menos general, tales como dispositivos de cableado permanente, campos de matrices de puertas programables (FPGA), circuitos integrados específicos de la aplicación (ASIC), o similares. Donde se implemente un método que comprende una serie de operaciones por un ordenador o una máquina y aquellas operaciones pueden almacenarse como una serie de instrucciones legibles por la máquina, pueden almacenarse en un medio de almacenamiento.

25 Los sistemas y módulos descritos en la presente memoria pueden comprender software, firmware, hardware, o cualquier combinación o combinaciones de software, firmware, o hardware adecuadas para los fines descritos en la presente memoria.

30 Aunque la presente divulgación se ha descrito en la presente memoria anteriormente por medio de realizaciones ilustrativas no restrictivas de la misma, estas realizaciones pueden modificarse a voluntad dentro del alcance de las reivindicaciones adjuntas.

### Referencias

Las siguientes referencias se incorporan por referencia en la presente memoria.

- 35 [1] Especificación técnica del 3GPP 26.190, "Adaptive Multi-Rate-Wideband (AMR-WB) speech codec; Transcoding functions", julio de 2005; <http://www.3gpp.org>.
- [2] Recomendación ITU-T G.729 "Coding of speech at 8 kbit/s using conjugate-structure algebraic-code-excited linear prediction (CS-ACELP)", 01/2007.

**REIVINDICACIONES**

1. Un método implementado en un codificador de señal de sonido o un decodificador de señal de sonido para convertir parámetros de filtro predictivos lineales (LP) de una tasa de muestreo de señal de sonido S1 a una tasa de muestreo de señal de sonido S2, estando el método caracterizado por:
  - 5    calcular, a la tasa de muestreo S1, un espectro de potencia de un filtro de síntesis de LP usando los parámetros de filtro de LP;
  - modificar el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP para convertirlo de la tasa de muestreo S1 a la tasa de muestreo S2;
  - 10   transformar a la inversa el espectro de potencia modificado del filtro de síntesis de LP para determinar autocorrelaciones del filtro de síntesis de LP a la tasa de muestreo S2; y
  - usar las autocorrelaciones para calcular los parámetros de filtro de LP a la tasa de muestreo S2.
2. Un método como se indica en la reivindicación 1, en donde modificar el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP para convertirlo de la tasa de muestreo S1 a la tasa de muestreo S2 comprende:
  - 15   si S1 es menor que S2, extender el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP basándose en una relación entre S1 y S2;
  - si S1 es mayor que S2, truncar el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP basándose en la relación entre S1 y S2.
3. Un método como se indica en una cualquiera de las reivindicaciones 1 y 2, en donde la conversión de los parámetros de filtro de LP tiene lugar cuando un codificador conmuta de una trama con la tasa de muestreo S1 a una trama con la tasa de muestreo S2.
  - 20   4. Un método como se indica en la reivindicación 3, que comprende, cuando se implementa en un codificador de señal de sonido, calcular parámetros de filtro de LP en cada subtrama de una trama actual interpolando parámetros de filtro de LP de la trama actual a la tasa de muestreo S2 con parámetros de filtro de LP de una trama pasada convertida de la tasa de muestreo S1 a la tasa de muestreo S2.
5. Un método como se indica en la reivindicación 4, que comprende, cuando se implementa en un codificador de señal de sonido, forzar la trama actual a un modo de codificación que no usa un historial de un libro de códigos adaptativo.
6. Un método como se indica en la reivindicación 4 o 5, que comprende, cuando se implementa en un codificador de señal de sonido, forzar un cuantificador de parámetro de LP para usar un método de cuantificación no predictivo en la trama actual.
7. Un método como se indica en una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, que comprende:
  - 30   calcular el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP a K muestras;
  - extender el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP a  $K(S2/S1)$  muestras cuando la tasa de muestreo S1 es menor que la tasa de muestreo S2; y
  - 35   truncar el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP a  $K(S2/S1)$  muestras cuando la tasa de muestreo S1 es mayor que la tasa de muestreo S2.
8. Un método como se indica en una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, que comprende calcular el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP como una energía de una respuesta de frecuencia del filtro de síntesis de LP.
9. Un método como se indica en la reivindicación 3, que comprende, cuando se implementa en un decodificador de señal de sonido, calcular parámetros de filtro de LP en cada subtrama de una nueva trama interpolando parámetros de filtro de LP de una trama actual a la tasa de muestreo S2 con parámetros de filtro de LP de una trama pasada convertida de la tasa de muestreo S1 a la tasa de muestreo S2.
10. Un dispositivo para su uso en un codificador de señal de sonido o un decodificador de señal de sonido para convertir parámetros de filtro lineal predictivo (LP) de una tasa de muestreo de señal de sonido S1 a una tasa de muestreo de señal de sonido S2, estando el dispositivo caracterizado por que comprende:
  - 45   un procesador configurado para:
    - calcular, a la tasa de muestreo S1, un espectro de potencia de un filtro de síntesis de LP que usa los parámetros de filtro de LP,

modificar el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP para convertirlo de la tasa de muestreo S1 a la tasa de muestreo S2,

transformar a la inversa el espectro de potencia modificado del filtro de síntesis de LP para determinar autocorrelaciones del filtro de síntesis de LP a la tasa de muestreo S2, y

5 usar las autocorrelaciones para calcular los parámetros de filtro de LP a la tasa de muestreo S2.

11. Un dispositivo como se indica en la reivindicación 10, en donde el procesador está configurado para:

extender el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP basándose en una relación entre S1 y S2 si S1 es menor que S2; y

10 truncar el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP basándose en la relación entre S1 y S2 si S1 es mayor que S2.

12. Un dispositivo como se indica en una cualquiera de las reivindicaciones 10 y 11, en donde el procesador está configurado para calcular parámetros de filtro de LP en cada subtrama de una trama actual interpolando parámetros de filtro de LP de la trama actual a la tasa de muestreo S2 con parámetros de filtro de LP de una trama pasada convertida de la tasa de muestreo S1 a la tasa de muestreo S2.

15 13. Un dispositivo como se indica en una cualquiera de las reivindicaciones 10 a 12, en donde el procesador está configurado para:

calcular el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP a K muestras;

extender el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP a  $K(S2/S1)$  muestras cuando la tasa de muestreo S1 es menor que la tasa de muestreo S2; y

20 truncar el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP a  $K(S2/S1)$  muestras cuando la tasa de muestreo S1 es mayor que la tasa de muestreo S2.

14. Un dispositivo como se indica en una cualquiera de las reivindicaciones 10 a 13, en donde el procesador está configurado para calcular el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP como una energía de una respuesta de frecuencia del filtro de síntesis de LP.

25 15. Un dispositivo como se indica en una cualquiera de las reivindicaciones 10 a 14, en donde el procesador está configurado para transformar a la inversa el espectro de potencia modificado del filtro de síntesis de LP usando una transformada de Fourier discreta inversa.

30 16. Un dispositivo como se indica en una cualquiera de las reivindicaciones 10 a 15, que comprende adicionalmente una memoria no transitoria que almacena instrucciones de código ejecutables por el procesador para realizar el cálculo, modificación, transformación inversa y operaciones de uso.

17. Una memoria no transitoria legible por ordenador que almacena instrucciones de código para realizar, cuando se ejecuta en el procesador de una cualquiera de las reivindicaciones 10 a 16, un método como se indica en una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 9.

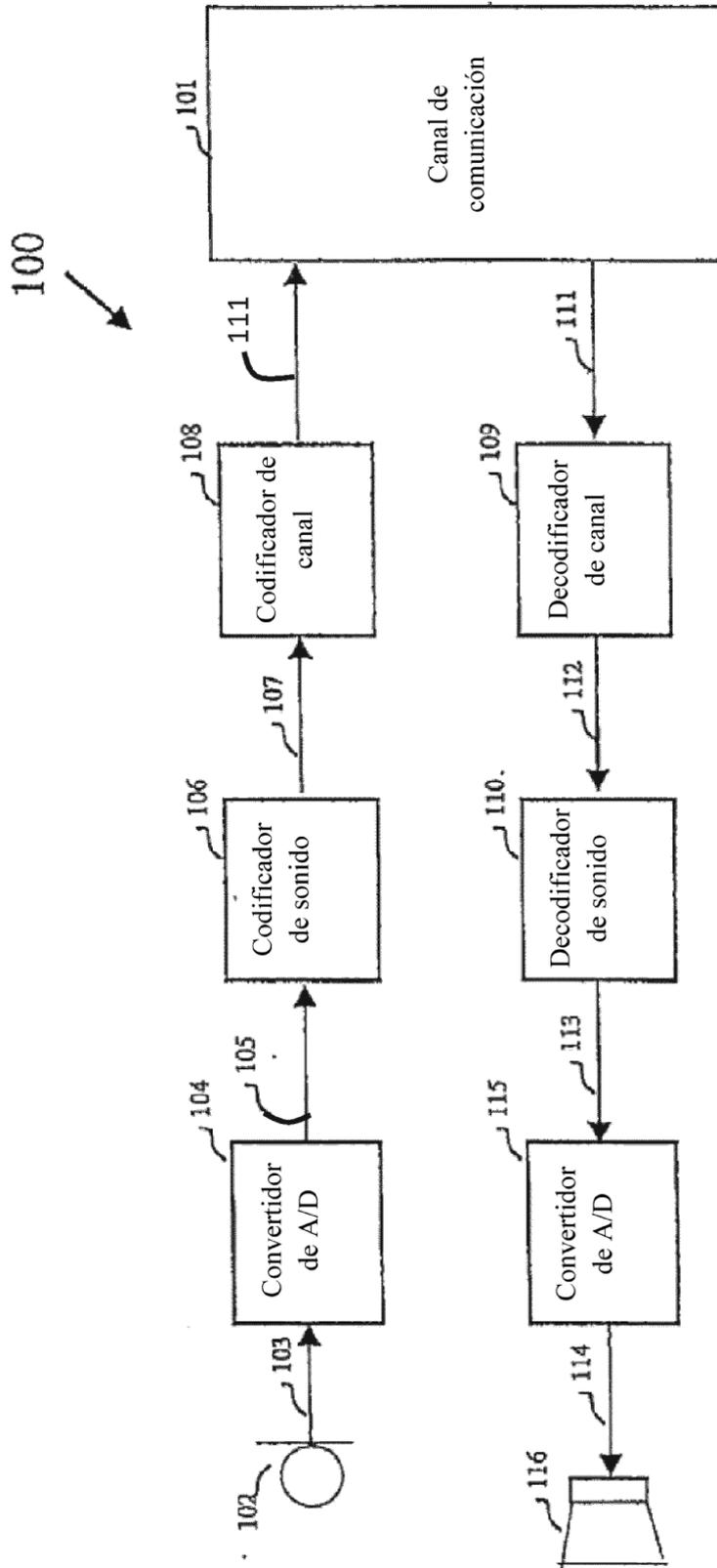


Figura 1

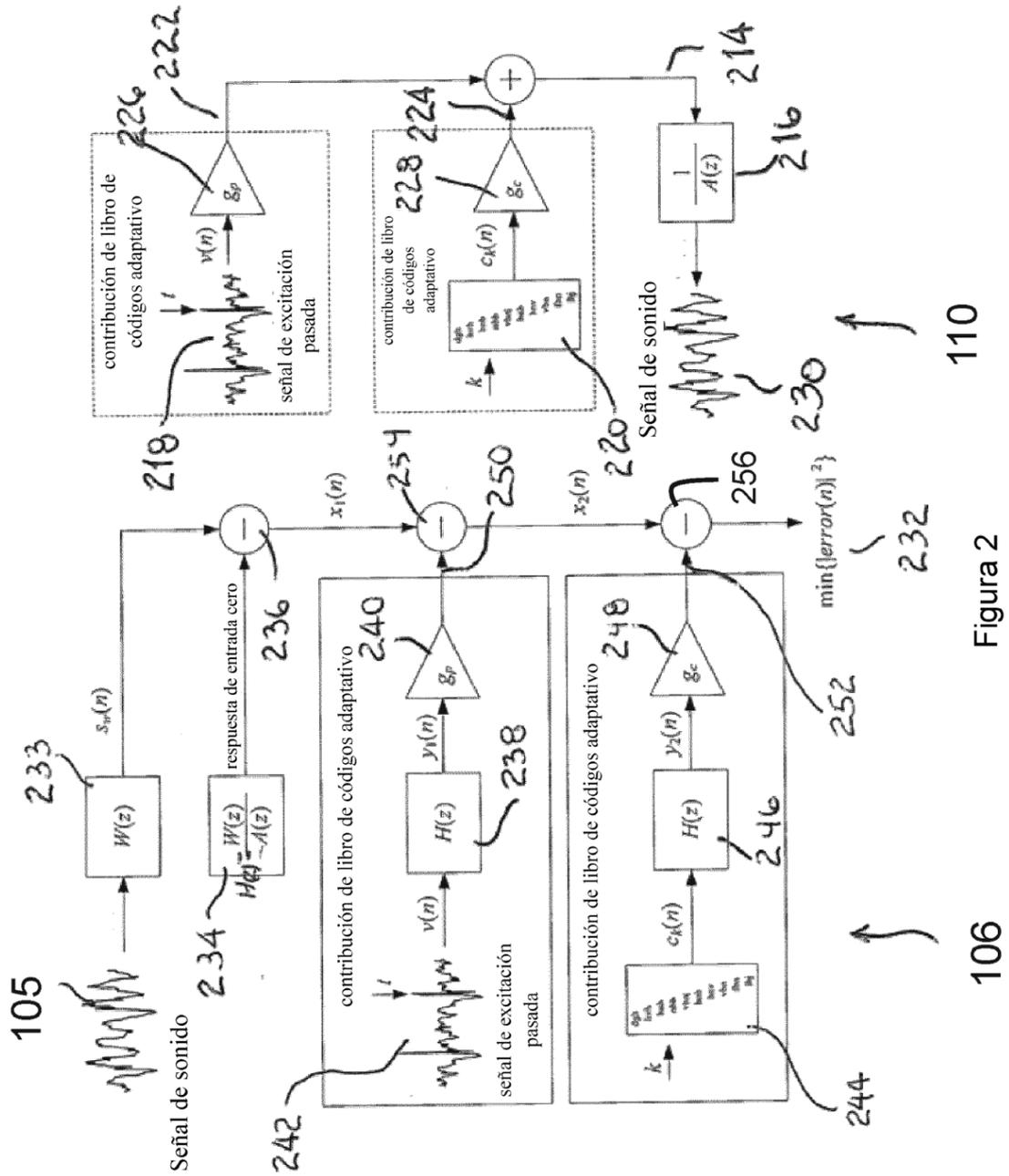
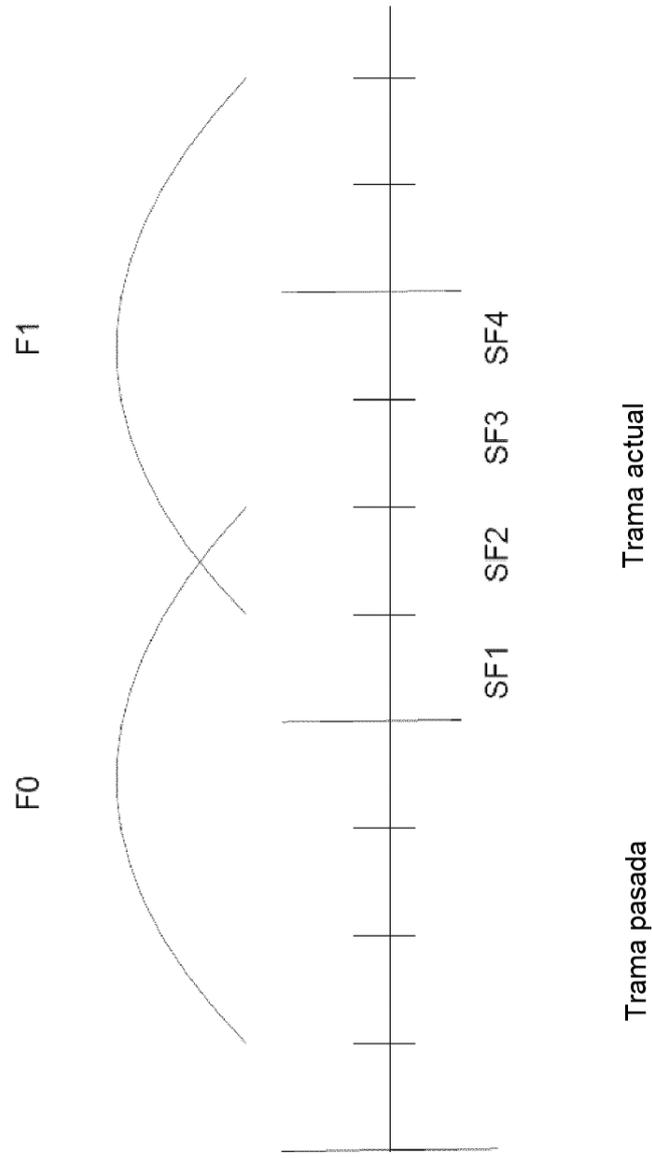


Figura 2

106

110



$$SF1 = 0,75 F0 + 0,25 F1$$

$$SF2 = 0,5 F0 + 0,5 F1$$

$$SF3 = 0,25 F0 + 0,75 F1$$

$$SF4 = F1$$

Trama pasada

Trama actual

Figura 3

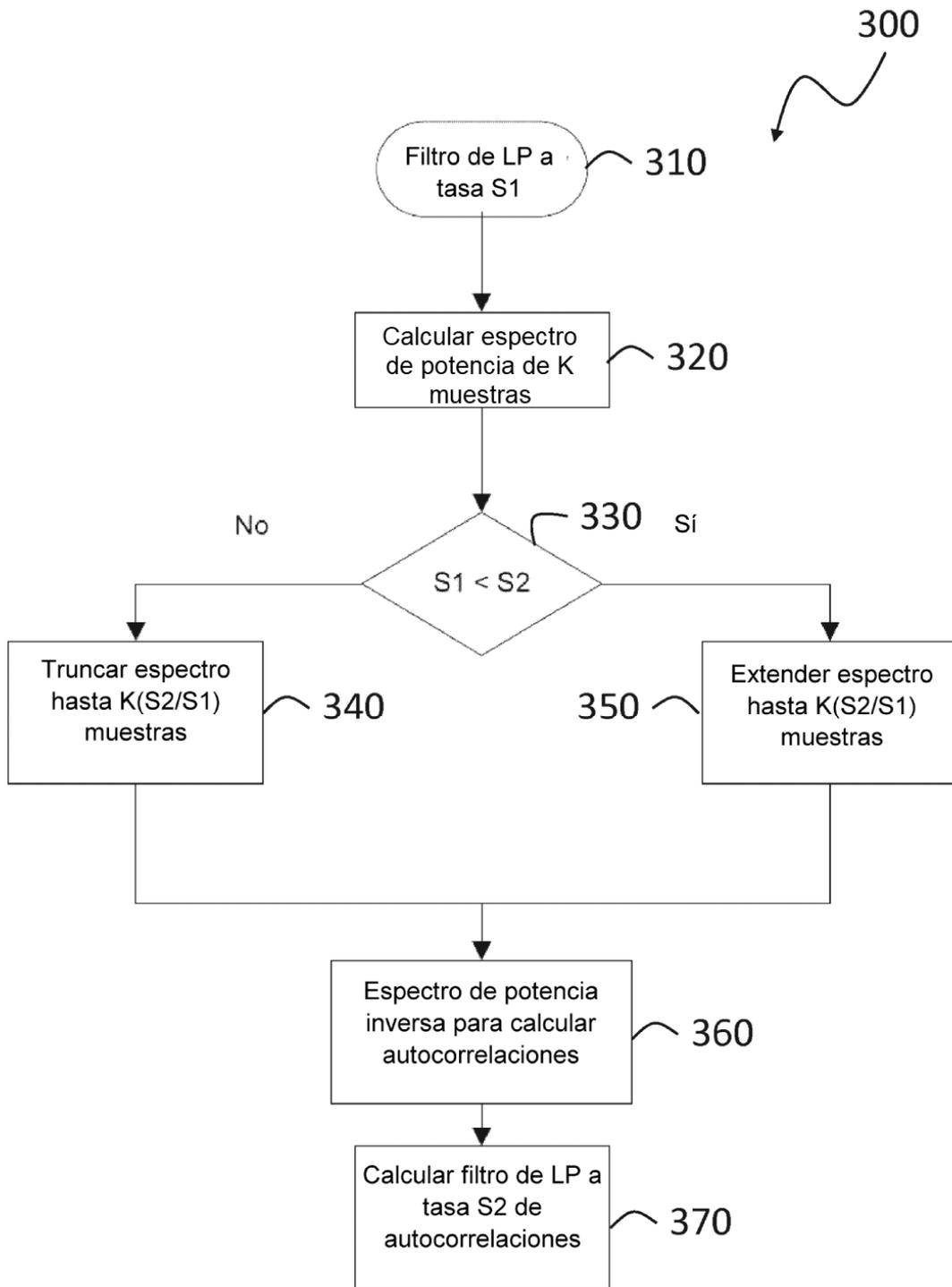


Figura 4

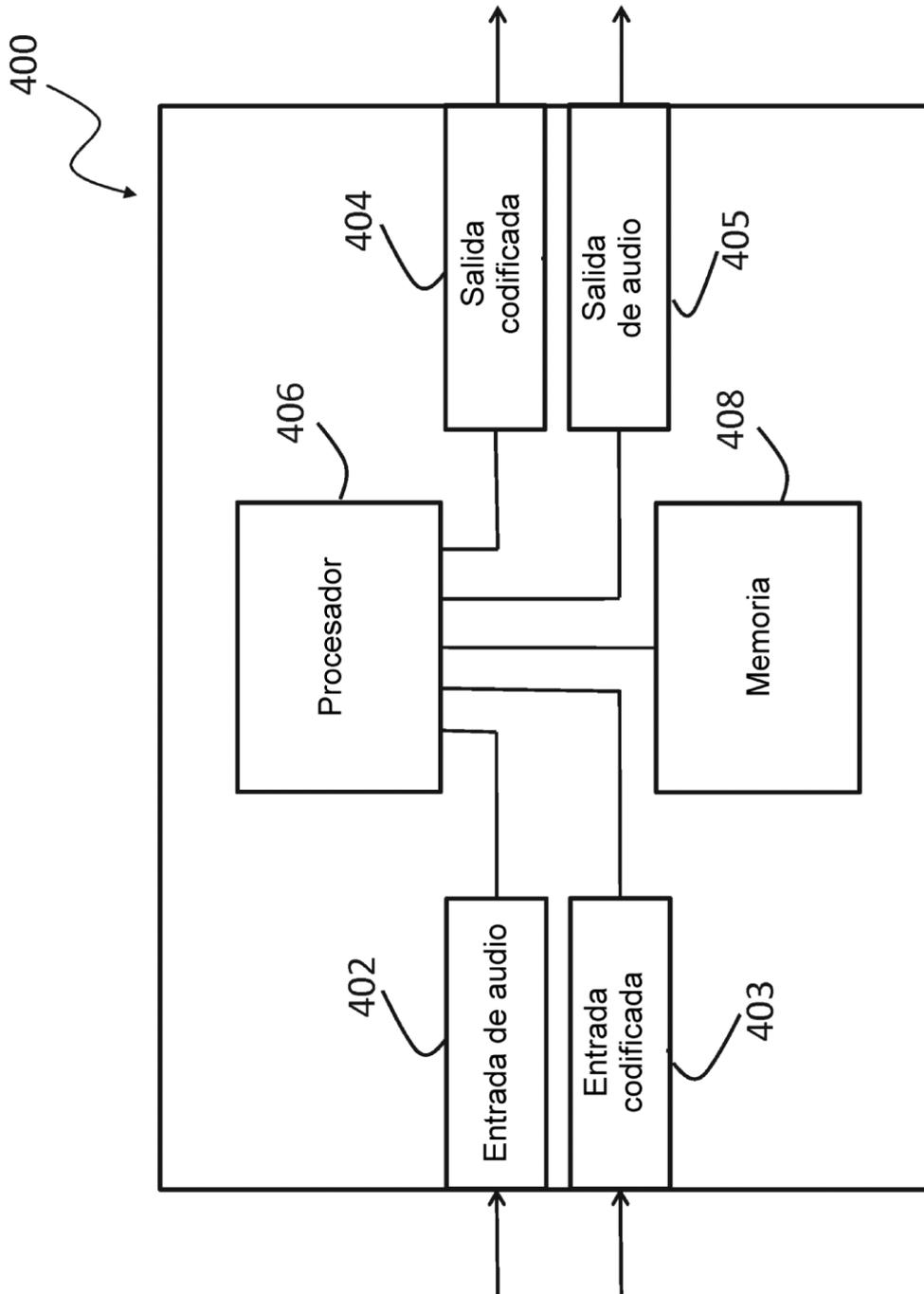


Figura 5