

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 721 029**

51 Int. Cl.:

G10L 19/07 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **09.02.2015 PCT/EP2015/052634**

87 Fecha y número de publicación internacional: **11.09.2015 WO15132048**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **09.02.2015 E 15703085 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **13.03.2019 EP 3097559**

54 Título: **Concepto para la codificación de información**

30 Prioridad:

07.03.2014 EP 14158396
28.07.2014 EP 14178789

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
26.07.2019

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

BÄCKSTRÖM, TOM;
FISCHER PEDERSEN, CHRISTIAN;
FISCHER, JOHANNES;
HÜTTENBERGER, MATTHIAS y
PINO, ALFONSO

74 Agente/Representante:

ARIZTI ACHA, Monica

ES 2 721 029 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

Concepto para la codificación de información

5 El paradigma utilizado más frecuentemente en la codificación de voz es la Predicción Lineal con Excitación por Código Algebraico (ACELP, por sus siglas en inglés), que se utiliza en normas tales como la familia de AMR, G.718 y MPEG USAC [1–3]. Se basa en el modelado de voz utilizando un modelo de fuente emisora, que consiste en un predictor lineal (LP, por sus siglas en inglés) para modelar la envolvente espectral, un predictor de largo plazo (LTP, por sus siglas en inglés) para modelar la frecuencia fundamental y un libro de códigos algebraicos para la residual.

10 Los coeficientes del modelo predictivo lineal son muy sensibles a la cuantificación, por lo cual se los transforman en primer lugar a Frecuencias de la Línea Espectral (LSFs, por sus siglas en inglés) o Frecuencias de Emitancia Espectral (ISFs, por sus siglas en inglés) antes de la cuantificación. Los dominios LSF/ISF son resistentes a los errores de cuantificación y, en estos dominios, la estabilidad del predictor se puede preservar fácilmente, por lo cual ofrecen un dominio adecuado para la cuantificación [4].

15 Los LSFs/ISFs, a los que a continuación se hace referencia como valores de frecuencia, se pueden obtener de un polinomio de predicción lineal $A(z)$ de orden m de la siguiente manera. Los polinomios del Par de Líneas Espectrales se definen así:

20

$$P(z) = A(z) + z^{-m-1} A(z^{-1})$$

$$Q(z) = A(z) - z^{-m-1} A(z^{-1}) \quad (1)$$

25 donde $l = 1$ correspondiente a la representación del Par de Espectro Lineal y $l = 0$ correspondiente al Par de Espectro de Emitancia, aunque cualquier $l \geq 0$ es válido en principio. En lo sucesivo, se presume por consiguiente sólo que $l \geq 0$.

30 Nótese que el predictor original siempre puede ser reconstruido utilizando $A(z) = 1/2 [P(z)+Q(z)]$. Por consiguiente los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ contienen toda la información de $A(z)$.

35 La propiedad central de los polinomios LSP/ISP es que sólo si $A(z)$ tiene todas sus raíces dentro del círculo unitario, entonces las raíces de $P(z)$ y $Q(z)$ está entrelazadas en el círculo unitario. Dado que las raíces de $P(z)$ y $Q(z)$ están en el círculo unitario, se las puede representar por sus ángulos solamente. Estos ángulos corresponden a frecuencias y, dado que los espectros de $P(z)$ y $Q(z)$ tienen líneas verticales en sus espectros de magnitud logarítmica en frecuencias que corresponden a las raíces, se hace referencia a las raíces como valores de frecuencia.

40 Se deduce que los valores de frecuencia codifican toda la información del predictor $A(z)$. Más aún, se ha encontrado que los valores de frecuencia son resistentes a los errores de cuantificación por lo que un pequeño error en uno de los valores de frecuencia produce un pequeño error en el espectro del predictor reconstruido que está localizado, en el espectro, cerca de la frecuencia correspondiente. Debido a estas propiedades favorables, se utiliza la cuantificación en los dominios LSF o ISF en todos los códecs de voz convencionales [1–3].

45 Uno de los desafíos del uso de valores de frecuencia consiste, sin embargo, en hallar sus ubicaciones de manera eficiente a partir de los coeficientes de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$. Después de todo, el hallazgo de las raíces de los polinomios es un problema conocido y difícil. Los métodos propuestos anteriormente para esta tarea incluyen las siguientes estrategias:

50 • Una de las primeras estrategias empleadas utiliza el hecho de que los ceros residen en el círculo unitario, por lo cual aparecen como ceros en el espectro de magnitud [5]. Tomando la transformada discreta de Fourier de los coeficientes de $P(z)$ y $Q(z)$, se puede buscar así los valles en el espectro de magnitud. Cada valle indica la ubicación de una raíz y si se realiza un suficiente aumento del número de muestras, se puede encontrar todas las raíces. Sin embargo, este método sólo brinda una posición aproximada, puesto que es difícil determinar la posición exacta por la ubicación del valle.

55 • La estrategia utilizada con mayor frecuencia se basa en los polinomios de Chebyshev y fue presentada en [6]. Se basa en el reconocimiento de que los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ son simétricos y asimétricos, respectivamente, por lo cual contienen abundante información redundante. Al eliminar los ceros superfluos en $z = \pm 1$ y con la sustitución de $x = z + z^{-1}$ (lo que se conoce como transformada de Chebyshev), los polinomios se pueden transformar en una representación alternativa $FP(x)$ y $FQ(x)$. Estos polinomios son la mitad del orden de $P(z)$ y $Q(z)$ y sólo tienen raíces reales en el rango de -2 a $+2$. Nótese que a los polinomios $FP(x)$ y $FQ(x)$ se les otorgan valores reales cuando x es real. Más aún, dado que las raíces son simples, $FP(x)$ y $FQ(x)$ han de tener cruces por cero en cada una de sus raíces.

En códecs de voz tales como AMR-WB, esta estrategia se aplica de tal manera que los polinomios $FP(x)$ y $FQ(x)$ sean evaluados en una grilla fija en el eje real para hallar los cruces por cero. Las ubicaciones de las raíces se refinan a su vez por interpolación lineal alrededor del cruce por cero. La ventaja de esta estrategia es la complejidad reducida debido a la omisión de los coeficientes redundantes.

• En [19] también se aborda el problema de hallar las raíces. Sin embargo, el método propuesto requiere muchas reservas informáticas.

Si bien los métodos antes descriptos dan un resultado suficiente en los códecs existentes, presentan un número de problemas.

El problema por solucionar consiste en presentar un concepto mejorado para la codificación de información.

En un primer aspecto, el problema se soluciona mediante un codificador de información para codificar una señal de información. El codificador de información comprende:

un analizador para analizar la señal de información para obtener los coeficientes de predicción lineal de un polinomio predictivo $A(z)$;

un conversor para convertir los coeficientes de predicción lineal del polinomio predictivo $A(z)$ a valores de frecuencia de una representación de la frecuencia espectral del polinomio predictivo $A(z)$, donde el conversor está configurado para determinar los valores de frecuencia mediante el análisis de un par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ que se definen de la siguiente manera

$$P(z) = A(z) + z^{-m-l} A(z^{-1}) \text{ y}$$

y

$$Q(z) = A(z) - z^{-m-l} A(z^{-1}),$$

donde m es un orden del polinomio predictivo $A(z)$ y l es mayor o igual a cero, donde el conversor está configurado para obtener los valores de frecuencia estableciendo un espectro estrictamente real derivado de $P(z)$ y un espectro estrictamente imaginario de $Q(z)$ e identificando los ceros en el espectro estrictamente real derivado de $P(z)$ y el espectro estrictamente imaginario derivado de $Q(z)$;

un cuantificador para obtener valores de frecuencia cuantificados de los valores de frecuencia; y

un productor de flujos de bits para producir un flujo de bits que comprende los valores de frecuencia cuantificados;

donde el conversor comprende un dispositivo limitador para limitar el rango numérico de los espectros de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ mediante la multiplicación de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ o uno o más polinomios derivados de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ con un polinomio filtro $B(z)$, donde el polinomio filtro $B(z)$ es simétrico y no tiene raíces en el círculo unitario.

El codificador de información de acuerdo con la invención utiliza una búsqueda de cruces por cero, mientras que la técnica espectral para hallar las raíces de acuerdo con la técnica anterior se basa en el hallazgo de los valles en el espectro de la magnitud. Sin embargo, en la búsqueda de los valles, la precisión es más baja que en la búsqueda de los cruces por cero. Considérese, por ejemplo, la secuencia [4, 2, 1, 2, 3]. Claramente, el valor más bajo es el tercer elemento, por lo cual el cero yacería en algún lugar entre el segundo y el cuarto elemento. En otras palabras, no se puede determinar si el cero está a la derecha o a la izquierda del tercer elemento. Sin embargo, si se considera la secuencia [4, 2, 1, -2, -3], se puede ver inmediatamente que el cruce por cero está entre el tercero y cuarto elementos, por lo cual nuestro margen de error se reduce por la mitad. Se deduce que con la estrategia del espectro de la magnitud, se necesita doblar el número de puntos de análisis para obtener la misma precisión que con la búsqueda de cruces por cero.

En comparación con la evaluación de las magnitudes $|P(z)|$ y $|Q(z)|$, la estrategia del cruce por cero tiene una ventaja significativa de precisión. Considérese, por ejemplo, la secuencia 3, 2, -1, -2. Con la técnica del cruce por cero, es evidente que el cero yace entre 2 y -1. Sin embargo, estudiando la correspondiente secuencia de magnitudes 3, 2, 1, 2, sólo se puede concluir que el cero yace en algún lugar entre el segundo y el último elemento. En otras palabras, con la estrategia del cruce por cero la precisión se duplica en comparación con la estrategia basada en la magnitud.

Además, el codificador de información de acuerdo con la invención puede emplear predictores largos tales como $m =$

128. A diferencia de eso, la transformada de Chebyshev cumple una función suficiente sólo cuando la longitud de $A(z)$ es relativamente pequeña, por ejemplo $m \leq 20$. En el caso de los predictores largos, la transformada de Chebyshev es numéricamente inestable, por lo cual es imposible la implementación práctica del algoritmo.

- 5 Las propiedades principales del codificador de información propuesto son entonces que se puede obtener una precisión tan buena o mejor que con el método basado en Chebyshev porque se buscan los cruces por cero y porque se realiza una conversión del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, por lo que se pueden encontrar los ceros con muy baja complejidad informática.
- 10 Como resultado de esto, el codificador de información de acuerdo con la invención determina los ceros (raíces) no sólo con más precisión, sino también con baja complejidad informática.

15 El codificador de información de acuerdo con la se puede utilizar en cualquier aplicación de procesamiento de señales que necesite determinar el espectro lineal de una secuencia. En este caso, el codificador de información se describe a título de ejemplo en el contexto de la codificación de voz. La invención se puede aplicar a un dispositivo o una aplicación de codificación de voz, audio y/o vídeo, que emplee un predictor lineal para modelar la envolvente de magnitud espectral, el umbral de enmascaramiento de la frecuencia perceptual, la envolvente de magnitud temporal, el umbral de enmascaramiento temporal perceptual u otras formas de envolvente u otras representaciones equivalentes a una forma de envolvente tales como una señal de autocorrelación, que utiliza un espectro lineal para

20 representar la información de la envolvente, para la codificación, análisis o procesamiento que requiera un método para determinar el espectro lineal a partir de una señal de entrada, como por ejemplo una señal de voz o de audio general y donde la señal de entrada se representa en forma de filtro digital u otra secuencia de números.

25 La señal de información puede ser, por ejemplo, una señal de audio o una señal de vídeo. Los valores de frecuencia pueden ser frecuencias de la línea espectral o frecuencias espectrales de emitancia. Los valores de frecuencia cuantificados transmitidos dentro del flujo de bits habilitan a un decodificador para decodificar el flujo de bits a fin de recrear la señal de audio o la señal de vídeo.

30 De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor comprende un dispositivo de determinación para determinar los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ a partir del polinomio predictivo $A(z)$.

35 De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor comprende un identificador de ceros para identificar los ceros del espectro estrictamente real derivado de $P(z)$ y el espectro estrictamente imaginario derivado de $Q(z)$, en el que el identificador de ceros está configurado para identificar los ceros de la siguiente manera

- a) comenzar por el espectro real a frecuencia nula;
- 40 b) aumentar la frecuencia hasta encontrar un cambio de signo en el espectro real;
- c) aumentar la frecuencia encontrar otro cambio de signo en el espectro imaginario y
- d) repetir los pasos b) y c) hasta encontrar todos los ceros.

45 Nótese que $Q(z)$ y, por consiguiente, la parte imaginaria del espectro siempre tiene un cero en la frecuencia nula. Como las raíces se superponen, $P(z)$ y de esa manera entonces la parte real del espectro siempre ha de ser no cero en la frecuencia nula. Por lo tanto, se puede comenzar con la parte real en la frecuencia nula y aumentar la frecuencia hasta encontrar el primer cambio de signo, que indica el primer cruce por cero y por consiguiente el primer valor de frecuencia.

50 Dado que las raíces están entrelazadas, el espectro de $Q(z)$ ha de tener el siguiente cambio de signo. Se puede aumentar así la frecuencia hasta encontrar un cambio de signo correspondiente al espectro de $Q(z)$. A continuación se puede repetir este proceso, alternando entre los espectros $P(z)$ y $Q(z)$, hasta encontrar todos los valores de frecuencia. La estrategia empleada para localizar el cruce por cero en los espectros es entonces similar a la

55 estrategia aplicada en el dominio de Chebyshev [6, 7].

Dado que los ceros de $P(z)$ y $Q(z)$ están entrelazados, se puede alternar entre búsquedas de ceros en las partes reales y complejas, de tal manera que se encuentre la totalidad de los ceros en un pase, y reducir la complejidad a la mitad en comparación con una búsqueda completa.

60 De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el identificador de ceros está configurado para identificar los ceros por interpolación.

Además de la estrategia de cruce por cero se puede aplicar fácilmente la interpolación, de tal manera que se pueda

estimar la posición del cero con una precisión aún mayor, por ejemplo, como se hace en los métodos convencionales, por ej. [7].

5 De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor comprende un dispositivo de relleno con ceros para sumar uno o más coeficientes con valor "0" a los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ a fin de producir un par de polinomios extendidos $P_e(z)$ y $Q_e(z)$. Se puede mejorar aun más la precisión extendiendo la longitud del espectro evaluado. Basándose en la información acerca del sistema, en realidad es posible, en algunos casos, determinar una distancia mínima entre los valores de frecuencia, y de esa manera determinar la longitud mínima del espectro con el cual se pueden encontrar todos los valores de frecuencia [8].

10 De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor está configurado de tal manera que durante la conversión de los coeficientes de predicción lineal a valores de frecuencia de una representación de frecuencia espectral del polinomio predictivo $A(z)$ se omite por lo menos una parte de las operaciones con coeficientes que se sabe que tienen el valor "0" de los polinomios extendidos $P_e(z)$ y $Q_e(z)$.

15 Sin embargo, el aumento de la longitud del espectro también aumenta la complejidad informática. Lo que más contribuye a la complejidad es la transformación del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, como una transformada rápida de Fourier, de los coeficientes de $A(z)$. Sin embargo, dado que el vector de coeficientes ha sido relleno con ceros para obtener la longitud pretendida, esto es muy escaso. Este hecho se puede utilizar fácilmente para reducir la complejidad. Este es un problema bastante sencillo en el sentido de que se sabe exactamente qué coeficientes son cero, por lo cual con cada iteración de la transformada rápida de Fourier se puede simplemente omitir las operaciones que incluyan ceros. La aplicación de esa transformada rápida de Fourier dispersa es sencilla y cualquier programador con capacitación en la técnica la puede implementar. La complejidad de dicha implementación es $O(N \log_2(1 + m + l))$, donde N es la longitud del espectro y m y l son como se los definió anteriormente.

20 De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor comprende un formador de polinomios compuestos configurado para establecer un polinomio compuesto $C_e(P_e(z), Q_e(z))$ a partir de los polinomios extendidos $P_e(z)$ y $Q_e(z)$.

30 De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor está configurado de tal manera que se establezca el espectro estrictamente real derivado de $P(z)$ y el espectro estrictamente imaginario de $Q(z)$ por una sola transformada de Fourier mediante la transformación del polinomio compuesto $C_e(P_e(z), Q_e(z))$.

35 De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor comprende un dispositivo de transformada de Fourier para la transformada de Fourier del par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ o uno o más polinomios derivados del par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ a un dominio de la frecuencia y un dispositivo de ajuste para ajustar una fase del espectro derivado de $P(z)$ para que sea estrictamente real y para ajustar una fase del espectro derivado de $Q(z)$ para que sea estrictamente imaginaria. El dispositivo de transformada de Fourier se puede basar en la transformada rápida de Fourier o en la transformada de Fourier discreta.

40 De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el dispositivo de ajuste está configurado en forma de un desplazador de coeficientes para el desplazamiento circular de los coeficientes del par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ o uno o más polinomios derivados del par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$.

45 De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el desplazador de coeficientes está configurado para el desplazamiento circular de los coeficientes de tal manera que se desplace un punto medio original de una secuencia de coeficientes a la primera posición de la secuencia.

50 En teoría, se sabe perfectamente que la transformada de Fourier de una secuencia simétrica tiene valor real y que las secuencias antisimétricas tienen espectros de Fourier puramente imaginarios. En el presente caso, nuestra secuencia de entrada consiste en los coeficientes del polinomio $P(z)$ o $Q(z)$ que tiene una longitud $m + l$, mientras que sería preferible contar con una transformada de Fourier discreta de una longitud mucho mayor $N \gg (m + l)$. La estrategia convencional para crear espectros de Fourier más largos es el relleno con ceros de la señal de entrada.

55 Sin embargo, el relleno con ceros de la secuencia tiene que ser implementado con cuidado de tal manera que se mantengan las simetrías.

Se considera en primer lugar un polinomio $P(z)$ con los coeficientes

60 $[p_0, p_1, p_2, p_1, p_0]$.

La manera en que habitualmente se aplican los algoritmos de FFT requiere que el punto de simetría sea el primer elemento, por lo cual, al aplicarlos, por ejemplo, en MATLAB se puede escribir

ES 2 721 029 T3

$$\text{fft}([p_2, p_1, p_0, p_0, p_1])$$

5 para obtener una salida de valor real. Específicamente, se puede aplicar un desplazamiento circular, de tal manera que el punto de simetría correspondiente al elemento del punto medio, es decir el coeficiente p_2 , se desplace a la derecha, de modo tal que esté en la primera posición. A continuación se anexan los coeficientes que estaban a la izquierda de p_2 al final de la secuencia.

En el caso de una secuencia rellena con ceros

$$10 \quad [p_0, p_1, p_2, p_1, p_0, 0, 0 \dots 0]$$

se puede aplicar el mismo proceso. La secuencia

$$15 \quad [p_2, p_1, p_0, 0, 0 \dots 0, p_0, p_1]$$

ha de tener entonces una transformada de Fourier discreta de valor real. En este caso el número de ceros de las secuencias de entrada es $N - m - l$ si N es la longitud deseada del espectro.

A su vez, considérense los coeficientes

$$20 \quad [q_0, q_1, 0, -q_1, -q_0]$$

correspondientes al polinomio $Q(z)$. Aplicando un desplazamiento circular de tal manera que el punto medio anterior se ubique en la primera posición, se obtiene

$$25 \quad [0, -q_1, -q_0, q_0, q_1]$$

que tiene una transformada de Fourier discreta puramente imaginaria. Se puede tomar entonces la transformada con relleno de ceros para la secuencia

$$30 \quad [0, -q_1, -q_0, 0, 0 \dots 0, q_0, q_1]$$

35 Nótese que lo dicho se aplica sólo a los casos en que la longitud de la secuencia es impar, por lo cual $m + l$ es par. En los casos en que $m + l$ es impar, se tienen dos opciones. Se puede implementar el desplazamiento circular en el dominio de la frecuencia, o bien aplicar una DFT con medias muestras (ver más adelante).

De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el dispositivo de ajuste está configurado en forma de desplazador de fases para desplazar una fase de la salida del dispositivo de transformada de Fourier.

40 De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el desplazador de fases está configurado para desplazar la fase de la salida del dispositivo de transformada de Fourier mediante la multiplicación de una k^a caja de frecuencia con $\exp(i2\pi kh/N)$, donde N es la longitud de la muestra y $h = (m+l)/2$.

45 Es un hecho muy conocido que un desplazamiento circular en el dominio del tiempo es equivalente a la rotación de fases en el dominio de la frecuencia. Específicamente, un desplazamiento de $h = (m + l)/2$ pasos en el dominio del tiempo corresponden a una multiplicación de la k^a caja de frecuencia con $\exp(-i2\pi kh/N)$, donde N es la longitud del espectro. En lugar del desplazamiento circular, se puede aplicar así una multiplicación en el dominio de la frecuencia para obtener exactamente el mismo resultado. El costo de esta estrategia es una complejidad ligeramente incrementada. Nótese que $h = (m + l)/2$ es un número entero sólo cuando $m + l$ es par. Cuando $m + l$ es impar, el desplazamiento circular requeriría un retardo por el número racional de pasos, lo que es difícil de implementar directamente. En su lugar, se puede aplicar el correspondiente desplazamiento en el dominio de la frecuencia mediante la rotación de fases antes descrita.

55 De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor comprende un dispositivo de transformada de Fourier para la transformada de Fourier del par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ o uno o más polinomios derivados del par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ a un dominio de la frecuencia con medias muestras de manera que el espectro derivado de $P(z)$ sea estrictamente real y de manera que el espectro derivado de $Q(z)$ sea estrictamente imaginario.

60 Una alternativa consiste en implementar una DFT con medias muestras. Específicamente, mientras que la DFT convencional se define de la siguiente manera

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_N \exp(-i2\pi kn/N) \tag{2}$$

se puede definir la DFT de medias muestras de la siguiente manera

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_N \exp\left(-i2\pi k\left(n + \frac{1}{2}\right)/N\right) \tag{3}$$

Se puede instrumentar fácilmente la implementación rápida en forma de FFT para esta formulación.

La ventaja de esta formulación es que ahora el punto de simetría está en $n = 1/2$ en lugar del habitual $n = 1$. Con esta DFT de medias muestras entonces con la secuencia

$$[2, 1, 0, 0, 1, 2]$$

se obtendría un espectro de Fourier de valor real.

En el caso de un $m+l$ impar, para un polinomio $P(z)$ con los coeficientes $p_0, p_1, p_2, p_2, p_1, p_0$ se puede obtener entonces, con una DFT de medias muestras y relleno con ceros, un espectro de valores reales cuando la secuencia de entrada es

$$[p_2, p_1, p_0, 0, 0 \dots 0, p_0, p_1, p_2].$$

Por otra parte, en el caso de un polinomio $Q(z)$ se puede aplicar la DFT de medias muestras a la secuencia

$$[-q_2, -q_1, -q_0, 0, 0 \dots 0, q_0, q_1, q_2]$$

para obtener un espectro puramente imaginario.

Con estos métodos, para cualquier combinación de m y l , se puede obtener un espectro de valores reales correspondiente a un polinomio $P(z)$ y un espectro puramente imaginario para cualquier $Q(z)$. En efecto, dado que los espectros de $P(z)$ y $Q(z)$ son puramente reales e imaginarios, respectivamente, se los puede almacenar en un único espectro complejo, que entonces corresponde al espectro de $P(z) + Q(z) = 2A(z)$. El escalado en un factor 2 no cambia la ubicación de las raíces, por lo cual se lo puede ignorar. De esa manera se pueden obtener los espectros de $P(z)$ y $Q(z)$ evaluando sólo el espectro de $A(z)$ usando una sola FFT. Sólo se debe aplicar el desplazamiento circular, como se explicó anteriormente, a los coeficientes de $A(z)$.

Por ejemplo, con $m = 4$ y $l = 0$, los coeficientes de $A(z)$ son

$$[a_0, a_1, a_2, a_3, a_4]$$

donde se puede aplicar el relleno con ceros hasta una longitud arbitraria N de la siguiente manera

$$[a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, 0, 0 \dots 0].$$

Si luego se aplica un desplazamiento circular de $(m + l)/2 = 2$ pasos, se obtiene

$$[a_2, a_3, a_4, 0, 0 \dots 0, a_0, a_1].$$

Tomando la DFT de esta secuencia, se tiene el espectro de $P(z)$ y $Q(z)$ en las partes reales y complejas del espectro.

De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor comprende un formador de polinomios compuestos configurado para establecer un polinomio compuesto $C(P(z), Q(z))$ a partir de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$.

De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor está configurado de tal manera que el espectro estrictamente real derivado de $P(z)$ y el espectro estrictamente imaginario de $Q(z)$ sean establecidos por

una sola transformada de Fourier, por ejemplo una transformada rápida de Fourier (FFT), mediante la transformación de un polinomio compuesto $C(P(z), Q(z))$.

5 Los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ son simétrico y antisimétrico, respectivamente, con el eje de simetría en $z^{-(m+1)/2}$. Se desprende que los espectros de $z^{-(m+1)/2}P(z)$ y $z^{-(m+1)/2}Q(z)$, respectivamente, evaluados en el círculo unitario $z = \exp(i\theta)$, tienen valores reales y complejos, respectivamente. Dado que los ceros están en el círculo unitario, se los puede encontrar buscando los cruces por cero. Más aún, se puede implementar la evaluación en el círculo unitario simplemente mediante una transformada rápida de Fourier.

10 Como los espectros correspondientes a $z^{-(m+1)/2}P(z)$ y $z^{-(m+1)/2}Q(z)$ son reales y complejos, respectivamente, se los puede implementar con una única transformada rápida de Fourier. Específicamente, si se toma la suma $z^{-(m+1)/2}(P(z) + Q(z))$, entonces las partes reales y complejas de los espectros corresponden a $z^{-(m+1)/2} P(z)$ y $z^{-(m+1)/2} Q(z)$, respectivamente. Más aún, dado que

15
$$z^{-(m+1)/2} (P(z) + Q(z)) = 2z^{-(m+1)/2} A(z), \quad (4)$$

se puede tomar directamente la FFT de $2z^{-(m+1)/2} A(z)$ para obtener los espectros correspondientes a $z^{-(m+1)/2} P(z)$ y $z^{-(m+1)/2} Q(z)$, sin determinar explícitamente $P(z)$ y $Q(z)$. Como lo que interesa son sólo las ubicaciones de los ceros, se puede omitir la multiplicación por el escalar 2 y en su lugar evaluar $z^{-(m+1)/2} A(z)$ por FFT. Obsérvese que dado que $A(z)$ tiene sólo $m + 1$ coeficientes no cero, se puede utilizar el recorte de FFT para reducir la complejidad [11]. Para garantizar el hallazgo de todas las raíces, se debe usar una FFT de una longitud suficientemente grande N para que el espectro sea evaluado a por lo menos una frecuencia cada dos ceros.

25 De acuerdo con la invención el conversor comprende un dispositivo limitador para limitar el rango numérico de los espectros de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ mediante la multiplicación de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ o uno o más polinomios derivados de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ con un polinomio filtro $B(z)$, donde el polinomio filtro $B(z)$ es simétrico y no tiene raíces en el círculo unitario.

30 Los códecs de voz son implementados con frecuencia en un dispositivo móvil con recursos limitados, por lo cual las operaciones numéricas se deben implementar con representaciones de punto fijo. Por lo tanto, es esencial que los algoritmos implementados operen con representaciones numéricas cuyo rango sea limitado. En el caso de las envolventes espectrales de voz comunes, el rango numérico del espectro de Fourier es, sin embargo, tan grande que se necesita una implementación de 32 bits de la FFT para garantizar la retención de la ubicación de los cruces por cero.

35 Por otro lado, con frecuencia se puede implementar una FFT de 16 bits con menor complejidad, por lo cual sería ventajoso limitar el rango de valores espectrales para que quepa dentro de ese rango de 16 bits. De las ecuaciones $|P(e^{i\theta})| \leq 2|A(e^{i\theta})|$ y $|Q(e^{i\theta})| \leq 2|A(e^{i\theta})|$ se sabe que limitando el rango numérico de $B(z)A(z)$ se limita asimismo el rango numérico de $B(z)P(z)$ y $B(z)Q(z)$. Si $B(z)$ no tiene ceros en el círculo unitario, entonces $B(z)P(z)$ y $B(z)Q(z)$ han de tener el mismo cruce por cero en el círculo unitario que $P(z)$ y $Q(z)$. Más aún, $B(z)$ tiene que ser simétrico, de tal manera que $z^{-(m+1+n)/2}P(z)B(z)$ y $z^{-(m+1+n)/2}Q(z)B(z)$ se mantengan simétrico y antisimétrico y sus espectros sean puramente reales e imaginarios, respectivamente. En lugar de evaluar el espectro de $z^{-(m+1)/2}A(z)$ se puede evaluar entonces $z^{-(m+1+n)/2}A(z)B(z)$, donde $B(z)$ es un polinomio simétrico de orden n sin raíces en el círculo unitario. En otras palabras, se puede aplicar la misma estrategia antes descrita, aunque multiplicando en primer lugar $A(z)$ con el
45 filtro $B(z)$ y aplicando un desplazamiento de fase modificada $z^{-(m+1+n)/2}$.

La tarea restante consiste en diseñar un filtro $B(z)$ de tal manera que el rango numérico de $A(z)B(z)$ sea limitado, con la restricción de que $B(z)$ debe ser simétrico y sin raíces en el círculo unitario. El filtro más sencillo que cumple estos requisitos está en un filtro de fase lineal de orden 2

50
$$B_1(z) = \beta_0 + \beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2} \quad (5)$$

donde $\beta_k \in \mathbb{R}$ son los parámetros y $|\beta_2| > 2|\beta_1|$. Mediante el ajuste de β_k se puede modificar la inclinación espectral y reducir, de esa manera, el rango numérico del producto $A(z)B_1(z)$. Una estrategia muy eficiente desde el punto de vista informático consiste en elegir β de tal manera que la magnitud a frecuencia 0 y de Nyquist sea igual, $|A(1)B_1(1)| = |A(-1)B_1(-1)|$, por lo cual se puede elegir, por ejemplo

55
$$\beta_0 = A(1) - A(-1) \text{ y } \beta_1 = 2(A(1) + A(-1)). \quad (6)$$

60 Esta estrategia produce un espectro aproximadamente plano.

Se observa que (ver también la Fig. 5) mientras $A(z)$ tiene carácter de paso alto, $B_1(z)$ es de paso bajo, por lo cual el producto $A(z)B_1(z)$ tiene, como es de esperar, igual magnitud a frecuencia 0 y de Nyquist y es más o menos plano. Dado que $B_1(z)$ tiene un solo grado de libertad, es obvio que no se puede esperar que el producto sea

completamente plano. De todos modos, obsérvese que la relación entre el pico más alto y el valle más bajo de $B_1(z)A(z)$ puede ser mucho menor que la de $A(z)$. Esto significa que se ha obtenido el efecto deseado; el rango numérico de $B_1(z)A(z)$ es mucho menor que el de $A(z)$.

- 5 Un segundo método, ligeramente más complejo, consiste en calcular la autocorrelación r_k de la respuesta al impulso de $A(0.5z)$. En este caso la multiplicación por 0,5 corre los ceros de $A(z)$ en la dirección de origen, por lo cual se reduce la magnitud espectral aproximadamente a la mitad. Aplicando el principio de Levinson-Durbin a la autocorrelación r_k , se obtiene un filtro $H(z)$ de orden n que es de fase mínima. Se puede definir entonces $B_2(z) = z^{-n}H(z)H(z^{-1})$ para obtener un $|B_2(z)A(z)|$ que es aproximadamente constante. Cabe señalar que el rango de $|B_2(z)A(z)|$ es más pequeño que el de $|B_1(z)A(z)|$. Se pueden encontrar sin dificultades otras estrategias para el diseño de $B(z)$ en la literatura clásica sobre el diseño de FIR [18].

De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor comprende un dispositivo limitador para limitar el rango numérico de los espectros de los polinomios extendidos $P_e(z)$ y $Q_e(z)$ o uno o más polinomios derivados de los polinomios extendidos $P_e(z)$ y $Q_e(z)$ mediante la multiplicación de los polinomios extendidos $P_e(z)$ y $Q_e(z)$ con un polinomio filtro $B(z)$, donde el polinomio filtro $B(z)$ es simétrico y no tiene raíces en el círculo unitario. Se puede encontrar $B(z)$ de la manera antes explicada.

En otro aspecto, el problema se soluciona mediante un método para operar un codificador de información para codificar una señal de información. El método comprende los siguientes pasos:

analizar la señal de información para obtener coeficientes de predicción lineal de un polinomio predictivo $A(z)$;

convertir los coeficientes de predicción lineal del polinomio predictivo $A(z)$ a valores de frecuencia $f_1 \dots f_n$ de una representación de frecuencia espectral del polinomio predictivo $A(z)$, donde los valores de frecuencia $f_1 \dots f_n$ se determinan mediante el análisis de un par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ que se define de la siguiente manera

$$P(z) = A(z) + z^{-m-l} A(z^{-1}) \text{ y}$$

y

$$Q(z) = A(z) - z^{-m-l} A(z^{-1}),$$

donde m es un orden del polinomio predictivo $A(z)$ y l es mayor o igual a cero, donde los valores de frecuencia $f_1 \dots f_n$ se obtienen estableciendo un espectro estrictamente real derivado de $P(z)$ y un espectro estrictamente imaginario de $Q(z)$ e identificando los ceros del espectro estrictamente real derivado de $P(z)$ y el espectro estrictamente imaginario derivado de $Q(z)$;

obtener valores de frecuencia cuantificados $f_{q1} \dots f_{qn}$ de los valores de frecuencia $f_1 \dots f_n$;

producir un flujo de bits que comprende los valores de frecuencia cuantificados $f_{q1} \dots f_{qn}$; y

limitar el rango numérico de los espectros de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ mediante la multiplicación de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ o uno o más polinomios derivados de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ con un polinomio filtro $B(z)$, donde el polinomio filtro $B(z)$ es simétrico y no tiene raíces en el círculo unitario.

Por añadidura, el programa es notado por un programa de computación para ejecutar el método de acuerdo con la invención al correr en un procesador.

A continuación se describen las realizaciones preferidas de la invención con respecto a los dibujos adjuntos, en los cuales:

Fig. 1 ilustra una forma de realización de un codificador de información de acuerdo con la invención en una vista esquemática;

Fig. 2 ilustra una relación ilustrativa de $A(z)$, $P(z)$ y $Q(z)$;

Fig. 3 ilustra una forma de realización de un conversor de un codificador de información en una vista esquemática;

Fig. 4 ilustra una forma de realización de un conversor de un codificador de información de acuerdo con la invención en una vista esquemática;

Fig. 5 ilustra un espectro de magnitud ilustrativo de un predictor $A(z)$, los correspondientes filtros de aplanamiento $B_1(z)$ y $B_2(z)$ y los productos $A(z)B_1(z)$ y $A(z)B_2(z)$;

Fig. 6 ilustra una forma de realización de un conversor de un codificador de información en una vista esquemática;

Fig. 7 ilustra una forma de realización de un conversor de un codificador de información en una vista esquemática y

Fig. 8 ilustra una forma de realización de un conversor de un codificador de información en una vista esquemática.

La Fig. 1 ilustra una forma de realización de un codificador de información 1 de acuerdo con la invención en una vista esquemática.

El codificador de información 1 para codificar una señal de información IS, comprende:

un analizador 2 para analizar la señal de información IS para obtener coeficientes de predicción lineal de un polinomio predictivo $A(z)$;

un conversor 3 para convertir los coeficientes de predicción lineal del polinomio predictivo $A(z)$ a valores de frecuencia $f_1 \dots f_n$ de una representación de frecuencia espectral RES, IES del polinomio predictivo $A(z)$, donde el conversor 3 está configurado para determinar los valores de frecuencia $f_1 \dots f_n$ mediante el análisis de un par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ que se definen de la siguiente manera

$$P(z) = A(z) + z^{-m-l} A(z^{-1}) \text{ y}$$

y

$$Q(z) = A(z) - z^{-m-l} A(z^{-1}),$$

donde m es un orden del polinomio predictivo $A(z)$ y l es mayor o igual a cero, donde el conversor 3 está configurado para obtener los valores de frecuencia $f_1 \dots f_n$ mediante el establecimiento de un espectro estrictamente real RES derivado de $P(z)$ y un espectro estrictamente imaginario IES de $Q(z)$ y mediante la identificación de los ceros del espectro estrictamente real RES derivado de $P(z)$ y el espectro estrictamente imaginario IES derivado de $Q(z)$;

un cuantificador 4 para obtener valores de frecuencia cuantificados $f_{q1} \dots f_{qn}$ de los valores de frecuencia $f_1 \dots f_n$; y

un productor de flujos de bits 5 para producir un flujo de bits BS que comprende los valores de frecuencia cuantificados $f_{q1} \dots f_{qn}$;

en el que el conversor 3 comprende un dispositivo limitador 11 (ver la Fig. 4) para limitar el rango numérico de los espectros (RES, IES) de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ mediante la multiplicación de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ o uno o más polinomios derivados de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ con un polinomio filtro $B(z)$, donde el polinomio filtro $B(z)$ es simétrico y no tiene raíces en el círculo unitario.

El codificador de información 1 de acuerdo con la invención utiliza una búsqueda de cruces por cero, mientras que la técnica espectral para hallar las raíces de acuerdo con la técnica anterior se basa en el hallazgo de los valles en el espectro de la magnitud. Sin embargo, en la búsqueda de valles, la precisión es más baja que cuando se buscan los cruces por cero. Considérese, por ejemplo, la secuencia [4, 2, 1, 2, 3]. Claramente, el valor más bajo es el tercer elemento, por lo cual el cero estaría en algún lugar entre el segundo y el cuarto elemento. En otras palabras, no se puede determinar si el cero está a la derecha o a la izquierda del tercer elemento. Sin embargo, si se considera la secuencia [4, 2, 1, -2, -3], se puede ver de inmediato que el cruce por cero está entre el tercero y cuarto elementos, por lo cual nuestro margen de error se reduce por la mitad. Se infiere que con la estrategia de espectro de magnitud, se necesita duplicar el número de puntos de análisis para obtener la misma precisión que con la búsqueda de cruces por cero.

En comparación con la evaluación de las magnitudes $|P(z)|$ y $|Q(z)|$, la estrategia de cruce por cero ofrece una considerable ventaja de precisión. Considérese, por ejemplo, la secuencia 3, 2, -1, -2. Con la estrategia de cruce por cero es evidente que el cero yace entre 2 y -1. Sin embargo, estudiando la secuencia de magnitudes correspondiente 3, 2, 1, 2, sólo se puede concluir que el cero yace en algún punto entre el segundo y el último elemento. En otras palabras, con la estrategia de cruce por cero la precisión se duplica con respecto a la estrategia basada en la magnitud.

Además, el codificador de información de acuerdo con la invención puede emplear predictores largos tales como $m = 128$. A diferencia de eso, la transformada de Chebyshev sólo actúa de manera suficiente cuando la longitud de $A(z)$ es relativamente pequeña, por ejemplo $m \leq 20$. En el caso de los predictores largos, la transformada de Chebyshev es numéricamente inestable, por lo cual la implementación práctica del algoritmo es imposible.

Las principales propiedades del codificador de información propuesto 1 son, por consiguiente, que se puede obtener una precisión tan buena o mejor que con el método basado en Chebyshev, puesto que se buscan los cruces por cero y porque se efectúa una conversión del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, por lo que se puede encontrar los ceros con muy baja complejidad informática.

Como resultado de ello, el codificador de información 1 de acuerdo con la invención determina los ceros (raíces) no sólo con más precisión, sino también con baja complejidad informática.

El codificador de información 1 de acuerdo con la invención se puede emplear en cualquier aplicación de procesamiento de señales que necesite determinar el espectro lineal de una secuencia. En este caso, se describe el codificador de información 1 a título de ejemplo en el contexto de la codificación de voz. La invención es aplicable a un dispositivo o aplicación de codificación de voz, audio y/o vídeo que emplee un predictor lineal para modelar la envolvente de magnitud espectral, el umbral de enmascaramiento de frecuencia perceptual, la envolvente de magnitud temporal, el umbral de enmascaramiento temporal perceptual, u otras formas de envolventes u otras representaciones equivalentes a una forma de envolvente tales como una señal de autocorrelación, que utiliza un espectro lineal para representar la información de la envolvente para la codificación, análisis o procesamiento, que necesita un método para determinar el espectro lineal a partir de una señal de entrada tal como una señal de voz o audio general, y donde la señal de entrada está representada en forma de filtro digital u otra secuencia de números.

La señal de información IS puede ser, por ejemplo, una señal de audio o una señal de vídeo.

La Fig. 2 ilustra una relación ilustrativa de $A(z)$, $P(z)$ y $Q(z)$. Las líneas verticales de guiones representan los valores de frecuencia $f_1 \dots f_6$. Nótese que la magnitud se expresa en un eje lineal en lugar de la escala de decibeles a fin de mantener visibles los cruces por cero. Podemos ver que las frecuencias de la línea espectral aparecen en los cruces por cero de $P(z)$ y $Q(z)$. Más aún, las magnitudes de $P(z)$ y $Q(z)$ son menores o iguales a $2|A(z)|$ en todo lugar; $|P(e^{i\theta})| \leq 2|A(e^{i\theta})|$ y $|Q(e^{i\theta})| \leq 2|A(e^{i\theta})|$.

La Fig. 3 ilustra una primera forma de realización de un conversor de un codificador de información en una vista esquemática.

De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor 3 comprende un dispositivo de determinación 6 para determinar los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ a partir del polinomio predictivo $A(z)$.

De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor comprende un dispositivo de transformada de Fourier 8 para la transformada de Fourier del par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ o uno o más polinomios derivado del par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ a un dominio de la frecuencia y un dispositivo de ajuste 7 para ajustar una fase del espectro RES derivado de $P(z)$ para que sea estrictamente real y para ajustar una fase del espectro IES derivada de $Q(z)$ para que sea estrictamente imaginaria. El dispositivo de transformada de Fourier 8 se puede basar en la transformada rápida de Fourier o en la transformada de Fourier discreta.

De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el dispositivo de ajuste 7 está configurado en forma de desplazador de coeficientes 7 para el desplazamiento circular de los coeficientes del par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ o uno o más polinomios derivados del par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$.

De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el desplazador de coeficientes 7 está configurado para el desplazamiento circular de los coeficientes de tal manera que un punto medio original de una secuencia de coeficientes se desplace a la primera posición de la secuencia.

En teoría, se sabe bien que la transformada de Fourier de una secuencia simétrica es de valor real y las secuencias antisimétricas tienen espectros de Fourier puramente imaginarios. En el presente caso, nuestra secuencia de entrada consiste en los coeficientes del polinomio $P(z)$ o $Q(z)$ que tienen longitud $m + 1$, mientras que sería preferible que la transformada de Fourier discreta sea de una longitud mucho mayor $N \gg (m + 1)$. La estrategia convencional para generar espectros de Fourier más largos es el relleno con ceros de la señal de entrada. Sin embargo, el relleno con ceros de la secuencia debe ser implementado con cuidado para mantener las simetrías.

En primer lugar se analiza un polinomio $P(z)$ con los coeficientes

$$[p_0, p_1, p_2, p_1, p_0].$$

La forma en que habitualmente se aplican los algoritmos de transformada rápida de Fourier requiere que el punto de simetría sea el primer elemento, por lo cual al aplicarlos, por ejemplo en MATLAB se lo puede expresar

$$\text{fft}([p_2, p_1, p_0, p_0, p_1])$$

5 para obtener una salida de valor real. Específicamente, se puede aplicar un desplazamiento circular, de tal manera que el punto de simetría correspondiente al elemento del punto medio, es decir, el coeficiente p_2 , se desplace a la izquierda de tal manera que se ubique en la primera posición. Luego se anexan los coeficientes que estaban a la izquierda de p_2 al final de la secuencia.

En el caso de una secuencia rellena con ceros

$$10 \quad [p_0, p_1, p_2, p_1, p_0, 0, 0 \dots 0]$$

se puede aplicar el mismo proceso. La secuencia

$$[p_2, p_1, p_0, 0, 0 \dots 0, p_0, p_1]$$

15 ha de tener entonces una transformada de Fourier discreta de valor real. En este caso el número de ceros en las secuencias de entrada es $N - m - l$ si N es la longitud deseada del espectro.

De modo correspondiente, considérense los coeficientes

$$20 \quad [q_0, q_1, 0, -q_1, -q_0]$$

correspondientes al polinomio $Q(z)$. Aplicando un desplazamiento circular de tal manera que el punto medio anterior se ubique en la primera posición, se obtiene

$$25 \quad [0, -q_1, -q_0, q_0, q_1]$$

que tiene una transformada de Fourier discreta puramente imaginaria. Luego se puede tomar la transformada con relleno de ceros para la secuencia

$$30 \quad [0, -q_1, -q_0, 0, 0 \dots 0, q_0, q_1]$$

35 Nótese que lo que antecede se aplica sólo en casos en que la longitud de la secuencia es impar, por lo cual $m + l$ es par. En los casos en que $m + l$ es impar, se tienen dos opciones. Se puede implementar el desplazamiento circular en el dominio de la frecuencia, o bien aplicar una DFT con medias muestras.

De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor 3 comprende un identificador de ceros 9 para identificar los ceros del espectro estrictamente real RES derivado de $P(z)$ y el espectro estrictamente imaginario IES derivado de $Q(z)$.

40 en que el identificador de ceros 9 está configurado para identificar los ceros de la siguiente manera

- a) comenzar por el espectro real RES a frecuencia nula;
- b) aumentar la frecuencia hasta encontrar un cambio de signo en el espectro real RES;
- 45 c) aumentar la frecuencia hasta encontrar otro cambio de signo en el espectro imaginario IES y
- d) repetir los pasos b) y c) hasta encontrar todos los ceros.

50 Nótese que $Q(z)$ y por consiguiente la parte imaginaria IES del espectro siempre tiene un cero en la frecuencia nula. Dado que las raíces se superponen, $P(z)$ y por consiguiente la parte real RES del espectro siempre ha de ser no cero en la frecuencia nula. Por lo tanto, se puede comenzar con la parte real RES en la frecuencia nula y aumentar la frecuencia hasta encontrar el primer cambio de signo, que indica el primer cruce por cero y, por consiguiente, el primer valor de frecuencia f_1 .

55 Dado que las raíces están entrelazadas, el espectro IES de $Q(z)$ ha de tener el siguiente cambio de signo. Se puede entonces aumentar la frecuencia hasta encontrar un cambio de signo correspondiente al espectro IES de $Q(z)$. A continuación se puede repetir este proceso, alternando entre los espectros de $P(z)$ y $Q(z)$, hasta encontrar todos los valores de frecuencia $f_1 \dots f_n$. La estrategia empleada para ubicar el cruce por cero en los espectros RES y IES es, por consiguiente, similar a la estrategia aplicada en el dominio de Chebyshev [6, 7].

60 Dado que los ceros de $P(z)$ y $Q(z)$ están entrelazados, se puede alternar entre búsquedas de ceros en las partes reales RES y las partes complejas IES, de tal manera que se encuentren todos los ceros en un pase, y reducir la complejidad a la mitad en comparación con una búsqueda total.

De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el identificador de ceros 9 está configurado para identificar los ceros por interpolación.

- 5 Además de la estrategia de cruces por cero se puede aplicar fácilmente la interpolación, de tal manera que se pueda estimar la posición del cero con una precisión aun más elevada, por ejemplo, como se hace en los métodos convencionales, por ej. [7].

10 La Fig. 4 ilustra una forma de realización de un conversor 3 del codificador de información 1 de acuerdo con la invención en una vista esquemática.

15 De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor 3 comprende un dispositivo de relleno con ceros 10 para sumar uno o más coeficientes con un valor "0" a los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ a fin de producir un par de polinomios extendidos $P_e(z)$ y $Q_e(z)$. Se puede mejorar aun más la precisión extendiendo la longitud del espectro evaluado RES, IES. Basándose en la información acerca del sistema, en realidad es posible, en algunos casos, determinar una distancia mínima entre los valores de frecuencia $f_1 \dots f_n$, y de esa manera determinar la longitud mínima del espectro RES, IES con lo cual se pueden hallar todos los valores de frecuencia $f_1 \dots f_n$, [8].

20 De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor 3 está configurado de tal manera que, durante la conversión de los coeficientes de predicción lineal a valores de frecuencia $f_1 \dots f_n$, de una representación de frecuencia espectral RES, IES del polinomio predictivo $A(z)$, se omite por lo menos una parte de las operaciones con coeficientes que se sabe que tienen el valor "0" de los polinomios extendidos $P_e(z)$ y $Q_e(z)$.

25 Sin embargo, el aumento de la longitud del espectro también aumenta la complejidad informática. Lo que más contribuye a la complejidad es la transformación del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, tal como una transformada rápida de Fourier, de los coeficientes de $A(z)$. Sin embargo, dado que el vector de coeficientes ha sido relleno con ceros para obtener la longitud pretendida, esto es muy escaso. Este hecho se puede utilizar fácilmente para reducir la complejidad. Este es un problema bastante sencillo en el sentido de que se sabe exactamente qué coeficientes son cero, por lo cual con cada iteración de la transformada rápida de Fourier se puede simplemente omitir las operaciones que incluyan ceros. La aplicación de esa transformada rápida de Fourier dispersa es sencilla y cualquier programador con capacitación en la técnica la puede implementar. La complejidad de dicha implementación es $O(N \log_2(1 + m + l))$, donde N es la longitud del espectro y m y l son como se los definió anteriormente.

35 De acuerdo con la invención el conversor comprende un dispositivo limitador 11 para limitar el rango numérico de los espectros de los polinomios extendidos $P_e(z)$ y $Q_e(z)$ o uno o más polinomios derivados de los polinomios extendidos $P_e(z)$ y $Q_e(z)$ mediante la multiplicación de los polinomios extendidos $P_e(z)$ y $Q_e(z)$ con un polinomio filtro $B(z)$, donde el polinomio filtro $B(z)$ es simétrico y no tiene raíces en el círculo unitario. Se puede encontrar $B(z)$ de la manera antes explicada.

40 La Fig. 5 ilustra un ejemplo de espectro de magnitud de un predictor $A(z)$, los filtros de aplanamiento correspondientes $B_1(z)$ y $B_2(z)$ y los productos $A(z)B_1(z)$ y $A(z)B_2(z)$. La línea horizontal de puntos demuestra el nivel de $A(z)B_1(z)$ a las frecuencias 0 y de Nyquist.

45 De acuerdo con la invención, el conversor 3 comprende un dispositivo limitador 11 para limitar el rango numérico de los espectros RES, IES de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ mediante la multiplicación de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ o uno o más polinomios derivados de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ con un polinomio filtro $B(z)$, donde el polinomio filtro $B(z)$ es simétrico y no tiene raíces en el círculo unitario.

50 Los códecs de voz son implementados con frecuencia en dispositivos móviles con recursos limitados, por lo cual las operaciones numéricas deben ser implementadas con representaciones de punto fijo. Por lo tanto, es esencial que los algoritmos implementados operen con representaciones numéricas cuyo rango es limitado. En el caso de las envolventes espectrales de voz comunes, el rango numérico del espectro de Fourier es, sin embargo, tan grande que se necesita una implementación de 32 bits de la FFT para garantizar que se mantenga la ubicación de los cruces por cero.

55 Por otro lado, con frecuencia se puede implementar una FFT de 16 bits con menor complejidad, por lo cual sería ventajoso limitar el rango de valores espectrales para que quepa dentro de ese rango de 16 bits. En virtud de las ecuaciones $|P(e^{i\theta})| \leq 2|A(e^{i\theta})|$ y $|Q(e^{i\theta})| \leq 2|A(e^{i\theta})|$ se sabe que limitando el rango numérico de $B(z)A(z)$ se limita asimismo el rango numérico de $B(z)P(z)$ y $B(z)Q(z)$. Si $B(z)$ no tiene ceros en el círculo unitario, entonces $B(z)P(z)$ y $B(z)Q(z)$ han de tener el mismo cruce por cero en el círculo unitario que $P(z)$ y $Q(z)$. Más aún, $B(z)$ tiene que ser simétrico, de tal manera que $z^{-(m+l+n)/2}P(z)B(z)$ y $z^{-(m+l+n)/2}Q(z)B(z)$ se mantengan simétrico y antisimétrico y sus espectros sean puramente reales e imaginarios, respectivamente. En lugar de evaluar el espectro de $z^{(n+1)/2}A(z)$ se

puede evaluar entonces $z^{-(n+l+n)/2}A(z)B(z)$, donde $B(z)$ es un polinomio simétrico de orden n sin raíces en el círculo unitario. En otras palabras, se puede aplicar la misma estrategia antes descrita, aunque multiplicando en primer lugar $A(z)$ con el filtro $B(z)$ y aplicando un desplazamiento de fase modificada $z^{-(m+l+n)/2}$.

- 5 La tarea restante consiste en diseñar un filtro $B(z)$ de tal manera que el rango numérico de $A(z)B(z)$ sea limitado, con la restricción de que $B(z)$ debe ser simétrico y sin raíces en el círculo unitario. El filtro más sencillo que cumple estos requisitos está en el filtro de fase lineal de orden 2 $B_1(z) = \beta_0 + \beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2}$, donde $\beta_k \in \mathbb{R}$ son los parámetros y $|\beta_2| > 2|\beta_1|$. Mediante el ajuste de β_k se puede modificar la inclinación espectral y reducir, de esa manera, el rango numérico del producto $A(z)B_1(z)$. Una estrategia muy eficiente desde el punto de vista informático consiste en elegir β de tal manera que la magnitud a frecuencia 0 y de Nyquist sea la misma, $|A(1)B_1(1)| = |A(-1)B_1(-1)|$, por lo cual se puede elegir, por ejemplo $\beta_0 = A(1) - A(-1)$ y $\beta_1 = 2(A(1) + A(-1))$.
- 10

Esta estrategia produce un espectro aproximadamente plano.

- 15 Se observa en la Fig. 5 que si bien $A(z)$ tiene carácter de paso alto, $B_1(z)$ es de paso bajo, por lo cual el producto $A(z)B_1(z)$ tiene, como es de esperar, igual magnitud a frecuencia 0 y de Nyquist y es más o menos plano. Dado que $B_1(z)$ tiene un solo grado de libertad, es obvio que no se puede esperar que el producto sea completamente plano. De todos modos, obsérvese que la relación entre el pico más alto y el valle más bajo de $B_1(z)A(z)$ puede ser mucho menor que la de $A(z)$.
- 20

Esto significa que se ha obtenido el efecto deseado; el rango numérico de $B_1(z)A(z)$ es mucho menor que el de $A(z)$.

- Un segundo método, ligeramente más complejo, consiste en calcular la autocorrelación r_k de la respuesta al impulso de $A(0.5z)$. En este caso la multiplicación por 0,5 corre los ceros de $A(z)$ en la dirección de origen, por lo cual se reduce la magnitud espectral aproximadamente a la mitad. Aplicando el principio de Levinson-Durbin a la autocorrelación r_k , se obtiene un filtro $H(z)$ de orden n que es de fase mínima. Se puede definir entonces $B_2(z) = z^{-n}H(z)H(z^{-1})$ para obtener un $|B_2(z)A(z)|$ que es aproximadamente constante. Se percibe que el rango de $|B_2(z)A(z)|$ es más pequeño que el de $|B_1(z)A(z)|$. Se pueden encontrar sin dificultades otras estrategias para el diseño de $B(z)$ en la literatura clásica sobre el diseño de FIR [18].
- 25
- 30

La Fig. 6 ilustra una forma de realización de un conversor 3 de un codificador de información 1 en una vista esquemática.

- De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el dispositivo de ajuste 12 está configurado en forma de desplazador de fases 12 para desplazar una fase de la salida del dispositivo de transformada de Fourier 8.
- 35

De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el desplazador de fases 12 está configurado para desplazar la fase de la salida del dispositivo de transformada de Fourier 8 mediante la multiplicación de una k^a caja de frecuencia con $\exp(i2\pi kh/N)$, donde N es la longitud de la muestra y $h = (m+l)/2$.

40

- Es un hecho muy conocido que un desplazamiento circular en el dominio del tiempo es equivalente a la rotación de fases en el dominio de la frecuencia. Específicamente, un desplazamiento de $h = (m + l)/2$ pasos en el dominio del tiempo corresponde a una multiplicación de la k^a caja de frecuencia con $\exp(-i2\pi kh/N)$, donde N es la longitud del espectro. En lugar del desplazamiento circular, se puede aplicar así una multiplicación en el dominio de la frecuencia para obtener exactamente el mismo resultado. El costo de esta estrategia es una complejidad ligeramente incrementada. Nótese que $h = (m + l)/2$ es un número entero sólo cuando $m + l$ es par. Cuando $m + l$ es impar, el desplazamiento circular requeriría un retardo por el número racional de pasos, lo que es difícil de implementar directamente. Por el contrario, se puede aplicar el correspondiente desplazamiento en el dominio de la frecuencia mediante la rotación de fases antes descrita.
- 45
- 50

La Fig. 7 ilustra una forma de realización de un conversor 3 de un codificador de información 1 en una vista esquemática.

- De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor 3 comprende un formador de polinomios compuestos 13 configurado para establecer un polinomio compuesto $C(P(z), Q(z))$ a partir de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$.
- 55

- De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor 3 está configurado de tal manera que el espectro estrictamente real derivado de $P(z)$ y el espectro estrictamente imaginario de $Q(z)$ sean establecidos por una sola transformada de Fourier, por ejemplo una transformada rápida de Fourier (FFT), mediante la transformación de un polinomio compuesto $C(P(z), Q(z))$.
- 60

Los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ son simétrico y antisimétrico, respectivamente, con el eje de simetría en $z^{-(m+l)/2}$. Se desprende que los espectros de $z^{-(m+l)/2}P(z)$ y $z^{-(m+l)/2}Q(z)$, respectivamente, evaluados en el círculo unitario

$z = \exp(i\theta)$, tienen valores reales y complejos, respectivamente. Dado que los ceros están en el círculo unitario, se los puede encontrar buscando los cruces por cero. Más aún, se puede implementar la evaluación en el círculo unitario simplemente mediante una transformada rápida de Fourier.

5 Como los espectros correspondientes a $z^{-(m+1)/2}P(z)$ y $z^{-(m+1)/2}Q(z)$ son reales y complejos, respectivamente, se los puede implementar con una única transformada rápida de Fourier. Específicamente, si se toma la suma $z^{-(m+1)/2}(P(z) + Q(z))$, entonces las partes reales y complejas de los espectros corresponden a $z^{-(m+1)/2}P(z)$ y $z^{-(m+1)/2}Q(z)$, respectivamente. Más aún, dado que $z^{-(m+1)/2}(P(z) + Q(z)) = 2z^{-(m+1)/2}A(z)$, se puede tomar directamente la FFT de $2z^{-(m+1)/2}A(z)$ para obtener los espectros correspondientes a $z^{-(m+1)/2}P(z)$ y $z^{-(m+1)/2}Q(z)$, sin determinar explícitamente $P(z)$ y $Q(z)$. Como lo que interesa son sólo las ubicaciones de los ceros, se puede omitir la multiplicación por el

10 escalar 2 y en su lugar evaluar $z^{-(m+1)/2}A(z)$ por FFT. Obsérvese que dado que $A(z)$ tiene sólo $m + 1$ coeficientes no cero, se puede utilizar el recorte de FFT para reducir la complejidad [11]. Para garantizar el hallazgo de todas las raíces, se debe usar una FFT de una longitud suficientemente grande N para que el espectro sea evaluado a por lo menos una frecuencia cada dos ceros

15 De acuerdo con una forma de realización preferida (que no se ilustra) de la invención el conversor 3 comprende un formador de polinomios compuestos configurado para establecer un polinomio compuesto $C_e(P_e(z), Q_e(z))$ a partir de los polinomios extendidos $P_e(z)$ y $Q_e(z)$.

20 De acuerdo con una forma de realización preferida (que no se ilustra) de la invención el conversor está configurado de tal manera que el espectro estrictamente real derivado de $P(z)$ y el espectro estrictamente imaginario de $Q(z)$ se establezcan por medio de una sola transformada de Fourier mediante la transformación del polinomio compuesto $C_e(P_e(z), Q_e(z))$.

25 La Fig. 8 ilustra una forma de realización de un conversor 3 de un codificador de información 1 en una vista esquemática.

De acuerdo con una forma de realización preferida de la invención el conversor 3 comprende un dispositivo de transformada de Fourier 14 para la transformada de Fourier del par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ o uno o más polinomios derivados del par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ a un dominio de la frecuencia con medias muestras de tal manera que el espectro derivado de $P(z)$ sea estrictamente real y de tal manera que el espectro derivado de $Q(z)$ sea estrictamente imaginario.

30 Una alternativa consiste en implementar una DFT con medias muestras. Específicamente, mientras que la DFT convencional se define de la siguiente manera

35

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_N \exp(-i2\pi kn/N)$$

se puede definir la DFT de medias muestras como

40

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_N \exp\left(-i2\pi k\left(n + \frac{1}{2}\right)/N\right)$$

Se puede instrumentar fácilmente la implementación rápida en forma de FFT para esta formulación.

45 La ventaja de esta formulación es que ahora el punto de simetría está en $n = 1/2$ en lugar del habitual $n = 1$. Con esta DFT de medias muestras entonces con la secuencia

$$[2, 1, 0, 0, 1, 2]$$

50 se obtendría un espectro de Fourier de valor real.

En el caso de un $m+1$ impar, para un polinomio $P(z)$ con los coeficientes $p_0, p_1, p_2, p_2, p_1, p_0$ se puede obtener entonces, con una DFT de medias muestras y relleno con ceros, un espectro de valores reales RES cuando la secuencia de entrada es

55

$$[p_2, p_1, p_0, 0, 0, \dots, 0, p_0, p_1, p_2].$$

De modo correspondiente, en el caso de un polinomio $Q(z)$ se puede aplicar la DFT de medias muestras a la secuencia

$$5 \quad [-q_2, -q_1, -q_0, 0, 0 \dots 0, q_0, q_1, q_2]$$

para obtener un espectro puramente imaginario IES.

10 Con estos métodos, para cualquier combinación de m y l , se puede obtener un espectro de valores reales correspondiente a un polinomio $P(z)$ y un espectro puramente imaginario para cualquier $Q(z)$. En efecto, dado que los espectros de $P(z)$ y $Q(z)$ son puramente reales e imaginarios, respectivamente, se los puede almacenar en un único espectro complejo, que entonces corresponde al espectro de $P(z) + Q(z) = 2A(z)$. El escalado en un factor 2 no cambia la ubicación de las raíces, por lo cual se lo puede ignorar. De esa manera se pueden obtener los espectros de $P(z)$ y $Q(z)$ evaluando sólo el espectro de $A(z)$ usando una sola FFT. Sólo se debe aplicar el desplazamiento circular, como se explicó anteriormente, a los coeficientes de $A(z)$.

15 Por ejemplo, con $m = 4$ y $l = 0$, los coeficientes de $A(z)$ son

$$20 \quad [a_0, a_1, a_2, a_3, a_4]$$

que se puede rellenar con ceros hasta obtener una longitud arbitraria N de la siguiente manera

$$[a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, 0, 0 \dots 0].$$

25 Si luego se aplica un desplazamiento circular de $(m + l)/2 = 2$ pasos, se obtiene

$$[a_2, a_3, a_4, 0, 0 \dots 0, a_0, a_1].$$

30 Tomando la DFT de esta secuencia, se tiene el espectro de $P(z)$ y $Q(z)$ en las partes reales RES y las partes complejas IES del espectro.

El algoritmo general en el caso en que $m + l$ es par se puede expresar de la siguiente manera. Digamos que los coeficientes de $A(z)$, indicados por a_k , residen en un búfer de longitud N .

- 35 1. Aplicar un desplazamiento circular a a_k de $(m + l)/2$ pasos a la izquierda.
2. Calcular la transformada rápida de Fourier de la secuencia a_k y expresarla con A_k .
3. Hasta encontrar la totalidad de los valores de frecuencia, comenzar con $k = 0$ y alternar entre
 - 40 (a) Mientras $\text{signo}(\text{real}(A_k)) = \text{signo}(\text{real}(A_{k+1}))$ aumentar $k := k + 1$. Una vez encontrado el cruce por cero, guardar k en la lista de valores de frecuencia.
 - 45 (b) Mientras $\text{signo}(\text{imag}(A_k)) = \text{signo}(\text{imag}(A_{k+1}))$ aumentar $k := k + 1$. Una vez encontrado el cruce por cero, guardar k en la lista de valores de frecuencia.
4. Por cada valor de frecuencia, interpolar entre A_k y A_{k+1} para determinar la posición exacta.

50 En este caso las funciones $\text{signo}(x)$, $\text{real}(x)$ e $\text{imag}(x)$ se refieren al signo de x , la parte real de x y la parte imaginaria de x , respectivamente.

En el caso de $m + l$ impar, el desplazamiento circular se reduce a sólo $(m + l - 1)/2$ pasos a la izquierda y la transformada rápida de Fourier normal es reemplazada por la transformada rápida de Fourier de medias muestras.

55 Por otro lado, siempre se puede reemplazar la combinación de desplazamiento circular y 1ª transformada de Fourier por la transformada rápida de Fourier y un desplazamiento de fase en el dominio de la frecuencia.

60 Para ubicaciones más precisas de las raíces, es posible emplear el método antes propuesto para producir una primera estimación y luego aplicar un segundo paso que refina los loci de las raíces. Para el refinamiento, podemos aplicar cualquier método clásico para hallar las raíces polinómicas tales como el método de Durand-Kerner, de Aberth-Ehrlich, de Laguerre de Gauss-Newton u otros [11–17].

En una formulación, el método presentado consiste en los siguientes pasos:

(a) En el caso de una secuencia de longitud $m + l + 1$ con relleno de ceros hasta la longitud N , donde $m + l$ es par, se aplica un desplazamiento circular de $(m + l)/2$ pasos a la izquierda, de tal manera que la longitud del búfer sea N y corresponda a la longitud pretendida del espectro de salida o

5 en el caso de una secuencia de longitud $m + l + 1$ con relleno de ceros hasta la longitud N , donde $m + l$ es impar, se aplica un desplazamiento circular de $(m + l - 1)/2$ pasos a la izquierda, de tal manera que la longitud del búfer sea N y corresponda a la longitud pretendida del espectro de salida.

10 (b) Si $m + l$ es par, se aplica una DFT normal a la secuencia. Si $m+l$ es impar, se aplica una DFT de medias muestras a la secuencia como se demuestra en la Ec. 3 o una representación equivalente.

(c) Si la señal de entrada era simétrica o antisimétrica, se buscan los cruces por cero de la representación en el dominio de la frecuencia y se almacenan las ubicaciones en una lista.

15 Si la señal de entrada era una secuencia compuesta $B(z) = P(z) + Q(z)$, se buscan los cruces por cero tanto en la parte real como en la imaginaria de la representación en el dominio de la frecuencia y se almacenan las ubicaciones en una lista. Si la señal de entrada era una secuencia compuesta $B(z) = P(z)+Q(z)$, y las raíces de $P(z)$ y $Q(z)$ se alternan o tienen estructura similar, se buscan los cruces por cero alternando entre la parte real y la imaginaria de la representación en el dominio de la frecuencia y se almacenan las ubicaciones en una lista.

20 En otra formulación, el método presentado consiste en los siguientes pasos

(a) En el caso de una señal de entrada que es de la misma forma que el punto anterior, aplicar la DFT a la secuencia de entrada.

25 (b) Aplicar una rotación de fases a los valores en el dominio de la frecuencia, que es equivalente a un desplazamiento circular de la señal de entrada de $(m + l)/2$ pasos a la izquierda.

30 (c) Aplicar una búsqueda de cruces por cero como se hiciera en el punto anterior.

Con respecto al codificador 1 y los métodos de las formas de realización descriptas, se menciona lo siguiente:

35 Si bien se han descrito algunos aspectos en el contexto de un aparato, es obvio que estos aspectos también representan una descripción del método correspondiente, en el cual un bloque o dispositivo corresponde a un paso del método o a una característica de un paso del método. De manera análoga, los aspectos descritos en el contexto de un paso del método también representan una descripción de un bloque o elemento correspondiente o de una característica de un aparato correspondiente.

40 Dependiendo de ciertos requisitos de implementación, las realizaciones de la invención pueden ser implementadas en hardware o en software. La implementación se puede realizar empleando un medio de almacenamiento digital, por ejemplo un disco blando, un DVD, un CD, una ROM, una PROM, una EPROM, una EEPROM o una memoria FLASH, que tiene almacenadas en la misma señales control legibles electrónicamente, que cooperan (o tienen capacidad para cooperar) con un sistema de computación programable de tal manera que se ejecute el método respectivo.

45 Algunas formas de realización de acuerdo con la invención comprenden un portador de datos que comprende señales de control legibles electrónicamente, con capacidad para cooperar con un sistema de computación programable de tal manera que se ejecute uno de los métodos descriptos en la presente.

50 En general, las formas de realización de la presente invención pueden ser implementadas en forma de producto programa de computación con un código de programa, donde el código de programa cumple la función de ejecutar uno de los métodos al ejecutarse el programa de computación en una computadora. El código de programa puede ser almacenado, por ejemplo, en un portador legible por una máquina.

55 Otras formas de realización comprenden el programa de computación para ejecutar uno de los métodos aquí descriptos, almacenado en un portador legible por una máquina o un medio de almacenamiento no transitorio.

60 En otras palabras, una forma de realización del método de la invención consiste, por lo tanto, en un programa de computación que consta de un código de programa para realizar uno de los métodos aquí descriptos al ejecutarse el programa de computación en una computadora.

Otra forma de realización de los métodos de la invención consiste, por lo tanto, en un portador de datos (o medio de almacenamiento digital, o medio legible por computadora) que comprende, grabado en el mismo, el programa de computación para ejecutar uno de los métodos aquí descriptos.

Otra forma de realización del método de la invención es, por lo tanto, un flujo de datos o una secuencia de señales que representa el programa de computación para ejecutar uno de los métodos aquí descritos. El flujo de datos o la secuencia de señales pueden estar configurados, por ejemplo, para ser transferida a través de una conexión de comunicación de datos, por ejemplo por la Internet.

Otra forma de realización comprende un medio de procesamiento, por ejemplo una computadora, o un dispositivo lógico programable, configurado o adaptado para ejecutar uno de los métodos aquí descritos.

Otra forma de realización comprende una computadora en la que se ha instalado el programa de computación para ejecutar uno de los métodos aquí descritos.

En algunas formas de realización, se puede utilizar un dispositivo lógico programable (por ejemplo una matriz de puertas programables en el campo) para ejecutar algunas o todas las funcionalidades de los métodos aquí descritos. En algunas formas de realización, una matriz de puertas programables en el campo puede cooperar con un microprocesador para ejecutar uno de los métodos aquí descritos. Por lo general, los métodos son ejecutados preferentemente por cualquier aparato de hardware.

Si bien la presente invención ha sido descrita en términos de varias formas de realización, hay alteraciones, permutaciones y equivalente que caen dentro del alcance de esta invención. Se debe tener en cuenta además que hay numerosas maneras alternativas de implementar los métodos y composiciones de la presente invención. Por lo tanto, se pretende que las siguientes reivindicaciones adjuntas incluyan todas las alteraciones, permutaciones y equivalentes que caigan dentro del alcance de la presente invención.

Signos de referencia:

- 1 codificador de información
- 2 analizador
- 3 conversor
- 4 cuantificador
- 5 productor de flujos de bits
- 6 dispositivo de determinación
- 7 desplazador de coeficientes
- 8 dispositivo de transformada de Fourier
- 9 identificador de ceros
- 10 dispositivo de relleno con ceros
- 11 dispositivo limitador
- 12 desplazador de fases
- 13 formador de polinomios compuestos
- 14 dispositivo de transformada de Fourier con medias muestras
- IS señal de información
- RES espectro real
- IES espectro imaginario
- $f_1 \dots f_n$ valores de frecuencia
- $f_{q1} \dots f_{qn}$ valores de frecuencia cuantificados

BS flujo de bits

Referencias:

- 5 [1] B. Bessette, R. Salami, R. Lefebvre, M. Jelinek, J. Rotola-Pukkila, J. Vainio, H. Mikkola, y K. Järvinen, “The adaptive multirate wideband speech codec (AMR-WB)”, *Speech and Audio Processing, IEEE Transactions on*, tomo 10, no. 8, pp. 620–636, 2002.
- 10 [2] ITU-T G.718, “Frame error robust narrow-band and wideband embedded variable bit-rate coding of speech y audio from 8-32 kbit/s”, 2008.
- [3] M. Neuendorf, P. Gournay, M. Multrus, J. Lecomte, B. Bessette, R. Geiger, S. Bayer, G. Fuchs, J. Hilpert, N. Rettelbach, R. Salami, G. Schuller, R. Lefebvre, y B. Grill, “Unified speech and audio coding scheme for high quality at low bitrates”, in *Acoustics, Speech and Signal Processing. ICASSP 2009. IEEE Int Conf*, 2009, pp. 1–4.
- 15 [4] T. Bäckström y C. Magi, “Properties of line spectrum pair polynomials – a review”, *Signal Processing*, tomo 86, no. 11, pp. 3286–3298, November 2006.
- [5] G. Kang y L. Fransen, “Application of line-spectrum pairs to low-bit-rate speech encoders”, in *Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP’85.*, tomo 10. IEEE, 1985, pp. 244–247.
- 20 [6] P. Kabal y R. P. Ramachandran, “The computation of spectral line frequencies using Chebyshev polynomials”, *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, tomo 34, no. 6, pp. 1419–1426, 1986.
- [7] 3GPP TS 26.190 V7.0.0, “Adaptive multi-rate (AMR-WB) speech codec”, 2007.
- [8] T. Bäckström, C. Magi, y P. Alku, “Minimum separation of line spectral frequencies”, *IEEE Signal Process. Lett.*, tomo 14, no. 2, pp. 145–147, febrero de 2007.
- 30 [9] T. Bäckström, “Vandermonde factorization of Toeplitz matrices and applications in filtering y warping,” *IEEE Trans. Signal Process.*, tomo 61, no. 24, pp. 6257–6263, 2013.
- [10] V. F. Pisarenko, “The retrieval of harmonics from a covariance function”, *Geophysical Journal of the Royal Astronomical Society*, tomo 33, no. 3, pp. 347–366, 1973.
- 35 [11] E. Durand, *Solutions Numériques des Équations Algébriques*. Paris: Masson, 1960.
- [12] I. Kerner, “Ein Gesamtschrittverfahren zur Berechnung der Nullstellen von Polynomen”, *Numerische Mathematik*, tomo 8, no. 3, pp. 290–294, mayo de 1966.
- 40 [13] O. Aberth, “Iteration methods for finding all the zeros of a polynomial simultaneously”, *Mathematics of Computation*, tomo 27, no. 122, pp. 339–344, April 1973.
- [14] L. Ehrlich, “A modified newton method for polynomials”, *Communications of the ACM*, tomo 10, no. 2, pp. 107–108, febrero de 1967.
- 45 [15] D. Storer y A. Nehorai, “Polynomial factorization algorithms for adaptive root estimation”, in *Int. Conf. on Acoustics, Speech, y Signal Processing*, tomo 2. Glasgow, UK: IEEE, mayo de 1989, pp. 1158–1161.
- 50 [16] - “Adaptive polynomial factorization by coefficient matching”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, tomo 39, no. 2, pp. 527–530, febrero de 1991.
- [17] G. H. Golub y C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3a ed. John Hopkins University Press, 1996.
- 55 [18] T. Saramäki, “Finite impulse response filter design”, *Handbook for Digital Signal Processing*, pp. 155–277, 1993.
- [19] S. S. Yedlapalli, “Transforming Real Linear Prediction Coefficients to Line Spectral Representations With a Real FFT”, *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, IEEE Service Center, NY, US*, tomo 13, no. 5, páginas 733-740, 2005.
- 60

REIVINDICACIONES

1. Codificador de información para codificar una señal de información (IS), codificador de información (1) que comprende:

5 un analizador (2) para analizar la señal de información (IS) para obtener coeficientes de predicción lineal de un polinomio predictivo A(z);

10 un conversor (3) para convertir los coeficientes de predicción lineal del polinomio predictivo A(z) a valores de frecuencia $f_1 \dots f_n$ de una representación de frecuencia espectral del polinomio predictivo A(z), donde el conversor (3) está configurado para determinar los valores de frecuencia $f_1 \dots f_n$ mediante el análisis de un par de polinomios P(z) y Q(z) que se define de la siguiente manera

$$15 \quad P(z) = A(z) + z^{-m-l} A(z^{-1})$$

y

$$Q(z) = A(z) - z^{-m-l} A(z^{-1}),$$

20 donde m es un orden del polinomio predictivo A(z) y l es mayor o igual a cero, donde el conversor (3) está configurado para obtener los valores de frecuencia ($f_1 \dots f_n$) mediante el establecimiento de un espectro estrictamente real (RES) derivado de P(z) y un espectro estrictamente imaginario (IES) de Q(z) y mediante la identificación de los ceros del espectro estrictamente real (RES) derivado de P(z) y el espectro estrictamente imaginario (IES) derivado de Q(z);

25 un cuantificador (4) para obtener valores de frecuencia cuantificados ($f_{q1} \dots f_{qn}$) de los valores de frecuencia ($f_1 \dots f_n$); y

30 un productor de flujos de bits (5) para producir un flujo de bits que comprende los valores de frecuencia cuantificados ($f_{q1} \dots f_{qn}$);

caracterizado porque

35 el conversor (3) comprende un dispositivo limitador (11) para limitar el rango numérico de los espectros (RES, IES) de los polinomios P(z) y Q(z) mediante la multiplicación de los polinomios P(z) y Q(z) o uno o más polinomios derivados de los polinomios P(z) y Q(z) con un polinomio filtro B(z), donde el polinomio filtro B(z) es simétrico y no tiene raíces en el círculo unitario.

40 2. El codificador de información de acuerdo con la reivindicación anterior, en el cual el conversor (3) comprende un dispositivo de determinación (6) para determinar los polinomios P(z) y Q(z) a partir del polinomio predictivo A(z).

45 3. El codificador de información de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, en el cual el conversor (3) comprende un identificador de ceros (9) para identificar los ceros del espectro estrictamente real (RES) derivado de P(z) y el espectro estrictamente imaginario (IES) derivado de Q(z), en el cual el identificador de ceros (9) está configurado para identificar los ceros de la siguiente manera

- a) comenzar por el espectro real (RES) a frecuencia nula;
- 50 b) aumentar la frecuencia hasta encontrar un cambio de signo en el espectro real (RES);
- c) aumentar la frecuencia hasta encontrar otro cambio de signo en el espectro imaginario (IES) y
- 55 d) repetir los pasos b) y c) hasta encontrar todos los ceros.

4. El codificador de información de acuerdo con la reivindicación 2 o la reivindicación 3, en el cual el identificador de ceros está configurado para identificar los ceros por interpolación.

60 5. El codificador de información de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, en el cual el conversor (3) comprende un dispositivo de relleno con ceros (10) para sumar uno o más coeficientes con un valor "0" a los polinomios P(z) y Q(z) a fin de producir un par de polinomios extendidos $P_e(z)$ y $Q_e(z)$.

6. El codificador de información de acuerdo con la reivindicación 5, en el cual el conversor (3) está configurado de tal manera que durante la conversión de los coeficientes de predicción lineal a valores de frecuencia

($f_1 \dots f_n$) de la representación de frecuencia espectral (RES, IES) del polinomio predictivo $A(z)$ se omite por lo menos una parte de las operaciones con los coeficientes cuyo valor conocido es "0" de los polinomios extendidos $P_e(z)$ y $Q_e(z)$.

- 5 7. El codificador de información de acuerdo con una de las reivindicaciones 5 ó 6, en el cual el conversor (3) comprende un formador de polinomios compuestos configurado para establecer un polinomio compuesto $C_e(P_e(z), Q_e(z))$ a partir de los polinomios extendidos $P_e(z)$ y $Q_e(z)$.
- 10 8. El codificador de información de acuerdo con la reivindicación anterior, en el cual el conversor (3) está configurado de tal manera que el espectro estrictamente real (RES) derivado de $P(z)$ y el espectro estrictamente imaginario (IES) de $Q(z)$ se establezcan por medio de una sola transformada de Fourier mediante la transformación del polinomio compuesto $C_e(P_e(z), Q_e(z))$.
- 15 9. El codificador de información de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, en el cual el conversor (3) comprende un dispositivo de transformada de Fourier (8) para la transformada de Fourier del par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ o uno o más polinomios derivados del par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ a un dominio de la frecuencia y un dispositivo de ajuste (7, 12) para ajustar una fase del espectro (RES) derivado de $P(z)$ para que sea estrictamente real y para ajustar una fase del espectro (IES) derivado de $Q(z)$ para que sea estrictamente imaginaria.
- 20 10. El codificador de información de acuerdo con la reivindicación anterior, en el cual el dispositivo de ajuste (7, 12) está configurado como un desplazador de coeficientes (7) para el desplazamiento circular de los coeficientes del par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ o dichos uno o más polinomios derivados del par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$.
- 25 11. El codificador de información de acuerdo con la reivindicación anterior, en el cual el desplazador de coeficientes (7) está configurado para el desplazamiento circular de los coeficientes de tal manera que un punto medio original de una secuencia de coeficientes se desplace a la primera posición de la secuencia.
- 30 12. El codificador de información de acuerdo con la reivindicación 9, en el cual el dispositivo de ajuste (7, 12) está configurado en forma de desplazador de fases (12) para desplazar una fase de la salida del dispositivo de transformada de Fourier (8).
- 35 13. El codificador de información de acuerdo con la reivindicación anterior, en el cual el desplazador de fases (12) está configurado para desplazar la fase de la salida del dispositivo de transformada de Fourier (8) mediante la multiplicación de una k^a caja de frecuencia con $\exp(i2\pi kh/N)$, donde N es la longitud de la muestra y $h = (m+1)/2$.
- 40 14. El codificador de información de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 8, en el cual el conversor (3) comprende un dispositivo de transformada de Fourier (14) para la transformada de Fourier del par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ o uno o más polinomios derivados del par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ a un dominio de la frecuencia con medias muestras para que el espectro (RES) derivado de $P(z)$ sea estrictamente real y para que el espectro (IES) derivado de $Q(z)$ sea estrictamente imaginario.
- 45 15. El codificador de información de acuerdo con una de las reivindicaciones 1-6, en el cual el conversor (3) comprende un formador de polinomios compuestos (13) configurado para establecer un polinomio compuesto $C(P(z), Q(z))$ a partir de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$.
- 50 16. El codificador de información de acuerdo con la reivindicación anterior, en el cual el conversor (3) está configurado de tal manera que el espectro estrictamente real (RES) derivado de $P(z)$ y el espectro estrictamente imaginario (IES) de $Q(z)$ se establezcan mediante una sola transformada de Fourier mediante la transformación del polinomio compuesto $C(P(z), Q(z))$.
- 55 17. El codificador de información de acuerdo con una de las reivindicaciones 5 a 16, en el cual el conversor (3) comprende un dispositivo limitador (11) para limitar el rango numérico de los espectros (RES, IES) de los polinomios extendidos $P_e(z)$ y $Q_e(z)$ o uno o más polinomios derivados de los polinomios extendidos $P_e(z)$ y $Q_e(z)$ mediante la multiplicación de los polinomios extendidos $P_e(z)$ y $Q_e(z)$ con un polinomio filtro $B(z)$, donde el polinomio filtro $B(z)$ es simétrico y no tiene raíces en el círculo unitario.
- 60 18. Un método para la operación de un codificador de información (1) para codificar una señal de información (IS), método que comprende los siguientes pasos:

analizar la señal de información (IS) para obtener coeficientes de predicción lineal de un polinomio predictivo $A(z)$;

convertir los coeficientes de predicción lineal del polinomio predictivo $A(z)$ a valores de frecuencia $(f_1 \dots f_n)$ de una representación de frecuencia espectral (RES, IES) del polinomio predictivo $A(z)$, donde los valores de frecuencia $(f_1 \dots f_n)$ se determinan mediante el análisis de un par de polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ que se definen de la siguiente manera:

5

$$P(z) = A(z) + z^{-m-l} A(z^{-1}) \text{ y}$$

y

10

$$Q(z) = A(z) - z^{-m-l} A(z^{-1}),$$

donde m es un orden del polinomio predictivo $A(z)$ y l es mayor o igual a cero, donde los valores de frecuencia $(f_1 \dots f_n)$ se obtienen mediante el establecimiento de un espectro estrictamente real (RES) derivado de $P(z)$ y un espectro estrictamente imaginario (IES) derivado $Q(z)$ y la identificación de los ceros del espectro estrictamente real (RES) derivado de $P(z)$ y el espectro estrictamente imaginario (IES) derivado de $Q(z)$;

15

obtener valores de frecuencia cuantificados $(f_{q1} \dots f_{qn})$ de los valores de frecuencia $(f_1 \dots f_n)$; y

20

producir un flujo de bits (BS) que comprende los valores de frecuencia cuantificados $(f_{q1} \dots f_{qn})$;

caracterizado por el paso adicional de:

25

limitar el rango numérico de los espectros (RES, IES) de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ mediante la multiplicación de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ o uno o más polinomios derivados de los polinomios $P(z)$ y $Q(z)$ con un polinomio filtro $B(z)$, donde el polinomio filtro $B(z)$ es simétrico y no tiene raíces en el círculo unitario.

30

19. Programa de computación para ejecutar el método de acuerdo con la reivindicación anterior al correr en un procesador.

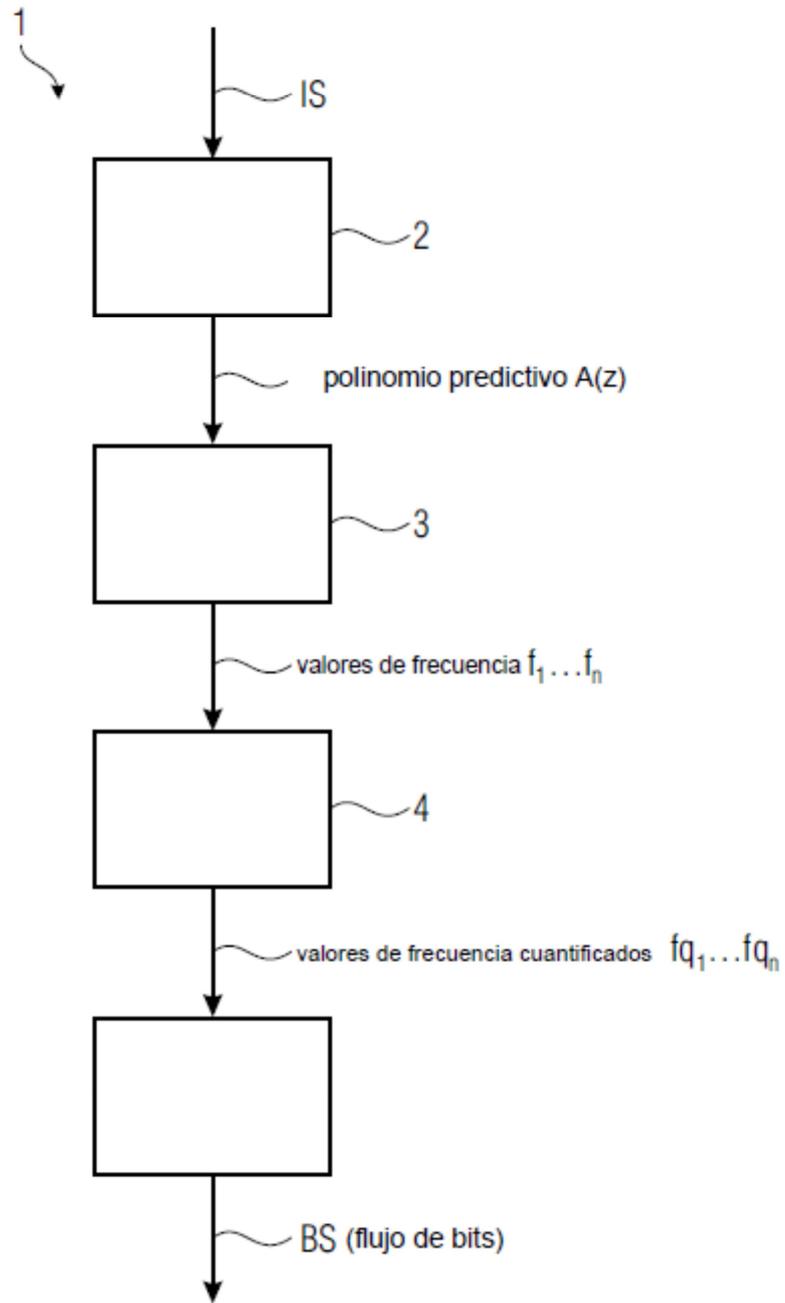


FIG. 1

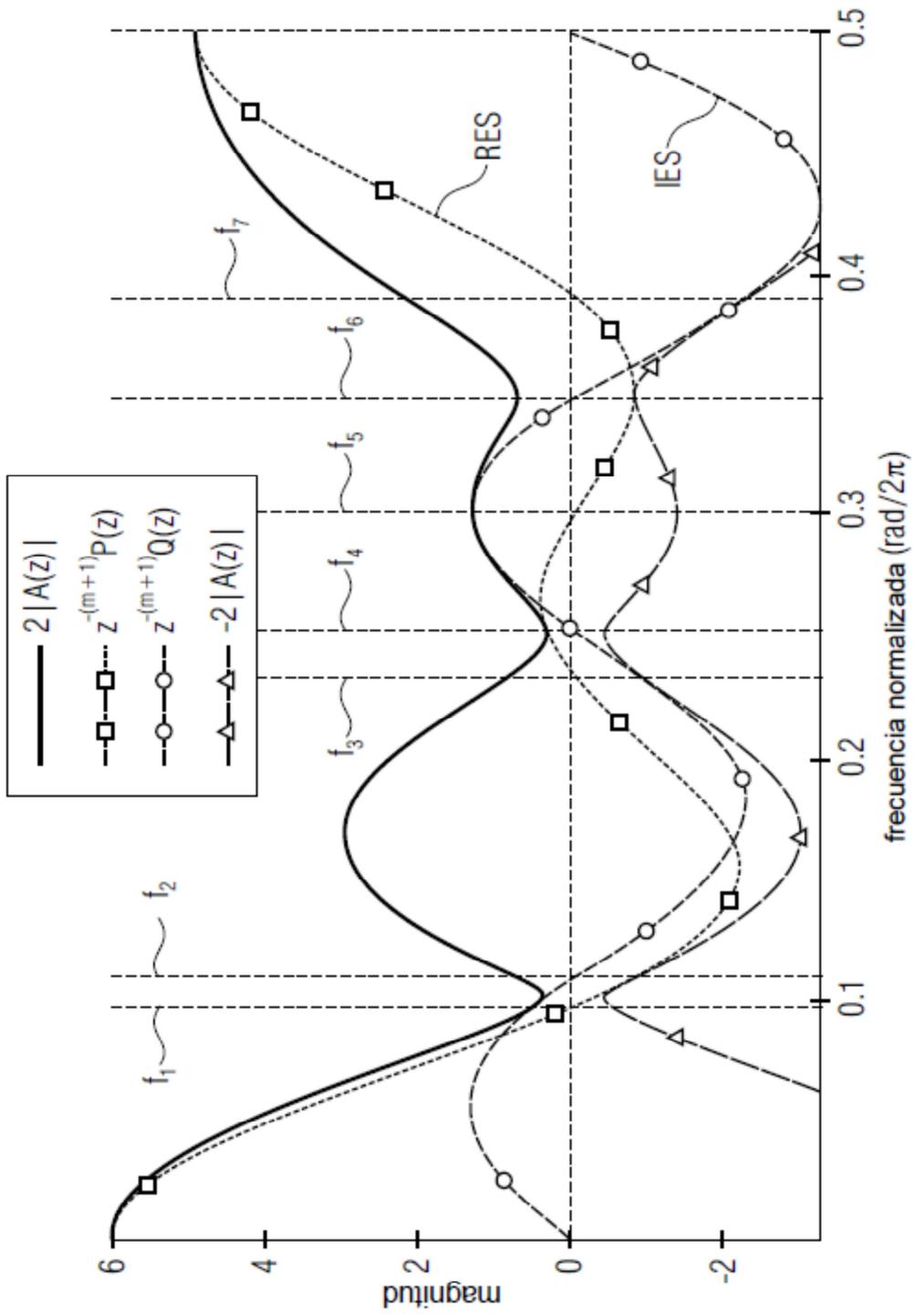


FIG. 2

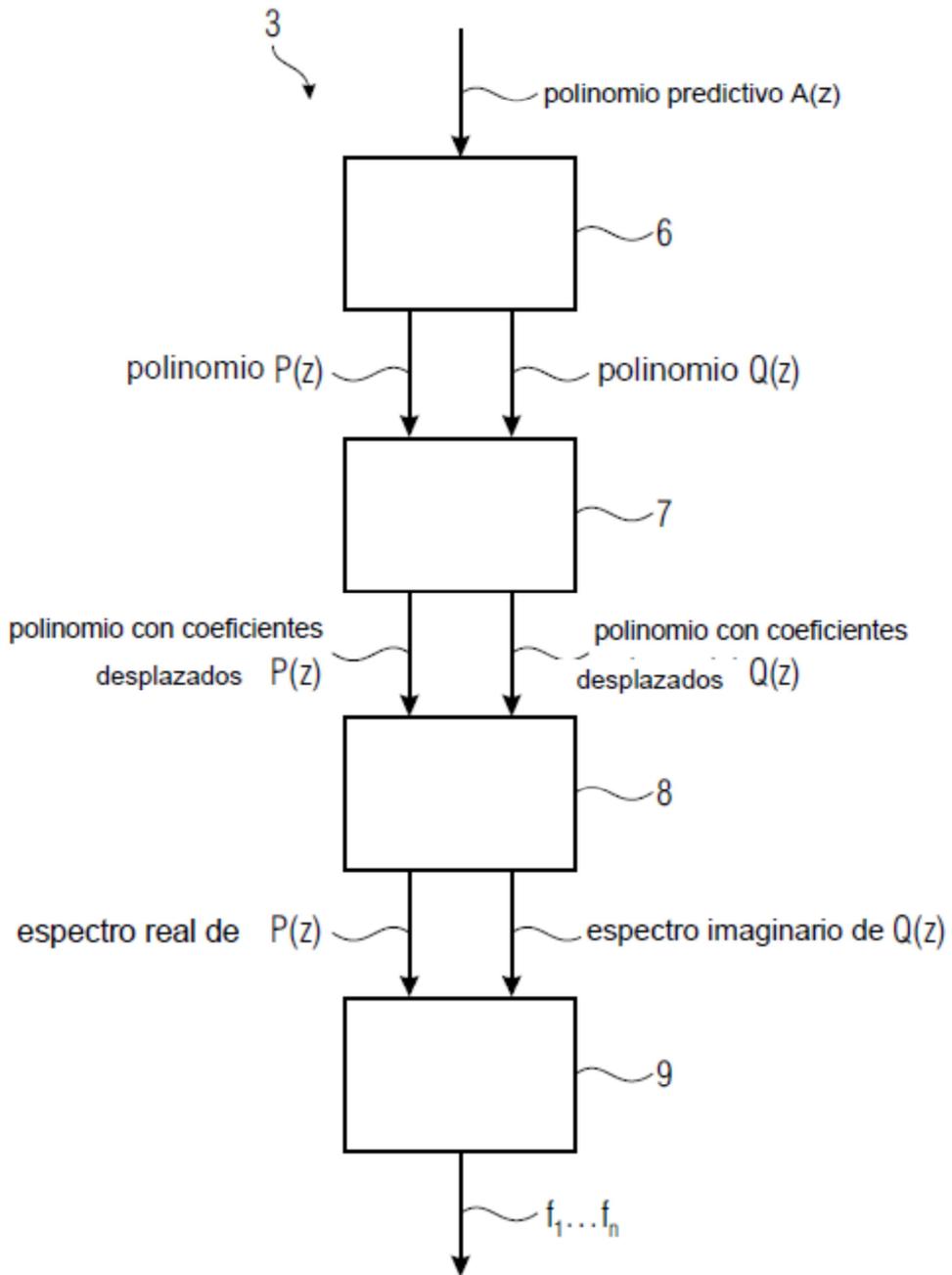


FIG. 3

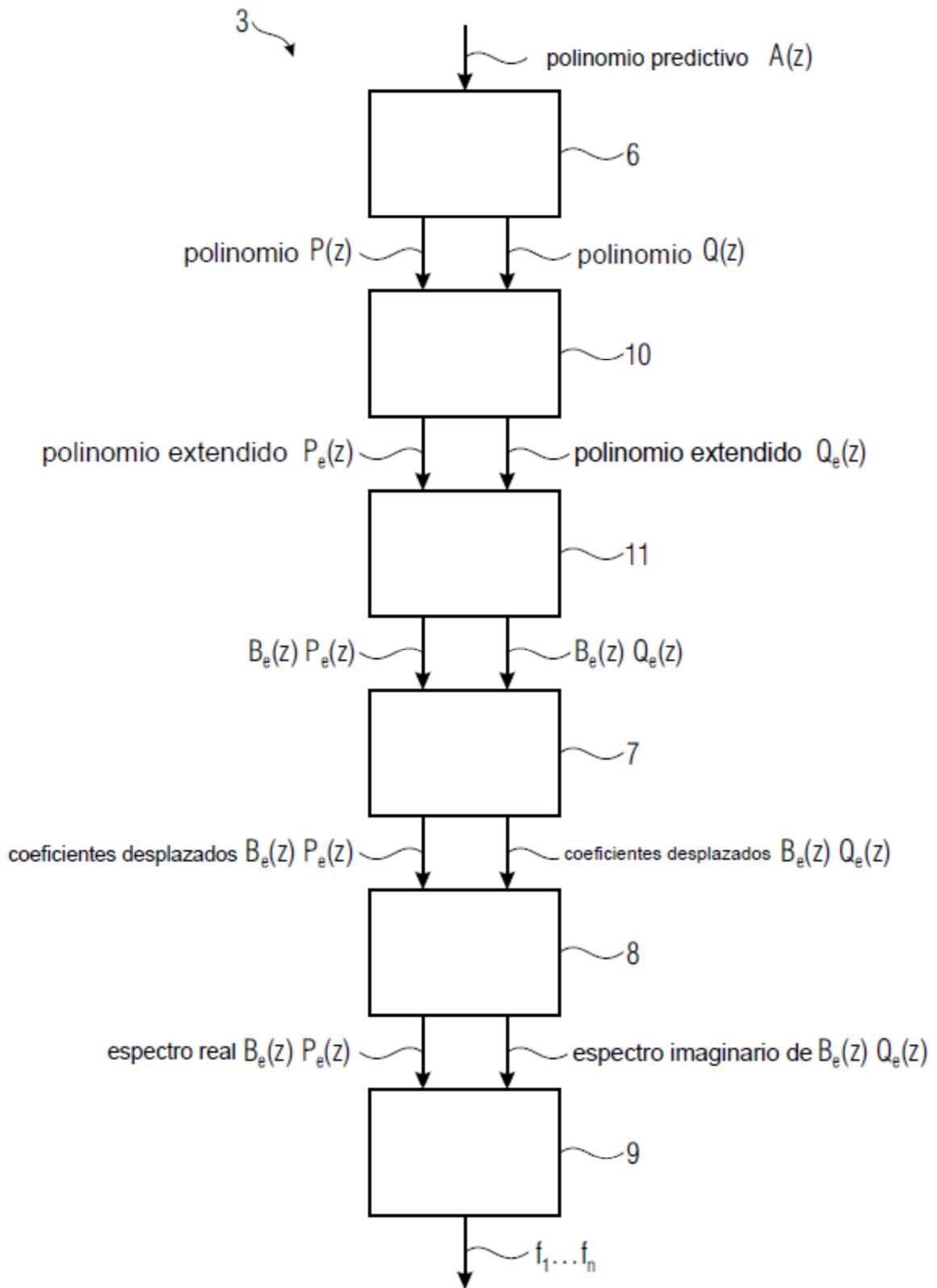


FIG. 4

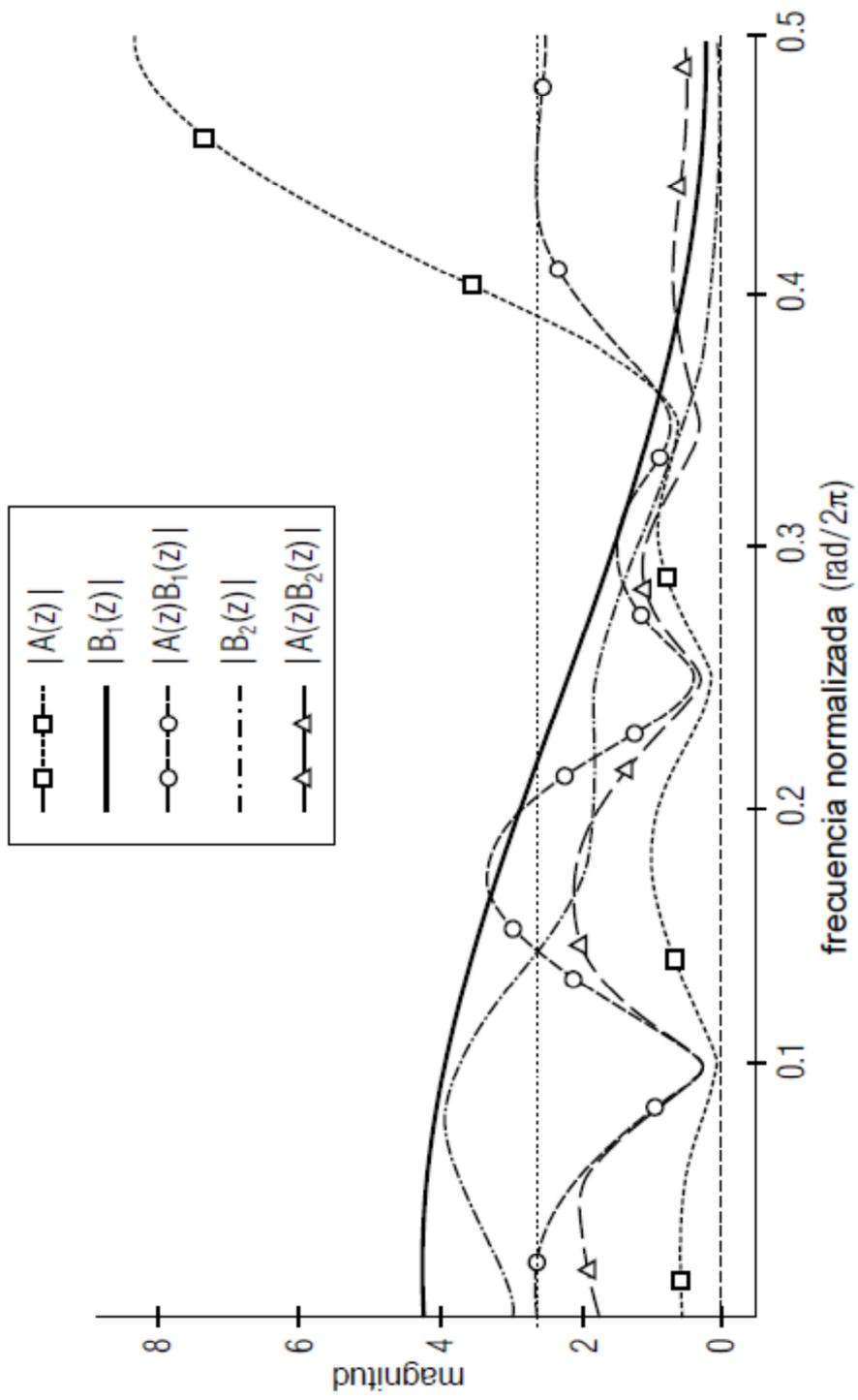


FIG. 5

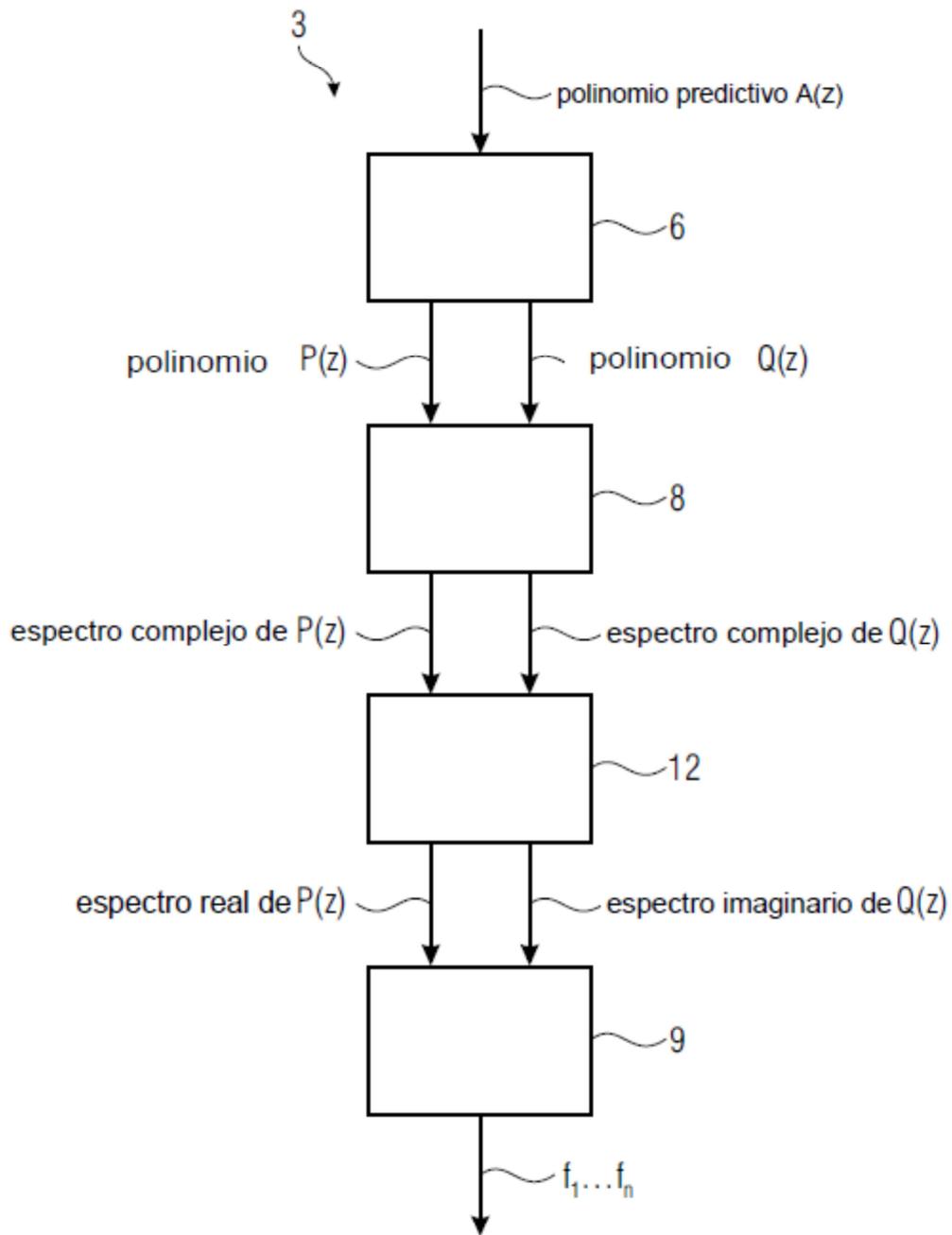


FIG. 6

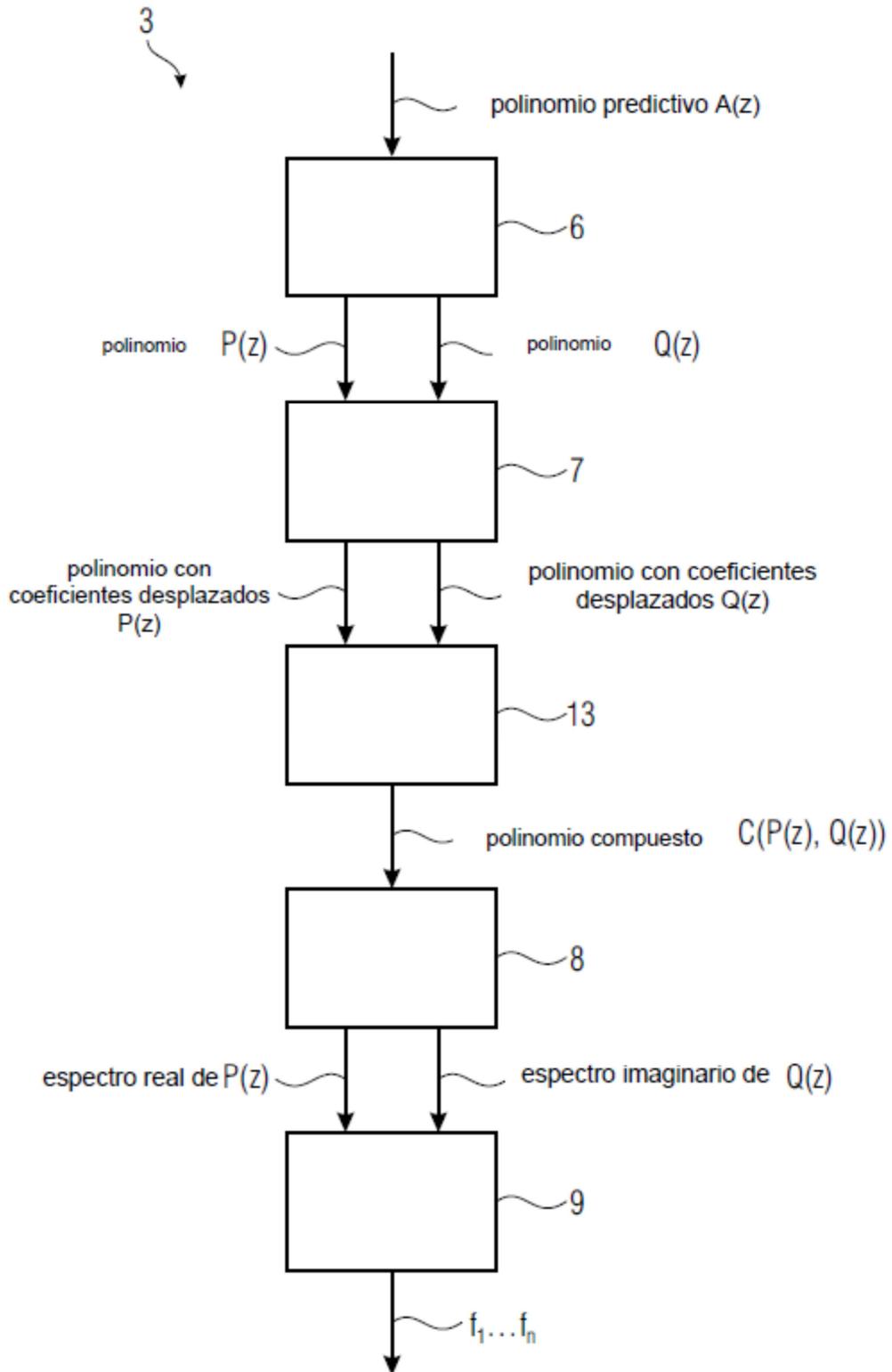


FIG. 7

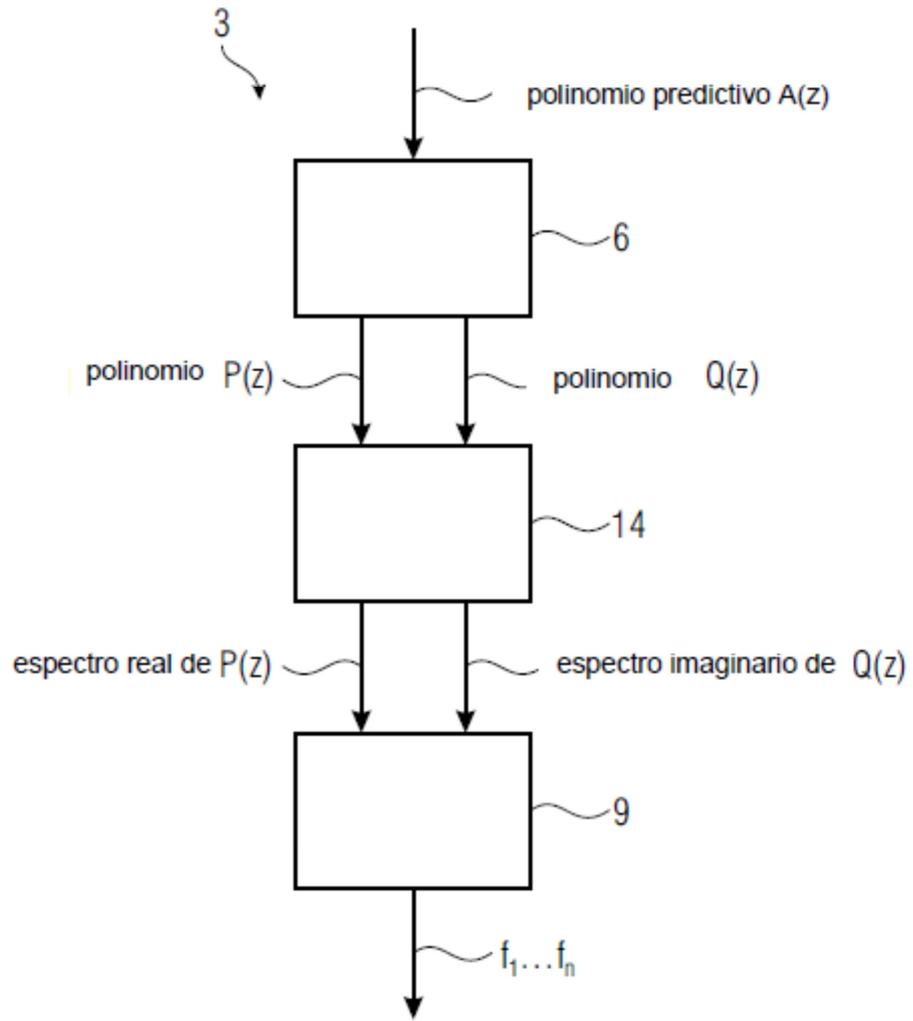


FIG. 8