



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



⑪ Número de publicación: **2 341 200**

⑫ Número de solicitud: 200800229

⑬ Int. Cl.:
H03H 17/02 (2006.01)

⑭

PATENTE DE INVENCION CON EXAMEN PREVIO

B2

⑮ Fecha de presentación: **23.01.2008**

⑯ Fecha de publicación de la solicitud: **16.06.2010**

Fecha de la concesión: **20.05.2011**

Fecha de modificación de las reivindicaciones:
13.05.2011

⑰ Fecha de anuncio de la concesión: **01.06.2011**

⑱ Fecha de publicación del folleto de la patente:
01.06.2011

⑲ Titular/es: **Universidad Politécnica de Valencia
CTT-Edf. 6G - Camino de Vera, s/n
46022 Valencia, ES**

⑳ Inventor/es: **Ramos Peinado, Germán y
López Monfort, José Javier**

㉑ Agente: **Pons Ariño, Ángel**

㉒ Título: **Procedimiento y aparato para el filtrado digital de señales.**

㉓ Resumen:

Procedimiento y aparato para el filtrado digital de señales. El objeto principal de la presente invención es un procedimiento y un aparato para el filtrado digital de señales aplicable a campos como el audio, vídeo, comunicaciones, radar, sismología etc., que permite conseguir una excelente resolución espectral en un amplio rango de frecuencias. Además, se consigue un gran ahorro computacional con relación a los filtros digitales empleados hasta el momento. Fundamentalmente, el procedimiento comprende utilizar una combinación de filtros digitales lineales con filtros lineales deformados, bien en cascada o en paralelo. La invención es especialmente útil en el campo de la acústica.

ES 2 341 200 B2

Aviso: Se puede realizar consulta prevista por el art. 40.2.8 LP.

DESCRIPCIÓN

Procedimiento y aparato para el filtrado digital de señales.

5 **Objeto de la invención**

El objeto principal de la presente invención es un procedimiento y un aparato para el filtrado digital de señales que combina filtros digitales lineales con filtros lineales deformados (warped en terminología inglesa).

10 **Antecedentes de la invención**

El filtrado digital de señales es ampliamente empleado en diferentes campos, como audio, vídeo, comunicaciones, radar, sismología, etc. En el presente documento denominaremos “ecualización” a un filtrado cuyo objetivo es mejorar o compensar la respuesta no ideal de un sistema mediante el filtrado de su respuesta compleja con el filtro diseñado para que la respuesta filtrada se parezca a una respuesta objetivo. Por el contrario, cuando lo que se desea es aislar una parte concreta (por ejemplo, una banda de frecuencias) de una señal para obtener características determinadas de dicha señal, diremos que se trata de un “análisis”.

Por otro lado, en el presente documento llamaremos “sistema” al dispositivo cuya respuesta se desea filtrar. Ejemplos de sistemas pueden ser un altavoz, un radar, canal de comunicaciones, etc. La siguiente ecuación relaciona la función de transferencia ideal del filtro a diseñar con la función de transferencia objetivo y la función de transferencia del sistema:

$$H_{\text{filtro}}(j\omega) = \frac{H_{\text{objetivo}}(j\omega)}{H_{\text{sistema}}(j\omega)}$$

30 Cuando la función de transferencia del sistema no sea de fase mínima, su inversa será inestable, por lo que la función de transferencia del sistema filtrado podrá sólo aproximarse la función de transferencia objetivo.

En los últimos años se han desarrollado diversos métodos para el diseño de filtros digitales. Sin embargo, cuando la banda de frecuencias a ecualizar o analizar abarca un amplio rango de octavas (por ejemplo, tres o superior), todos estos métodos requieren de un elevado coste computacional para poder conseguir una resolución espectral en la ecualización adecuada en todo el rango de frecuencias.

Los filtros digitales lineales consiguen una excelente resolución en altas frecuencias, pero deficiente en bajas frecuencias (respecto a la frecuencia de muestreo f_s empleada) si no se emplean filtros de alto orden, lo que su pone un enorme coste computacional cuando se implementa el filtro lineal en el dominio del tiempo. El coste computacional es menor si se implementa en el dominio de la frecuencia mediante transformada de Fourier (FFT, Fast Fourier Transform en inglés). Sin embargo, esta solución introduce una latencia, debida a los procesos de almacenamiento en búfer a la entrada y la salida, que puede limitar su uso en aplicaciones de tiempo real que requieran baja latencia. En aplicaciones de audio, por ejemplo, esta latencia puede resultar incómoda para los oyentes y músicos.

Los filtros deformados o warped, por otro lado, permiten conseguir una resolución no lineal que, en función de la elección de un parámetro, puede ser mayor a bajas frecuencias a costa de perderla a altas frecuencias. Sin embargo, uno de los mayores inconvenientes de los filtros deformados o warped consiste en el aumento del coste computacional.

Por tanto, existe una necesidad de un filtro digital que presente una buena resolución tanto a altas como a bajas frecuencias, y que no suponga un coste computacional excesivo ni introduzca latencias no permitidas.

55 **Descripción de la invención**

De acuerdo con una segunda clasificación, los filtros digitales se pueden dividir en filtros digitales FIR (Respuesta al Impulso Finita) y filtros digitales IIR (Respuesta al Impulso Infinita).

Los filtros digitales FIR son fáciles de diseñar e implementar, son siempre estables y pueden corregir la respuesta en magnitud y fase al mismo tiempo. Su diseño se puede llevar a cabo en el dominio de la frecuencia o en el dominio del tiempo. En el dominio de la frecuencia, el procedimiento de diseño de filtros más sencillo es la inversión de la transformada de Fourier de la respuesta deseada del filtro. Por otro lado, en el dominio de la frecuencia se puede utilizar la aproximación por mínimos cuadrados (J. N. Mourjopoulos, “Digital Equalization of Room Acoustics”, J. Audio Eng. Soc. Vol. 42, no. 11, pp. 884-900, Nov. 1994). La resolución de los filtros lineales suele ser bastante buena a altas frecuencias (depende principalmente de la relación entre la frecuencia de muestreo y el orden del filtro), mientras que en bajas frecuencias la resolución suele ser demasiado baja, lo que se traduce en un rizado en la respuesta del filtro en frecuencias bajas que puede resultar inadmisibile, y que se va atenuando a medida que aumenta el orden del filtro.

La ecuación que define la función de transferencia de un filtro digital FIR lineal es la siguiente:

$$H_{LINFIR}(z) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i(z^{-1}),$$

donde N es el orden del filtro.

Por otro lado, se obtiene un filtro digital FIR deformado o warped cuando se sustituyen los elementos unitarios de retardo z^{-1} de un filtro digital FIR lineal por filtros paso-todo de primer orden. Por lo tanto, la función de transferencia de un filtro digital FIR deformado es la siguiente:

$$H_{WFIR}(z) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i \cdot \left(\frac{z^{-1} - \lambda}{1 - \lambda \cdot z^{-1}} \right)$$

donde N es el orden del filtro y λ un parámetro del que depende que la deformación mejore la resolución para las altas frecuencias ($\lambda > 0$) o para las bajas frecuencias ($\lambda < 0$).

Con este tipo de filtros se obtiene una resolución en frecuencia no uniforme, que puede ser mayor a altas o a bajas frecuencias en función del signo del parámetro λ .

En el caso de filtros digitales IIR, la ecuación que define su función de transferencia se caracteriza por tener tanto polos como ceros:

$$H_{IIR}(z) = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2} + \dots + b_{N-1} \cdot z^{-(N-1)}}{a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2} + \dots + a_{M-1} \cdot z^{-(M-1)}}$$

Por otro lado, para obtener la función de transferencia de un filtro digital IIR deformado, se sustituyen los elementos de retardo unitarios z^{-1} por filtros paso- todo de primer orden y los coeficientes a_i por los nuevos coeficientes σ_i :

$$\sigma_i = \sum_{l=k}^{n_a} a_l \cdot (-\lambda)^{i-k} - \sum_{l=k-1}^{n_a} a_l \cdot (-\lambda)^{i-k+2}$$

Por tanto, y de acuerdo con un aspecto de la presente invención, se proporciona un procedimiento de filtrado digital que comprende aplicar a la señal de respuesta de un sistema un filtrado lineal combinado con, al menos, un filtrado deformado para obtener una respuesta objetivo, que se elige en función de cada aplicación.

Para ello, en primer lugar se obtiene la señal de respuesta del sistema. Por ejemplo, para la ecualización de un altavoz, se podría calcular la respuesta del mismo empleando técnicas como la MLS (Maximum Length Sequence), barrido sinusoidal logarítmico o ruido periódico. Sin embargo, también es posible suponer, con base en la experiencia, que la señal de respuesta del sistema que se desea ecualizar posee unas determinadas características. Por ejemplo, para proporcionar a unos altavoces diferentes ecualizaciones en función del tipo de música reproducida normalmente no se calcula la señal respuesta de los altavoces, sino que se les supone una serie de características comunes a todos los altavoces. Aún una posibilidad más es aplicar el procedimiento de filtrado digital a una señal transmitida, sin que se conozca ni tenga acceso al sistema que originó la señal. Por tanto, en este ámbito el término “la señal de respuesta de un sistema” hace referencia a todas estas posibilidades.

A continuación, se elige la respuesta objetivo en función de la aplicación. Por ejemplo, para ecualizar unos altavoces específicamente para música jazz, la respuesta objetivo se elige a partir del conocimiento del tipo de sonidos que componen ese tipo de música. En otro ejemplo relativo a un canal de comunicaciones, la respuesta objetivo del canal se elegiría teniendo en cuenta la distorsión máxima que puede soportar ese canal sin pérdida de información.

El procedimiento, además de producir un ahorro computacional importante con respecto a procedimientos de filtrado conocidos, es eficaz tanto a bajas como a altas frecuencias, pero para obtener unos resultados óptimos se debe aplicar a señales que abarquen un rango de octavas en torno a tres o superior. Por otro lado, es evidente para un experto en la materia que una combinación, en cascada o en paralelo, de filtros digitales lineales se puede simplificar en un solo filtro digital lineal. Por este motivo, el término “un filtro lineal” o a “un filtrado lineal” utilizado en el presente documento abarca también combinaciones de filtros lineales.

En otras realizaciones preferidas de la invención, la operación de realizar un filtrado lineal combinado con, al menos, un filtrado deformado comprende una de las siguientes opciones:

- la combinación en cascada de un filtrado lineal y, al menos, un filtrado deformado
- la combinación en paralelo de un filtrado lineal y, al menos, un filtrado deformado.

Una aplicación preferida de la invención está dirigida al filtrado de sistemas acústicos, entendiéndose como tal cualquier dispositivo destinado a la reproducción sonora, tanto en la etapa final de reproducción como en cualquier etapa intermedia de tratamiento o amplificación de la señal. Realizaciones preferidas del procedimiento dirigido a sistemas acústicos serían los casos de su aplicación a altavoces o audífonos.

De acuerdo con otro aspecto de la invención, ésta se extiende también a programas de ordenador, en particular programas de ordenador en contenidos en una portadora, adaptados para llevar a cabo las operaciones del procedimiento descrito. El programa puede estar en forma de código fuente, código objeto o un código intermedio entre el código fuente y el código objeto, como una forma parcialmente compilada, o de cualquier otra forma adecuada para implementar las operaciones de la invención.

La portadora puede ser cualquier dispositivo o entidad capaz de transportar el programa. Por ejemplo, la portadora puede comprender un medio de almacenamiento, como una ROM, un CD ROM o cualquier otro medio de almacenamiento magnético, por ejemplo un disquete o un disco duro. Además, la portadora puede ser una portadora de transmisión, como una señal eléctrica u óptica que se pueda comunicar a través de cable eléctrico, óptico, por radio o de cualquier otro modo.

Por otro lado, de acuerdo con otro aspecto más de la presente invención, se describe un aparato para el filtrado digital de señales, caracterizado porque comprende:

- Un medio de entrada, que transmite una señal de entrada a un medio de procesamiento. El medio de entrada, de acuerdo con una realización preferente de la invención, comprende un medio de conversión analógico digital y/o un receptor de tramas digitales (cuando los datos de entrada ya están digitalizados previamente). La función del receptor de tramas digitales es modificar o adecuar el formato de la señal de entrada al medio de procesamiento.

- Un medio de procesamiento, que recibe la señal de entrada del medio de entrada y efectúa un filtrado digital que combina un filtrado lineal con, al menos, un filtrado deformado. El medio de procesamiento puede ser de cualquier tipo capaz de llevar a cabo el procedimiento de filtrado digital que combina un filtrado digital lineal con, al menos, un filtrado digital deformado, de acuerdo con lo descrito previamente en el presente documento, aunque según realizaciones preferentes, puede ser un DSP, una FPGA, un ASIC, un microprocesador o un microcontrolador. Además, en caso de aplicaciones en análisis de señal, el medio de procesamiento es capaz de realizar los cálculos requeridos para extraer la información del análisis, como por ejemplo calcular características como valores medios, efectivos, elaboración de gráficas, etc.

En caso de aplicar el aparato para el filtrado digital de señales de la presente invención para la ecualización de señales, y de acuerdo con una realización preferente de la invención, dicho aparato comprende además un medio de salida, que transmite la señal filtrada desde el medio de procesamiento hasta otro aparato. En otras realizaciones preferidas de la invención, el medio de salida comprende un medio de conversión digital-analógico y/o un transmisor de los datos en formato digital hacia el exterior.

De acuerdo con realizaciones preferentes de la invención, el aparato para el filtrado digital de señales comprende además un medio de comunicaciones. El medio de comunicaciones puede ser cualquier medio que permita conectar el aparato a un ordenador o cualquier otro sistema externo para transferir parámetros de configuración del filtrado a implementar, resultados o gráficas calculados por el medio de procesamiento o cualquier otro tipo de información.

De acuerdo con una realización preferente más de la invención, el aparato para el filtrado digital de señales comprende un medio de interfaz con los usuarios, que permite que éstos modifiquen parámetros del filtrado. Otra función del medio de interfaz puede ser la visualización de resultados o gráficas calculados por el medio de procesamiento. El medio de interfaz podría ser, por ejemplo, una pantalla táctil o una botonera.

De acuerdo con otra realización preferente de la invención, el aparato para el filtrado digital de señales comprende además un medio de almacenamiento, donde se almacenan datos relativos a las señales ecualizadas o a los parámetros de filtrado. El medio de almacenamiento podría ser cualquiera de los conocidos en la técnica, como por ejemplo un disco duro, un CD, un DVD, etc.

Finalmente, de acuerdo con una realización preferente más de la presente invención, el aparato para el filtrado digital de señales comprende un microcontrolador, que controla el funcionamiento de los medios de interfaz y comunicaciones.

Descripción de los dibujos

Para complementar la descripción que se está realizando y con objeto de ayudar a una mejor comprensión de las características de la invención, de acuerdo con un ejemplo preferente de realización práctica de la misma, se acompaña como parte integrante de dicha descripción, un juego de dibujos en donde con carácter ilustrativo y no limitativo, se ha representado lo siguiente:

Figura 1.- Gráfica que muestra la ecualización de un altavoz con filtros FIR lineales de órdenes 100, 250, 500 y 1000 (escalados de diez en diez decibelios).

Figura 2.- Gráfica que muestra las respuestas del error (escaladas de diez en diez decibelios) y el valor de $e_{\log-\text{dB}}$ de filtros FIR lineales.

Figura 3.- Gráfica que muestra la estructuras de los filtros FIR deformados.

Figura 4.- Gráfica que muestra una estructura optimizada de los filtros FIR deformados.

Figura 5.- Gráfica que muestra el efecto de la deformación en función del parámetro λ , con una frecuencia de muestreo de 48 Hz.

Figura 6.- Gráfica que muestra la resolución en frecuencias deformada contra lineal, con una frecuencia de muestreo de 48 Hz.

Figura 7.- Gráfica que muestra la ecualización con filtros FIR deformados de orden un tercio menor que los filtros FIR lineales respectivos, con $\lambda=0,766$ y $f_s=48$ kHz.

Figura 8.- Gráfica que muestra las respuestas del error y el valor $e_{\log-\text{dB}}$ para los filtros FIR deformados.

Figuras 9 y 10.- Representan estructuras posibles del filtro de acuerdo con la presente invención: en cascada y en paralelo.

Figuras 11 y 12.- Gráficas que muestran las curvas de resolución de los filtros en octavas y en valor Q.

Figura 13.- Gráfica que muestra la respuesta a la ecualización con filtros FIR deformados de orden 33 para dos valores de λ .

Figura 14.- Gráfica que muestra la respuesta del error relativa a los filtros de la gráfica anterior.

Figura 15.- Gráfica que muestra los valores de λ para la máxima resolución de Q en función de la frecuencia para diferentes frecuencias de muestreo.

Figura 16.- Gráfica que muestra la ecualización obtenida con la estructura de filtro propuesta para $N_{\text{MAC}}=250$ y 100.

Figura 17.- Gráfica que muestra las respuestas del error y los valores $e_{\log-\text{dB}}$ obtenidos con la estructura del filtro de acuerdo con la presente invención para $N_{\text{MAC}}=250$ y 100.

Figura 18.- Gráfica que muestra la ecualización del altavoz 2 con $N_{\text{MAC}}=250$.

Figura 19.- Gráfica comparativa que muestra la ecualización obtenida con el mismo coste computacional.

Figura 20.- Gráfica que muestra una comparativa entre respuestas de error y valores $e_{\log-\text{dB}}$.

Realización preferente de la invención

Según lo explicado anteriormente en el presente documento, se muestra ahora un ejemplo en el que se aplica el procedimiento de la presente invención a la ecualización de altavoces, utilizando una combinación de filtros digitales FIR lineales y deformados, demostrándose que la combinación de ambos ofrece unos resultados óptimos para la ecualización de señales de audio, empleando para ello un bajo coste computacional sin introducir latencia en la operación. Estos resultados se presentan aquí meramente a modo de ejemplo, y en ningún caso pretenden limitar el alcance de la presente invención, que se extiende a combinaciones de filtros digitales lineales y deformados, no necesariamente del tipo FIR. Concretamente, en este ejemplo se ha utilizado un baffle de la marca RAMSA (Panasonic) que tiene un altavoz de graves de 8 pulgadas en configuración de bass-reflex, y un tweeter de 3/4 de pulgada para los agudos.

Filtros digitales FIR lineales

En primer lugar, se muestra el comportamiento de los filtros digitales FIR lineales. La Figura 1 muestra los resultados de la ecualización de un altavoz pasivo con un woofer de 8 pulgadas para las frecuencias bajas y un tweeter de 3/4

de pulgada para las frecuencias altas. Los filtros FIR lineales de este ejemplo se han diseñado mediante el método de los mínimos cuadrados en el dominio del tiempo (J. N. Mourjopoulos, "Digital Equalization of Room Acoustics", J. Audio Eng. Soc. Vol. 42, no. 11, pp. 884-900, Nov. 1994). El gráfico superior, centrado en 0 decibelios (dB) muestra la respuesta del altavoz sin filtrar $H_{\text{altavoz}}(\omega)$ y la respuesta objetivo $H_{\text{objetivo}}(\omega)$ se muestra mediante una línea delgada. En este caso se ha seleccionado un objetivo compuesto por un filtro Butterworth paso-alto de cuarto orden a 55 Hz y un filtro Butterworth paso bajo de segundo orden a 18 kHz. La respuesta objetivo respeta la respuesta natural paso-banda del altavoz, extendiendo su respuesta a bajas frecuencias de un modo razonable sin introducir una ganancia excesiva en la respuesta del filtro. Se muestran la respuesta a filtros de orden 100, 250, 500 y 1000, ubicadas a intervalos de 10 dB para evitar que se superpongan unas a otras. Se observa que la ecualización a altas frecuencias es excelente para cualquier orden, pero deficiente a bajas frecuencias, aunque mejora con el orden del filtro.

La baja resolución observada en el eje de frecuencias logarítmico a bajas frecuencias de los filtros FIR lineales es debida al tratamiento lineal del eje de frecuencias en el diseño e implementación del filtro, bien en el dominio del tiempo o de la frecuencia. La resolución en frecuencia de un filtro FIR se define aproximadamente como sigue:

$$\Delta f_{\text{FIR}} = \frac{f_s}{N} \quad (1)$$

donde

Δf_{FIR} es la resolución en frecuencia;

f_s es la frecuencia de muestreo; y

N es el orden del filtro.

Con una frecuencia de muestreo de 48 kHz, para un orden de 100 se obtiene una resolución de 480 Hz, para 250 se obtiene 192 Hz, para 500 se obtiene 96 Hz, y para 1000 se obtiene 48 Hz. Estas resoluciones son suficientes para la ecualización de altavoces a altas frecuencias, pero no para bajas frecuencias en las que se requieren resoluciones de hasta 5 Hz o incluso menores en la ecualización y colocación de subgraves. Sería necesario diseñar filtros FIR lineales de órdenes superiores a 10000 para conseguir esta resolución, con el inmenso coste computacional que ello requiere si se implementan en el dominio del tiempo. Para reducir el coste computacional, es posible efectuar el filtrado en el dominio de la frecuencia mediante FFT, pero a expensas de aumentar la latencia hasta extremos no admisibles en aplicaciones en las que retardos de más de 10 milisegundos son molestos para los músicos u oradores (S. E. Olive, F. E. Toole, "The detection of reflections in typical rooms", J. Audio Eng. Soc. 37 (7/8), 1989, 539-553).

Desde un punto de vista subjetivo y psico-acústico, el tratamiento lineal del eje de frecuencias de los filtros FIR lineales no es una buena elección, debido a que el oído humano se comporta de modo logarítmico, tanto sobre el eje de frecuencias como sobre el eje de magnitudes. Hablando subjetivamente, la distancia espectral (diferencia entre la respuesta objetivo y la respuesta filtrada del altavoz) entre 1 kHz y 2 kHz tiene un significado similar a una entre 10 kHz y 20 kHz. Teniendo en cuenta este comportamiento, se han desarrollado escalas psico-acústicas como la Bark y ERB (M. Karjalainen, E. Piirilä, A. Järvinen y J. Huopaniemi. "Comparison of loudspeaker equalization methods based on DSP techniques", J. Audio Eng. Soc. 47 (1/2), 1999, 14-31), y para frecuencias por encima de 500 Hz su comportamiento es más similar a una curva logarítmica que a una curva lineal. Para medir la distancia espectral psico-acústicamente y evaluar subjetivamente la calidad de la ecualización, se ha definido un estimador $e_{\log-\text{dB}}$ (G. Ramos, J. J. López, "Filter design method for loudspeaker equalization based on IIR parametric filters", J. Audio Eng. Soc. 54 (12), 2006, 1162-1178). Se discretiza el eje de frecuencias logarítmicamente para formar el vector $\omega_{\log}$ (ecuación 2), que tiene una resolución de 1/48 de octava, obteniéndose 576 frecuencias entre 5 Hz y 20 kHz, lo que es suficiente para la ecualización.

$$\omega_{\log} = [\omega_0 \omega_1 \omega_2 \omega_3 \dots \omega_{N-1}] \quad (2)$$

El vector de error (ecuación 3) representa la diferencia entre la respuesta objetivo y la respuesta del altavoz filtrado, estando todas las magnitudes evaluadas en dB

$$e(\omega_{\log})_{[\text{dB}]} = H_{\text{objetivo}}(\omega_{\log})_{[\text{dB}]} - H_{\text{altavoz}}(\omega_{\log})_{[\text{dB}]} - H_{\text{filtro}}(\omega_{\log})_{[\text{dB}]} \quad (3)$$

A continuación se muestra la expresión que define el estimador $e_{\log\text{-dB}}$ (ecuación 4), que representa el error absoluto medio en dB entre la respuesta objetivo y la respuesta real filtrada evaluado sobre un eje de frecuencias logarítmico:

$$e_{\log\text{-dB}} = \frac{1}{n_f - n_i + 1} \cdot \sum_{k=n_i}^{n_f} |e(\omega_{\log}[k])_{[dB]}|, \quad (4)$$

donde

n_i, n_f son los índices de $\omega_{\log}$ a las frecuencias inicial y final donde se evalúa el error; y

$\omega_{\log}[k]$ representa el elemento k del vector $\omega_{\log}$.

La Figura 2 muestra las respuestas del error de acuerdo con la definición de la ecuación de arriba para los filtros FIR lineales mostrados en la figura 1, escalados también a 10 dB por claridad. A la derecha de cada curva, se muestra el valor medido de $e_{\log\text{-dB}}$. La curva superior es la diferencia entre la respuesta objetivo y la respuesta del altavoz original sin filtrar. El error medio sin filtrar $e_{\log\text{-dB}}$ es 3,09 dB. Con un filtro FIR lineal de orden 100 (la segunda curva), el error para las altas frecuencias por encima de 5 kHz es muy pequeño, pero a bajas frecuencias el error llega hasta 12 dB a 40 Hz. El valor de $e_{\log\text{-dB}}$ baja hasta 2,02 dB. Con orden 250, la ecualización es excelente para frecuencias por encima de 2 kHz, pero a 40 Hz el error todavía alcanza 8 dB, obteniéndose un valor del error $e_{\log\text{-dB}}$ de 1,06 dB. Con un orden de 500, $e_{\log\text{-dB}}$ baja hasta los 0,42 dB, obteniéndose una ecualización perfecta entre 400 Hz y 20 kHz. Finalmente, con un orden 1000, $e_{\log\text{-dB}}$ disminuye hasta 0,23 dB, existiendo un error residual en la respuesta a bajas frecuencias que alcanza un máximo de 1,95 dB. El problema de los filtros FIR lineales consistente en la pobre ecualización de las frecuencias bajas se observa claramente en las respuestas del error. Estudios psico-acústicos acerca de la percepción (F. E. Toole, S. E. Olive, "The modification of timbre by resonances: perception and measurement", J. Audio Eng. Soc. 36 (3), 1988, 122-142) han determinado que un error menor de 1 dB a partir de la respuesta objetivo no es detectable por la mayoría de los humanos al escuchar música o voces. En este ejemplo, incluso con un orden 1000, no se alcanza una desviación del objetivo menor de 1 dB.

Filtros digitales FIR deformados

Los filtros digitales deformados se consiguen al reemplazar los elementos de retardo en la estructura de un filtro digital por filtros paso-todo de primer orden. Oppenheim *et al.* (A. V. Oppenheim, D. H. Jonson, y K. Steiglitz, "Computation of spectra with unequal resolution using the fast Fourier transform", Proc. IEEE, 89 (1971) 299-301) propuso por primera vez la posibilidad de obtener una resolución en frecuencia no uniforme con la transformada de Fourier. En los filtros digitales, el uso de filtros paso-todo en lugar de los elementos de retardo fue propuesto por primera vez por Strube (H. W. Strube, "Linear prediction on a warped frequency scale", J. Acoustic. Soc. America, 68 (4), 1980, 1071-1076). El filtro paso-todo de primer orden se define mediante la ecuación (5):

$$A(z) = \frac{z^{-1} - \lambda}{1 - \lambda \cdot z^{-1}} \quad (5)$$

donde λ es el parámetro de deformación.

La estructura de un filtro FIR deformado se muestra en la figura 3, mientras que la figura 4 muestra la estructura de filtro FIR deformado propuesta por Karjalainen que ahorra memoria y operaciones (M. Karjalainen, E. Piirilä, A. Järvinen y J. Huopaniemi. "Comparison of loudspeaker equalization methods based on DSP techniques", J. Audio Eng. Soc. 47 (1/2), 1999, 14-31). La función de transferencia de un filtro FIR deformado es:

$$H_{WFIR}(z) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i \cdot \left(\frac{z^{-1} - \lambda}{1 - \lambda \cdot z^{-1}} \right) \quad (6)$$

El filtrado deformado no es un método para diseñar filtros, sino una estructura que produce el efecto de deformar el eje de frecuencias. El filtro se podría diseñar utilizando cualquiera de los métodos de diseño de filtros conocidos.

La sustitución de z^{-1} por $A(z)$ genera la deformación del eje de frecuencias, que es una función de la respuesta en fase de $A(z)$. Para una frecuencia de muestreo f_s dada, el nuevo eje de frecuencias después de la deformación es:

$$f_{\text{warp}}(f, f_s, \lambda) = \arg(A(z)) = f + \frac{f_s}{\pi} \cdot \arctan \left(\frac{\lambda \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f / f_s\right)}{1 - \lambda \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot f / f_s\right)} \right) \quad (7)$$

La figura 5 muestra la gráfica de correlación entre frecuencias debido al efecto de la deformación. Para valores positivos de $0 < \lambda < 1$, el eje de frecuencias está comprimido hacia las altas frecuencias, y para valores negativos $-1 < \lambda < 0$, está comprimido hacia las frecuencias bajas.

Para contrarrestar la falta de resolución a bajas frecuencias de filtros FIR lineales, se han empleado filtros deformados para la ecualización de altavoces con valores positivos de λ para desplazar hacia arriba las altas frecuencias y conseguir así una mejor resolución. Karjalainen propuso su utilización con filtros FIR y IIR (M. Karjalainen, A. Härmä, U. K. Laine, "Realizable warped IIR filters and their properties", Proceedings of ICASSP 97, 1997, 2205-2208), presentando una estructura IIR realizable, así como Härmä (A. Härmä, "Implementation of frequency-warped recursive filters", Elsevier Signal Processing, 80 (3), 2000, 543-548). Recientemente, también se ha propuesto el uso de filtros Kautz (que se pueden interpretar como una generalización de los filtros deformados) para la ecualización de altavoces (M. Karjalainen, T. Paatero, "Equalization of loudspeaker and room responses using kautz filters: direct least squares design", AURASIP Journal on advances in signal processing, 2007, n° 60949). También Tyril menciona el uso de filtros para la ecualización a bajas frecuencias (M. Tyril, J. A. Pedersen y P. Rubak, "Digital filters for low-frequency equalization", J. Audio Eng. Soc. 29 (1/2), 2001, 36-43).

La resolución en frecuencia que se obtiene con los filtros FIR deformados se obtiene como la resolución del filtro FIR lineal equivalente multiplicada por la derivada de f_{warp} con respecto de la frecuencia, como muestra la siguiente ecuación:

$$\Delta f_{\text{WARP}}(f, f_s, \lambda) = \frac{f_s}{N} \cdot \frac{1 + \lambda^2 - 2 \cdot \lambda \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot f / f_s\right)}{1 - \lambda^2} \quad (8)$$

La figura 6 muestra la resolución en frecuencia deformada relativa contra la resolución lineal en frecuencia. Para valores de λ positivos, la resolución en frecuencia aumenta a bajas frecuencias, pero disminuye a frecuencias altas. Para valores de λ negativos se produce el efecto opuesto. Al aumentar el valor de λ acercándose a 1, se obtiene una mejora de la resolución a bajas frecuencias, pero la pérdida de resolución a altas frecuencias comienza muy pronto y va empeorando. La frecuencia donde la resolución de la escala deformada es igual que la de la escala lineal es la frecuencia de cruce, f_p , y su valor se obtiene mediante la ecuación 9. Smith y Abel desarrollaron una expresión para determinar el valor λ que mejor aproxima las escalas psicoacústicas de Bark y ERB (J. O. Smith, J. S. Abel, "Bark and ERB bilinear transform, IEEE", Tras. Speech Audio Processing, 7, 1999, 697-708).

$$f_p = \frac{f_s}{2 \cdot \pi} \cdot \arccos(\lambda) \quad (9)$$

Como se puede observar en la figura 3, los filtros FIR deformados requieren un mayor coste computacional con respecto de un filtro FIR lineal del mismo orden. Dependiendo de la arquitectura del DSP o microprocesador empleado, su coste computacional aumenta un factor entre 3 y 4 con respecto de un filtro FIR lineal. Sin embargo, los filtros FIR deformados pueden reducir el orden del filtro un factor de hasta 5, y por lo tanto su uso podría ser eficiente desde un punto de vista computacional. Suponiendo únicamente un factor de penalización de 3, se han efectuado las mismas ecualizaciones de los filtros FIR lineales de la figura 1, pero esta vez en filtros FIR deformados de un orden un tercio menor que el de los filtros FIR lineales para mantener el mismo coste computacional. En este caso, se ha empleado un valor de λ de 0,766 para conseguir una resolución cercana a la escala Bark. Las ecualizaciones se muestran en la figura 7 escaladas diez dB por claridad, y las respuestas del error y el valor $e_{\log\text{-dB}}$ se muestran en la figura 8. Con un orden de 33, el filtro FIR deformado consigue un valor del error $e_{\log\text{-dB}}$ de 1,29 dB, mejor que el de 2,02 dB obtenido con el filtro FIR lineal de orden 100. Aunque la ecualización a altas frecuencias es claramente peor debido a la reducción en resolución, la ecualización a frecuencias bajas y medias es mejor, ya que se puede observar en las curvas de error de las figuras 2 y 8. El error baja hasta los 0,77 dB con un orden 83, en lugar del 1,06 dB obtenidos con el filtro FIR de orden 250. El error está dentro de la banda ± 1 dB desde 200 Hz hasta 20 kHz. Para un orden de 167, el valor $e_{\log\text{-dB}}$ es sólo de 0,12 dB, incluso mejor que la ecualización conseguida con el filtro FIR lineal de orden 1000 (0,23 dB). Finalmente, con un orden de 333, el resultado es excelente, con un error residual de sólo 0,03 dB. Para el valor λ seleccionado, se

obtiene la máxima resolución del filtro FIR deformado alrededor de 2 kHz, empeorando para frecuencias inferiores y superiores.

Con esta comparación, está claro que el uso de filtros deformados para la ecualización de altavoces puede ser computacionalmente eficiente, expandiendo la resolución del filtro diseñado teniendo en cuenta aspectos psico-acústicos del oído humano. Por el mismo coste computacional, se podrían conseguir mejores ecualizaciones con el uso de estructuras deformadas, o se necesitaría un menos coste computacional para la misma calidad de la ecualización.

Así, tras el análisis de los resultados mostrados en los párrafos anteriores, en el presente ejemplo se combinan filtros FIR lineales con filtros FIR deformados, como se muestra en las figuras 9 y 10. En la figura 10 se muestra una combinación en paralelo de varios filtros digitales FIR deformados con un filtro lineal. En este ejemplo se analizará únicamente la estructura en cascada de la figura 9, en concreto para filtros FIR, aunque los resultados son también válidos para filtros IIR. El filtro de ecualización de la figura 9 se obtiene de combinar en cascada uno o varios filtros FIR deformados de orden N_{wi} y parámetro de deformación λ_i con un filtro FIR lineal de orden N . El filtro FIR lineal ecualizará las frecuencias altas y medias, mientras que los filtros FIR deformados ecualizarán las frecuencias medias y bajas. Para conseguir esto, se debe realizar una selección correcta de los valores de λ_i para maximizar la resolución del filtro combinado en toda la banda de frecuencias. En el caso más simple de utilizar sólo un filtro deformado, el orden equivalente del filtro N_{MAC} (en términos de coste computacional o MACS) se podría aproximar como:

$$N_{MAC} = N + 3N_W \quad (10)$$

donde se ha tomado un factor de penalización de 3 para el filtro FIR deformado. Para reducir el coste computacional del filtro, el orden del filtro FIR deformado debe ser lo más bajo posible, ya que requiere tres veces el número de MACS que el filtro FIR lineal.

La resolución en frecuencia del filtro propuesto $H_{filtro}(z)$ será una combinación de la resolución lineal del filtro FIR lineal $H_{FIR}(z)$ y la resolución no lineal del filtro FIR deformado $H_{WFIR}(z)$. La figura 11 muestra la resolución en frecuencia de filtros FIR lineales y deformados en términos del valor Q correspondiente. Este valor Q se define como el cociente entre la frecuencia a considerar y la resolución en frecuencia del filtro a esa frecuencia:

$$Q = \frac{f}{\Delta f} \quad (11)$$

Así, para los filtros digitales FIR lineal (ecuación 12) y deformado (ecuación 13), el valor de la resolución Q se obtiene:

$$Q_{LJNFIR} = \frac{f}{f_s/N} \quad (12)$$

$$Q_{WFIR} = \frac{f}{\Delta f_{WARP}(f, f_s, \lambda)} \quad (13)$$

En la figura 12 se muestra otra representación de la resolución, esta vez en términos del ancho de banda de la resolución en octavas (BW_{oct}). El ancho de banda en octavas se relaciona con Q a través de la siguiente expresión (ecuación 14), válida para valores de Q altos:

$$BW_{oct} = \frac{1}{Q \cdot \ln(2)} \quad (14)$$

Las figuras 11 y 13 se evalúan en un eje logarítmico, tanto en abscisas como en ordenadas. De este modo, la medida obtenida tendrá en cuenta el comportamiento natural del oído humano y servirá para juzgar la resolución en frecuencia de los filtros desde un punto de vista psico-acústico.

La resolución del filtro FIR lineal, como se muestra en la figura 12, es constante con un ancho de banda de 100 Hz que corresponde a un orden de filtro de 480 cuando se utiliza una frecuencia de muestreo de $f_s = 48$ kHz. La resolución del filtro FIR deformado corresponde a un filtro deformado de orden 480. Estas resoluciones también se comparan con una resolución constante de un tercio de octava, y con la resolución en frecuencia de la escala Bark. Desde un punto

de vista psico-acústico, la comparación de la resolución de filtros deformados con la escala Bark es interesante, ya que sigue el ancho de banda de la resolución del sistema auditivo humano utilizando el concepto de bandas críticas (J. O. Smith, J. S. Abel, "Bark and ERB bilinear transform, IEEE", *Tras. Speech Audio Processing*, 7, 1999, 697-708).

5 Para el filtro FIR lineal, el valor de resolución Q (y su resolución logarítmica) aumenta con la frecuencia, como se observa en las figuras 11 y 12 para el caso lineal. Las líneas discontinuas delgadas representan la resolución de una escala de un tercio de octava, que es constante con la frecuencia. Su valor de resolución Q es 4,32, y su valor de octava es obviamente un 0,333. Es aproximadamente la resolución obtenida con un ecualizador gráfico de un tercio de octava que, para frecuencias por debajo de 430 Hz, es incluso mejor que el que se obtiene con el filtro FIR lineal de orden 10 480. Las líneas discontinuas de puntos son las resoluciones de la escala Bark calculada a partir de las frecuencias publicadas. Hasta 500 Hz, su resolución es constante e igual a 100 Hz, como el filtro FIR del ejemplo. Por encima de 500 Hz su comportamiento es más logarítmico, similar al de un tercio de octava, llegando hasta una resolución máxima cercana a un quinto de octava ($Q=6,3$) a 2 kHz.

15 La línea continua gruesa representa la resolución en frecuencia del filtro FIR deformado de orden 480 con un valor λ de 0,76 que corresponde al valor que mejor se ajusta a la escala Bark (para $f_s=48$ kHz), y es el que se utiliza en las ecualizaciones del filtro FIR deformado de la figura 7. Se deduce la forma de la escala Bark (con mejor resolución), con un valor de resolución Q máximo cercano a 2 kHz, como se muestra en las figuras 7 y 8. Finalmente, la línea discontinua gruesa representa la resolución del mismo filtro FIR deformado de orden 480 pero con $\lambda=0,95$. Para 20 ambos filtros deformados, el Q máximo es el mismo, pero la frecuencia con mayor resolución disminuye desde 2 kHz ($\lambda=0,76$) hasta 350 Hz ($\lambda=0,95$). También, la resolución a bajas frecuencias se ha multiplicado por 4,5 en el segundo caso, el mismo factor según el cual ha disminuido la resolución a altas frecuencias.

25 Los dos gráficos de las figuras 11 y 12 demuestran que con una selección adecuada del valor λ es posible seleccionar la banda de frecuencias donde el filtro FIR deformado consigue la mejor resolución. En otras palabras, es posible ajustar la resolución del filtro. En la estructura de filtro propuesta en la presente solicitud de patente para la ecualización de altavoces, el uso de filtros digitales FIR deformados de órdenes bajos es efectivo para reducir el coste computacional, con valores de λ mayores de 0,9 para conseguir resolución a bajas frecuencias.

30 Para comprender mejor el efecto de la variación del parámetro λ , se muestra a continuación un ejemplo. El altavoz utilizado previamente se ha ecualizado con dos filtros de orden $N_w=33$ y valores λ de 0,76 y 0,95. Se muestran sus resultados en la figura 13. Como se ha mencionado anteriormente, con $\lambda=0,76$ la máxima resolución del filtro es de aproximadamente 2 kHz, obteniéndose una pobre ecualización a frecuencias bajas y altas. Cuando se emplea $\lambda=0,95$ (centrado en -10 dB por claridad), la ecualización de las bajas frecuencias se mejora a expensas de empeorar la 35 ecualización de las frecuencias altas. La máxima resolución del filtro es ahora de alrededor de 350 Hz, obteniéndose un error menor de 1 dB para 20 Hz hasta 1,5 kHz con un orden de sólo 33, lo que equivale a un coste computacional equivalente a un filtro FIR lineal de orden 100. Las respuestas del error de las dos ecualizaciones se muestran en la figura 14, donde se puede apreciar cómo la máxima resolución de los filtros cambia con los dos valores de λ .

40 Para facilitar la selección del valor λ adecuado, se representa la frecuencia de la máxima resolución Q como una función de λ para diferentes frecuencias de muestreo: 44,1, 48, 88,2 y 96 kHz. Las gráficas de la figura 15 muestran esos resultados entre 20 Hz y 6 kHz para valores λ desde 0,7 hasta 1. La curva más a la izquierda corresponde a una f_s de 44,1 kHz, y la de más a la derecha a 96 kHz. Con estos gráficos, es fácil elegir el valor de λ para ajustar en frecuencia el esfuerzo del filtro FIR deformado.

45 La selección de los tres parámetros (orden N del filtro FIR lineal, orden N_w del filtro FIR deformado y valor λ para el filtro FIR deformado) para la ecualización específica de un filtro se debe basar en un compromiso entre la demanda de ecualización a bajas frecuencias (para la selección de N_w y λ), y a medias y altas frecuencias (para N).

50 De acuerdo con todo lo anterior, el diseño del filtro de ecualización propuesto requiere el diseño conjunto del filtro FIR lineal de orden N y del filtro FIR deformado de orden N_w y parámetro de deformación λ . Para mantener el requerimiento de bajo coste computacional, el orden del filtro deformado debe ser lo más bajo posible.

55 Así, para el diseño de un filtro en cascada en el que un filtro FIR lineal sigue a un filtro FIR deformado, en primer lugar se diseña el filtro FIR deformado. Esta etapa se centra en ecualizar las frecuencias bajas a través de una selección adecuada del parámetro λ . Esta selección depende de dos factores: la frecuencia más baja a corregir (subwoofers) y el orden del filtro de la segunda etapa (el filtro FIR lineal), que condiciona su resolución a baja frecuencia y, por tanto, el punto de enlace entre ambos filtros.

60 En segundo lugar, se diseña el filtro FIR lineal a partir de la respuesta del altavoz filtrada por la primera etapa. Esta segunda etapa corregirá la respuesta del filtro FIR deformado de la primera etapa fundamentalmente en las altas frecuencias. Este filtro FIR lineal no tiene que corregir las frecuencias bajas debido a que ya han sido corregidas previamente por el filtro FIR deformado.

65 El orden de los dos filtros se relaciona con la precisión requerida en la ecualización y está condicionado por el coste computacional disponible. La figura 13 muestra los resultados que se pueden conseguir en el altavoz del ejemplo utilizando un FIR deformado. Utilizando $N_w=33$ y $\lambda=0,95$ es posible conseguir un error de menos de 1 dB hasta 1,5 kHz. En la Figura 2 se muestra que también es posible conseguir un error por debajo de 1 dB en las altas frecuencias

ES 2 341 200 B2

(1,5 kHz hasta 20 kHz) con un filtro FIR lineal de orden N entre 100 y 150. De acuerdo con la ecuación anterior, se obtendrá como resultado un filtro de orden equivalente N_{MAC} de 200 a 250, con un error de ecualización residual menor de 1 dB en toda la banda de frecuencias de audio. Para conseguir este nivel de ecualización, se necesita un filtro FIR lineal de más de un orden mayor de 1000, como se desprende de la figura 2. Si se utiliza un filtro FIR deformado, se necesita un orden $N_w=167$ ($N_{MAC}=500$), como se observa en la figura 8. Por tanto, se puede ahorrar coste computacional utilizando la topología propuesta, en comparación con las topologías existentes que utilizan sólo filtros FIR lineales o filtros FIR deformados.

Por ejemplo, se desea ecualizar el altavoz cuya salida se muestra en la figura 16 sobre la línea de 0 dB. Se representa también sobre el nivel 0 dB la respuesta en frecuencia objetivo $H_{objetivo}(\omega)$. La respuesta del error original se representa en la figura 17, siendo el error inicial e_{log-dB} de 3,09 dB. Su error máximo es de 12 dB a 40 Hz y tiene varios picos y valles de más de 4 dB por toda la banda de frecuencias de audio. Los resultados de las ecualizaciones se muestran en la figura 16, y las gráficas de error y los valores de e_{log-dB} se muestran en la figura 17.

Ejemplo 1

Utilizando la estructura propuesta, se diseñará un filtro de un orden equivalente $N_{MAC}=250$, compuesto de un filtro FIR deformado de orden $N_w=33$ y un filtro FIR de orden $N=151$. La primera operación en el diseño del filtro propuesto es diseñar el filtro FIR deformado con un valor λ seleccionado de forma que se consiga una ecualización suficiente a bajas frecuencias. En este caso, se ha utilizado un valor de $\lambda=0,98$, que corresponde a una frecuencia con una máxima resolución de 150 Hz cuando se emplea una frecuencia de muestreo $f_s=0,48$, como se puede observar en la figura 15. Con estos valores de N_w y λ , la ecualización que se consigue es la que se muestra en la figura 16 sobre el nivel de -10 dB, que es bastante buena hasta los 700 Hz (con un orden de sólo $N_w=33$). La curva de error se muestra en la figura 17 y está por debajo de 0,4 dB hasta los 700 Hz, y $e_{log-dB} = 0,98$ dB. Una vez se ha diseñado el filtro FIR deformado, se diseña el filtro FIR lineal de orden $N=151$ a partir de la respuesta filtrada por el FIR deformado. La ecualización combinada que se consigue se muestra sobre el nivel de -20 dB en la figura 16, y el error residual en la figura 17, con un valor de error $e_{log-dB} = 0,08$ dB. El filtro FIR lineal corrige la respuesta a altas frecuencias hasta 2,5 kHz de forma excelente, con una curva de error por debajo de 0,1 dB. Entre 700 Hz y 2,5 kHz, la ecualización es algo peor, pero el error siempre es menor de 0,8 dB. Esta es la banda de frecuencias en la que ni el filtro FIR lineal ni el filtro FIR deformado consiguen una resolución suficiente con los órdenes de filtro seleccionados. Sin embargo, desde un punto de vista práctico, la ecualización obtenida no será distinguible de otra mejor por la mayoría de usuarios, como se desprende de múltiples experimentos relacionados con el oído humano.

Si suponemos que una curva de error por debajo de 1 dB en toda la banda de audio (de 20 Hz a 20 kHz) es aceptable para una ecualización, el orden equivalente del filtro N_{MAC} se podría reducir incluso hasta 100, con $N_w=11$ y $N=77$. La ecualización obtenida y las respuestas de error se encuentran por encima de las líneas de -30 dB en las figuras 16 y 17, con un $e_{log-dB} = 0,28$ dB. Con el filtro propuesto, es posible conseguir ese grado de ecualización con un coste computacional de sólo 100 MACS, obteniéndose una resolución en frecuencia más uniforme, cuando se evalúa sobre un eje de frecuencias logarítmico, que la obtenida cuando se emplean sólo filtros FIR lineales o filtros FIR deformados.

Ejemplo 2

En este ejemplo se ecualiza otro altavoz, compuesto de un woofer de 5 pulgadas y un tweeter de $\frac{3}{4}$ de pulgada. Su respuesta en frecuencia se muestra con una línea gruesa en la figura 18 sobre el nivel de 0 dB. Se ha elegido la respuesta objetivo que se representa con una línea delgada. La ecualización obtenida con $N_{MAC}=250$ ($N_w=33$, $N=151$, $\lambda=0,96$) se muestra centrada sobre el nivel de -10 dB. La curva de error está siempre por debajo de $\pm 0,5$ dB desde 40 Hz hasta 20 kHz.

Comparación

A continuación se comparan los resultados obtenidos al ecualizar el altavoz del primer ejemplo utilizando el filtro propuesto con los resultados cuando se utiliza un filtro FIR lineal o un filtro FIR deformado por separado. La comparación se lleva a cabo utilizando el mismo coste computacional para los tres filtros, en este caso 250 MAC. En la figura 19 se representan la respuesta en frecuencia del altavoz, la respuesta objetivo y las respuestas después de las ecualizaciones, escaladas de diez en diez dB por claridad. Las respuestas del error e_{log-dB} respectivas se muestran en la figura 20, con un valor del error original de $e_{log-dB}=3,09$ dB.

El filtro FIR lineal de orden 250 se representa sobre la línea de -10 dB, consiguiendo una curva del error de la ecualización que está dentro de ± 1 dB desde los 200 Hz a 20 kHz, pero a bajas frecuencias el error alcanza los 7,5 dB a 40 Hz. El valor del error resultante es de $e_{log-dB} = 1,06$ dB.

El filtro FIR deformado, que se muestra sobre la línea de -20 dB, tiene un orden $N_w=83$, que corresponde a un orden equivalente $N_{MAC}=250$ (suponiendo un factor de penalización de 3 para la implementación deformada del filtro). En este caso, el valor de λ seleccionado es 0,76, encontrándose la máxima resolución del filtro alrededor de 2 kHz. El error está ahora por debajo de ± 1 dB entre 150 Hz y 10 kHz, pero es mayor a frecuencias mayores y menores. El valor del error es mejor que con el filtro FIR lineal, $e_{log-dB} = 0,77$ dB.

ES 2 341 200 B2

Por último, la ecualización con la estructura de filtro propuesta se representa sobre la línea de -30 dB. Tiene $N_{MAC}=250$, con un filtro FIR deformado de $N_w=33$ con $\lambda=0,98$ y un filtro FIR lineal con $N=151$. La curva de error está dentro de ± 1 dB desde 20 Hz hasta 20 kHz, e incluso por debajo de $\pm 0,5$ dB entre 20 Hz y 800 Hz y entre 1,5 kHz y 20 kHz. El valor del error es de sólo $e_{log-dB} = 0,08$ dB, lo que indica que desde un punto de vista psico-acústico, el error percibido será el menor de los tres filtros. Con el mismo coste computacional, el filtro propuesto obtiene una ecualización más plana y un valor del error menor, requiriéndose así un filtro de orden menor para conseguir un valor del error deseado en la ecualización.

Finalmente, la figura 21 muestra el esquema de un aparato (1) para el filtrado digital de señales de acuerdo con la presente invención, en el que se aprecian los diferentes elementos que lo componen. En un ejemplo de ecualización de altavoces (no mostrados), la señal de entrada al aparato (1) llega ya en formato digital, y por tanto es recibida por el medio de entrada (11) a través del receptor de tramas digitales (2). El medio de entrada (11), a su vez, la envía al medio de procesamiento (6), que realiza todas las operaciones necesarias para aplicar el filtrado digital de acuerdo con la invención. Finalmente la señal ya filtrada sale del aparato (1) a través del transmisor de tramas digitales (3), que está comprendido en el medio de salida (12).

Los medios de entrada y salida (11 y 12) del aparato (1) de este ejemplo comprenden además conversores analógico/digital (4) y digital/analógico (5), necesarios cuando la señal a filtrar esté inicialmente en formato analógico o cuando se deba enviar en ese formato. Adicionalmente, el aparato (1) comprende una unidad de memoria (7) para almacenar resultados o características de la señal de entrada al aparato o de la señal filtrada calculadas por el medio de procesamiento (6), un medio de comunicaciones (8), que permite el envío de información, un medio de interfaz (10) para la interacción entre el aparato (1) y los usuarios, y un microcontrolador (9) que gestiona el funcionamiento de los elementos anteriores.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de filtrado digital de señales **caracterizado** porque comprende aplicar a una señal de respuesta de un sistema una combinación en cascada o en paralelo de un filtrado digital lineal con, al menos, un filtrado digital deformado para obtener una respuesta objetivo, y donde la combinación de filtros no incluye ningún retardo.

2. Procedimiento de filtrado digital de señales de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado** porque el sistema es un sistema acústico.

3. Procedimiento de filtrado digital de señales de acuerdo con la reivindicación 2, **caracterizado** porque el sistema acústico es un altavoz.

4. Procedimiento de filtrado digital de señales de acuerdo con la reivindicación 2, **caracterizado** porque el sistema acústico es un audífono.

5. Programa de ordenador que comprende instrucciones de programa que provocan que un ordenador lleve a cabo las operaciones del procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores.

6. Programa de ordenador de acuerdo con la reivindicación 5, **caracterizado** porque está almacenado en unos medios de almacenamiento.

7. Programa de ordenador de acuerdo con la reivindicación 5, **caracterizado** porque se transmite a través de una señal portadora.

8. Aparato (1) para el filtrado digital de señales, **caracterizado** porque comprende:

un medio de entrada (11), que transmite una señal de entrada a un medio de procesamiento (6); y

un medio de procesamiento (6), que recibe la señal de entrada del medio de entrada (11) y le aplica un filtrado digital que combina un filtrado lineal con, al menos, un filtrado deformado, en cascada o en paralelo, obteniendo una señal objetivo, donde la combinación de filtrados no incluye retardos.

9. Aparato (1) para el filtrado digital de señales de acuerdo con la reivindicación 8, **caracterizado** porque el medio de procesamiento (6) se elige de entre la siguiente lista: un ordenador, un DSP, una FPGA, un ASIC, un microprocesador y un microcontrolador.

10. Aparato (1) para el filtrado digital de señales de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 8 ó 9, **caracterizado** porque comprende además un medio de salida (12), que transmite al exterior la señal objetivo desde el medio de procesamiento (6).

11. Aparato (1) para el filtrado digital de señales de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 8-10, **caracterizado** porque los medios de entrada y salida (11, 12) comprenden, respectivamente, medios de conversión analógico-digital (4) y digital-analógico (5) y/o un receptor (2) y un transmisor (3) de datos digitales.

12. Aparato (1) para el filtrado digital de señales de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 8-11, **caracterizado** porque comprende además un medio de comunicaciones (8).

13. Aparato (1) para el filtrado digital de señales de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 8-12, **caracterizado** porque comprende además un medio de interfaz (10) con los usuarios.

14. Aparato (1) para el filtrado digital de señales de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 8-13, **caracterizado** porque comprende además un medio de almacenamiento (7).

15. Aparato (1) para el filtrado digital de señales de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 8-14, **caracterizado** porque comprende además un microcontrolador (9).

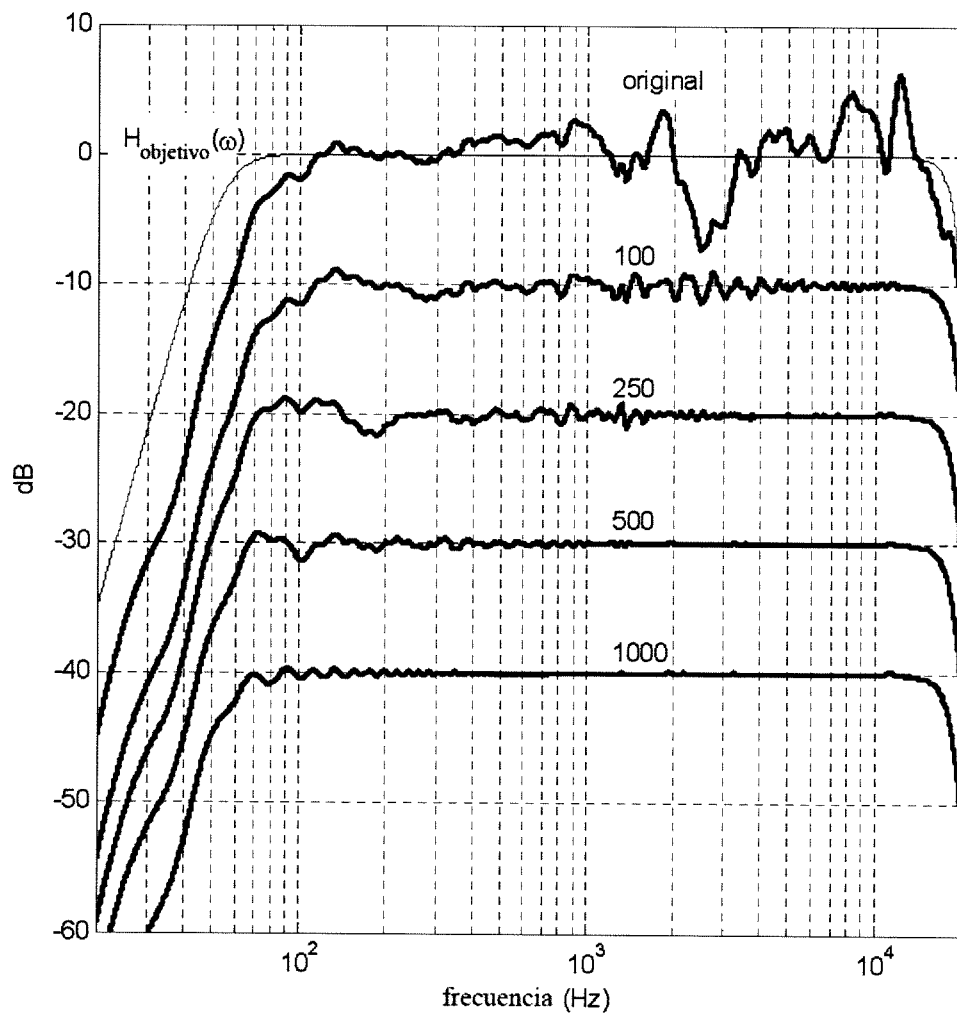


FIG. 1

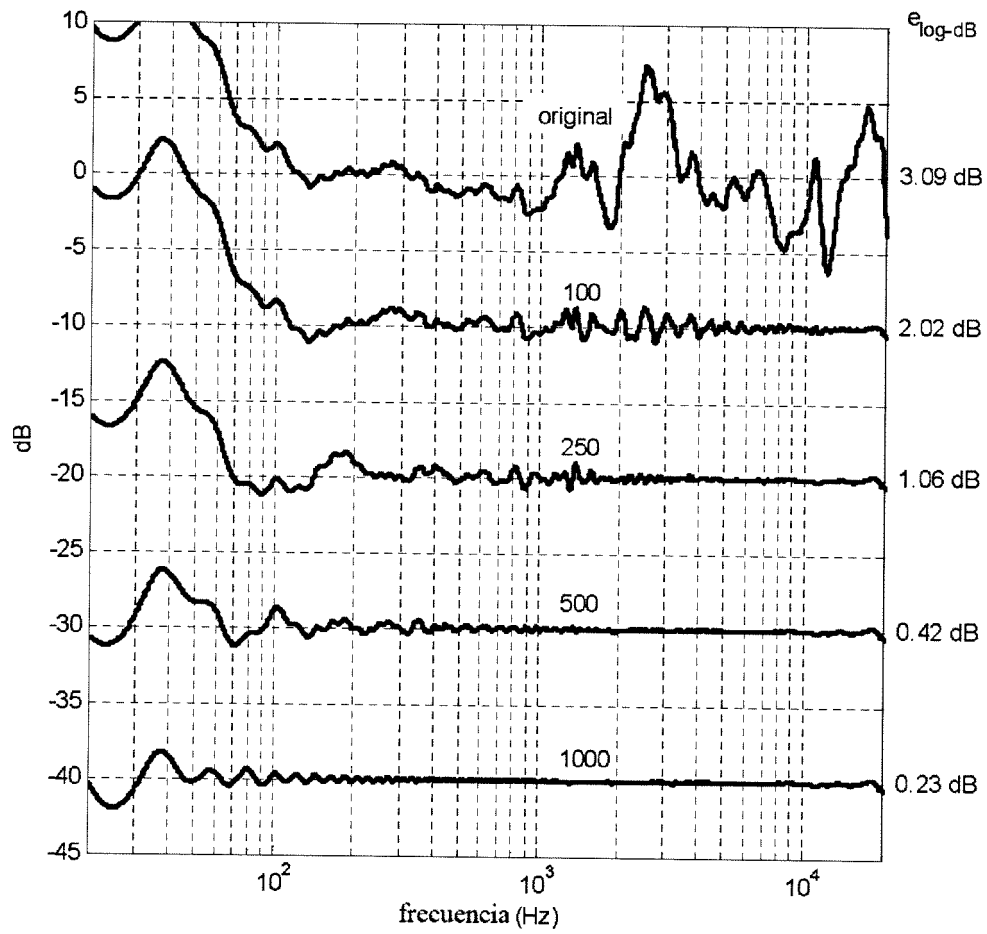


FIG. 2

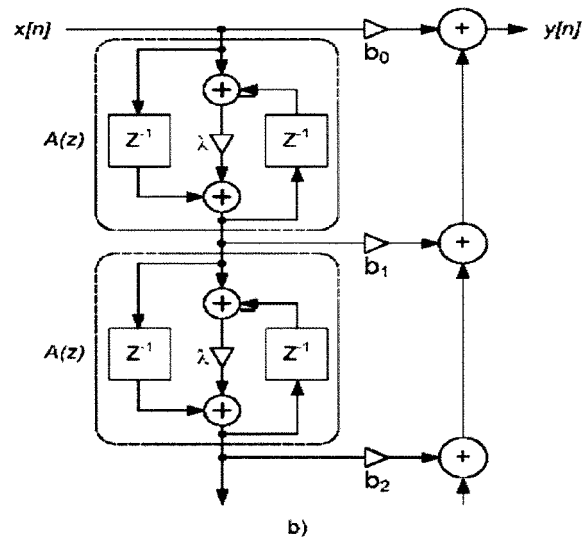


FIG. 3

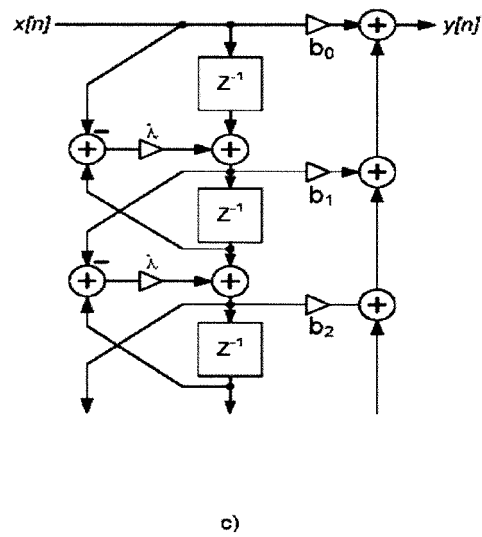


FIG. 4

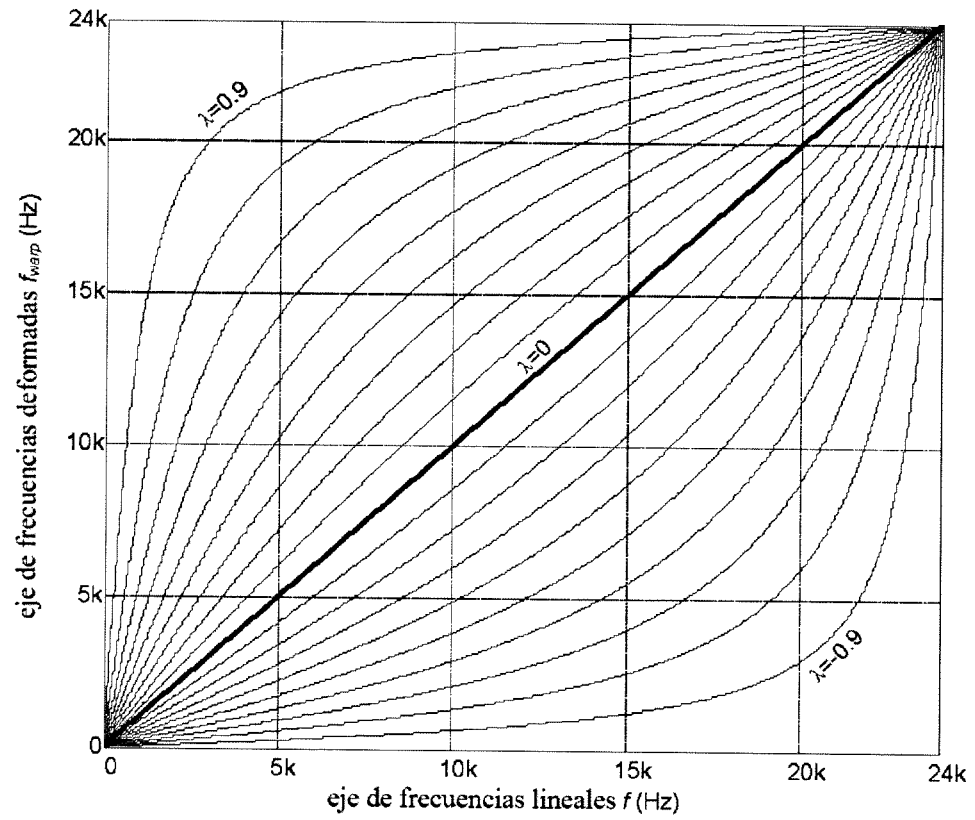


FIG. 5

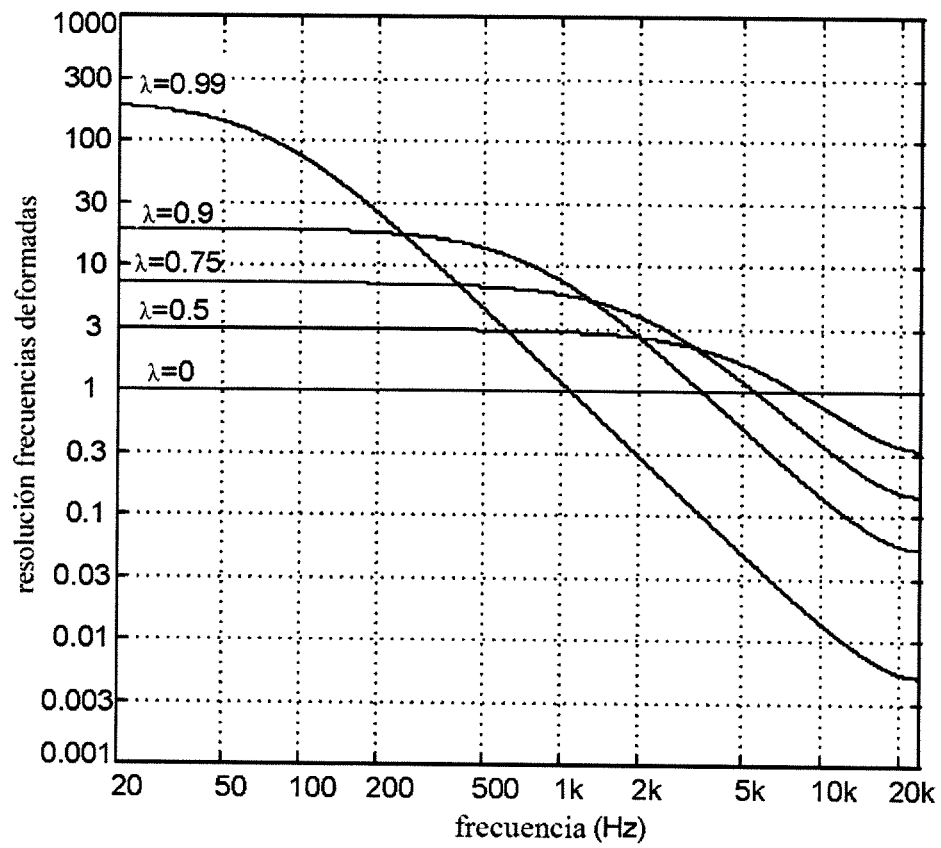


FIG. 6

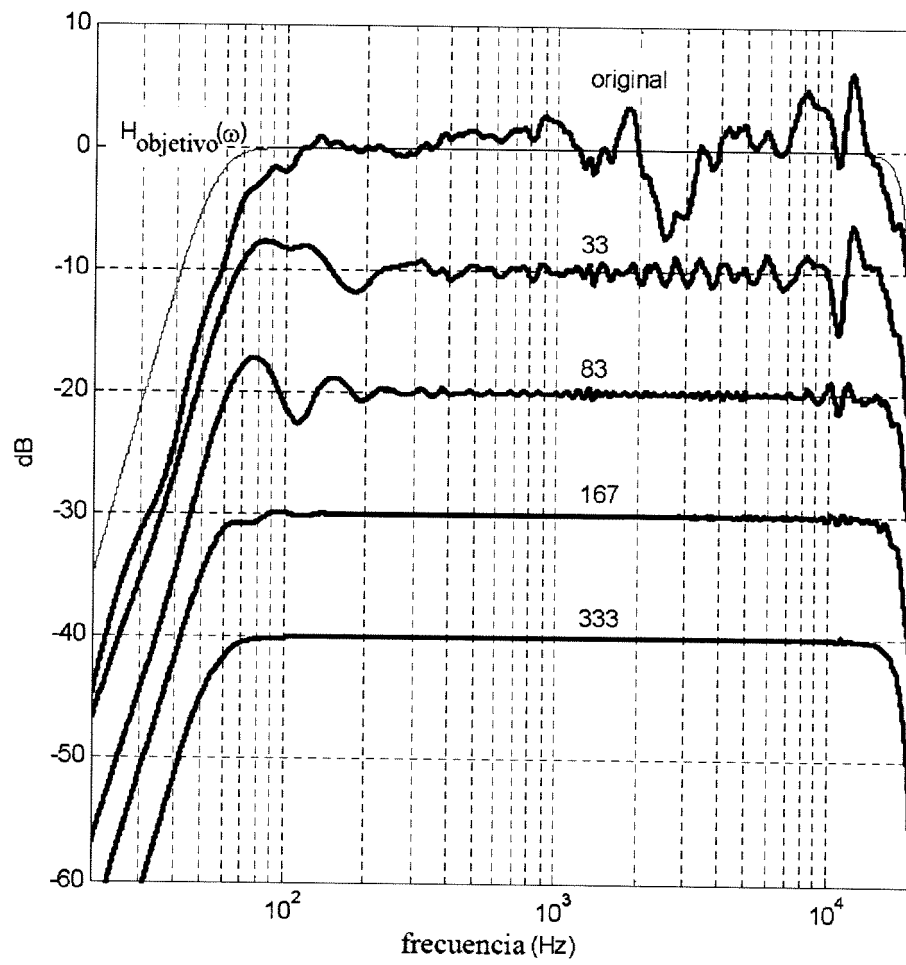


FIG. 7

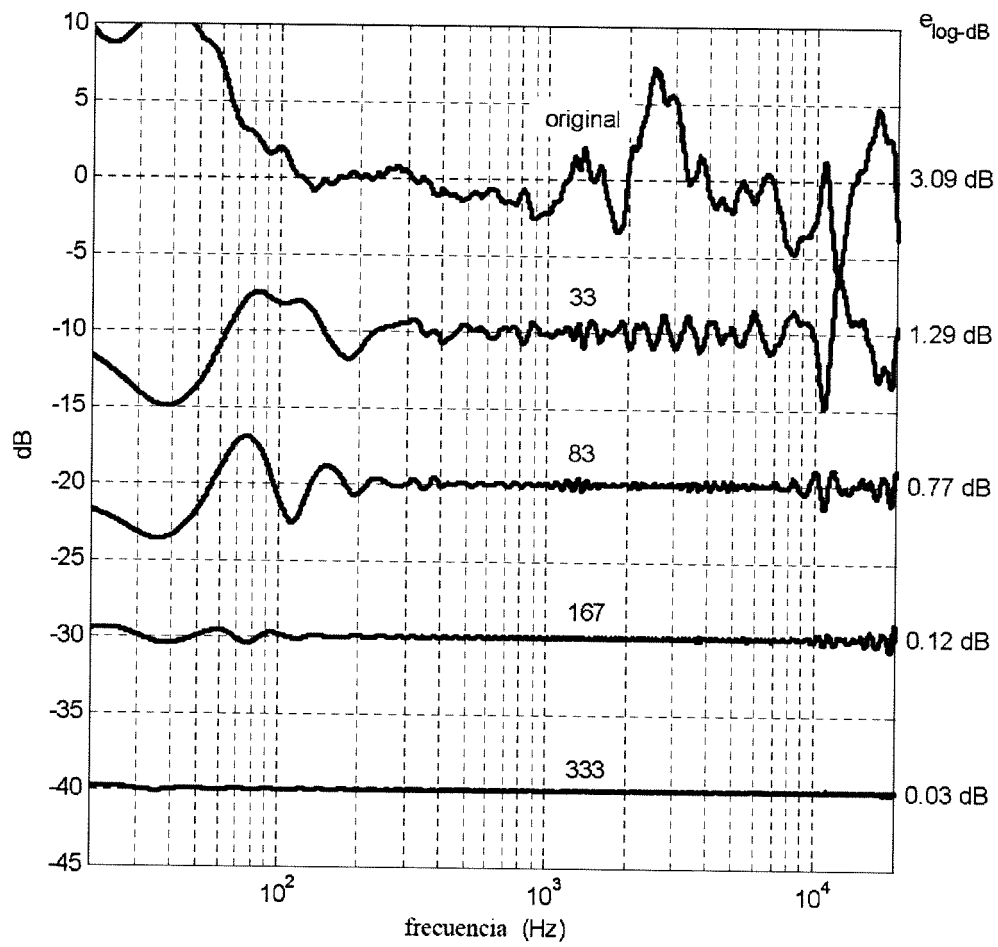


FIG. 8

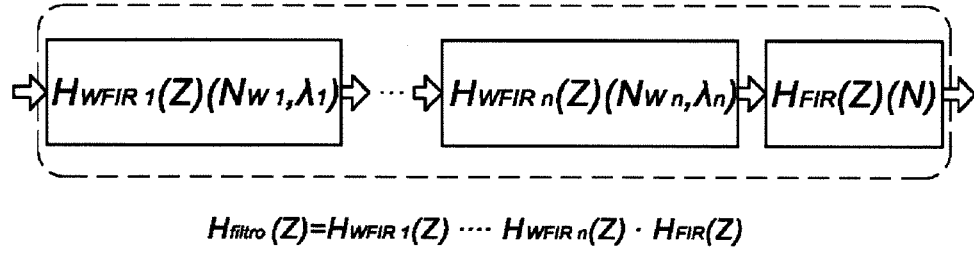


FIG. 9

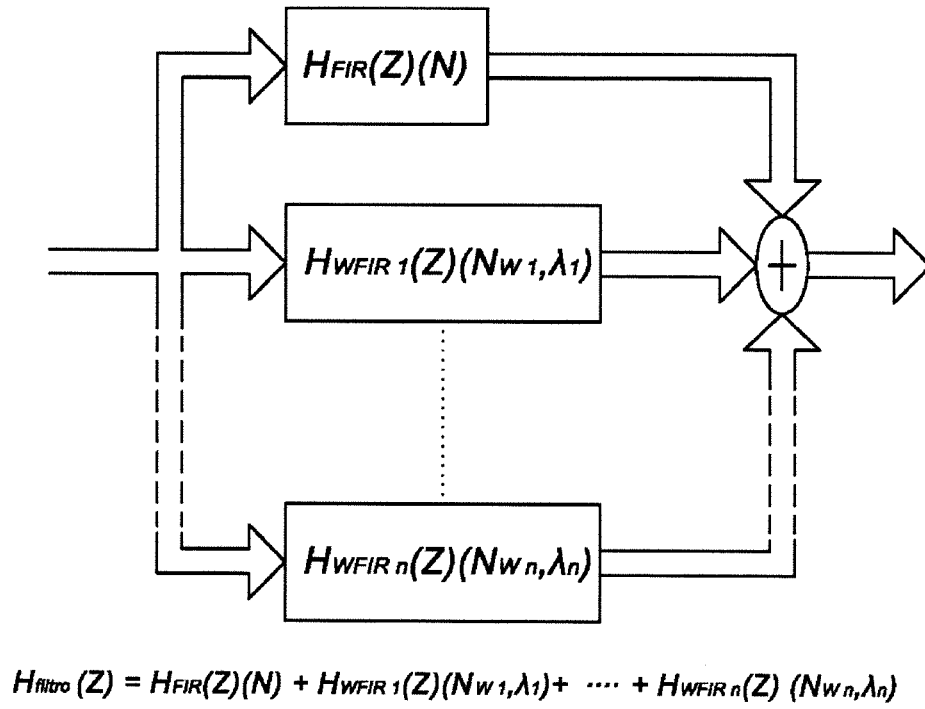


FIG. 10

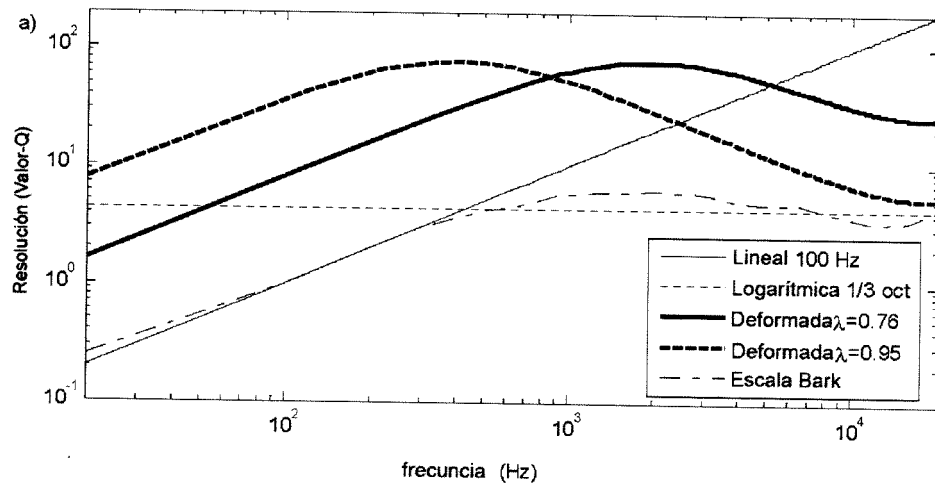


FIG. 11

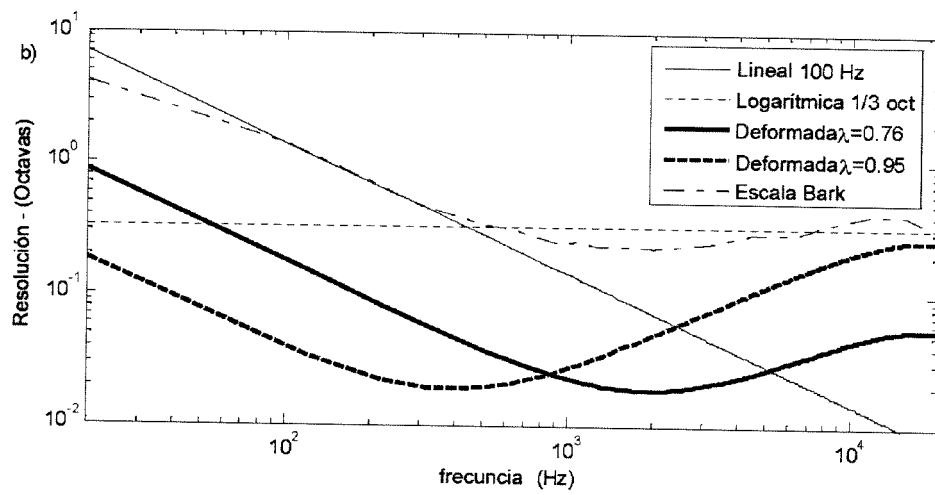


FIG. 12

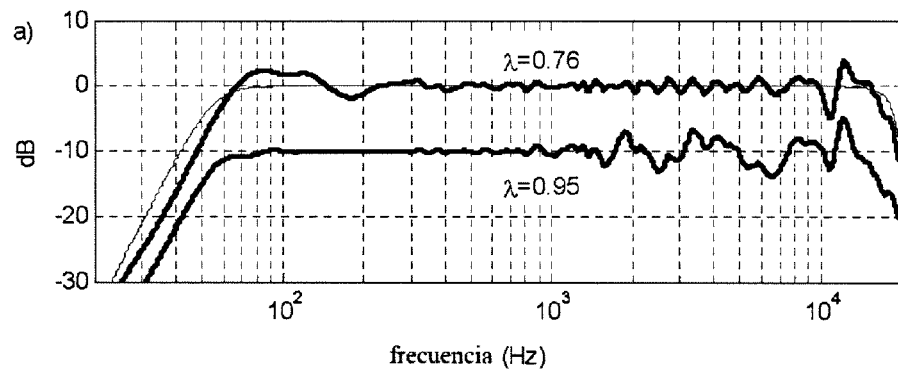


FIG. 13

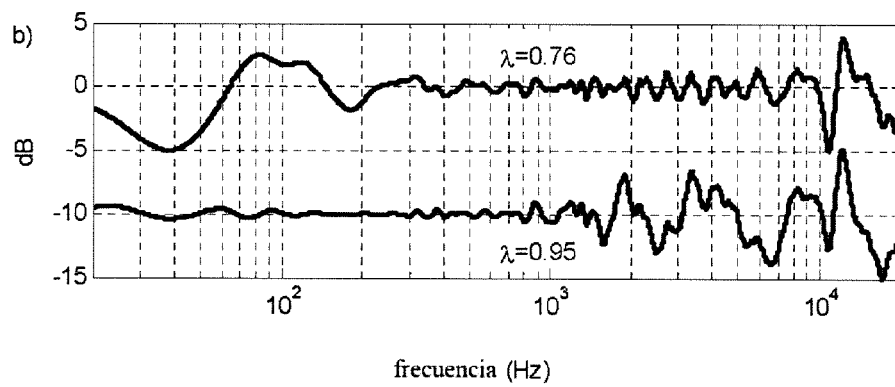


FIG. 14

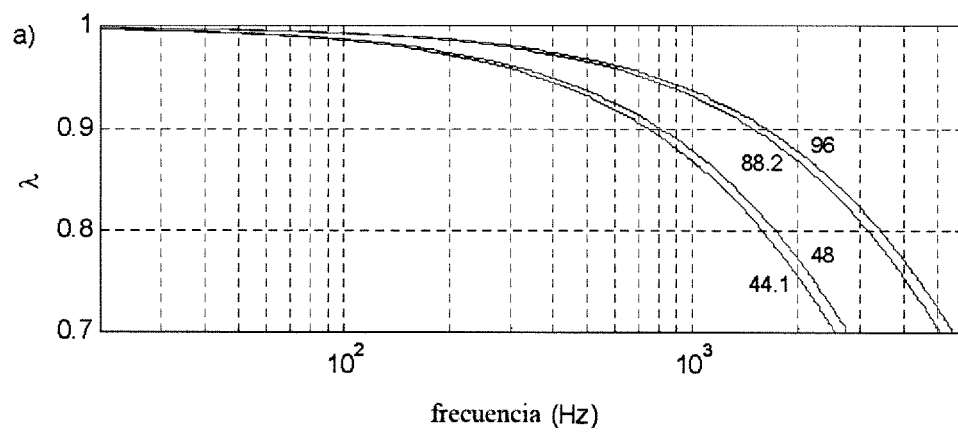


FIG. 15

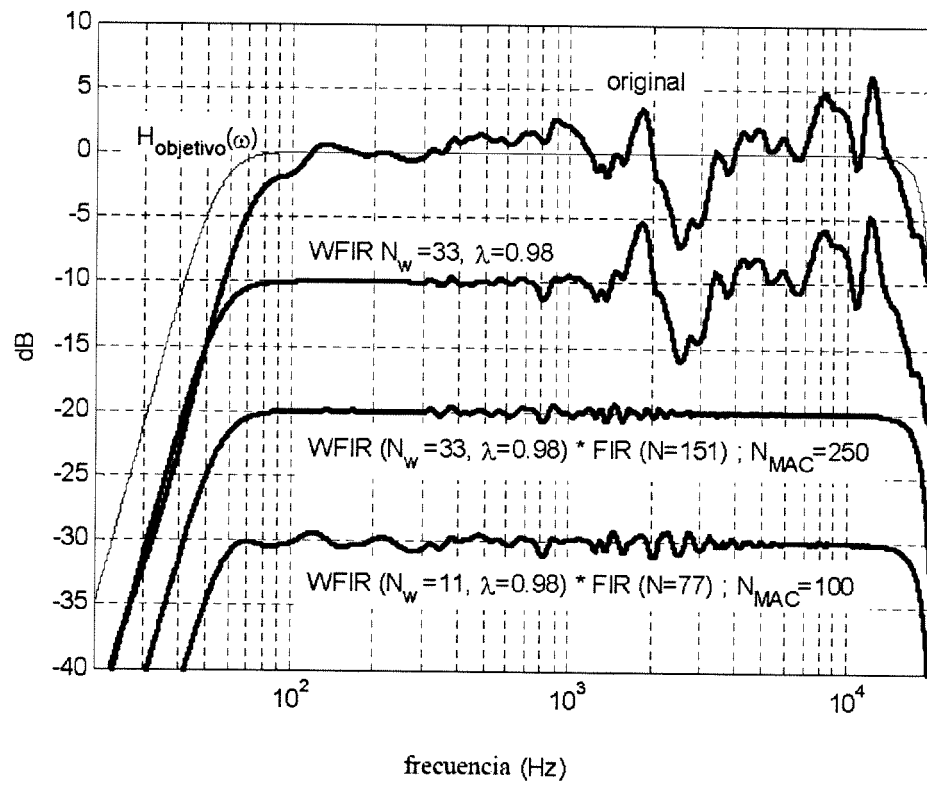


FIG. 16

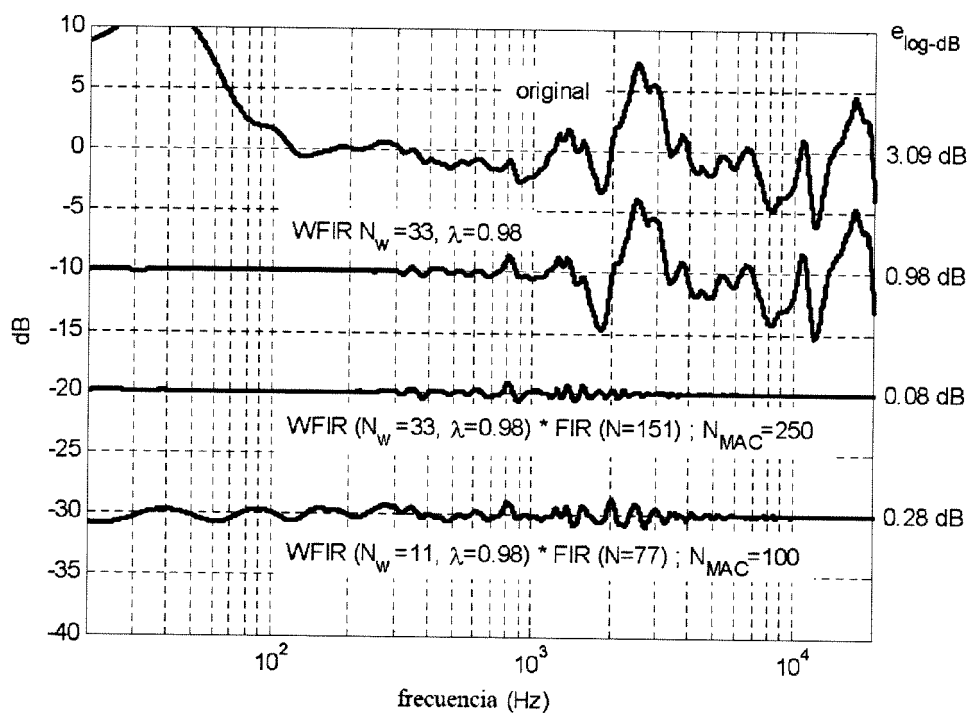


FIG. 17

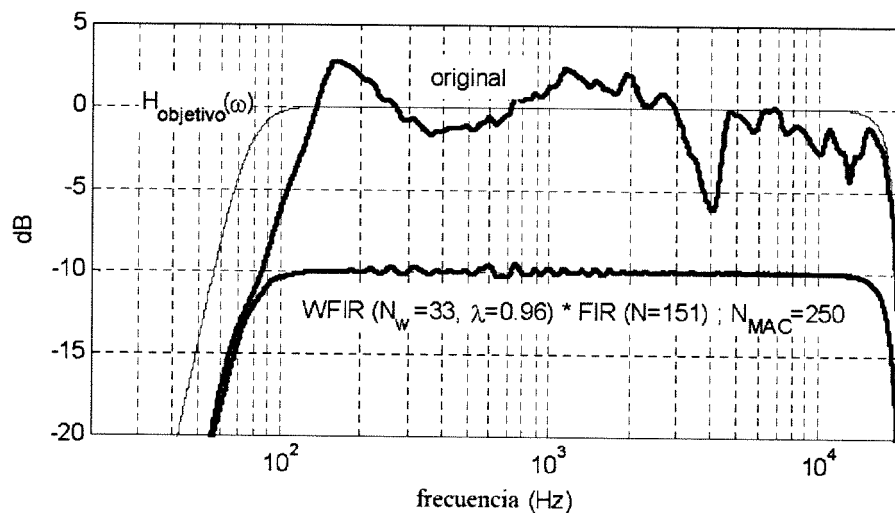


FIG. 18

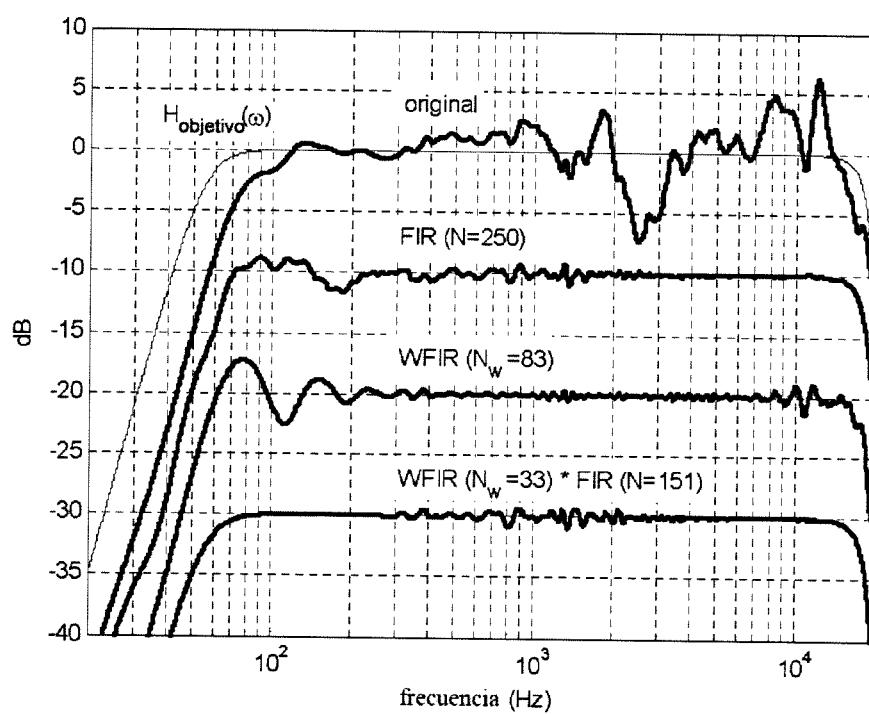


FIG. 19

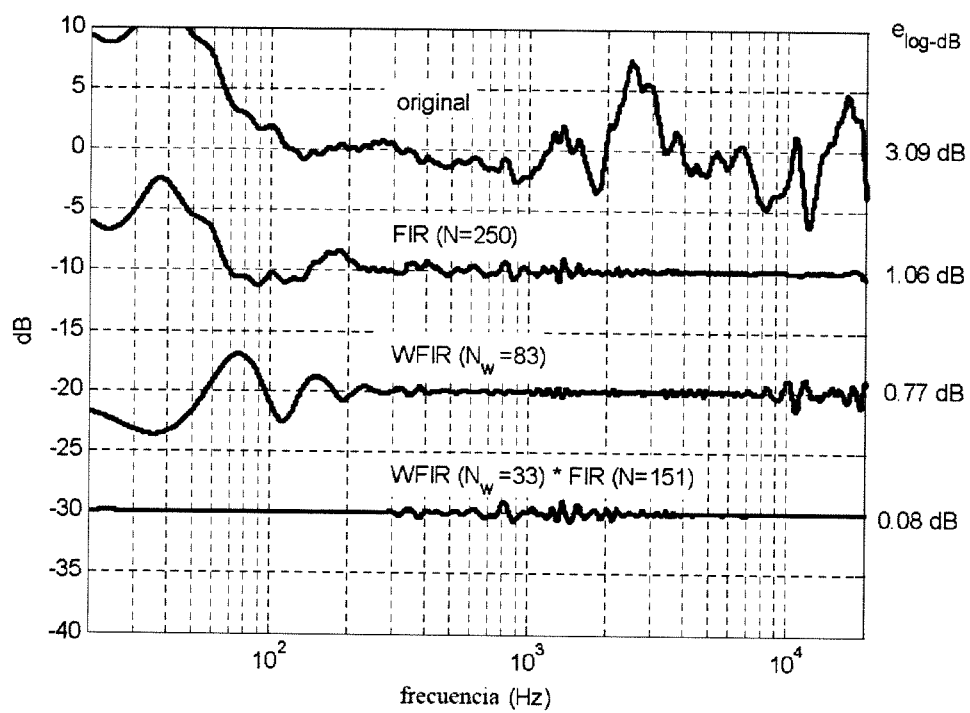


FIG. 20

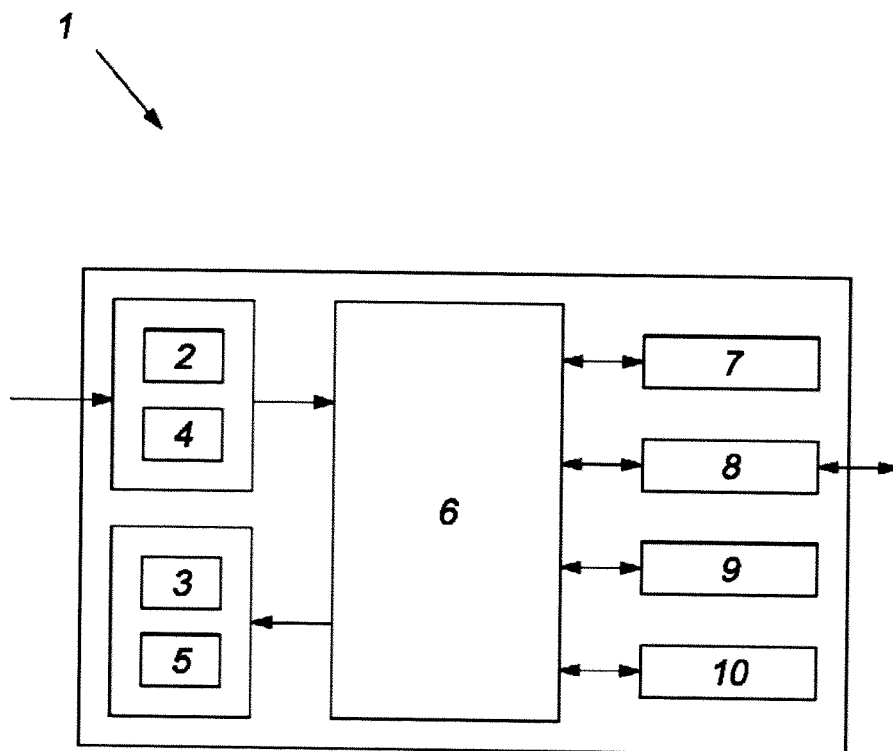


FIG. 21



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

⑪ ES 2 341 200

⑫ Nº de solicitud: 200800229

⑬ Fecha de presentación de la solicitud: 23.01.2008

⑭ Fecha de prioridad:

INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TÉCNICA

⑮ Int. Cl.: H03H 17/02 (2006.01)

DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	⑯ Documentos citados	Reivindicaciones afectadas
Y	US 2007094319 A1 (BEHRENS et al.) 26.04.2007, todo el documento.	1-17
Y	US 7026539 B2 (PENNOCK et al.) 11.04.2006, todo el documento.	1-17
A	US 4843583 A (WHITE et al.) 27.06.1989, todo el documento.	1-17

Categoría de los documentos citados

X: de particular relevancia

Y: de particular relevancia combinado con otro/s de la misma categoría

A: refleja el estado de la técnica

O: referido a divulgación no escrita

P: publicado entre la fecha de prioridad y la de presentación de la solicitud

E: documento anterior, pero publicado después de la fecha de presentación de la solicitud

El presente informe ha sido realizado

☒ para todas las reivindicaciones

☐ para las reivindicaciones nº:

Fecha de realización del informe

01.06.2010

Examinador

J. Botella Maldonado

Página

1/4

Documentación mínima buscada (sistema de clasificación seguido de los símbolos de clasificación)

H03H

Bases de datos electrónicas consultadas durante la búsqueda (nombre de la base de datos y, si es posible, términos de búsqueda utilizados)

INVENES, EPODOC

Fecha de Realización de la Opinión Escrita: 01.06.2010

Declaración

Novedad (Art. 6.1 LP 11/1986)	Reivindicaciones	1-17	SÍ
	Reivindicaciones		NO
Actividad inventiva (Art. 8.1 LP 11/1986)	Reivindicaciones		SÍ
	Reivindicaciones	1-17	NO

Se considera que la solicitud cumple con el requisito de **aplicación industrial**. Este requisito fue evaluado durante la fase de examen formal y técnico de la solicitud (Artículo 31.2 Ley 11/1986).

Base de la Opinión:

La presente opinión se ha realizado sobre la base de la solicitud de patente tal y como ha sido publicada.

1. Documentos considerados:

A continuación se relacionan los documentos pertenecientes al estado de la técnica tomados en consideración para la realización de esta opinión.

Documento	Número Publicación o Identificación	Fecha Publicación
D01	US 2007094319 A1	26-04-2007
D02	US 7026539 B2	11-04-2006
D03	US 4843583 A	27-06-1989

2. Declaración motivada según los artículos 29.6 y 29.7 del Reglamento de ejecución de la Ley 11/1986, de 20 de marzo, de patentes sobre la novedad y la actividad inventiva; citas y explicaciones en apoyo de esta declaración

El objeto principal de la invención (reivindicación 1ª) es un procedimiento de filtrado digital de señales que comprende aplicar a una señal de respuesta de un sistema un filtrado digital lineal combinado con al menos un filtrado digital deformado para obtener una respuesta objetivo.

El documento D01 presenta un filtro digital que comprende al menos dos líneas de retardos sumados, una de ellas comprende un filtro FIR y la otra un FIR deformado. La entrada del dispositivo es la entrada de la primera línea de retardo siendo el punto medio de esta, la entrada a la segunda línea. La salida de la primera línea se retarda y se suma a la salida de la segunda línea obteniéndose la salida del dispositivo.

El documento D02 presenta un sistema para el modelado del sonido procedente de un instrumento musical. A partir de dos o más modelos se crea un modelo nuevo interpolando uno o más coeficientes del primer y segundo modelo ponderados mediante un parámetro de control. Cada modelo consta de filtros lineales y no lineales en cascada. Un microcontrolador controla el funcionamiento del sistema que consta de un medio de conversión analógico-digital de la señal de entrada procesada en un DSP, según un programa que puede ser transmitido al sistema desde el exterior y posteriormente convertida en analógica. El sistema consta también de medios de presentación (display, leds) y de interacción con el usuario.

Consideramos que un experto en la materia intentaría combinar las partes principales de los documentos D01 y D02 del estado de la técnica más próximo para obtener las características de las reivindicaciones 1ª a 17ª y tener una expectativa razonable de éxito.

Por lo tanto la invención, como se reivindica en las reivindicaciones de la 1ª a la 17ª, carece de actividad inventiva.