

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 976 438**

51 Int. Cl.:

G10L 19/12 (2013.01)

G10L 19/06 (2013.01)

G10L 19/26 (2013.01)

G10L 19/16 (2013.01)

G10L 19/24 (2013.01)

G10L 19/07 (2013.01)

G10L 21/038 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **25.07.2014** E 20189482 (1)

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **28.02.2024** EP 3751566

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

30 Prioridad:

17.04.2014 US 201461980865 P

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

01.08.2024

73 Titular/es:

**VOICEAGE EVS LLC (100.0%)
620 Newport Center Drive, Suite 1100
Newport Beach, CA 92660, US**

72 Inventor/es:

**SALAMI, REDWAN y
EKSLER, VLACLAV**

74 Agente/Representante:

SÁEZ MAESO, Ana

ES 2 976 438 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 la transición entre tramas que tienen diferentes velocidades de muestreo

Campo técnico

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

Antecedentes de la invención

La demanda de técnicas eficientes de codificación de voz/audio de banda ancha digital con una buena relación calidad subjetiva/velocidad de bits está aumentando para numerosas aplicaciones tal como teleconferencias de audio/video, aplicaciones multimedia, e inalámbricas, así como también aplicaciones de Internet y redes de paquetes. Hasta hace poco, los anchos de banda telefónicos en el intervalo de 200-3400 Hz se usaban principalmente en aplicaciones de codificación de voz. Sin embargo, existe una mayor demanda de aplicaciones de voz de banda ancha para aumentar la inteligibilidad y naturalidad de las señales de voz. Se consideró que un ancho de banda en el intervalo de 50-7000 Hz era suficiente para suministrar una calidad de voz cara a cara. Para señales de audio, este intervalo proporciona una calidad de audio aceptable, pero aún es inferior a la calidad del CD (Disco compacto) que opera en el intervalo de 20-20 000 Hz.

Un codificador de voz convierte una señal de voz en un flujo de bits digitales que se transmite a través de un canal de comunicación (o se almacena en un medio de almacenamiento). La señal de voz se digitaliza (se muestrea y se cuantifica generalmente con 16 bits por muestra) y el codificador de voz tiene la función de representar estas muestras digitales con un número más pequeño de bits mientras que mantiene una buena calidad de voz subjetiva. El decodificador o sintetizador de voz opera en el flujo de bits transmitido o almacenado y lo convierte de nuevo en una señal de sonido.

Una de las mejores técnicas disponibles capaz de lograr una buena relación calidad/velocidad de bits es la técnica denominada CELP (Predicción lineal excitada por código). De acuerdo con esta técnica, la señal de voz muestreada se procesa en bloques sucesivos de L muestras generalmente denominadas tramas donde L es algún número predeterminado (correspondiente a 10-30 ms de voz). En CELP, se calcula y transmite un filtro de síntesis de LP (Predicción lineal) en cada trama. La trama de muestra L se divide además en bloques más pequeños denominados subtramas de N muestras, donde $L=kN$ y k es el número de subtramas en una trama (N generalmente corresponde a 4-10 ms de voz). En cada subtrama se determina una señal de excitación, que generalmente comprende dos componentes: uno de la excitación pasada (denominado además contribución de tono o libro de códigos adaptativo) y el otro de un libro de códigos innovador (denominado además libro de códigos fijo). Esta señal de excitación se transmite y se usa en el decodificador como la entrada del filtro de síntesis de LP para obtener la voz sintetizada.

Para sintetizar la voz de acuerdo con la técnica de CELP, cada bloque de N muestras se sintetiza al filtrar un vector de códigos adecuado del libro de códigos innovador a través de filtros variables en el tiempo que modelan las características espectrales de la señal de voz. Estos filtros comprenden un filtro de síntesis de tono (generalmente implementado 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 códigos del libro de códigos innovador (búsqueda en el libro de códigos). El vector de códigos innovador retenido es el que produce la salida de síntesis más cercana a la señal de voz original de acuerdo con una medida de distorsión ponderada perceptualmente. Esta ponderación perceptual se realiza mediante el uso de un denominado filtro de ponderación perceptual, que generalmente se deriva del filtro de síntesis de LP.

En codificadores basados en LP tal como CELP, se calcula un filtro de LP entonces se cuantifica y se transmite una vez por trama. Sin embargo, para garantizar una evolución suave del filtro de síntesis de LP, los parámetros del filtro se interpolan en cada subtrama, en base a los parámetros de LP de la trama anterior. Los parámetros del filtro de LP no son adecuados para la cuantificación debido a problemas de estabilidad del filtro. Generalmente se usa otra representación de LP más eficiente para la cuantificación y la interpolación. Una representación del parámetro de LP comúnmente usada es el dominio de frecuencia espectral de línea (LSF).

En la codificación de banda ancha la señal de sonido se muestrea a 16 000 muestras por segundo y el ancho de banda codificado se extiende hasta 7 kHz. Sin embargo, en codificación de banda ancha con una velocidad de bits baja (por debajo de 16 kbit/s) generalmente es más eficiente reducir la muestra de la señal de entrada a una velocidad ligeramente inferior, y aplicar el modelo de CELP a un ancho de banda inferior, entonces usar la extensión del ancho de banda en el decodificador para generar la señal hasta 7 kHz. Esto se debe al hecho de que el CELP modela mejor las frecuencias inferiores con alta energía que las frecuencias superiores. Por lo tanto, es más eficiente centrar el modelo en el ancho de banda inferior a velocidades de bits bajas. El estándar AMR-WB (Referencia [1]) es un ejemplo de codificación de este tipo, donde la señal de entrada reduce la muestra a 12 800 muestras por segundo, y el CELP

codifica la señal hasta 6,4 kHz. En el decodificador se usa la extensión del ancho de banda para generar una señal desde 6,4 a 7 kHz. Sin embargo, a velocidades de bits superiores a 16 kbit/s es más eficiente usar CELP para codificar la señal hasta 7 kHz, dado que existen suficientes bits para representar todo el ancho de banda.

5 Los codificadores más recientes son codificadores de múltiples velocidades que cubren un amplio intervalo de velocidades de bits para permitir flexibilidad en diferentes escenarios de aplicación. De nuevo AMR-WB es un ejemplo de este tipo, donde el codificador opera a velocidades de bits desde 6,6 a 23,85 kbit/s. En los codificadores de múltiples velocidades el códec debería ser capaz de conmutar entre diferentes velocidades de bits por trama sin introducir artefactos de conmutación. En AMR-WB esto se logra fácilmente dado que todas las velocidades usan CELP a una
10 velocidad de muestreo interna de 12,8 kHz. Sin embargo, en un codificador reciente que usa muestreo de 12,8 kHz a velocidades de bits por debajo de 16 kbit/s y muestreo de 16 kHz a velocidades de bits superiores a 16 kbit/s, es necesario abordar los problemas relacionados con la conmutación de la velocidad de bits entre tramas que usan diferentes velocidades de muestreo. Los problemas principales están en la transición del filtro de LP, y en la memoria del filtro de síntesis y el libro de códigos adaptativo. Las técnicas para convertir parámetros de filtro de LP desde una
15 primera velocidad de muestreo interna a una segunda velocidad de muestreo interna se conocen además a partir de las solicitudes de patente US2008/0077401A1 y JP2000206998A.

Por lo tanto, sigue habiendo una necesidad de métodos eficientes para conmutar códecs basados en LP entre dos velocidades de bits con diferentes velocidades de muestreo internas.

Resumen

La invención proporciona un método de acuerdo con la reivindicación 1, un dispositivo de acuerdo con la reivindicación 13 y una memoria no transitoria legible por ordenador que almacena instrucciones de código de acuerdo con la
25 reivindicación 21. Los aspectos preferentes se exponen en las reivindicaciones dependientes.

Lo anterior y otros objetos, ventajas y características de la presente descripción llegarán a ser más evidentes tras la lectura de la siguiente descripción no restrictiva de una modalidad ilustrativa de la misma, dada a manera de ejemplo sólo con referencia a las figuras acompañantes.

Breve descripción de las figuras

En las figuras anexas:

35 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;

40 La Figura 3 ilustra un ejemplo de encuadre e interpolación de parámetros de LP;

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

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

Descripción detallada

50 La modalidad de la presente descripción ilustrativa no restrictiva se refiere a un método y un dispositivo para la conmutación eficiente, en un códec basado en LP, entre tramas que usan diferentes velocidades de muestreo internas. El método y dispositivo de conmutación pueden usarse con cualquier señal de sonido, que incluye señales de voz y audio. La conmutación entre velocidades de muestreo internas de 16 kHz y 12,8 kHz está dada a manera de ejemplo, sin embargo, el método y dispositivo de conmutación pueden aplicarse además a otras velocidades 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 de comunicación de sonido 100 soporta la
60 transmisión y reproducción de una señal de sonido a través de un canal de comunicación 101. El canal de comunicación 101 puede comprender, por ejemplo, un enlace de cable, óptico o de fibra. Alternativamente, el canal de comunicación 101 puede comprender al menos en parte un enlace de radiofrecuencia. El enlace de radiofrecuencia a menudo soporta múltiples comunicaciones de voz simultáneas, que requieren recursos de ancho de banda compartidos tal como los que pueden encontrarse en la telefonía celular. Aunque no se muestra, el canal de comunicación 101 puede reemplazarse por un dispositivo de almacenamiento en una modalidad de dispositivo único
65 del sistema de comunicación 101 que graba y almacena la señal de sonido codificada para su posterior reproducción.

Todavía con referencia a la Figura 1, por ejemplo, un micrófono 102 produce una señal de sonido analógica original 103 que se suministra a un convertidor de analógico a digital (A/D) 104 para convertirla en una señal de sonido digital original 105. La señal de sonido digital original 105 puede grabarse y suministrarse además desde un dispositivo de almacenamiento (no mostrado). Un codificador de sonido 106 codifica la señal de sonido digital original 105 lo que produce de esta manera un conjunto de parámetros de codificación 107 que se codifican en una forma binaria y se suministran a un codificador de canal opcional 108. El codificador de canal opcional 108, cuando está presente, agrega redundancia a la representación binaria de los parámetros de codificación antes de transmitirlos a través del canal de comunicación 101. En el lado del receptor, un decodificador de canal opcional 109 utiliza la información redundante mencionada anteriormente en un flujo de bits digitales 111 para detectar y corregir errores de canal que pueden haber ocurrido durante la transmisión a través del canal de comunicación 101, que produce parámetros de codificación recibidos 112. Un decodificador de sonido 110 convierte los parámetros de codificación recibidos 112 para crear una señal de sonido digital sintetizada 113. La señal de sonido digital sintetizada 113 reconstruida en el decodificador de sonido 110 se convierte a una señal de sonido analógica sintetizada 114 en un convertidor de digital a analógico (D/A) 115 y se reproduce de nuevo en una unidad de altavoz 116. Alternativamente, la señal de sonido digital sintetizada 113 puede suministrarse a y grabarse además 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 de sonido 106 y el decodificador de sonido 110 ambos introducidos en la descripción anterior de la Figura 1. El codificador 106 se suministra con la señal de sonido digital original 105, determina los parámetros de codificación 107, descritos en la presente descripción más abajo, que representa la señal de sonido analógica original 103. Estos parámetros 107 se codifican en el flujo de bits digitales 111 que se transmite mediante el uso de un canal de comunicación, por ejemplo, el canal de comunicación 101 de la Figura 1, al decodificador 110. El decodificador de sonido 110 reconstruye la señal de sonido digital sintetizada 113 para que sea lo más similar posible a la señal de sonido digital original 105.

Actualmente, las técnicas de codificación de voz más extendidas se basan en la Predicción lineal (LP), en particular CELP. En la codificación basada en LP, la señal de sonido digital sintetizada 113 se produce al filtrar una excitación 214 a través de un filtro de síntesis de LP 216 que tiene una función de transferencia $1/A(z)$. En CELP, la excitación 214 se compone típicamente de dos partes: una contribución del libro de códigos adaptativo 222 de primera etapa, seleccionada de un libro de códigos adaptativo 218 y amplificada por una ganancia del libro de códigos adaptativo g_p 226 y una contribución del libro de códigos fijo 224 de segunda etapa, seleccionada de un libro de códigos fijo 220 y amplificada por una ganancia del libro de códigos fijo g_c 228. En términos generales, la contribución del libro de códigos adaptativo 222 modela la parte periódica de la excitación y la contribución del libro de códigos fijo 214 se agrega para modelar la evolución de la señal de sonido.

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

El CELP usa un principio denominado Análisis por síntesis donde las posibles salidas del decodificador se prueban (sintetizan) ya durante el proceso de codificación en el codificador 106 y entonces se comparan con la señal de sonido digital original 105. El codificador 106 incluye por lo tanto elementos similares a los del decodificador 110. Estos elementos incluyen una contribución del libro de códigos adaptativo 250 seleccionada de un libro de códigos adaptativo 242 que suministra una señal de excitación pasada $v(n)$ convolucionada con la respuesta de impulso de un filtro de síntesis ponderado $H(z)$ (ver 238) (cascada del filtro de síntesis de LP $1/A(z)$ y el filtro de ponderación perceptual $W(z)$), el resultado $y_1(n)$ de los cuales se amplifica mediante una ganancia del libro de códigos adaptativo g_p 240. Se incluye además una contribución del libro de códigos fijo 252 seleccionada de un libro de códigos fijo 244 que suministra un vector de códigos innovador $c_k(n)$ convolucionado con la respuesta de impulso del filtro de síntesis ponderado $H(z)$ (ver 246), el resultado $y_2(n)$ de los cuales se amplifica mediante una ganancia del libro de códigos fijo g_c 248.

El codificador 106 comprende además 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 sustractores 236, 254 y 256 restan respectivamente la respuesta de entrada cero, la contribución del libro de códigos adaptativo 250 y la contribución del libro de códigos fijo 252 de la señal de sonido digital original 105 filtrada por el filtro de ponderación perceptual 233 para proporcionar un error cuadrático medio 232 entre la señal de sonido digital original 105 y la señal de sonido digital sintetizada 113.

La búsqueda del libro de códigos minimiza el error cuadrático medio 232 entre la señal de sonido digital original 105 y la señal de sonido digital sintetizada 113 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 $W(z)$ explota el efecto de enmascaramiento de frecuencia y se deriva típicamente 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 encontrarse en la Referencia [1].

Dado 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 códigos buscados, esta memoria puede restarse de la señal de sonido digital original 105 antes de la búsqueda del libro de códigos fijo. El filtrado de los vectores de códigos candidatos puede realizarse por medio de una convolución con la respuesta de impulso de la cascada de los filtros $1/A(z)$ y $W(z)$, representado por $H(z)$ en la Figura 2.

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

Conversión de parámetros del filtro de LP cuando se conmutan a límites de trama con diferentes velocidades de muestreo

En la codificación basada en LP el filtro de LP $A(z)$ se determina una vez por trama, y entonces se interpola para cada subtrama. La Figura 3 ilustra un ejemplo de encuadre 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 tres primeras subtramas SF1, SF2 y SF3, los parámetros de LP se obtienen al interpolar los parámetros en la trama actual, F1, y una trama anterior, F0. Es decir:

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

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

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

$$SF4 = F1.$$

Alternativamente pueden usarse otros ejemplos de interpolación en dependencia de la forma, longitud y posición de la ventana de análisis de LP. En otra modalidad, el codificador conmuta entre velocidades de muestreo internas de 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 se cuantifican además en el medio de la trama actual (Fm). En esta otra modalidad, la interpolación del parámetro de LP para una trama de 12,8 kHz está dada por:

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

$$SF2 = Fm;$$

$$SF3 = 0,5 Fm + 0,51 F1;$$

$$SF4 = F1.$$

Para un muestreo de 16 kHz, la interpolación está dada por:

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

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

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

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

$$SF5 = F1.$$

El análisis de LP da como resultado el cálculo de los parámetros del filtro de síntesis de LP mediante el uso de:

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

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

Los parámetros del filtro de LP se transforman a otro dominio con fines de cuantificación e interpolación. Otras representaciones del parámetro de LP comúnmente usadas son los coeficientes de reflexión, las relaciones de área logarítmica, los pares del espectro de inmitancia (usados en AMR-WB; Referencia [1]), y los pares del espectro de línea, que se denominan además frecuencias del espectro de línea (LSF). En esta modalidad ilustrativa, se usa la representación de frecuencia del espectro de línea. En la Referencia [2] puede encontrarse un ejemplo de un método que puede usarse para convertir los parámetros de LP en parámetros de LSF y viceversa. El ejemplo de interpolación en el párrafo anterior se aplica a los parámetros de LSF, que pueden estar en el dominio de frecuencia en el intervalo entre 0 y $F_s/2$ (donde F_s es la frecuencia de muestreo), o en el dominio de frecuencia escalada entre 0 y π , o en el dominio del coseno (coseno de frecuencia escalada).

Como se describió anteriormente, pueden usarse diferentes velocidades de muestreo internas a diferentes velocidades de bits para mejorar la calidad en la codificación basada en LP de múltiples velocidades. En esta modalidad ilustrativa, se usa un codificador de banda ancha CELP de múltiples velocidades donde se usa una velocidad de muestreo interna de 12,8 kHz a velocidades de bits inferiores y una velocidad de muestreo interna de 16 kHz a velocidades de bits superiores. A una velocidad de muestreo de 12,8 kHz, las LSF cubren el ancho de banda desde 0 a 6,4 kHz, mientras que a una velocidad de muestreo de 16 kHz cubren el intervalo desde 0 a 8 kHz. Al conmutar la velocidad de bits entre dos tramas donde la velocidad de muestreo interna es diferente, se abordan algunos problemas para garantizar la conmutación continua. Estos problemas incluyen la interpolación de los parámetros del filtro de LP y las memorias del filtro de síntesis y el libro de códigos adaptativo, que están a diferentes velocidades de muestreo.

La presente descripción introduce un método para la interpolación eficiente de parámetros de LP entre dos tramas a diferentes velocidades de muestreo internas. A manera de ejemplo, se considera la conmutación entre velocidades de muestreo de 12,8 kHz y 16 kHz. Sin embargo, las técnicas descritas no se limitan a estas velocidades de muestreo particulares y pueden aplicarse a otras velocidades de muestreo internas.

Supongamos que el codificador se conmuta desde una trama F1 con la velocidad de muestreo interna S1 a una trama F2 con la velocidad de muestreo interna S2. Los parámetros de LP en la primera trama se denominan LSF_{1S1} y los parámetros de LP en la segunda trama se denominan 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 configurarse a la misma velocidad de muestreo. Esto requiere realizar el análisis de LP de la trama F1 a la velocidad de muestreo S2. Para evitar transmitir el filtro de LP dos veces a las dos velocidades de muestreo en la trama F1, el análisis de LP a la velocidad de muestreo S2 puede realizarse en la señal de síntesis pasada que está disponible tanto en el codificador como el decodificador. Este enfoque implica volver a muestrear la señal de síntesis pasada desde la velocidad S1 a la velocidad S2, y realizar el análisis de LP completo, esta operación que se repite en el decodificador, que generalmente es exigente desde el punto de vista computacional.

En la presente descripción se describen métodos y dispositivos alternativos para convertir los parámetros del filtro de síntesis de LP LSF_1 desde la velocidad de muestreo S1 a la velocidad de muestreo S2 sin la necesidad de volver a muestrear la síntesis pasada y realizar el análisis de LP completo. El método, usado en la codificación y/o en la decodificación, comprende calcular el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP a la velocidad S1; modificar el espectro de potencia para convertirlo desde la velocidad S1 a la velocidad S2; convertir el espectro de potencia modificado de nuevo al dominio de tiempo para obtener la autocorrelación del filtro a la velocidad S2; y finalmente usar la autocorrelación para calcular los parámetros del filtro de LP a la velocidad S2.

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

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 otro lado, si S1 es más pequeño que S2, entonces modificar el espectro de potencia comprende extender el espectro de potencia de K muestras hasta $K(S2/S1)$ muestras, es decir, agregar $K(S2-S1)/S1$ muestras.

Calcular el filtro de LP a la velocidad S2 a partir de las autocorrelaciones puede realizarse mediante el uso del algoritmo de Levinson-Durbin (ver Referencia [1]). Una vez que el filtro de LP se convierte a la velocidad S2, los parámetros del filtro de LP se transforman al dominio de interpolación, que es un dominio de LSF en esta modalidad ilustrativa.

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

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

10

La respuesta de frecuencia del filtro de síntesis está dada por

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

15

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

20

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

25

Inicialmente, el filtro de LP tiene una velocidad 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) al muestrear el intervalo de frecuencia desde 0 a 2π . Es decir

30

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

35

Tenga en cuenta que es posible reducir la complejidad operativa al calcular $P(k)$ sólo para $k = 0, \dots, K/2$ dado que el espectro de potencia desde π a 2π es un espejo del desde 0 a π .

40

Una prueba (operación 330) determina cuál de los siguientes casos se aplica. En un primer caso, la velocidad de muestreo S1 es mayor que la velocidad 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 $K(S2/S1)$.

45

En más detalles, cuando S1 es mayor que S2, la longitud del espectro de potencia truncado es $K2 = K(S2/S1)$ muestras. Dado que el espectro de potencia está truncado, se calcula a partir de $k = 0, \dots, K2/2$. Dado que el espectro de potencia es simétrico alrededor de $K2/2$, entonces se supone que

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

50

La Transformada de Fourier de las autocorrelaciones de una señal proporciona el espectro de potencia de esa señal. Por lo tanto, aplicar 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 velocidad de muestreo S2.

55

La Transformada de Fourier discreta inversa (IDFT) del espectro de potencia truncado está dada por

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

60

Dado que el orden del filtro es M, entonces la IDFT puede calcularse sólo para $i=0, \dots, M$. Además, dado que el espectro de potencia es actual y simétrico, entonces la IDFT del espectro de potencia es además actual y simétrica. Dada la simetría del espectro de potencia, y que sólo se necesitan correlaciones $M+1$, la transformada inversa del espectro de potencia puede darse como

65

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

5

Es decir

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

10

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

15

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

20

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

25

En el ejemplo ilustrativo donde el codificador codifica una señal de banda ancha y se conmuta desde una trama con una velocidad de muestreo interna S1 = 16 kHz a una trama con una velocidad de muestreo interna S2=12,8 kHz, suponiendo que K = 100, la longitud del espectro de potencia truncado es K2 = 100(12 800/16 000) = 80 muestras. El espectro de potencia se calcula para 41 muestras mediante el uso de la Ecuación (4), y entonces las autocorrelaciones se calculan mediante el uso de la Ecuación (7) con K2 = 80.

30

En un segundo caso, cuando la prueba (operación 330) determina que S1 es más pequeña que S2, la longitud del espectro de potencia extendido es K2 = K (S2 / S1) muestras (operación 350). Después de calcular el espectro de potencia de k = 0, ..., K/2, el espectro de potencia se extiende a K2/2. Dado que no existe contenido espectral original entre K/2 y K2/2, puede extenderse el espectro de potencia al insertar un número de muestras hasta K2/2 mediante el uso de valores de muestra muy bajos. Un enfoque simple es repetir la muestra en K/2 hasta K2/2. Dado que el espectro de potencia es simétrico alrededor de K2/2 entonces se supone que

35

40

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

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

45

De nuevo, tomemos el ejemplo ilustrativo donde el codificador se conmuta desde una trama con una velocidad de muestreo interna S1=12,8 kHz a una trama con una velocidad de muestreo interna S2=16 kHz, y supongamos que K = 80. La longitud del espectro de potencia extendido es K2 = 80(16 000/12 800) = 100 muestras. El espectro de potencia se calcula para 51 muestras mediante el uso de la Ecuación (4), y entonces las autocorrelaciones se calculan mediante el uso de la Ecuación (7) con K2 =100.

50

55

Tenga en cuenta 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 apartarse del espíritu de la presente descripción.

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

60

65

Otras consideraciones cuando se conmuta a límites de trama con diferentes velocidades de muestreo

Otro problema a considerar cuando se conmuta entre tramas con diferentes velocidades de muestreo internas es el contenido del libro de códigos adaptativo, que generalmente contiene la señal de excitación pasada. Si la nueva trama tiene una velocidad de muestreo interna S2 y la trama anterior tiene una velocidad de muestreo interna S1, entonces el contenido del libro de códigos adaptativo se vuelve a muestrear desde la velocidad S1 a la velocidad S2, y esto se realiza tanto en el codificador como en el decodificador.

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

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

Una consideración adicional es la memoria del filtro de síntesis, que puede volverse a muestrear cuando se conmuta entre tramas con diferentes velocidades de muestreo.

Finalmente, la complejidad adicional que surge de convertir parámetros del filtro de LP cuando se conmutan entre tramas con diferentes velocidades de muestreo internas puede compensarse al modificar partes del procesamiento de codificación o decodificación. Por ejemplo, para no aumentar la complejidad del codificador, la búsqueda del libro de códigos fijo puede modificarse al reducir el número de iteraciones en la primera subtrama de la trama (ver Referencia [1] para un ejemplo de búsqueda del libro de códigos fijos).

Adicionalmente, para no aumentar la complejidad del decodificador, pueden omitirse ciertos procesamientos posteriores. Por ejemplo, en esta modalidad ilustrativa, una técnica de procesamiento posterior como se describió en la patente de Estados Unidos 7,529,660 "Method and device for frequency-selective pitch enhancement of synthesized speech", puede usarse. Este filtrado posterior se omite en la primera trama después de conmutar a una velocidad de muestreo interna diferente (omitir este filtrado posterior elimina además la necesidad de una síntesis anterior utilizada en el filtro posterior).

Además, otros parámetros que dependen de la velocidad de muestreo pueden escalarse en consecuencia. Por ejemplo, el retardo de tono pasado usado para el clasificador de decodificador y la ocultación de errores de tramas pueden escalarse mediante el factor S2/S1.

La Figura 5 es un diagrama de bloques simplificado de una configuración ilustrativa 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 multimedia portátil, una estación base, equipo de Internet o en cualquier dispositivo similar, y puede incorporar el codificador 106, el decodificador 110, o ambos el codificador 106 y 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 varios elementos del codificador 106 y del decodificador 110 de las Figuras 1 y 2. El procesador 406 puede ejecutar además tareas de un terminal móvil, de un reproductor multimedia portátil, de una estación base, de un equipo de Internet y similares. La memoria 408 se conecta operativamente 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 de audio 402 está presente en el dispositivo 400 cuando se usa como un codificador 106. La entrada de audio 402 puede incluir por ejemplo un micrófono o una interfaz conectable a un micrófono. La entrada de audio 402 puede incluir el micrófono 102 y el convertidor de A/D 104 y producir la señal de sonido analógica original 103 y/o la señal de sonido digital original 105. Alternativamente, la entrada de audio 402 puede recibir la señal de sonido digital original 105. Igualmente, una salida codificada 404 está presente cuando el dispositivo 400 se usa como un codificador 106 y se configura para reenviar los parámetros de codificación 107 o el flujo de bits digitales 111 que contiene los parámetros 107, que incluye los parámetros del filtro de LP, a un decodificador remoto a través de un enlace de comunicación, por ejemplo, a través del canal de comunicación 101, o hacia una memoria adicional (no mostrada) para el almacenamiento. Los ejemplos de implementación no limitantes de la salida codificada 404 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 multimedia portátil, y similares.

Una entrada codificada 403 y una salida de audio 405 están ambas presentes en el dispositivo 400 cuando se usa como un decodificador 110. La entrada codificada 403 puede construirse para recibir los parámetros de codificación 107 o el flujo de bits digitales 111 que contiene los parámetros 107, que incluye los parámetros del filtro de LP de una

5 salida codificada 404 de un codificador 106. Cuando el dispositivo 400 incluye tanto el codificador 106 como el decodificador 110, la salida codificada 404 y la entrada codificada 403 pueden formar un módulo de comunicación común. La salida de audio 405 puede comprender el convertidor de D/A 115 y la unidad de altavoz 116. Alternativamente, la salida de audio 405 puede comprender una interfaz que puede conectarse a un reproductor de audio, a un altavoz, a un dispositivo de grabación, y similares.

10 La entrada de audio 402 o la entrada codificada 403 puede recibir además señales desde un dispositivo de almacenamiento (no mostrado). De la misma manera, la salida codificada 404 y la salida de audio 405 pueden suministrar la señal de salida a un dispositivo de almacenamiento (no mostrado) para su grabación.

15 La entrada de audio 402, la entrada codificada 403, la salida codificada 404 y la salida de audio 405 se conectan todas operativamente al procesador 406.

20 Los expertos en la técnica se darán cuenta de que la descripción de los métodos, el codificador y el decodificador para la codificación y decodificación predictiva lineal de señales de sonido son sólo ilustrativas y no pretenden ser de ninguna manera limitantes. Otras modalidades se les ocurrirán fácilmente a los expertos en la técnica que tengan el beneficio de la presente descripción. Además, los métodos, codificadores y decodificadores descritos pueden personalizarse para ofrecer soluciones valiosas a las necesidades y problemas existentes de conmutación de códecs basados en predicción lineal entre dos velocidades de bits con diferentes velocidades de muestreo.

25 En aras de la claridad, no se muestran y describen todas las características de rutina de las implementaciones de métodos, el codificador y el decodificador. Por supuesto, se apreciará que, en el desarrollo de cualquier implementación real de los métodos, el codificador y el decodificador, es posible que sea necesario tomar numerosas decisiones específicas de la implementación para lograr los objetivos específicos del desarrollador, tal como el cumplimiento de las limitaciones relacionadas con la aplicación, el sistema, la red y el negocio, y que estos objetivos específicos variarán de una implementación a otra y de un desarrollador a otro. Además, se apreciará que el esfuerzo de desarrollo podría ser complejo y consumir mucho tiempo, pero sería no obstante una tarea rutinaria de ingeniería para los expertos en la técnica en el campo de la codificación de sonido que tengan el beneficio de la presente descripción.

30 De acuerdo con la presente descripción, los componentes, operaciones de proceso, y/o estructuras de datos descritos en la presente descripción pueden implementarse mediante el uso de varios tipos de sistemas operativos, plataformas informáticas, dispositivos de red, programas informáticos, y/o máquinas de propósito general. Además, los expertos en la técnica reconocerán que pueden usarse, además, dispositivos de una naturaleza menos general, tal como dispositivos cableados, matrices de puertas programables en campo (FPGA), circuitos integrados de aplicación específica (ASIC), o similares. Cuando un método que comprende una serie de operaciones se implementa mediante un ordenador o una máquina y esas operaciones pueden almacenarse como una serie de instrucciones legibles por la máquina, pueden almacenarse en un medio tangible.

35 Los sistemas y módulos descritos en la presente descripción pueden comprender software, microprograma, hardware, o cualquier combinación(es) de software, microprograma, o hardware adecuada(s) para los fines descritos en la presente descripción.

40 Aunque la presente descripción se ha descrito anteriormente por medio de modalidades no restrictivas, ilustrativas de la misma, estas modalidades pueden modificarse a voluntad dentro del alcance de las reivindicaciones anexas.

Referencias

- 50 [1] Especificación técnica 3GPP 290, "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 señales de sonido basado en CELP o un decodificador de señales de sonido basado en CELP para convertir, cuando el codificador o el decodificador conmuta desde una primera trama con una velocidad de muestreo interna S1 a una segunda trama, dividida en subtramas, con una velocidad de muestreo interna S2, parámetros del filtro predictivo lineal, LP, de la primera trama desde la velocidad de muestreo interna S1 a la velocidad de muestreo interna S2, el método caracterizado por:
 - calcular, a la velocidad de muestreo interna S1, un espectro de potencia de un filtro de síntesis de LP mediante el uso de los parámetros del filtro de LP;
 - modificar el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP para convertirlo desde la velocidad de muestreo interna S1 a la velocidad de muestreo interna S2;
 - transformar inversamente el espectro de potencia modificado del filtro de síntesis de LP para determinar las autocorrelaciones del filtro de síntesis de LP a la velocidad de muestreo interna S2; y
 - usar las autocorrelaciones para calcular los parámetros del filtro de LP a la velocidad de muestreo interna S2;

en donde el método comprende, además:

 - determinar para una subtrama o una pluralidad de subtramas de la segunda trama parámetros del filtro de LP interpolados mediante la interpolación entre los parámetros del filtro de LP de la segunda trama determinados a la velocidad de muestreo interna S2 y los parámetros del filtro de LP de la primera trama convertidos desde la velocidad de muestreo interna S1 a la velocidad de muestreo interna S2.
2. Un método como se mencionó en la reivindicación 1, en donde la etapa de determinar los parámetros del filtro de LP interpolados comprende:
 - transformar los parámetros del filtro de LP de la primera trama y la segunda trama en la representación de frecuencias del espectro de línea, LSF, o en la representación de pares del espectro de línea, LSP.
3. Un método como se mencionó en la reivindicación 1 o 2, en donde modificar el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP para convertirlo desde la velocidad de muestreo interna S1 a la velocidad de muestreo interna S2 comprende:
 - si S1 es menor que S2, extender el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP en base a una relación entre S1 y S2;
 - si S1 es mayor que S2, truncar el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP en base a la relación entre S1 y S2.
4. Un método como se mencionó en la reivindicación 3, que comprende, cuando se implementa en un codificador de señales de sonido basado en CELP, forzar la trama actual a un modo de codificación que no usa un historial de un libro de códigos adaptativo.
5. Un método como se mencionó en cualquiera de las reivindicaciones 3 y 4, que comprende, cuando se implementa en un codificador de señales de sonido basado en CELP, forzar un cuantificador del parámetro de LP para usar un método de cuantificación no predictivo en la trama actual.
6. Un método como se mencionó en cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, en donde el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP es un espectro de potencia discreto.
7. Un método como se mencionó en cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, que comprende:
 - calcular el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP en K muestras;
 - extender el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP en $K2 = K \cdot S2/S1$ muestras cuando la velocidad de muestreo interna S1 es menor que la velocidad de muestreo interna S2; y
 - truncar el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP en $K \cdot S2/S1$ muestras cuando la velocidad de muestreo interna S1 es mayor que la velocidad de muestreo interna S2.
8. Un método como se mencionó en la reivindicación 7, en donde la etapa de extender el espectro de potencia comprende repetir la muestra en K/2 hasta K2/2.
9. Un método como se mencionó en cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, 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.
10. Un método como se mencionó en cualquiera de las reivindicaciones 1 a 9, que comprende transformar inversamente el espectro de potencia modificado del filtro de síntesis de LP mediante el uso de una Transformada de Fourier discreta inversa.

11. Un método como se mencionó en cualquiera de las reivindicaciones 1 a 10, que comprende buscar un libro de códigos fijo mediante el uso de un número reducido de iteraciones.
- 5 12. Un método como se mencionó en cualquiera de las reivindicaciones 1 a 11, en donde, cuando el método se implementa en un decodificador de señales de sonido basado en CELP, se omite un filtrado posterior para reducir la complejidad de la decodificación.
- 10 13. Un dispositivo para su uso en un codificador de señales de sonido basado en CELP o un decodificador de señales de sonido basado en CELP para convertir, cuando el codificador o el decodificador conmuta desde una primera trama con una velocidad de muestreo interna S1 a una segunda trama, dividida en subtramas, con una velocidad de muestreo interna S2, parámetros del filtro predictivo lineal, LP, de la primera trama desde la velocidad de muestreo interna S1 a la velocidad de muestreo interna S2, el dispositivo caracterizado porque comprende:
- 15 un procesador que se configura para:
- calcular, a la velocidad de muestreo interna S1, un espectro de potencia de un filtro de síntesis de LP mediante el uso de los parámetros del filtro de LP,
- 20 modificar el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP para convertirlo desde la velocidad de muestreo interna S1 a la velocidad de muestreo interna S2,
- transformar inversamente el espectro de potencia modificado del filtro de síntesis de LP para determinar las autocorrelaciones del filtro de síntesis de LP a la velocidad de muestreo interna S2, y
- 25 usar las autocorrelaciones para calcular los parámetros del filtro de LP a la velocidad de muestreo interna S2;
- en donde el procesador se configura además para:
- determinar para una subtrama o una pluralidad de subtramas de la segunda trama parámetros del filtro de LP interpolados mediante la interpolación entre los parámetros del filtro de LP de la segunda trama
- 30 determinados a la velocidad de muestreo interna S2 y los parámetros del filtro de LP de la primera trama convertidos desde la velocidad de muestreo interna S1 a la velocidad de muestreo interna S2.
14. Un dispositivo como se mencionó en la reivindicación 13, en donde el procesador se configura para: transformar los parámetros del filtro de LP de la primera trama y la segunda trama en la representación de frecuencias del espectro de línea, LSF, o la representación de pares del espectro de línea, LSP.
- 35 15. Un dispositivo como se mencionó en la reivindicación 13 o 14, en donde el procesador se configura para:
- extender el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP en base a una relación entre S1 y S2 si S1 es menor que S2; y
- 40 truncar el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP en base a la relación entre S1 y S2 si S1 es mayor que S2.
16. Un dispositivo como se mencionó en cualquiera de las reivindicaciones 13 a 15, en donde el procesador se configura para:
- 45 calcular el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP en K muestras;
- extender el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP en $K2 = K \cdot S2/S1$ muestras cuando la velocidad de muestreo interna S1 es menor que la velocidad de muestreo interna S2; y
- 50 truncar el espectro de potencia del filtro de síntesis de LP en $K \cdot S2/S1$ muestras cuando la velocidad de muestreo interna S1 es mayor que la velocidad de muestreo interna S2.
17. Un dispositivo como se mencionó en la reivindicación 16, en donde el procesador se configura para extender el espectro de potencia al repetir la muestra en K/2 hasta K2/2.
- 55 18. Un dispositivo como se mencionó en cualquiera de las reivindicaciones 13 a 17, en donde el procesador se configura 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.
- 60 19. Un dispositivo como se mencionó en cualquiera de las reivindicaciones 13 a 18, en donde el procesador se configura para transformar inversamente el espectro de potencia modificado del filtro de síntesis de LP mediante el uso de una Transformada de Fourier discreta inversa.
- 65 20. Un dispositivo como se mencionó en cualquiera de las reivindicaciones 13 a 19, que comprende además una memoria no transitoria que almacena instrucciones de código ejecutables por el procesador para realizar las operaciones de cálculo, modificación, transformación inversa y uso.

21. Una memoria no transitoria legible por ordenador que almacena instrucciones de código que, cuando se ejecutan en un procesador, provocan que el procesador realice un método como se mencionó en cualquiera de las reivindicaciones 1 a 12.

5

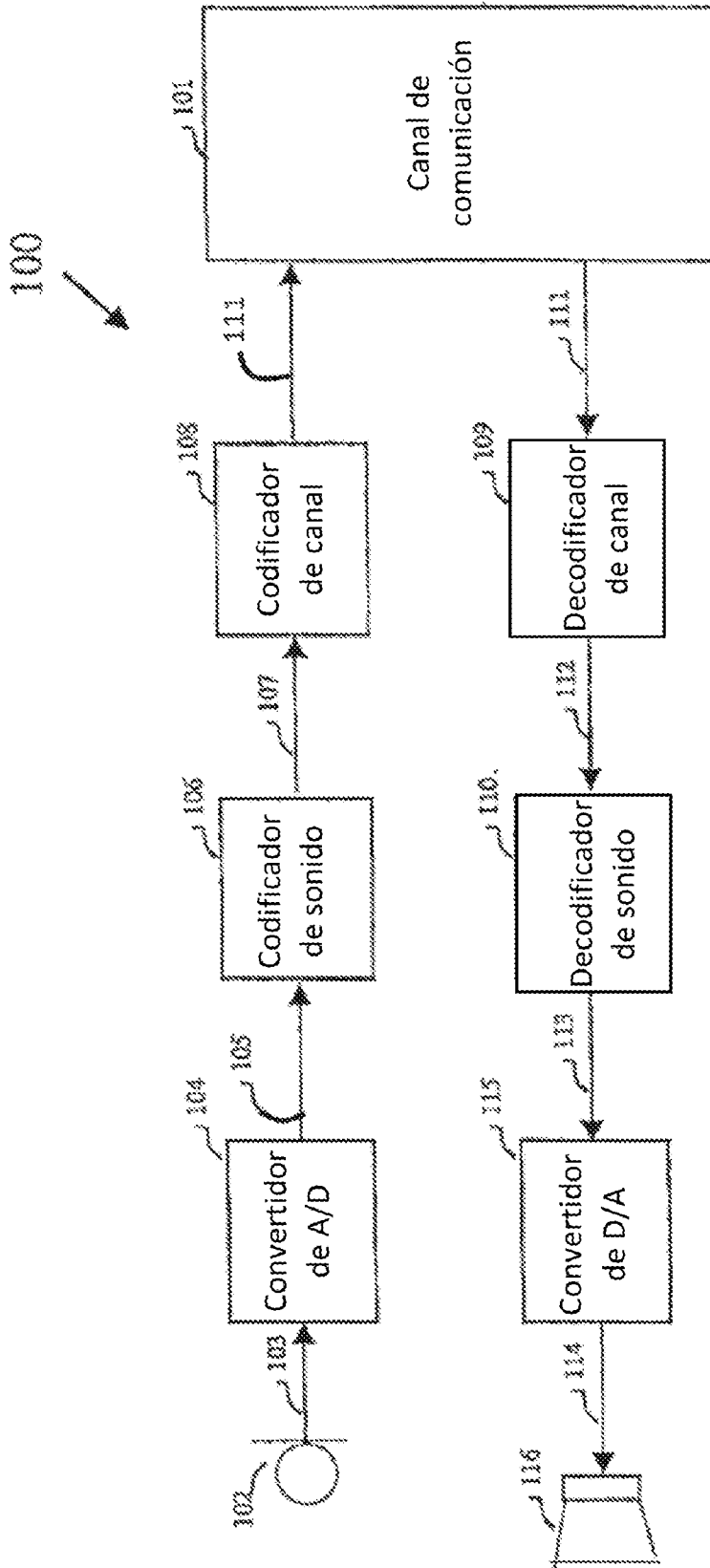


Figura 1

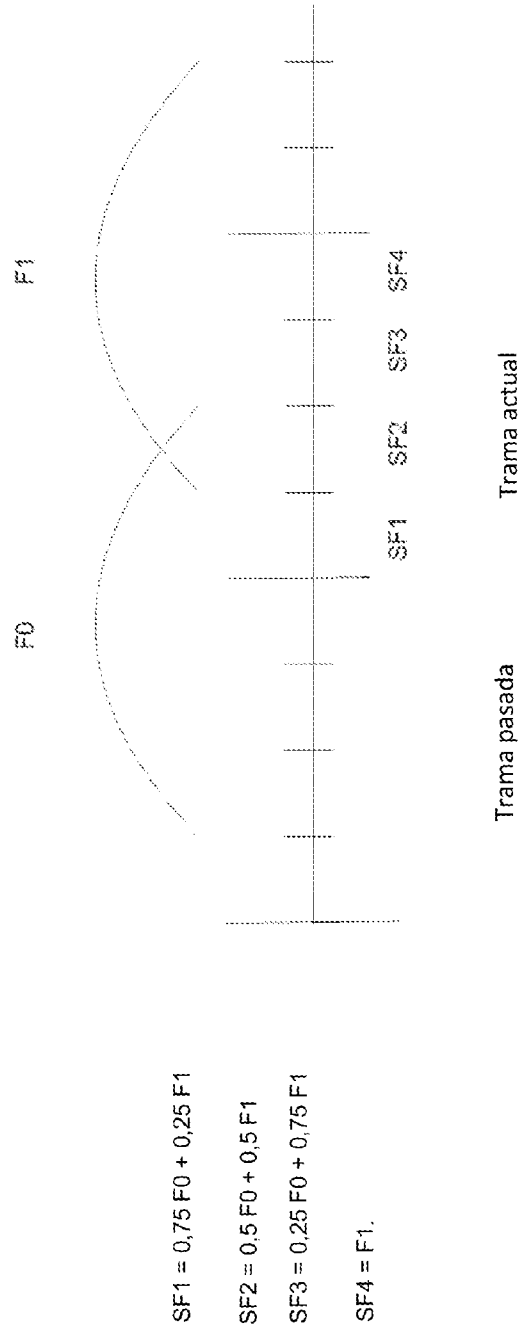


Figura 3

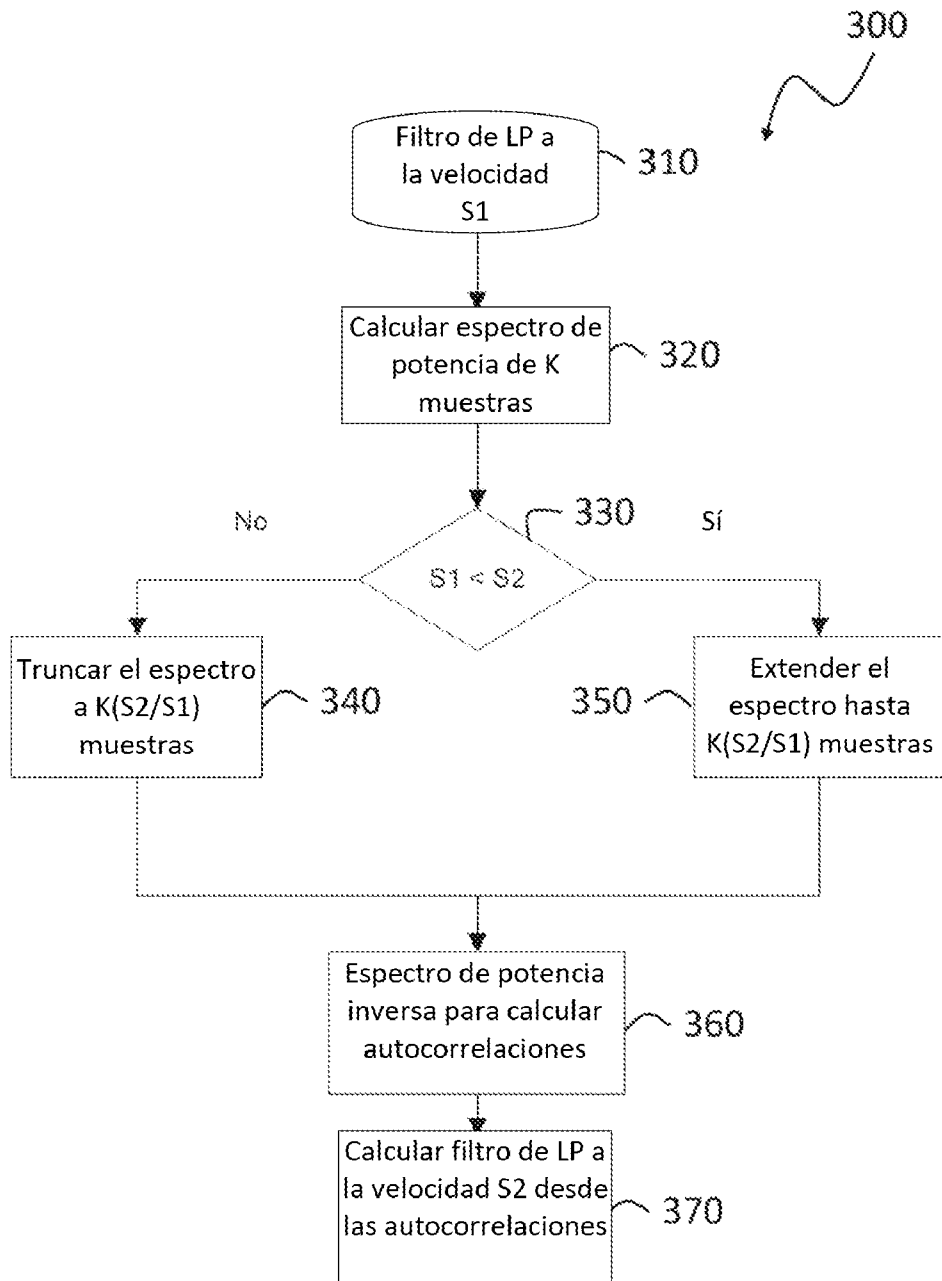


Figura 4

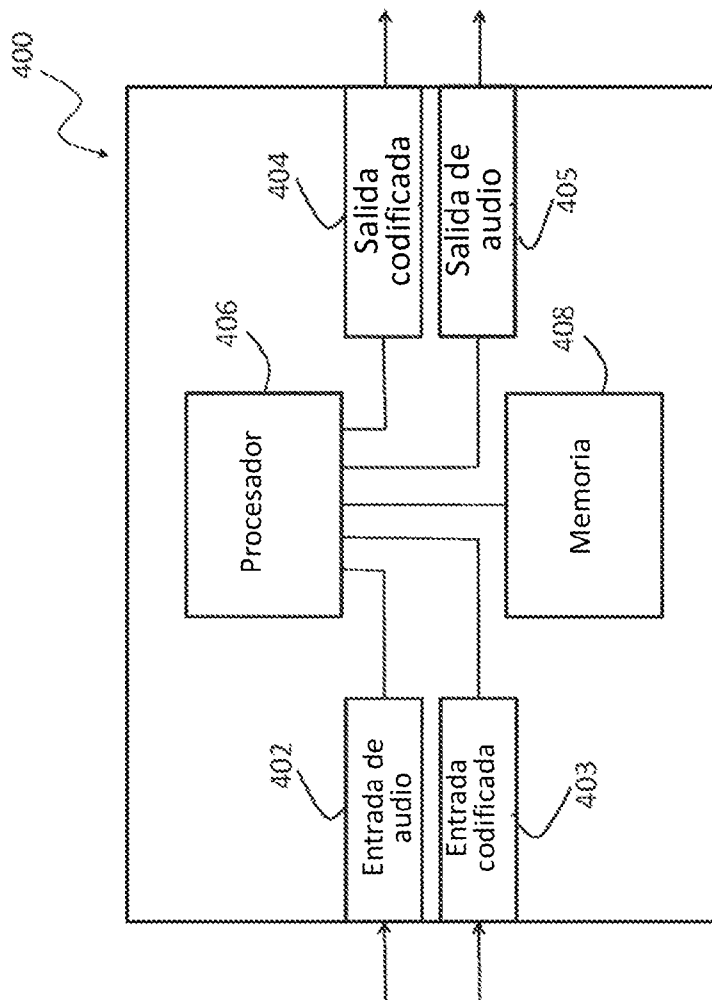


Figura 5