

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 683 821**

51 Int. Cl.:

**H04S 7/00** (2006.01)

**H04R 3/04** (2006.01)

**H04S 5/00** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **22.03.2012 PCT/SE2012/050320**

87 Fecha y número de publicación internacional: **26.09.2013 WO13141768**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **22.03.2012 E 12872014 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **16.05.2018 EP 2692155**

54 Título: **Diseño de controlador de precompensación de audio usando un conjunto variable de altavoces de soporte**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**28.09.2018**

73 Titular/es:  
**DIRAC RESEARCH AB (100.0%)**  
**Fålhagsleden 57**  
**753 23 Uppsala, SE**

72 Inventor/es:  
**BRÄNNMARK, LARS-JOHAN;**  
**AHLÉN, ANDERS y**  
**BAHNE, ADRIAN**

74 Agente/Representante:  
**ARIAS SANZ, Juan**

ES 2 683 821 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

Diseño de controlador de precompensación de audio usando un conjunto variable de altavoces de soporte

**Campo técnico de la invención**

5 La presente invención se refiere en general a precompensación de audio digital y más particularmente al diseño de un controlador de precompensación de audio digital que genera varias señales para un sistema de generación de sonido, con el objetivo de modificar la respuesta dinámica del sistema compensado, tal como se mide en varias posiciones de medición en una región espacial de interés en un entorno de escucha.

**Antecedentes de la invención**

10 Un sistema para generar o reproducir sonido (incluyendo amplificadores, cables, altavoces y acústica de sala) siempre afectará a las propiedades espectrales, transitorias y espaciales del sonido reproducido, a menudo en modos no deseados. En particular, la reverberación acústica de la sala en que está colocado el equipo tiene un efecto considerable y a menudo perjudicial sobre la calidad del audio percibido del sistema. El efecto de la reverberación se describe a menudo de modo diferente dependiendo de qué región de frecuencia se considere. A bajas frecuencias, la reverberación se describe a menudo en lo que se refiere a resonancias, ondas estacionarias o los denominados modos de sala, que afectan al sonido reproducido introduciendo fuertes picos y nulos profundos a distintas frecuencias en el extremo bajo del espectro. A frecuencias más altas, la reverberación se considera generalmente como reflexiones que llegan a los oídos del oyente algún tiempo después del sonido directo desde el propio altavoz.

20 En general, puede obtenerse reproducción de sonido con calidad muy alta usando conjuntos adaptados de cables, amplificadores y altavoces de alta calidad, y modificando las propiedades acústicas de la sala usando por ejemplo difusores acústicos, resonadores de Helmholtz y materiales acústicamente absorbentes. Sin embargo, tales medios pasivos para mejorar la calidad del sonido son complicados, caros y en ocasiones incluso no factibles.

Otros medios para mejorar la calidad de los sistemas de reproducción de sonido incluyen soluciones activas basadas en filtrado digital, denominado a menudo precompensación, ecualización o desreverberación.

25 Entonces se coloca un filtro de precompensación,  $\mathcal{R}$  en la figura 1, entre la fuente de señal de audio original y el equipo de audio. Las propiedades dinámicas del sistema de generación de sonido pueden medirse y modelarse registrando la respuesta del sistema a señales de prueba conocidas en una o varias posiciones en la sala. Entonces se calcula el filtro  $\mathcal{R}$  y se implementa para compensar las propiedades medidas del sistema, simbolizadas por  $\mathcal{H}$  en la figura 1. En particular, es deseable que la respuesta de amplitud y fase del sistema compensado esté cerca de la respuesta ideal especificada previamente, simbolizada por  $\mathcal{D}$  en la figura 1, en todas las posiciones de medición. En otras palabras, se requiere que la reproducción de sonido compensado  $\mathbf{y}(t)$  coincida con el ideal  $\mathbf{y}_{ref}(t)$  para un cierto grado dado de precisión. Se pretende que la predistorsión generada por el precompensador  $\mathcal{R}$  contrarreste la distorsión debida al sistema  $\mathcal{H}$ , de manera que la reproducción de sonido resultante tenga las características de sonido de  $\mathcal{D}$ . Con el fin de obtener un precompensador que sea robusto y útil desde el punto de vista práctico, es importante darse cuenta de que el modelo  $\mathcal{H}$  puede no ser una descripción perfecta del sistema real, y que los registros de las respuestas del sistema pueden contener alteraciones debidas, por ejemplo, al ruido de fondo. Tales errores de modelado y medición pueden representarse por ejemplo añadiendo una señal de ruido,  $\mathbf{e}(t)$  en la figura 1 al sistema, produciendo la salida de sistema medida  $\mathbf{y}_m(t)$ . Tal como se describirá a continuación, también pueden incluirse en el sistema incertidumbres y errores de modelado sobre el sistema en el modelo  $\mathcal{H}$ , que entonces se parametriza parcialmente por variables aleatorias con distribuciones de probabilidad especificadas.

45 Hasta los límites físicos del sistema, al menos en teoría, es posible lograr una calidad de reproducción de sonido mejorada sin el alto coste de usar equipo de audio de calidad muy alta. El objetivo del diseño podría ser, por ejemplo, cancelar las resonancias acústicas y los efectos de difracción producidos por cajas de altavoz construidas de manera deficiente. Otra aplicación podría ser minimizar el efecto de los modos de sala (es decir, picos y nulos de baja frecuencia) en diferentes lugares de la sala de audición. Aún otro objetivo podría ser obtener un equilibrio tonal agradable y una imagen en estéreo percibida detallada.

Hasta ahora, los métodos establecidos para la precompensación digital de sistemas de audio que existen en el mercado comercial y en la bibliografía científica son principalmente métodos de un solo canal, véase por ejemplo, [17]. La precompensación de un solo canal se refiere al principio de que la señal de entrada a un altavoz se procesa por un solo filtro. Cuando se aplica precompensación de un solo canal a un sistema de sonido que contiene más de un canal de altavoz (por ejemplo un sistema de cine en casa ("home cinema") 5.1 que tiene cinco canales de banda ancha y un altavoz de graves) significa que los filtros para canales de altavoz diferentes se determinan de manera individual e independiente entre sí. El grado en que cada altavoz compensado logra realmente su respuesta objetivo ideal especificada en todas las posiciones de medición depende principalmente de los dos factores siguientes:

55 1. Si la respuesta de impulso del altavoz y la sala no es completamente de carácter de fase mínima, entonces el filtro de compensación debe ser del tipo de fase denominado mixto, con el fin de corregir los componentes de distorsión

que no están en fase mínima. Puesto que casi todas las respuestas de impulso de altavoz-sala contienen componentes de fase no mínima [23], un filtro de fase mínima será insuficiente para compensar el sistema de modo que alcance completamente la respuesta objetivo. Puesto que el diseño de los filtros de fase mixta para el uso de audio es considerablemente menos sencillo que el diseño de los filtros de fase mínima, la mayoría de los productos existentes para precompensación digital hacen uso de filtros que están limitados para ser del tipo de fase mínima.

2. Si la respuesta de impulso de un altavoz varía entre posiciones de medición diferentes, tal como es normalmente el caso en una sala, entonces un solo filtro no podrá corregir completamente la respuesta del altavoz en todas las posiciones de medición debido a necesidades incompatibles en posiciones diferentes. Como promedio, la respuesta del sistema compensado puede estar más cerca del objetivo, pero debido a la variabilidad espacial del sistema, siempre habrá restantes en cada posición de medición. Además, si se usa un compensador de fase mixta, entonces los errores pueden producirse en forma de los denominados “pre-ecos” (“*pre-ringings*”) a menos que el compensador se diseñe con gran precaución [5]. Se sabe que los errores de pre-eco son perceptualmente mucho más objetables que los post-ecos (“*post-ringings*”). En [5, 6] se muestra cómo diseñar un compensador de fase mixta que alivia el problema de los errores de pre-eco, corrigiendo sólo la distorsión de fase no mínima que es común a todas las posiciones de medición.

Por tanto, el método de compensación de un solo canal tiene una limitación potencial porque sólo puede corregir las respuestas de impulso y frecuencia en promedio cuando se consideran múltiples posiciones de medición. En un entorno acústico en el que la respuesta original de un altavoz varía mucho entre posiciones de medición, esta variabilidad también permanecerá en las respuestas del altavoz compensado, aunque el rendimiento del sistema compensado, en promedio, está más cerca del rendimiento objetivo. Además, diseñar un compensador solo con respecto a una posición de medición no es una opción realista porque se sabe bien que los diseños de un solo punto producen filtros que son extremadamente no robustos y degradan el rendimiento del sistema en todas las demás posiciones en la sala [13, 14].

Por tanto, puede concluirse que los métodos de precompensación de un solo canal son menos eficaces para corregir degradaciones que son sistemáticas a lo largo de la región espacial de interés, es decir, componentes de distorsión que son comunes, o al menos casi comunes, a todas las posiciones de medición. Normalmente, tales degradaciones sistemáticas están producidas por el propio altavoz, o por superficies reflectantes muy cerca del altavoz, o por la acústica de sala a bajas frecuencias, donde la longitud de onda es grande en comparación con la región de interés. Si un sistema de reproducción de sonido, incluyendo su entorno acústico, es tal que su distorsión espacialmente variable domina sobre su distorsión espacialmente común, entonces la mejora en la calidad del sonido ofrecida por los métodos de un solo canal es desgraciadamente bastante pequeña.

Considerando lo anterior, puede formularse la pregunta de si puede obtenerse una estrategia de precompensación de rendimiento superior, por ejemplo usando altavoces y estructuras de filtro de un modo más flexible que el que se sugiere por los métodos de un solo canal establecidos. En la bibliografía de investigación relacionada con la acústica, se han identificado algunas estrategias diferentes que van más allá del filtrado de un solo canal tradicional [2, 7, 9, 10, 11, 12, 18, 21, 22, 24, 25, 29, 33, 34]. En resumen, los métodos conocidos pueden agruparse en las categorías siguientes.

1. Los métodos en la primera categoría se basan en la percepción física sobre la acústica de sala y particularmente el acoplamiento acústico entre altavoces y los modos de resonancia de baja frecuencia de la sala. Se conoce bien que una colocación física cuidadosamente seleccionada de los altavoces y el uso de varios altavoces de graves son útiles para reducir el efecto de los modos de sala [34].

2. Otro principio principal es el método de fuente-sumidero [7, 8, 33] donde los modos de sala se reducen colocando varios altavoces de graves simétricamente en la sala, tras lo cual se aplican ajustes de retardo, ganancia y fase a los diferentes canales del altavoz de graves. Según este método, los altavoces de graves en la pared frontal de la sala actúan como fuentes de sonido, mientras que los altavoces de graves ajustados por retardo, ganancia y fase en la pared trasera actúan como sumideros, es decir, absorbedores de sonido, que cancelan las reflexiones de baja frecuencia desde la pared trasera. Sin embargo, el método está limitado a funcionar sólo en la parte más baja del espectro (por debajo de 150 Hz), y el tipo de ajustes realizados a las señales del altavoz de graves son muy primitivos.

3. Un tercer método importante es la ecualización modal [16, 21], en la que las resonancias modales y sus tiempos de decaimiento se ecualizan mediante prefiltros digitales. Este método implica una identificación explícita de las frecuencias centrales y los tiempos de decaimiento en modos de sala individuales, y se limita a funcionar a frecuencias muy bajas (normalmente sólo por debajo de 200 Hz) donde se supone que las resonancias de sala son distintas y están bien separadas en el eje de frecuencia. La referencia [16] comenta dos enfoques posibles, el tipo I que es un ecualizador de un solo canal y el tipo II que usa dos o más canales para cancelar los modos de sala. Se reconoce en [16] que el diseño de filtro para la ecualización modal de tipo II no es sencillo cuando se usan más de dos canales, y no se presenta una solución explícita al caso del diseño multicanal. En conjunto, el enfoque es insatisfactorio puesto que se basa en suposiciones que en general no se cumplen en una sala típica, por ejemplo que todos los sometidos a ecualización están bien separados y pueden estimarse con alta precisión.

4. Una cuarta categoría de métodos se basa en un diseño de filtro multicanal con diversos objetivos. Un objetivo es el control de ruido activo, donde el sonido procedente de uno o varios altavoces se usa para cancelar alteraciones acústicas no deseadas, véase por ejemplo, [11]. Un segundo objetivo es obtener una reproducción exacta de presiones de sonido específicas en un número pequeño de posiciones espaciales, normalmente las posiciones de los oídos de un oyente humano. Este enfoque se denomina a menudo cancelación de diafonía, obtención de imágenes acústicas virtuales o estéreo-transaural [2, 22, 24, 25]. Un inconveniente de este enfoque es que su rendimiento es extremadamente sensible a pequeños movimientos del oyente, y es particularmente no robusto en salas reverberantes normales. Un tercer objetivo común se refiere a técnicas de representación de audio "holofónicas" tales como síntesis de campo de onda (WFS) y ambisónicos de orden alto (HOA) [10, 28, 30], que tienen como objetivo reproducir campos de sonido arbitrarios a lo largo de grandes regiones en dos o tres dimensiones, usando series masivas de altavoces de 50 o más altavoces. Se han propuesto varios diseños de filtro multicanal con el fin de mejorar el rendimiento de WFS, HOA y técnicas relacionadas, véase por ejemplo, [9, 12, 18, 29]. Un cuarto objetivo se refiere a la minimización de la interacción de fase destructiva en la región de frecuencia de cruzamiento, entre el altavoz de graves y los altavoces satélite en sistemas de sonido que emplean la denominada gestión de bajos [3]. Estos diseños de filtro multicanal mencionados no son adecuados como soluciones para el problema de precompensación de altavoz general. En primer lugar, son significativamente diferentes en sus objetivos en comparación con los métodos de precompensación de un solo canal. En segundo lugar, los métodos computacionales propuestos producen filtros con propiedades insatisfactorias. Por ejemplo, la mayoría de los métodos diseñan filtros en el dominio de frecuencia sin considerar el comportamiento de filtro de banda ancha tal como la causalidad, el retardo máximo permitido a través del sistema y el nivel y la duración de errores de pre-eco.

Ninguno de los métodos de diseño de filtro multicanal en la técnica anterior es útil para el fin de compensación robusta de altavoz/sal de banda ancha de una configuración de altavoces existente para reproducción de audio en estéreo o multicanal.

El documento EP 2 257 083 A1 se refiere a un esquema para diseñar un controlador de precompensación de audio para un sistema de audio multicanal, con un número prescrito  $N$  de altavoces en posiciones prescritas de modo que a los oyentes colocados en cualquiera de las  $P > 1$  regiones de audición extendidas espacialmente se les dará la ilusión de estar en otros entornos acústicos, que tiene  $L$  fuentes de sonido (altavoces virtuales) ubicados en posiciones prescritas en una acústica de sala prescrita. La invención proporciona una solución conjunta unificada a los problemas de diseño de ecualizador, diseño de cruzamiento, calibración de retardo y nivel, optimización de respuesta de suma y mezclado ascendente. Se diseña un controlador de precompensación de audio de múltiples entradas y múltiples salidas para un sistema de generación de sonido asociado que comprende un número limitado de entradas de altavoz para emular varias fuentes de sonido virtuales. El esquema para el diseño se basa en:

estimar, para cada señal de entrada de altavoz, una respuesta de impulso en cada una de un conjunto de posiciones de medición que cubren las  $P$  regiones de escucha;

especificar una respuesta de impulso objetivo (fases objetivo) para cada fuente de sonido virtual en cada posición de medición; y

determinar parámetros de filtro ajustables del controlador de precompensación de audio de modo que se optimiza una función de criterio. La función de criterio incluye una suma ponderada de potencias de diferencias entre las respuestas de impulso estimadas compensadas y las respuestas de impulso objetivo sobre una cuadrícula diferenciada de dichas  $M$  posiciones de medición.

### Sumario de la invención

Un objetivo general es proporcionar una estrategia de precompensación ampliada para mejorar la reproducción de material de audio estéreo o multicanal en dos o más altavoces.

Un objetivo específico es proporcionar un método para determinar un controlador de precompensación de audio para un sistema de generación de sonido asociado.

Otro objetivo específico es proporcionar un sistema para determinar un controlador de precompensación de audio para un sistema de generación de sonido asociado.

Aún otro objetivo específico es proporcionar un producto de programa informático para determinar un controlador de precompensación de audio para un sistema de generación de sonido asociado.

También es un objeto específico proporcionar un controlador de precompensación de audio mejorado, así como un sistema de audio que comprende un controlador de precompensación de audio de ese tipo y una señal de audio digital generada por un controlador de precompensación de audio de ese tipo.

Estos y otros objetos se cumplen por la invención tal como se define por las reivindicaciones de patente adjuntas.

Una idea básica es determinar un controlador de precompensación de audio para un sistema de generación de sonido asociado que comprende un total de  $N \geq 2$  altavoces, teniendo cada uno una entrada de altavoz. El

controlador de precompensación de audio tiene un número  $L \geq 1$  de entradas para  $L$  señal(es) de entrada y  $N$  salidas para  $N$  señales de salida de controlador, una para cada altavoz del sistema de generación de sonido, y el controlador de precompensación de audio tiene generalmente varios parámetros de filtro ajustables. Es relevante estimar, para cada uno de al menos un subconjunto de las  $N$  entradas de altavoz, una respuesta de impulso en cada una de una pluralidad  $M \geq 2$  de posiciones de medición, distribuidas en una región de interés en un entorno de escucha, basándose en mediciones de sonido en las  $M$  posiciones de medición. También es importante especificar, para cada una de las  $L$  señal(es) de entrada, uno seleccionado de los  $N$  altavoces como altavoz principal y un subconjunto seleccionado  $S$  que incluye al menos uno de los  $N$  altavoces como altavoz/altavoces de soporte, donde el altavoz principal no forma parte de este subconjunto. Un punto clave es especificar, para cada altavoz principal, una respuesta de impulso objetivo en cada una de las  $M$  posiciones de medición con la respuesta de impulso objetivo que tiene un retardo de propagación acústica, donde el retardo de propagación acústica se determina basándose en la distancia desde el altavoz principal hasta la posición de medición respectiva. La idea es entonces determinar, para cada una de las  $L$  señal(es) de entrada, basándose en el altavoz principal seleccionado y en el/los altavoz/altavoces de soporte seleccionado(s), parámetros de filtro del controlador de precompensación de audio de modo que se optimiza una función de criterio con la restricción de estabilidad de la dinámica del controlador de precompensación de audio. La función de criterio incluye una suma ponderada de potencias de diferencias entre las respuestas de impulso estimadas compensadas y las respuestas de impulso objetivo a lo largo de las  $M$  posiciones de medición.

Los diferentes aspectos de la invención incluyen un método, un sistema y un programa informático para determinar un controlador de precompensación de audio, un controlador de precompensación así determinado, un sistema de audio que incorpora un controlador de precompensación de audio de este tipo así como una señal de audio digital generada por un controlador de precompensación de audio de ese tipo.

La presente invención ofrece las ventajas siguientes:

- Esquema de diseño mejorado para un controlador de precompensación de audio.
  - Reproducción mejorada de material de audio estéreo o multicanal en dos o más altavoces.
  - Mejor rendimiento en salas o entornos de escucha donde las respuestas de impulso de los altavoces varían con la posición espacial.
  - Mayor flexibilidad donde las mejoras de rendimiento no se restringen a las bajas frecuencias.
  - Control sobre cuestiones tales como causalidad y artefactos pre-eco.
- Otras ventajas y características ofrecidas por la presente invención se apreciarán tras la lectura de la siguiente descripción de las realizaciones de la invención.

### Breve descripción de los dibujos

La invención, junto con objetos y ventajas adicionales de la misma, puede entenderse mejor haciendo referencia a la siguiente descripción tomada junto con los dibujos adjuntos, en los que:

La figura 1 describe un compensador de un solo canal  $\mathcal{R}$ , que tiene una señal  $w(t)$  como señal de entrada. El compensador produce una señal de control  $\mathbf{u}(t)$  que actúa como entrada al modelo  $\mathcal{H}$  de una sola entrada y múltiples salidas (SIMO) dinámico, lineal y estable del sistema acústico. El modelo  $\mathcal{H}$  tiene una entrada y  $M$  salidas, donde las  $M$  salidas representan  $M$  posiciones de medición. Las señales acústicas en las  $M$  posiciones de medición están representadas por un vector de columna  $\mathbf{y}(t)$ . Las propiedades deseadas del sistema dinámico se especifican mediante un modelo  $\mathcal{D}$  de SIMO estable, que tiene una entrada y  $M$  salidas. Cuando se usa la señal  $w(t)$  como entrada para  $\mathcal{D}$ , la salida resultante es un vector de señal deseado  $\mathbf{y}_{ref}(t)$  con  $M$  elementos. El vector de señal  $M$ -dimensional  $\mathbf{y}_m(t)$  representa una medición de  $\mathbf{y}(t)$  y el vector de señal  $\mathbf{e}(t)$ , que también tiene la dimensión  $M$ , representa una posible alteración de medición.

La figura 2 describe un compensador multicanal  $\mathcal{R}$ , que tiene una señal  $w(t)$  como señal de entrada. El compensador produce una señal de control multicanal  $\mathbf{u}(t)$  con  $N$  elementos que actúa como entrada al modelo  $\mathcal{H}$  de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) dinámico, lineal y estable del sistema acústico. El modelo  $\mathcal{H}$  tiene  $N$  entradas y  $M$  salidas, donde las  $N$  entradas representan las entradas a  $N$  altavoces y las  $M$  salidas representan  $M$  posiciones de medición. Las señales acústicas en las  $M$  posiciones de medición están representadas por un vector de columna  $\mathbf{y}(t)$ . Las propiedades deseadas del sistema dinámico se especifican mediante un modelo  $\mathcal{D}$  de SIMO estable, que tiene una entrada y  $M$  salidas. Cuando se usa la señal  $w(t)$  como entrada para  $\mathcal{D}$ , la salida resultante es un vector de señal deseado  $\mathbf{y}_{ref}(t)$  con  $M$  elementos. El vector de señal  $M$ -dimensional  $\mathbf{y}_m(t)$  representa una medición de  $\mathbf{y}(t)$  y el vector de señal  $\mathbf{e}(t)$ , que también tiene la dimensión  $M$ , representa una posible alteración de medición.

La figura 3 es un diagrama esquemático que ilustra un ejemplo de un sistema de audio que incluye un sistema de

generación de sonido y un controlador de precompensación de audio.

La figura 4 es un diagrama esquemático de bloques de un ejemplo de un sistema basado en ordenador adecuado para la implementación de la invención.

5 La figura 5 es un diagrama de flujo esquemático que ilustra un método para determinar un controlador de precompensación de audio según una realización a modo de ejemplo.

La figura 6 son las respuestas de frecuencia de un altavoz en una sala, medidas en 64 posiciones (líneas grises) y su promedio de raíz cuadrática media (RMS) (línea negra).

10 La figura 7 son las respuestas de frecuencia del mismo altavoz que en la figura 6, después de que se ha aplicado un filtro de precompensación de un solo canal a su entrada. La figura muestra las respuestas de frecuencia medidas en 64 posiciones (líneas grises) y su promedio de raíz cuadrática media (RMS) (línea negra).

La figura 8 muestra el resultado de una precompensación multicanal, donde se usó el altavoz de la figura 6 como altavoz principal, y se usaron 15 altavoces adicionales como altavoces de soporte. La figura muestra las respuestas de frecuencia medidas en 64 posiciones (líneas grises) y su promedio de raíz cuadrática media (RMS) (línea negra).

15 La figura 9 muestra un diagrama de cascada, o decaimiento espectral acumulativo, del mismo altavoz que en la figura 6, cuando no se ha aplicado precompensación. La cascada mostrada en la figura es el decaimiento espectral acumulativo promedio de la respuesta de impulso del altavoz en 64 posiciones.

La figura 10 muestra un diagrama de cascada, o decaimiento espectral acumulativo, del mismo altavoz que en la figura 7, donde se ha aplicado un filtro de precompensación de un solo canal. La cascada mostrada en la figura es el decaimiento espectral acumulativo promedio de la respuesta de impulso del altavoz compensada en 64 posiciones.

20 La figura 11 muestra un diagrama de cascada, o decaimiento espectral acumulativo, del mismo altavoz que en la figura 8, donde se ha aplicado una estrategia de precompensación multicanal para compensar el altavoz principal usando 15 altavoces de soporte adicionales. La cascada mostrada en la figura es el decaimiento espectral acumulativo promedio de la respuesta de impulso del altavoz compensada en 64 posiciones.

### Descripción detallada

25 A lo largo de todos los dibujos, se usan los mismos números de referencia para elementos similares o correspondientes.

30 La tecnología propuesta se basa en el reconocimiento de que modelos matemáticos de sistemas dinámicos y optimización basada en modelos de filtros de precompensación digital, proporcionan herramientas poderosas para diseñar filtros que proporcionan el rendimiento de diversos tipos de equipos de audio modificando las señales de entrada a los equipos. Además, se indica que pueden obtenerse modelos apropiados mediante mediciones en una pluralidad de posiciones de medición distribuidas en una región de interés en un entorno de escucha.

35 Tal como se ha mencionado, una idea básica es determinar un controlador de precompensación de audio para un sistema de generación de sonido asociado. Tal como se ilustra en el ejemplo de la figura 3, el sistema de generación de sonido comprende un total de  $N \geq 2$  altavoces, teniendo cada uno una entrada de altavoz. El controlador de precompensación de audio tiene un número  $L \geq 1$  de entradas para  $L$  señal(es) de entrada y  $N$  salidas para  $N$  señales de salida de controlador, una para cada altavoz del sistema de generación de sonido. Debe entenderse que las señales de salida de controlador se dirigen a los altavoces, es decir en la trayectoria de entrada de los altavoces. Las señales de salida de controlador pueden transferirse a las entradas de altavoz a través de un conjunto de circuitos opcional (indicado por las líneas discontinuas) tal como convertidores digitales-analógicos, amplificadores y filtros adicionales. El conjunto de circuitos opcional también puede incluir una conexión inalámbrica.

40 En general, el controlador de precompensación de audio tiene varios parámetros de filtro ajustables, que van a determinarse en el esquema de diseño de filtro. El controlador de precompensación de audio, cuando se diseña, debe generar por tanto  $N$  señales de salida de controlador al sistema de generación de sonido con el objetivo de modificar la respuesta dinámica del sistema compensado, tal como se mide en una pluralidad  $M \geq 2$  de posiciones de medición, distribuidas en una región de interés en un entorno de escucha.

45 La figura 5 es un diagrama de flujo esquemático que ilustra un método para determinar un controlador de precompensación de audio según una realización a modo de ejemplo. La etapa S1 implica estimar, para cada uno de al menos un subconjunto de las  $N$  entradas de altavoz, una respuesta de impulso en cada una de una pluralidad  $M \geq 2$  de posiciones de medición, distribuidas en una región de interés en un entorno de escucha, basándose en mediciones de sonido en las  $M$  posiciones de medición. La etapa S2 implica especificar, para cada una de las  $L$  señal(es) de entrada, uno seleccionado de los  $N$  altavoces como altavoz principal y un subconjunto seleccionado  $S$  que incluye al menos uno de los  $N$  altavoces como altavoz/altavoces de soporte, donde el altavoz principal no forma parte del subconjunto. La etapa S3 implica especificar, para cada altavoz principal, una respuesta de impulso objetivo en cada una de las  $M$  posiciones de medición, teniendo la respuesta de impulso objetivo un retardo de

propagación acústica, donde el retardo de propagación acústica se determina basándose en la distancia desde el altavoz principal hasta la posición de medición respectiva. La etapa S4 implica determinar, para cada una de las  $L$  señal(es) de entrada, basándose en el altavoz principal seleccionado y el/los altavoz/altavoces de soporte, parámetros de filtro del controlador de precompensación de audio de modo que se optimiza una función de criterio con la restricción de estabilidad de la dinámica del controlador de precompensación de audio. La función de criterio incluye una suma ponderada de potencias de diferencias entre las respuestas de impulso estimadas compensadas y las respuestas de impulso objetivo a lo largo de las  $M$  posiciones de medición.

Expresado de modo diferente, el controlador de precompensación de audio está configurado para controlar la respuesta acústica de  $P$  altavoces primarios, donde  $P \leq L$  y  $P \leq N$ , mediante el uso combinado de los  $P$  altavoces primarios y, para cada altavoz principal, un número adicional de altavoces de soporte  $1 \leq S \leq N - 1$  de los  $N$  altavoces.

Si hay dos o más señales de entrada, es decir  $L \geq 2$ , el método también puede incluir la etapa opcional S5 de fusionar la totalidad de los parámetros de filtro, determinados por las  $L$  señales de entrada, para dar un conjunto fusionado de parámetros de filtro para el controlador de precompensación de audio. El controlador de precompensación de audio, con el conjunto fusionado de parámetros de filtro, está configurado para funcionar sobre las  $L$  señales de entrada para generar las  $N$  señales de salida de controlador para que los altavoces logren las respuestas de impulso objetivo.

A modo de ejemplo, puede ser deseable que el controlador de precompensación de audio tenga la capacidad de producir salida cero para algunos de los  $N$  altavoces para algunos ajustes de sus parámetros de filtro ajustables.

Preferiblemente, las respuestas de impulso objetivo son distintas de cero e incluyen parámetros ajustables que pueden modificarse dentro de límites prescritos. Por ejemplo, los parámetros ajustables de las respuestas de impulso objetivo, así como los parámetros ajustables del controlador de precompensación de audio, pueden ajustarse conjuntamente, con el objetivo de optimizar la función de criterio.

En una realización de ejemplo particular, la etapa de determinación de parámetros de filtro del controlador de precompensación de audio se basa en una optimización gausiana cuadrática lineal (LQG) de los parámetros de un controlador de prealimentación multivariable causal, lineal y estable basándose en un sistema dinámico objetivo dado y un modelo dinámico del sistema de generación de sonido. Tal como se ha mencionado, las señales de salida de controlador pueden transferirse a las entradas de altavoz a través del conjunto de circuitos opcional. Por ejemplo, cada una de las  $N$  señales de salida de controlador del controlador de precompensación de audio puede alimentarse a un altavoz respectivo a través de un filtro de todo paso que incluye una componente de compensación de fase y una componente de retardo, produciendo  $N$  señales de salida de controlador filtradas.

Opcionalmente, la función de criterio incluye términos de penalización, siendo los términos de penalización de manera que el controlador de precompensación de audio, obtenido optimizando la función de criterio, produce niveles de señal de magnitud restringida en un subconjunto seleccionado de las salidas de controlador de precompensación, produciendo niveles de señal restringidos en entradas de altavoz seleccionadas para los  $N$  altavoces para bandas de frecuencia especificadas.

Los términos de penalización pueden elegirse de modo diferente varias veces, y la etapa de determinación de parámetros de filtro del controlador de precompensación de audio se repite para cada elección de los términos de penalización, dando como resultado varios casos del controlador de precompensación de audio, cada uno de los cuales produce niveles de señal con magnitud restringidas individualmente para los  $S$  altavoces de soporte para bandas de frecuencia especificadas.

En una realización opcional adicional, la función de criterio contiene una representación de posibles errores en las respuestas de impulso estimadas. Esta representación de error se diseña como un conjunto de modelos que describen el supuesto intervalo de errores. En esta realización particular, la función de criterio también contiene una operación de agregación que puede ser una suma, una suma ponderada, o una esperanza estadística en dicho conjunto de modelos.

En un ejemplo particular, la etapa de determinación de parámetros de filtro del controlador de precompensación de audio también se basa en ajustar parámetros de filtro del controlador de precompensación de audio para alcanzar una respuesta de frecuencia de magnitud objetivo del sistema de generación de sonido que incluye el controlador de precompensación de audio, en al menos un subconjunto de las  $M$  posiciones de medición.

A modo de ejemplo, la etapa de ajustar parámetros de filtro del controlador de precompensación de audio se basa en la evaluación de respuestas de frecuencia de magnitud en al menos un subconjunto de las  $M$  posiciones de medición y determinar después un modelo de fase mínima del sistema de generación de sonido que incluye el controlador de precompensación de audio.

Preferiblemente, en la etapa de estimación, para cada uno de al menos un subconjunto de las  $N$  entradas de altavoz, una respuesta de impulso en cada una de una pluralidad  $M$  de posiciones de medición se basa en un modelo que describe la respuesta dinámica del sistema de generación de sonido en las  $M$  posiciones de medición.

Tal como entiende un experto, el controlador de precompensación de audio puede crearse implementando los parámetros de filtro en una estructura de filtro de audio. La estructura de filtro de audio normalmente se incorpora entonces junto con el sistema de generación de sonido para permitir la generación de la respuesta de impulso objetivo en las  $M$  posiciones de medición en el entorno de escucha.

- 5 La tecnología propuesta puede usarse en muchas aplicaciones de audio. Por ejemplo, el sistema de generación de sonido puede ser un sistema de audio de automóvil o un sistema de audio de estudio móvil y el entorno de escucha puede ser parte de un automóvil o un estudio móvil. Otros ejemplos del sistema de generación de sonido incluyen un sistema de audio de cine-teatro, un sistema de audio de sala de conciertos, un sistema de audio en domicilio o un sistema de audio profesional, donde el entorno de escucha correspondiente forma parte de un cine-teatro, una sala de conciertos, un domicilio, un estudio, un auditorio o cualquier otro local.

Ahora se describirá en más detalle la tecnología propuesta con referencia a diversas realizaciones no limitativas, a modo de ejemplo.

Control de campo de sonido mediante precompensación dinámica lineal

15 Filtros lineales, sistemas dinámicos o modelos que pueden tener múltiples entradas y/o múltiples salidas se representan a continuación mediante matrices de función de transferencia y se indican mediante letras caligráficas en negrita, como por ejemplo  $\mathcal{H}(q^{-1})$  o simplemente  $\mathcal{H}$ . Un caso especial de una matriz de función de transferencia es una matriz que incluye sólo filtros de FIR como elementos. Tales matrices se denominarán matrices polinómicas y se indican mediante letras mayúsculas en cursiva y negrita, como por ejemplo  $\mathbf{B}(q^{-1})$  o simplemente  $\mathbf{B}$ . En este caso  $q^{-1}$  es el operador de desplazamiento hacia atrás que, cuando opera sobre una señal  $s(t)$ , da como resultado  $s(t - 1)$  es decir,  $q^{-1}s(t) = s(t - 1)$ . De manera similar,  $qs(t) = s(t + 1)$ . Cuando se evalúa una matriz racional o polinómica en el dominio de frecuencia, la variable compleja  $z$  o  $e^{j\omega}$  se cambia por  $q$ . Una matriz causal de los filtros de FIR (matriz polinómica)  $\mathbf{B}(q^{-1})$  opera sobre las señales de entrada que son actuales o pasadas con respecto al índice de tiempo actual  $t$ . Por tanto sólo tendrá elementos de matriz que son polinómicos en el operador de desplazamiento hacia atrás  $q^{-1}$ . De manera similar, un matriz polinómica  $\mathbf{B}(q, q^{-1})$  operará tanto sobre señales futuras como pasadas, mientras que  $\mathbf{B}(q)$  operará sólo sobre señales futuras. Un superíndice  $(\cdot)^T$  como por ejemplo  $\mathbf{B}^T(q^{-1})$ , o  $\mathbf{B}^T$ , significa transposición, y cuando se usa para un vector, una matriz racional o una a matriz polinómica significa que un vector de fila transpuesto se convierte en un vector de columna, y la fila  $j$ -ésima de una matriz racional o una matriz polinómica se convierte en la columna  $j$ -ésima de la misma matriz. De manera similar, un subíndice  $(\cdot)_*$  significa transposición conjugada compleja. Significa que el vector, la matriz racional o la matriz polinómica se someterá a transposición, tal como se explicó anteriormente, y sus elementos se conjugarán de manera compleja. Por ejemplo, una matriz racional  $\mathcal{F}(q^{-1})$  sometida a transposición conjugada compleja se indica  $\mathcal{F}^*(q)$ . Una matriz de identidad es una matriz constante con unos en la diagonal. Se indica  $\mathbf{I}$ , o  $\mathbf{I}_N$ , si la dimensión es  $N \times N$ . Otra matriz constante, por ejemplo,  $\mathbf{0}_N$  indica una matriz cero de dimensión  $N \times N$ . Además,  $\text{diag}\{F_1 \dots F_N\}^T$  indica una matriz diagonal con  $F_1 \dots F_N$  en la diagonal, mientras que  $\text{tr}\mathbf{P}$  indica la traza de la matriz  $\mathbf{P}$ , que es la suma de los elementos diagonales de  $\mathbf{P}$ .

35 El sistema de generación o reproducción de sonido que va a modificarse se representará como en la figura 2 mediante un modelo lineal, invariante en el tiempo y dinámico estable  $\mathcal{H}$  que describe la relación en tiempo discreto entre un conjunto de  $N$  señales de entrada  $\mathbf{u}(t)$  y un conjunto de  $M$  señales de salida modeladas  $\mathbf{y}(t)$ :

$$\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ \vdots \\ y_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{H}_{11} & \cdots & \mathcal{H}_{1N} \\ \vdots & & \vdots \\ \mathcal{H}_{M1} & \cdots & \mathcal{H}_{MN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(t) \\ \vdots \\ u_N(t) \end{bmatrix} = \mathcal{H}\mathbf{u}(t) \tag{1}$$

$$\mathbf{y}_m(t) = \begin{bmatrix} y_{m1}(t) \\ \vdots \\ y_{mM}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ \vdots \\ y_M(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_1(t) \\ \vdots \\ e_M(t) \end{bmatrix} = \mathbf{y}(t) + \mathbf{e}(t)$$

40 donde  $t$  es un número entero que representa un índice de tiempo discreto (se supone un tiempo de muestreo unitario, donde, por ejemplo,  $t+1$  significa un tiempo de muestra delante del tiempo  $t$ ) y la señal  $\mathbf{y}(t)$  es un vector de columna  $M$ -dimensional que representa la serie en el tiempo de presión de sonido modelada en las  $M$  posiciones de medición. El operador  $\mathcal{H}$  representa un modelo de la respuesta dinámica acústica, en forma de una matriz de función de transferencia. Es una matriz de dimensión  $M \times N$ , cuyos elementos son transformadas u operadores dinámicos lineales estables, por ejemplo, representados como filtros de FIR o filtros de IIR. Estos filtros determinan la respuesta  $\mathbf{y}(t)$  a un vector de entrada dependiente del tiempo  $N$ -dimensional  $\mathbf{u}(t)$ . Si el modelo de  $M \times N$   $\mathcal{H}$  contiene filtros de IIR como elementos, entonces puede escribirse en forma de la denominada descripción de

fracción de matriz (MFD derecha),

$$\mathcal{H}(q^{-1}) = \mathbf{B}(q^{-1})\mathbf{A}^{-1}(q^{-1}) \quad (2)$$

donde  $\mathbf{B}(q^{-1})$  y  $\mathbf{A}(q^{-1})$  son matrices polinómicas de dimensiones  $M \times N$  y  $N \times N$ , respectivamente [15]. La forma de MFD derecha, que se utilizará mucho en la siguiente descripción, incluye la matriz de filtro de FIR como caso especial ajustando la matriz de denominador a la matriz de identidad, es decir,  $\mathbf{A} = \mathbf{I}$ .

La matriz de función de transferencia  $\mathcal{H}$  representa el efecto de todo o una parte del sistema de generación de sonido o de reproducción de sonido, incluyendo cualquier compensador digital, convertidor digital-analógico, amplificador analógico, altavoz, cable preexistentes y la respuesta acústica de la sala. En otras palabras, la matriz de función de transferencia  $\mathcal{H}$  representa la respuesta dinámica de partes relevantes de un sistema de generación de sonido. La señal de entrada  $\mathbf{u}(t)$  al sistema, que es un vector de columna  $N$ -dimensional, puede representar señales de entrada a  $N$  cadenas individuales de amplificador-altavoz del sistema de generación de sonido. La señal  $\mathbf{y}_m(t)$  (indicando el subíndice "medición") es un vector de columna  $M$ -dimensional que representa la verdadera serie en el tiempo de sonidos (medida) en las  $M$  posiciones de medición y  $\mathbf{e}(t)$  representa ruido de fondo, reflexiones de sala no modeladas, efectos de una estructura de modelo incorrecta, distorsión no lineal y otras contribuciones no modeladas. Cada columna  $M$ -dimensional de  $\mathcal{H}$  representa entonces las  $M$  funciones de transferencia entre una de las  $N$  entradas de altavoz y las  $M$  posiciones de medición.

El modelo  $\mathcal{H}$  también puede incluir incertidumbres de modelo aditivas o multiplicativas, representadas en este caso mediante una matriz racional  $\Delta\mathcal{H}$ . Si, por ejemplo, las incertidumbres del modelo  $\Delta\mathcal{H}$  se parametrizan mediante matrices polinómicas con coeficientes aleatorios, entonces un modelo adecuado sería

$$\mathcal{H}(q^{-1}) = \mathcal{H}_0(q^{-1}) + \Delta\mathcal{H}(q^{-1}) \quad (3)$$

donde  $\mathcal{H}_0(q^{-1})$  es el modelo nominal y  $\Delta\mathcal{H}(q^{-1})$ , que está parametrizado parcialmente por variables aleatorias, constituye el modelo de incertidumbre. Al escribir las fracciones de matriz para  $\mathcal{H}(q^{-1})$  y  $\Delta\mathcal{H}(q^{-1})$ , la descomposición (3) de  $\mathcal{H}(q^{-1})$  se amplía a

$$\begin{aligned} \mathcal{H} &= \mathbf{B}_0\mathbf{A}_0^{-1} + \Delta\mathbf{B}\mathbf{B}_1\mathbf{A}_1^{-1} \\ &= (\mathbf{B}_0\mathbf{A}_1 + \Delta\mathbf{B}\mathbf{B}_1\mathbf{A}_0)(\mathbf{A}_0\mathbf{A}_1)^{-1} \\ &= (\hat{\mathbf{B}}_0 + \Delta\mathbf{B}\hat{\mathbf{B}}_1)(\mathbf{A}_0\mathbf{A}_1)^{-1} \triangleq \mathbf{B}\mathbf{A}^{-1} \end{aligned} \quad (4)$$

donde  $\hat{\mathbf{B}}_0 = \mathbf{B}_0\mathbf{A}_1$ ,  $\mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_1\mathbf{A}_0$ ,  $\mathbf{B} = \hat{\mathbf{B}}_0 + \Delta\mathbf{B}\hat{\mathbf{B}}_1$ , y  $\mathbf{A} = \mathbf{A}_0\mathbf{A}_1$ . Las matrices  $\mathbf{B}_0$ ,  $\Delta\mathbf{B}$  y  $\mathbf{B}$  son de dimensión  $M \times N$ , mientras que  $\mathbf{B}_1$ ,  $\mathbf{A}_0$ ,  $\mathbf{A}_1$  y  $\mathbf{A}$  son de dimensión  $N \times N$ . Las matrices  $\mathbf{B}_0$  y  $\mathbf{A}_0$  se refieren al modelo nominal  $\mathcal{H}_0$ , y los elementos de  $\Delta\mathbf{B}$  son polinómicos con variables estocásticas como coeficientes. Por motivos de simplicidad, se supondrá que estos coeficientes tienen significado de cero y varianza unitaria. El filtro  $\mathbf{B}_1\mathbf{A}_1^{-1}$  se usa para conformar la distribución espectral del modelo de incertidumbre estocástico. También puede usarse para adaptar varianzas de los coeficientes aleatorios diferentes de la unidad. En la secuencia de denominadores se supondrá  $\mathbf{A}_0$ ,  $\mathbf{A}_1$  y  $\mathbf{A}$ , por motivos de simplicidad, que son diagonales. Si el sistema se representa como en (3), entonces  $\mathcal{H}(q^{-1})$  puede considerarse como un conjunto de modelos, que describen una variedad de posibles errores en la respuesta medida del sistema. Para una introducción general al marco de modelado probabilístico anterior, se remite al lector a [27] y referencias en el mismo. El modelado de incertidumbres  $\Delta\mathcal{H}$  puede realizarse de muchos modos, y la formulación anterior es meramente un ejemplo de cómo puede llevarse a cabo y usarse de un modo sistemático.

Un objetivo general del control de campo de sonido es modificar la dinámica del sistema de generación de sonido representada por (1) en relación con una dinámica de referencia. Para este fin, se introduce una matriz de referencia (o en este caso, un vector de columna)  $\mathcal{D}$  de sistemas dinámicos:

$$\mathbf{y}_{\text{ref}}(t) = \begin{bmatrix} y_{\text{ref}1}(t) \\ \vdots \\ y_{\text{ref}M}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{D}_1 \\ \vdots \\ \mathcal{D}_M \end{bmatrix} w(t) = \mathcal{D}w(t) \quad (5)$$

donde  $w(t)$  es una señal que representa una fuente de sonido en directo o grabada, o incluso una señal de audio

digital generada artificialmente, que incluye señales de prueba usadas para diseñar el filtro. La señal  $w(t)$  puede representar, por ejemplo, un sonido grabado digitalmente, o una fuente analógica que se ha muestreado y digitalizado. En (5), la matriz  $\mathcal{D}$  es un vector de columna de transferencia estable de dimensión  $M \times 1$  que se supone que se conoce. Este sistema dinámico de tiempo discreto lineal ha de especificarse por el diseñador. Representa la

5 dinámica de referencia (dinámica objetivo deseada) del vector  $\mathbf{y}(t)$  en (1). En el sistema compensado, la señal  $w(t)$  representará una de la totalidad de  $L$  señales de fuente de entrada. Su efecto deseado en las  $M$  posiciones de medición se representa por los elementos  $\mathcal{D}_1, \dots, \mathcal{D}_M$  de  $\mathcal{D}$  en (5). El sistema  $\mathcal{D}$  puede incluir un conjunto de parámetros ajustables. Alternativamente, puede resultar afectado indirectamente por un conjunto de este tipo a través de su especificación.

10 Se supone que el controlador de precompensación de audio se realiza como un filtro de precompensación de tiempo discreto dinámico multivariable, indicado generalmente por  $\mathcal{R}$ , que genera un vector de señal de entrada  $\mathbf{u}(t)$  al sistema de reproducción de audio (1) basándose en el procesamiento dinámico lineal de la señal  $w(t)$ :

$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} u_1(t) \\ \vdots \\ u_N(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{R}_1 \\ \vdots \\ \mathcal{R}_N \end{bmatrix} w(t) = \mathcal{R}w(t) \quad (6)$$

15 Este controlador de precompensación de audio incluye un conjunto de parámetros ajustables. Estos parámetros deben permitir flexibilidad suficiente para modificar las propiedades dinámicas de entrada-salida del controlador, por ejemplo, permitiendo que algunos elementos de  $\mathcal{R}$ , o la totalidad de  $\mathcal{R}$  sea cero para el ajuste apropiado de los parámetros. Sin embargo, la optimización de  $\mathcal{R}$  debe restringirse a ajustes de parámetros que realizan un sistema dinámico estable de entrada-salida.

20 El objetivo de diseño será construir una matriz de función de transferencia estable  $\mathcal{R}$  de dimensión  $N \times 1$  que se diseña para generar un vector de señal de entrada  $\mathbf{u}(t)$  para el sistema de reproducción de audio (1) de manera que su salida de modelo compensado  $\mathbf{y}(t)$  se aproxima bien al vector de referencia  $\mathbf{y}_{ref}(t)$ , según un criterio especificado. Este objetivo se lograría si

$$\mathbf{y}(t) = \mathcal{H}\mathbf{u}(t) = \mathcal{H}\mathcal{R}w(t) \simeq \mathbf{y}_{ref}(t) = \mathcal{D}w(t) \quad (7)$$

El error de aproximación basado en el modelo correspondiente en las  $M$  posiciones de medición se representa por

$$25 \quad \boldsymbol{\varepsilon}(t) = \mathbf{y}_{ref}(t) - \mathbf{y}(t) = (\mathcal{D} - \mathcal{H}\mathcal{R})w(t). \quad (8)$$

El verdadero vector de error medido será entonces, por la figura 2 y (1),  $\mathbf{y}_{ref}(t) - \mathbf{y}_m(t) = \boldsymbol{\varepsilon}(t) - \mathbf{e}(t)$ . La aproximación (7) nunca puede hacerse exacta en la práctica con un número limitado  $N$  de altavoces, un gran número  $M$  de posiciones de medición y modelos dinámicos acústicos de banda ancha complicados en  $\mathcal{H}$ . La calidad de aproximación que puede lograrse depende de la naturaleza de la configuración de problema. Para un entorno acústico dado fijo, la

30 calidad de la aproximación puede mejorarse en general si se aumenta el número de canales de altavoz  $N$ . También puede mejorarse aumentando el número  $M$  de puntos de medición dentro de la región de escucha deseada, puesto que esto da un muestreo más denso y más preciso del campo de sonido en función del espacio. La ampliación de la región de escucha o la adición de regiones para un  $N$  fijo daría como resultado, en general, mayores errores de aproximación.

35 A continuación se explicará resumidamente un esquema para calcular una aproximación apropiada para el presente problema.

Un aspecto importante que ha de considerarse cuando se diseña un precompensador es la relación entre el retardo de propagación inicial del sistema que va a compensarse y el retardo de propagación inicial de la dinámica objetivo deseada. El retardo de propagación inicial de un sistema dinámico es el tiempo que tarda una señal en propagarse desde la entrada hasta la salida del sistema. En otras palabras, el retardo de propagación inicial viene dado por el instante de tiempo del primer coeficiente distinto de cero de la respuesta de impulso del sistema. Un sistema  $\mathcal{H}$  que

40 tiene un retardo de propagación inicial de  $d$  muestras puede escribirse por tanto como  $\mathcal{H} = q^{-d}\tilde{\mathcal{H}}$ , donde al menos uno de los elementos de  $\tilde{\mathcal{H}}$  tiene una respuesta de impulso que comienza con un coeficiente distinto de cero.

Considérese por ejemplo el sistema en la figura 2, y supóngase que  $\mathcal{H}$  tiene un retardo de propagación inicial  $d_1$  y  $\mathcal{D}$  tiene un retardo de propagación inicial  $d_0$ . Si  $d_1 > d_0$ , entonces no puede esperarse que un compensador causal  $\mathcal{R}$ , que usa sólo valores presentes y pasados de  $w(t)$ , funcione bien porque en el tiempo  $t$  la señal de referencia  $\mathbf{y}_{ref}(t)$  dependerá de los valores de señal  $w(t - d_0 - k)$  para  $k \geq 0$ , mientras que la salida  $\mathbf{y}(t)$  del sistema compensado dependerá solo de  $w(t - d_1 - k)$ , para  $k \geq 0$ , es decir, la señal de referencia depende de datos más recientes que los

que pueden producirse en la salida del sistema. El compensador tiene como objetivo dirigir  $\mathbf{y}(t)$  hacia la referencia  $\mathbf{y}_{ref}(t)$ , pero debido a la diferencia de retraso de tiempo entre  $\mathcal{H}$  y  $\mathcal{D}$ , la acción de la señal de control  $\mathbf{u}(t)$  en la salida de siempre llegará al menos  $d_1 - d_0$  muestras más tarde de lo necesario. Con el fin de que el compensador funcione bien en un caso de este tipo, tendría que ser no causal, es decir, tendría que poder predecir al menos  $d_1 - d_0$  valores futuros de la señal  $w(t)$ . Si la relación entre los retardos iniciales es opuesta, es decir, si  $d_1 < d_0$ , entonces el compensador funcionará considerablemente mejor porque mediante el conocimiento de  $\mathcal{D}$  y  $w(t)$ , el compensador tiene la posibilidad de predecir valores futuros de la señal de referencia. Por tanto, el compensador puede comenzar a actuar sobre la dinámica de  $\mathcal{H}$  mediante  $d_0 - d_1$  muestras de antemano, de tal modo que la salida  $\mathbf{y}(t)$  se dirige más eficazmente hacia la referencia  $\mathbf{y}_{ref}(t)$ .

5  
10 Por tanto, en general es posible mejorar el rendimiento de un precompensador garantizando que el retardo inicial de la dinámica objetivo  $\mathcal{D}$  es lo suficientemente grande en comparación con el retardo inicial del sistema  $\mathcal{H}$ . Por ejemplo, esto puede obtenerse añadiendo un retardo en masa global  $q^{-d_0}$  al objetivo, de modo que  $\mathcal{D} = q^{-d_0} \tilde{\mathcal{D}}$  donde  $\tilde{\mathcal{D}}$  es la dinámica objetivo deseada original, y  $d_0$  es mayor o igual que el retardo de propagación inicial de  $\mathcal{H}$ .

15 Sin embargo, para los fines de reproducción de audio, permitir un gran retardo en masa  $q^{-d_0}$  en el objetivo puede ser problemático. Por otra parte, en general es cierto que un gran retardo en masa en la dinámica objetivo es útil para reducir el error de reproducción promedio, por ejemplo,  $E\{\|\mathbf{y}_{ref}(t) - \mathbf{y}(t)\|_2^2\}$ . Por otra parte, tal como se describió anteriormente, un gran retardo en masa en el objetivo permite que el compensador actúe sobre el sistema de modo predictivo, es decir, la salida  $\mathbf{y}(t)$  puede depender de los datos  $w(t)$  que están "en el futuro" en comparación con los datos que constituyen la señal  $\mathbf{y}_{ref}(t)$ . Puesto que el error de reproducción  $\mathbf{y}_{ref}(t) - \mathbf{y}(t)$  no es necesariamente cero, este comportamiento predictivo puede producir errores que se perciben como pre-ecos en el sistema compensado. Técnicamente, significa que la respuesta de impulso del sistema compensado contiene energía de sonido que llega antes del retardo en masa deseado  $d_0$ . Especialmente para sonidos impulsivos y transitorios, los errores de pre-eco se perciben por los seres humanos como poco naturales y muy molestos, y por tanto deben evitarse si es posible. En el ejemplo anterior, la duración del intervalo de tiempo donde pueden producirse errores de pre-eco se determina por la diferencia entre los retardos de propagación inicial de  $\mathcal{H}$  y  $\mathcal{D}$ . Por tanto es de interés usar un retardo en masa que es lo suficientemente grande como para permitir que el compensador funcione apropiadamente, pero no tan grande que el compensador pueda producir errores de pre-eco audibles. En otras palabras, para minimizar los efectos de pre-eco debe usarse  $d_1 \leq d_0$  en el ejemplo anterior, estando  $d_1$  tan cerca de  $d_0$  como sea posible.

25 Sin embargo, se conoce bien que un gran retardo en masa objetivo (también denominado retardo de modelado o retraso de suavizado) puede mejorar el rendimiento considerablemente cuando el sistema que va a compensarse contiene distorsión de fase no mínima. Además, para el caso de un solo canal, existe un método para la compensación de la distorsión de fase no mínima y que no produce pre-ecos [4, 5, 6]. El método en cuestión usa un gran retardo en masa objetivo  $q^{-d_0}$  en combinación con un filtro de todo paso no causal  $\mathcal{F}_*(q)$  que compensa la distorsión de fase no mínima que es común a todas las posiciones espaciales. Si el retardo  $d_0$  es lo suficientemente grande, entonces el filtro no causal resultante  $q^{-d_0} \mathcal{F}_*(q)$  puede aproximarse con un filtro de FIR causal, que se incluye como una parte fija del compensador. Una vez que se ha diseñado  $q^{-d_0} \mathcal{F}_*(q)$ , se diseña un compensador causal y estable óptimo  $\mathcal{R}_1$  para el sistema aumentado  $\tilde{\mathcal{H}} = q^{-d_0} \mathcal{F}_*(q) \mathcal{H}$ , cuyo retardo de propagación inicial es  $d_0$ . Cuando se diseña el filtro causal  $\mathcal{R}_1$ , todavía se usa un retardo en masa de  $d_0$  en el objetivo, lo que significa que los retardos de propagación inicial del sistema aumentado  $\tilde{\mathcal{H}}$  y el objetivo  $\mathcal{D}$  son idénticos. Por tanto, el filtro causal  $\mathcal{R}_1$  no añade ningún pre-eco al sistema.

30 El método anterior para compensación de un solo canal sin pre-ecos también puede aprovecharse en el diseño de compensadores multicanal, como etapa de "pre-acondicionamiento", en la que los canales individuales del sistema se corrigen con respecto a una distorsión de fase antes de que se diseñe el compensador multicanal. Ampliando este enfoque, se diseña un compensador de fase de un solo canal  $q^{-(d_0-d_j)} \mathcal{F}_{j*}(q)$ ,  $j = 1, \dots, N$ , para cada uno de los  $N$  altavoces del sistema, y entonces se coloca un bloque de  $N$  canales diagonal de filtros entre el sistema de  $N$  canales  $\mathcal{H}$  y el compensador de  $N$  canales causal óptimo que va a diseñarse. Es decir, el sistema que va a compensarse se convierte en

$$\tilde{\mathcal{H}}(q^{-1}) = \mathcal{H}(q^{-1}) \tilde{\Delta}(q^{-1}) \mathcal{F}_*(q) \quad (9)$$

donde  $\tilde{\Delta}(q^{-1})$  y  $\mathcal{F}_*(q)$  son matrices  $N \times N$  diagonales dadas por

$$\begin{aligned}\tilde{\Delta}(q^{-1}) &= \text{diag} \left( [q^{-(d_0-d_1)} \dots q^{-(d_0-d_N)}]^T \right) \\ \mathcal{F}_*(q) &= \text{diag} \left( [\mathcal{F}_{1*}(q) \dots \mathcal{F}_{N*}(q)]^T \right).\end{aligned}\tag{10}$$

Los valores de retardos extra  $d_1, \dots, d_N$  anteriores pueden usarse para el ajuste de la relación entre el retardo de propagación inicial del sistema objetivo  $\mathcal{D}$  y los retardos de propagación inicial de los  $N$  canales de altavoz (es decir, los retardos de propagación inicial de las columnas de  $\mathcal{H}$ ).

## 5 Modelado acústico

Las respuestas de impulso acústicas de la sala de cada uno de  $N$  altavoces se estiman a partir de mediciones en  $M$  posiciones que se distribuyen a lo largo de la región espacial de las posiciones de oyente deseadas. Se recomienda que el número de posiciones de medición  $M$  sea mayor que el número de altavoces  $N$ . Las respuestas acústicas dinámicas pueden estimarse entonces enviando señales de prueba desde los altavoces, un altavoz cada vez, y registrando las señales acústicas resultantes en todas las  $M$  posiciones de medición. Las señales de prueba tales como ruido blanco o de color o sinusoides de barrido pueden usarse para este fin. Entonces pueden estimarse modelos de las respuestas dinámicas lineales desde un altavoz hasta  $M$  salidas en forma de filtros de FIR o IIR con una entrada y  $M$  salidas. Pueden usarse diversas técnicas de identificación de sistema tales como el método de mínimos cuadrados o las técnicas basadas en la transformada de Fourier para este fin. El procedimiento de medición se repite para todos los altavoces, dando como resultado finalmente un modelo  $\mathcal{H}$  que se representa mediante una matriz de  $M \times N$  de modelos dinámicos. El modelo de múltiples entradas – múltiples salidas (MIMO) puede representarse alternativamente mediante una descripción de espacio de estado.

Un ejemplo de un modelo de MIMO, matemáticamente conveniente, aunque muy general, para representar un sistema de reproducción de sonido es por medio de MFD derecha con denominador diagonal,

$$\begin{aligned}\mathcal{H}(q^{-1}) &= \mathbf{B}(q^{-1})\mathbf{A}^{-1}(q^{-1}) \\ &= \begin{bmatrix} B_{11}(q^{-1}) & \dots & \dots & B_{1N}(q^{-1}) \\ \vdots & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ B_{M1}(q^{-1}) & \dots & \dots & B_{MN}(q^{-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1(q^{-1}) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & A_N(q^{-1}) \end{bmatrix}^{-1},\end{aligned}\tag{11}$$

que es el tipo de MFD que se utilizará a continuación. Puede obtenerse un modelo incluso más general si se permite que la matriz  $\mathbf{A}(q^{-1})$  sea una matriz polinómica completa, y en principio no hay nada que prohíba el uso de una estructura de este tipo. Sin embargo, a continuación se seguirá la estructura (11), ya que permite una derivación matemática más transparente del controlador óptimo. Obsérvese que  $\mathcal{H}$ , tal como se define en (11), puede incluir una parametrización que describe incertidumbres y errores de modelo, tal como se facilita por ejemplo mediante (4).

## Selección de altavoces primarios y de soporte

Para un sistema de reproducción de sonido dado, va a diseñarse un controlador de precompensación con el objetivo de mejorar la reproducción acústica de  $L$  señales de fuente por al menos un altavoz físico. Mejorar la reproducción acústica significa que la respuesta de impulso de un altavoz físico, tal como se mide en varios puntos, se altera por el compensador de tal manera que se minimiza su desviación con respecto a una respuesta objetivo ideal especificada.

Con el fin de obtener un compensador que sea más general que los compensadores de un solo canal existentes, el presente diseño se realiza según las menores restricciones posibles en relación con las estructuras de filtro y cómo se usan los altavoces. Las únicas restricciones planteadas en el compensador son la linealidad, la causalidad y la estabilidad. La restricción de compensadores de un solo canal, es decir, la restricción de que cada una de las  $L$  señales de fuente puede procesarse únicamente por un solo filtro y distribuirse únicamente a una entrada de altavoz, se relaja en este caso. Por tanto, se permite que el compensador asociado con cada una de las  $L$  señales de fuente consista en más de un filtro, produciendo al menos una, pero posiblemente varias, versiones procesadas de la señal de fuente, que va a distribuirse a al menos uno, pero posiblemente a varios, altavoces.

Se supone en este caso que las  $L$  señales de fuente se han producido teniendo en cuenta cierta distribución de altavoces física deseada particular. Se dispone que esta distribución consiste en como mucho  $L$  altavoces, y se pretende que cada una de las  $L$  señales de fuente se alimente en como mucho una entrada de altavoz. Por ejemplo, se pretende que se reproduzca un formato de fuente de audio establecido tal como estéreo de dos canales ( $L = 2$ ) a través de un par de altavoces colocados simétricamente delante del oyente, donde el primer canal de fuente se

alimenta al altavoz izquierdo y el segundo canal de fuente se alimenta al altavoz derecho. Otro formato de fuente es sonido envolvente 5.1 que consiste en seis canales de audio en total ( $L = 6$ ) que se pretende que reproduzcan en un modo de uno a uno (es decir, sin mezclado cruzado de canales) a través de cinco altavoces y un altavoz de graves. En el caso de que las señales de fuente sean el resultado de algún algoritmo de mezclado ascendente (por ejemplo un algoritmo que produce un material de sonido envolvente 5.1 de seis canales de un registro estéreo de dos canales), se asociará  $L$  con el número de canales en el material mezclado ascendente (es decir, en el ejemplo de mezclado ascendente de estéreo con sonido envolvente 5.1, se usará  $L = 6$  en lugar de  $L = 2$ ). En el caso de mezclado descendente, es decir, cuando dos o más de las  $L$  señales de fuente se alimentan en la misma entrada de altavoz, se tiene la situación de una distribución de altavoces deseada con menos de  $L$  altavoces.

5 Tal como se ha mencionado anteriormente, se quiere construir un compensador que permita usar los altavoces de un sistema más libremente. Sin embargo, el objetivo del diseño del compensador es hacer que el rendimiento de reproducción de la distribución de altavoces deseada original sea lo mejor posible. Para conseguir esto se distinguirá, para cada una de las  $L$  señales de entrada de fuente, entre qué altavoz pertenece a esa señal de fuente particular en la distribución deseada original (este altavoz se denomina a partir de ahora el altavoz principal de la señal de fuente correspondiente), y que altavoces adicionales (denominados a partir de ahora altavoces de soporte) se usan por el compensador para mejorar el rendimiento del altavoz principal.

10 Supóngase que se tienen  $L$  señales de entrada de fuente y un sistema de  $N$  altavoces en total. Entonces, para cada una de las  $L$  señales de entrada de fuente debe haber un altavoz principal asociado. Entre los  $N - 1$  altavoces restantes, se elige entonces un conjunto de  $S$  altavoces de soporte, donde  $1 \leq S \leq N - 1$ , que van a usarse por el compensador para mejorar el rendimiento del altavoz principal.

15 Recuérdese que si el sistema de sonido se representa por un modelo de matriz de función de transferencia, como por ejemplo en (1), entonces cada columna de  $\mathcal{H}$  representa la respuesta acústica de un altavoz en  $M$  posiciones de medición. Por tanto, una de las columnas de  $\mathcal{H}$  contiene las respuestas del altavoz principal, y el resto de las columnas contienen las respuestas de los  $S$  altavoces de soporte. Por tanto, en un diseño particular de un compensador una de las  $L$  entradas de fuente, el modelo acústico  $\mathcal{H}$  contiene  $1+S$  columnas, y el compensador resultante tiene una entrada y  $1+S$  salidas, donde  $1+S$  puede ser menor de  $N$ , dependiendo de cuántos altavoces de soporte se eligieron para esa entrada de fuente particular. Debe observarse también que no es necesario usar el mismo conjunto de altavoces repetidamente cuando los compensadores se diseñan para las  $L - 1$  entradas de fuente restantes. Por tanto, el número  $S$  de altavoces de soporte usado por el compensador puede no ser el mismo que para todas las  $L$  entradas de fuente.

#### Definición de campo de sonido objetivo

20 El objetivo de la precompensación de altavoz no es generar un campo de sonido arbitrario en una sala, sino mejorar la respuesta acústica de un altavoz físico existente. Por tanto, el campo de sonido objetivo que va a definirse para una particular (de  $L$ ) señales de fuente de entrada está altamente determinado por las características del altavoz principal asociado con esa señal de fuente de entrada. El siguiente ejemplo es una ilustración de cómo puede especificarse un campo de sonido objetivo para un altavoz principal específico.

25 Supóngase que el sistema de sonido en cuestión se mide en  $M$  posiciones y se representa con una matriz de función de transferencia como en (1). Además, supóngase que la columna  $j$ -ésima de  $\mathcal{H}$  representa las respuestas de impulso del altavoz principal considerado. Entonces puede especificarse un campo de sonido objetivo en forma de un vector de columna  $M \times 1$  de funciones de transferencia,  $\mathcal{D}$  como en (5). Normalmente, el campo de sonido objetivo debe especificarse como una versión idealizada de las respuestas de impulso medidas del altavoz principal. Un ejemplo de cómo puede diseñarse un conjunto idealizado de este tipo de respuestas de impulso es usar impulsos unitarios retardados como elementos en  $\mathcal{D}$ , es decir, dejar que el elemento  $i$ -ésimo  $\mathcal{D}_i$  de  $\mathcal{D}$  se defina como  $\mathcal{D}_i(q^{-1}) = q^{-d_0 - \Delta_i}$ , donde  $\Delta_i$  es el retardo de propagación inicial del elemento  $i$ -ésimo de la columna  $j$ -ésima de  $\mathcal{H}$ , es decir,

$$\mathcal{D}(q^{-1}) = q^{-d_0} \begin{bmatrix} q^{-\Delta_1} \\ \vdots \\ q^{-\Delta_M} \end{bmatrix} \quad (12)$$

30 La respuesta objetivo en (12) es una versión idealizada de la respuesta de impulso del altavoz principal, en el sentido de que representa una onda sonora cuya propagación a través del espacio (es decir, a lo largo de las  $M$  posiciones de medición) es similar a la del altavoz principal, pero en el dominio de tiempo, la forma de la onda sonora objetivo es de tipo impulso y no contiene ecos de sala. Los retardos  $\Delta_1, \dots, \Delta_M$  pueden determinarse detectando el retraso de tiempo correspondiente al primer coeficiente de magnitud no despreciable en cada una de las respuestas de impulso en la columna  $j$ -ésima de  $\mathcal{H}$ . El retardo en masa común extra  $d_0$  es opcional, pero debe incluirse preferiblemente si se usa un compensador de fase diagonal con un retraso  $d_0$ , tal como se sugiere en (9),

(10).

Si hay más de una señales de fuente de entrada, es decir, si  $L > 1$ , entonces se define un campo de sonido objetivo para cada una de las  $L$  fuentes de señal que han de reproducirse por el sistema de sonido.

5 Si por algún motivo, los retardos de propagación  $\Delta_1 \dots, \Delta_M$  no puede detectarse apropiadamente, son ambiguos o son difíciles de definir de algún modo, entonces puede introducirse cierta variabilidad controlada en el objetivo  $\mathcal{D}$ . Por ejemplo, los retardos  $\Delta_1 \dots, \Delta_M$  pueden ajustarse dentro de límites prescritos. Tal flexibilidad del objetivo puede ayudar a lograr una mejor aproximación al objetivo seleccionado, mejores valores de criterio y mejor calidad de audio percibida. Este tipo de flexibilidad puede utilizarse ajustando los parámetros del objetivo  $\mathcal{D}$  y los parámetros del filtro de precompensación de manera iterativa.

10 Definición del criterio de optimización

Para obtener técnicas analíticas para diseñar filtros de precompensación de audio es conveniente introducir un criterio escalar que va a optimizarse con respecto a los parámetros ajustables. Un ejemplo de un criterio adecuado consiste en una suma o una suma ponderada de potencias de la diferencia entre la señal objetivo  $y_{ref}(t)$  y la señal compensada  $y(t)$  en todos los  $M$  puntos de medición. La diferencia se denominará, en la secuela, el error de aproximación, o simplemente el error, y el error ponderado respectivamente, que se representan por

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\varepsilon}(t) &= \mathbf{y}_{ref}(t) - \mathbf{y}(t) = \mathcal{D}w(t) - \mathcal{H}u(t) \\ \mathbf{z}_1(t) &= [z_{11}(t) \cdots z_{1M}(t)]^T = \mathbf{V}\boldsymbol{\varepsilon}(t). \end{aligned} \quad (13)$$

20 Véanse las ecuaciones (1), (5) y (8) anteriores. El error ponderado  $\mathbf{z}_1(t)$  se rige por la matriz polinómica  $\mathbf{V}$  de dimensión  $M \times M$ , que puede ser una matriz completa, una matriz diagonal o simplemente una matriz constante, dependiendo de en qué intervalos de frecuencia debe enfatizarse el error. Si  $\mathbf{V} = \mathbf{I}$ , es decir, la matriz de identidad, que es diagonal con las de la diagonal, entonces no se aplica ponderación al error. Opcionalmente, pueden añadirse potencias ponderadas de las  $N$  señales de salida de precompensador de audio,  $u(t)$ , véase (6), al criterio. Las señales de salida de precompensador ponderadas se denominarán a partir de ahora términos de penalización, y se representan por

$$\mathbf{z}_2(t) = [z_{21}(t) \cdots z_{2M}(t)]^T = \mathbf{W}u(t), \quad (14)$$

25 donde  $\mathbf{W}$  es una matriz polinómica de dimensión  $N \times N$ . La matriz polinómica  $\mathbf{W}$  puede ser una matriz completa, puede ser diagonal con filtros de FIR en la diagonal, o puede ser simplemente la matriz de identidad, dependiendo de cómo y en qué intervalos de frecuencia se penalicen las señales de precompensador. Si no se requiere ponderación de la penalización, entonces  $\mathbf{W}$  será simplemente la matriz de identidad.

30 Si, por ejemplo,  $V(q^{-1})$  y  $W(q^{-1})$  son diagonales con elementos diagonales indicados por  $V_i(q^{-1})$  y  $W_j(q^{-1})$ , ( $i = 1, \dots, M$ ;  $j = 1, \dots, N$ ), respectivamente, entonces con los términos ponderados  $\mathbf{z}_1(t)$  y  $\mathbf{z}_2(t)$  definidos igual que anteriormente, un ejemplo de un criterio adecuado sería

$$\begin{aligned} J &= \bar{E}\left\{ \sum_{i=1}^M E|z_{1i}(t)|^2 + \sum_{j=1}^N E|z_{2j}(t)|^2 \right\} \\ &= \bar{E}\left\{ \sum_{i=1}^M E|V_i \varepsilon_i(t)|^2 + \sum_{j=1}^N E|W_j u_j(t)|^2 \right\} \\ &= \bar{E}\{ \text{tr } E[(\mathbf{V}\mathbf{y})(\mathbf{V}\mathbf{y})^T] \} + \text{tr } E[(\mathbf{W}\mathbf{u})(\mathbf{W}\mathbf{u})^T] \\ &= \bar{E}\{ \|\mathbf{V}(\mathcal{D} - \mathcal{H}\mathcal{R})w(t)\|_2^2 + \|\mathbf{W}\mathcal{R}w(t)\|_2^2 \}. \end{aligned} \quad (15)$$

35 En este caso, la esperanza estadística  $E$  se considera con respecto a la señal  $w(t)$ , mientras que la esperanza estadística  $\bar{E}$  se considera con respecto a parámetros de modelo de incertidumbre en  $\mathcal{H}$ , por ejemplo,  $\Delta B$  en (4), si se ha seleccionado una descripción de modelo estadístico de este tipo. La última igualdad de (15) representa el valor esperado, con respecto a los parámetros de incertidumbre del modelo en  $\mathcal{H}$ , de la norma 2 cuadrada (en (15),

la norma 2 cuadrada se indica como  $\|\bullet\|_2^2$ ) de un proceso aleatorio. Las expresiones son todas ellas equivalentes siempre que  $V(q^{-1})$  y  $W(q^{-1})$  sean diagonales. La tercera igualdad en (15) puede generalizarse a matrices que tienen filtros de FIR en todos los elementos.

Como ejemplo, considérese (15) siendo  $V(q^{-1})$  y  $W(q^{-1})$  diagonales con filtros de FIR en la diagonal. Si todos los elementos diagonales de  $V(q^{-1})$  son filtros de paso bajo, entonces significa que se priorizará la alta recisión (error pequeño) a bajas frecuencias. De manera similar, si los elementos de  $W(q^{-1})$  son filtros de paso alto, entonces se penalizarán los contenidos de alta frecuencia de la salida de filtro de precompensación de audio (es decir, contribuyen más al valor de criterio) que los contenidos de baja frecuencia. Por tanto, un filtro de precompensación de audio que se esfuerza en minimizar el criterio realizará sus esfuerzos a bajas frecuencias. Mediante la selección de filtros diferentes para señales de precompensación y error diferentes, un diseñador puede sopesar las diferentes salidas de altavoz entre sí. En el caso especial en que todos los filtros de FIR sean únicos, no se realiza ponderación. Por tanto, las matrices polinómicas de ponderación  $V(q^{-1})$  y  $W(q^{-1})$  ofrecen flexibilidad considerable en el diseño para lograr un error lo más pequeño posible en los intervalos de frecuencia de interés mientras que al mismo tiempo usan la potencia de señal de precompensación acertadamente.

Es evidente que si  $V(q^{-1})$  es diagonal, entonces la primera suma a la derecha del criterio (15) representa una suma ponderada con respecto a las  $M$  posiciones de medición de potencias de diferencias entre las respuestas de impulso estimadas compensadas, representadas por los elementos de  $\mathcal{HR}$ , y las respuestas de impulso objetivo, representadas por elementos de  $\mathcal{D}$ , donde la ponderación se realiza mediante la matriz polinómica  $V(q^{-1})$  y mediante las propiedades espectrales de la señal  $w(t)$ . Se obtendría una ponderación igual de todas las componentes del vector de error  $\varepsilon(t)$  si se usa una matriz unitaria  $V(q^{-1}) = I$  y si la señal  $w(t)$  es un ruido blanco.

Diseño de controlador óptimo

El criterio (15), que constituye una norma 2 cuadrada, u otras formas de criterios, basadas por ejemplo en otras normas, puede optimizarse de varios modos con respecto a los parámetros ajustables del precompensador  $\mathcal{R}$ . También es posible imponer restricciones estructurales en el precompensador, tal como por ejemplo, requerir que sus elementos sean filtros de FIR de determinados órdenes fijos, y luego realizar optimización de los parámetros ajustables según estas restricciones. Una optimización de este tipo puede realizarse con técnicas adaptativas, o mediante el uso de métodos de diseño de filtro de FIR de Wiener. Sin embargo, puesto que todas las restricciones estructurales conducen a un espacio de solución restringido, el rendimiento que puede obtenerse será inferior en comparación con formulaciones de problema sin tales restricciones. Por tanto, la optimización debe realizarse preferiblemente sin restricciones estructurales en el precompensador, excepto por la causalidad del precompensador y la estabilidad del sistema compensado. Con el problema de optimización indicado anteriormente, el problema se convierte en un problema de diseño gaussiano cuadrático lineal (LQG) para el compensador de prealimentación multivariable  $\mathcal{R}$ .

La teoría cuadrática lineal proporciona controladores, o precondensadores, lineales óptimos, para sistemas lineales y criterios cuadráticos, véase por ejemplo, [1, 19, 20, 31]. Si se supone que las señales implicadas son gaussianas, entonces puede demostrarse que el precompensador de LQG, obtenido optimizando el criterio (15) es óptimo, no sólo entre todos los controladores lineales, sino también entre todos los controladores no lineales, véase por ejemplo, [1]. Por tanto, la optimización del criterio (15) con respecto a los parámetros ajustables de  $\mathcal{R}$ , con la restricción de causalidad de  $\mathcal{R}$  y estabilidad del sistema compensado  $\mathcal{HR}$ , es muy general. Suponiéndose que  $\mathcal{H}$  y  $\mathcal{D}$  son estables, la estabilidad del sistema compensado, u operador de transferencia de error,  $\mathcal{D} - \mathcal{HR}$ , es por tanto equivalente a la estabilidad del controlador  $\mathcal{R}$ .

Ahora se presentará el precompensador óptimo de LQG para el problema definido por las ecuaciones (1) - (14) y el criterio (15). La solución se da en operador de transferencia, o forma de función de transferencia, usando matrices polinómicas. Las técnicas para derivar tales soluciones se han presentado por ejemplo en [31]. Alternativamente, la solución puede derivarse por medio de técnicas de espacio de estado y la solución de las ecuaciones de Riccati, véase por ejemplo, [1, 20].

Ecuaciones de diseño de matriz polinómica para optimizar precompensadores

Sea el sistema descrito por el modelo (1) con  $\mathcal{H}$  parametrizado como en (3) y (4). Si no se usa ningún modelado de incertidumbre, entonces se establecerá  $\Delta B = 0$  y se obtendrá  $\mathcal{H} = B_0 A_0^{-1} = B A^{-1}$ . Además, sea el campo de sonido objetivo en las  $M$  posiciones de medición representado por  $\mathcal{D} = D/E$ , es decir,

$$\mathcal{D} = \begin{bmatrix} \mathcal{D}_1 \\ \vdots \\ \mathcal{D}_M \end{bmatrix} = \mathcal{D} \frac{1}{E} = \begin{bmatrix} D_1 \\ \vdots \\ D_M \end{bmatrix} \frac{1}{E} \tag{16}$$

donde  $E(q^{-1})$  es o bien igual a uno o bien es un polinomio de fase mínima escalar.

Si se desea un rendimiento de compensador posible máximo, con la restricción de que han de evitarse artefactos de

pre-eco, entonces se realizará preferiblemente una compensación de fase individual y una alineación de retardo en el tiempo de los altavoces implicados antes de las optimizaciones del precompensador. Tales compensaciones de fase pueden diseñarse según los principios descritos en [5], [6]. Con el fin de obtener un rendimiento máximo a la vez que se restringe que la solución no incluya ningún artefacto de pre-eco, debe incluirse un filtro de compensación

- 5 de fase de todo paso  $q^{-(d_0-d_j)}\mathcal{F}_{j*}(q) = q^{-(d_0-d_j)}\bar{F}_{j*}/F_{j*}$ , uno para cada uno de los  $N$  altavoces, en cada una de las  $N$  trayectorias de señal entre el sistema  $\mathcal{H}$  y el controlador  $\mathcal{R}$ , y el objetivo debe contener entonces un retardo inicial de  $d_0$  muestras, es decir,

$$\mathcal{D} = \begin{bmatrix} \tilde{D}_1 \\ \vdots \\ \tilde{D}_M \end{bmatrix} \frac{q^{-d_0}}{E} \quad (17)$$

- 10 donde al menos uno de los polinomios  $\tilde{D}_1(q^{-1}), \dots, \tilde{D}_M(q^{-1})$  tiene un coeficiente de principal distinto de cero. En este caso se elegirá que los filtros de todo paso  $q^{-(d_0-d_j)}\mathcal{F}_{j*}(q), j = 1, \dots, N$  se consideren una parte fija del sistema.

Se introduce la matriz polinómica de retardo  $\tilde{\Delta}(q^{-1})$  y la matriz racional de todo paso  $\mathcal{F}(q^{-1})$ , respectivamente, tal como sigue

$$\begin{aligned} \tilde{\Delta}(q^{-1}) &= \text{diag} \left( [q^{-(d_0-d_1)} \dots q^{-(d_0-d_N)}]^T \right) \\ \mathcal{F}(q^{-1}) &= \text{diag} \left( \begin{bmatrix} \bar{F}_1(q^{-1}) & \dots & \bar{F}_N(q^{-1}) \\ F_1(q^{-1}) & \dots & F_N(q^{-1}) \end{bmatrix}^T \right). \end{aligned} \quad (18)$$

- 15 En este caso,  $\text{diag}(\cdot)$  indica una matriz diagonal con los elementos del vector en la diagonal,  $(\cdot)^T$  significa la transposición del mismo vector, mientras que  $\bar{F}_j(q^{-1})$  es el polinomio recíproco de  $F_j(q^{-1})$ , es decir, los ceros de  $\bar{F}_j(z^{-1})$  están en ubicaciones especulares, con respecto al círculo unitario, a los de  $F_j(z^{-1})$ . La matriz racional  $\mathcal{F}(q^{-1})$  se construye en este caso a partir de ceros de exceso de fase que son comunes a través de las funciones de transferencia de cada uno de los  $N$  altavoces para todas las  $M$  posiciones de medición. Es decir, se supone que los elementos  $B_{1j}, \dots, B_{Mj}$  de la columna  $j$ -ésima de  $B$  en (4) comparten un factor de exceso de fase común  $\bar{F}_j(q^{-1})$ .

- 20 Tal como se explicó anteriormente,  $d_0$  en (18) es el retardo inicial deseado del sistema compensado en fase, mientras que  $d_j, j = 1, \dots, N$  son retardos individuales que pueden usarse para adaptar desviaciones individuales en distancias entre los diferentes altavoces. Puesto que  $\tilde{\Delta}(q^{-1})$  y  $\mathcal{F}(q^{-1})$ , o de manera equivalente, su transposición conjugada compleja, indicado en este caso como  $\mathcal{F}_*(q)$ , son fijos y se conocen, pueden considerarse factores de un sistema aumentado representado como,

$$\begin{aligned} \tilde{\mathcal{H}}(q^{-1}) &\triangleq \mathcal{H}(q^{-1})\tilde{\Delta}(q^{-1})\mathcal{F}_*(q) \\ &= \mathbf{B}(q^{-1})\tilde{\Delta}(q^{-1})\mathcal{F}_*(q)\mathbf{A}^{-1}(q^{-1}) \\ &= (\hat{\mathbf{B}}_0(q^{-1}) + \Delta\mathbf{B}(q^{-1})\hat{\mathbf{B}}_1(q^{-1}))\tilde{\Delta}(q^{-1})\mathcal{F}_*(q)\mathbf{A}^{-1}(q^{-1}) \\ &= (\tilde{\mathbf{B}}_0(q^{-1}) + \Delta\mathbf{B}(q^{-1})\tilde{\mathbf{B}}_1(q^{-1}))\mathbf{A}^{-1}(q^{-1}) \\ &= \tilde{\mathbf{B}}(q^{-1})\mathbf{A}^{-1}(q^{-1}). \end{aligned} \quad (19)$$

- 25 donde  $\tilde{\mathbf{B}}(q^{-1}) = \mathbf{B}(q^{-1})\tilde{\Delta}(q^{-1})\mathcal{F}_*(q)$  es todavía una matriz polinómica (es decir, no una matriz racional), debido a la cancelación de factores entre  $B$  y  $\mathcal{F}_*$ . La segunda igualdad de (19) se permite porque  $A$ ,  $\tilde{\Delta}$  y  $\mathcal{F}_*$  son diagonales, véase (4), (11) y (18).

- 30 Dado el sistema  $\tilde{\mathcal{H}}(q^{-1})$  anterior, con la matriz polinómica de retardo conocida y fija  $\tilde{\Delta}(q^{-1})$ , la matriz racional de todo paso  $\mathcal{F}_*(q)$ , y suponiendo que la señal  $w(t)$  es una secuencia de ruido blanco de varianza unitaria media cero,

entonces el compensador de LQG óptimo  $\mathcal{R}(q^{-1})$ , libre de artefactos de pre-eco, que minimiza el criterio (15) con la restricción de causalidad y estabilidad, se obtiene como,

$$\mathcal{R} = A\beta^{-1}Q\frac{1}{E} \quad (20)$$

Donde la matriz polinómica  $N|N\beta(q^{-1})$  es el único factor<sup>1</sup> espectral derecho estable definido por

$$5 \quad \beta_*\beta = \check{B}_{0*}V_*V\check{B}_0 + A_*W_*WA + \check{B}_{1*}\bar{E}\{\Delta B_*V_*V\Delta B\}\check{B}_1 \quad (21)$$

y la matriz polinómica  $Q(q^{-1})$ , junto con una matriz polinómica  $L_*(q)$ , ambas de dimensión  $N|1$ , constituyen la solución única para la ecuación diofántica bilateral

$$\check{B}_{0*}V_*VD = \beta_*Q + qL_*E \quad (22)$$

con grados genéricos<sup>2</sup>

$$n_Q = \max\{n_D + n_V, n_E - 1\} \quad (23)$$

$$10 \quad n_L = \max\{n_{\check{B}_0} + n_V, n_\beta\} - 1.$$

El carácter único y óptimo del compensador derivado anteriormente puede demostrarse usando las técnicas presentadas en [27, 31]. La solución presentada anteriormente, puede ampliarse fácilmente para tener en cuenta también  $w(t)$  que se describe por un modelo dinámico, es decir,

$$w(t) = \mathcal{P}(q^{-1})v(t) \quad (24)$$

15 donde  $v(t)$  es una secuencia de ruido blanco de varianza unitaria media cero. Si, como ejemplo,  $\mathcal{P}(q^{-1}) = P(q^{-1})S(q^{-1})^{-1}$  siendo  $P$  y  $S$  polinomios estables, entonces, en el término más a la derecha de (22)  $P^{-1}SE$  se sustituye por  $E$ . Describir  $w(t)$  mediante un modelo dinámico puede ser útil en ocasiones en determinadas aplicaciones cuando la suposición de que  $w(t)$  es un ruido blanco es inapropiada. La solución obtenida en este caso es por tanto muy general, lo que da una flexibilidad considerable en el diseño del precompensador.

20 El diseño de filtro presentado anteriormente también puede usarse para diseñar un conjunto de  $p$  filtros  $\{\mathcal{R}_j\}_{j=1}^p$  para un conjunto apropiado seleccionado de matrices de ponderación  $\{V_j\}_{j=1}^p, \{W_j\}_{j=1}^p$ . El conjunto de filtros así obtenido  $\{\mathcal{R}_j\}_{j=1}^p$  puede usarse entonces para cambiar gradualmente el grado de soporte obtenido a partir del conjunto seleccionado de  $S$  altavoces de soporte. De este modo, un usuario puede alternar entre muy poco soporte y soporte completo para obtener el mejor rendimiento posible de audio percibido.

25 Con el fin de obtener la señal de precompensador  $u(t) = \mathcal{R}w(t) = A\beta^{-1}Q\frac{1}{E}w(t)$ , obsérvese que tiene que realizarse el filtrado en diferentes etapas. Por tanto, primero se realiza el filtrado recursivo  $E(q^{-1})w_1(t) = w(t)$ , segundo, el filtrado de FIR  $x_1(t) = Q(q^{-1})w_1(t)$ , tercero, el filtrado recursivo  $\beta(q^{-1})x_2(t) = x_1(t)$ , y finalmente el filtrado de FIR  $u(t) = A(q^{-1})x_2(t)$ . En este caso, las señales en negrita  $x_1$ , y  $x_2$ , son de dimensión  $N \times 1$  puesto que  $u$  es de dimensión  $N \times 1$ . Sin embargo, un procedimiento de filtrado de este tipo no es la única implementación posible de  $\mathcal{R}$ . También podría usarse, por ejemplo, aproximaciones de FIR de orden alto de los elementos en  $\mathcal{R}$ . Una aproximación de FIR de este tipo puede obtenerse usando un impulso unitario,  $\delta(t)$ , como señal de entrada y registrar una serie de muestras en las  $N$  salidas del filtro. Las  $N$  señales de salida registradas constituyen entonces las respuestas de impulso de los elementos de  $\mathcal{R}$ , y los coeficientes de filtro de FIR se obtienen truncando las señales de salida a una longitud apropiada.

35 Debe indicarse que sin no se realiza ninguna compensación de fase individual en cada uno de los  $N$  altavoces, entonces  $\check{B}_{0*} = \hat{B}_{0*}$  y  $\check{B}(q^{-1}) = \hat{B}_0(q^{-1}) + \Delta B(q^{-1})\hat{B}_1(q^{-1})$ . Si, por otra parte, no se usa ningún modelo de incertidumbre en el diseño, entonces el tercer término a la derecha de (21) desaparecerá y  $\check{B}(q^{-1}) = B(q^{-1})\tilde{\Delta}(q^{-1})\mathcal{F}_*(q)$ . Finalmente, si no se usa ni incertidumbres de modelo ni ninguna compensación de fase individual en los  $N$  altavoces, entonces  $\check{B}(q^{-1}) = B$ .

<sup>1</sup> Un factor espectral derecho de este tipo existe en las condiciones suaves para el problema actual. Véase la sección 3.3 de [31]. El factor espectral es único hasta una matriz ortogonal.

<sup>2</sup> Pueden producirse grados menores en casos especiales.

En un diseño de controlado práctico, el tercer término en el lado derecho de (21) puede obtenerse fácilmente evaluando, véase [26, 27, 32],

$$\bar{E}\{\Delta\mathbf{B}_* \mathbf{V}_* \mathbf{V} \Delta\mathbf{B}\}_{(i,j)} = \text{tr } \mathbf{V}_* \mathbf{V} \bar{E}\{\Delta\mathbf{B}_{(:,j)} \Delta\mathbf{B}_{(:,i)}^*\}. \quad (25)$$

Ahora, recuérdese que los coeficientes aleatorios de los elementos polinómicos individuales de  $\Delta\mathbf{B}$  se especifican como secuencias de ruido blanco de varianza unitaria, de media cero, lo que implica que  $\bar{E}\{\Delta\mathbf{B}_{(i,j)} \Delta\mathbf{B}_{(i,j)}^*\} = 1$ . Además, se supone que estos coeficientes aleatorios no se correlacionan entre diferentes columnas de  $\Delta\mathbf{B}$ , es decir,  $\bar{E}\{\Delta\mathbf{B}_{(i,j)} \Delta\mathbf{B}_{(m,n)}^*\} = 0$  para  $j \neq n$ , puesto que los campos de reverberación que pertenecen a fuentes separadas no están, en general, correlacionados espacialmente. Por tanto, se sabe, en primer lugar, que la matriz polinómica  $M|M$ -dimensional  $\bar{E}\{\Delta\mathbf{B}_{(:,j)} \Delta\mathbf{B}_{(:,i)}^*\}$  contiene unos a lo largo de su diagonal y, en segundo lugar, que  $\bar{E}\{\Delta\mathbf{B}_{(:,j)} \Delta\mathbf{B}_{(:,i)}^*\} = 0_M$  si  $i \neq j$ . Además, si la matriz polinómica  $\mathbf{V}_* \mathbf{V}$  es diagonal, entonces se obtiene

$$\bar{E}\{\Delta\mathbf{B}_* \mathbf{V}_* \mathbf{V} \Delta\mathbf{B}\}_{(i,j)} = \begin{cases} \text{tr } \mathbf{V}_* \mathbf{V} & \text{if } i = j \\ 0 & \text{if } i \neq j. \end{cases} \quad (26)$$

y por tanto la expresión para  $\bar{E}\{\Delta\mathbf{B}_* \mathbf{V}_* \mathbf{V} \Delta\mathbf{B}\}$  en (21) se convierte en

$$\bar{E}\{\Delta\mathbf{B}_* \mathbf{V}_* \mathbf{V} \Delta\mathbf{B}\} = \mathbf{I}_N \text{tr } \mathbf{V}_* \mathbf{V}. \quad (27)$$

Una percepción importante en este caso es que, debido a la estructura diagonal del peso de error  $\mathbf{V}_* \mathbf{V}$  y el operador de traza que aparece en (25), los elementos fuera de diagonal de  $\bar{E}\{\Delta\mathbf{B}_{(:,j)} \Delta\mathbf{B}_{(:,i)}^*\}$  no contribuirán al diseño de filtro. Puesto que estos elementos fuera de diagonal constituyen las "covarianzas espaciales"  $\bar{E}\{\Delta\mathbf{B}_{(i,j)} \Delta\mathbf{B}_{(m,n)}^*\}$  con  $i \neq m$ , se concluyen que las covarianzas espaciales en el modelo de incertidumbre, serán superfluas para el tipo de diseño de filtro estudiado en este caso. Sin embargo, los elementos fuera de diagonal de  $\bar{E}\{\Delta\mathbf{B}_* \mathbf{V}_* \mathbf{V} \Delta\mathbf{B}\}$  pueden usarse en el diseño seleccionando los elementos fuera de diagonal de  $\mathbf{V}_* \mathbf{V}$  diferente de cero. Por ejemplo, estos elementos fuera de diagonal pueden usarse para rebajar la importancia de los puntos de medición periféricos en el diseño en comparación con los centrales.

#### Procesamiento posterior para un espectro de magnitud equilibrado

Quando un sistema de sonido está reproduciendo música, lo más preferible es que el espectro de magnitud de las funciones de transferencia del sistema sea suave y bien equilibrado, al menos como promedio a lo largo de la región de escucha. Si el sistema compensado logra perfectamente el objetivo deseado  $\mathcal{D}$  en todas las posiciones, entonces la respuesta de magnitud promedio del sistema compensado será igual a la del objetivo. Sin embargo, puesto que no puede esperarse que el controlador diseñado  $\mathcal{R}$  alcance completamente la respuesta objetivo  $\mathcal{D}$  en todas las frecuencias, por ejemplo, debido a reverberación de sala muy compleja que no puede compensarse completamente, siempre habrá algunos errores de aproximación remanentes en el sistema compensado. Estos errores de aproximación pueden tener magnitud diferente a frecuencias diferentes, y pueden afectar a la calidad del sonido reproducido. Las imperfecciones de respuesta de magnitud son en general indeseables y la matriz de controlador debe ajustarse preferiblemente de modo que se alcance una respuesta de magnitud objetivo global como promedio en todas las regiones de escucha.

Por tanto, se añade preferiblemente una etapa de diseño final tras el criterio minimización con el objetivo de ajustar la respuesta del controlador de modo que, como promedio, una respuesta de magnitud objetivo se aproxima bien como promedio a lo largo de todas las posiciones de medición. Para este fin, las respuestas de magnitud del sistema global (es decir, el sistema que incluye el controlador  $\mathcal{R}$ ) pueden evaluarse en las diversas posiciones de escucha, basándose en los modelos de diseño o basándose en nuevas mediciones. Entonces puede diseñarse un filtro de fase mínima de modo que como promedio (en en sentido de RMS) se alcance la respuesta de magnitud objetivo en todas las regiones de escucha. Como ejemplo, puede emplearse un alisado de octava fraccional variable basado en las variaciones de respuesta espacial con el fin de no compensar en exceso ninguna región de frecuencia particular. El resultado es un filtro de ecualizador escalar que ajusta todos los elementos de  $\mathcal{R}$  en una cantidad igual.

#### Un ejemplo ilustrativo

En las figuras 6-11 se muestra un ejemplo del rendimiento del diseño de precompensador sugerido, y su diferencia con respecto a un diseño de un solo canal tradicional:

- La figura 6 y la figura 9 muestran las respuestas de frecuencia y el decaimiento espectral acumulativo promedio

("diagrama de cascada"), respectivamente, de un altavoz de monitor de estudio ATC SCM16, medido en 64 posiciones en una sala.

• La figura 7 y la figura 10 muestran las respuestas de frecuencia y el diagrama de cascada promedio respectivamente, del mismo altavoz después de que se ha aplicado un precompensador de un solo canal a la entrada del altavoz.

• La figura 8 y la figura 11 muestran las respuestas de frecuencia y el diagrama de cascada promedio cuando se ha aplicado el nuevo método de diseño multicanal. El objetivo del diseño del compensador fue en este caso el mismo que para el diseño de un solo canal de la figura 7 y la figura 10, es decir, se usó el único altavoz de las figuras anteriores como altavoz principal y el objetivo fue hacer que la respuesta de este altavoz principal sea lo más ideal posible. Con el fin de alcanzar mejor el objetivo, se usaron 15 altavoces adicionales como altavoces de soporte. Los altavoces de soporte estaban rodeando la región de escucha donde se tomaban las mediciones y estaban colocados a diversas alturas y a diversas distancias de la región de escucha.

### Implementación de filtro

El filtro resultante  $\mathcal{R}$  de (20) puede realizarse de cualquiera de varios modos, en forma de espacio de estado o en forma de función de transferencia. Los filtros requeridos son en general de orden muy alto, en particular si se usa un intervalo de muestreo de intervalo de audio completo y también se han tenido en cuenta dinámicas acústicas de la sala en el modelo en que se basa el diseño. Para obtener un diseño factible desde el punto de vista informático, son de interés métodos para limitar la complejidad computacional del precompensador. En este caso se destaca un método para este fin que se basa en la reducción de orden del controlador de elementos de la matriz de controlador  $\mathcal{R}$ , en particular de cualquier función de transferencia que tenga respuestas de impulso con colas muy largas pero suaves. El método funciona tal como sigue.

En primer lugar se representan los elementos de respuesta de impulso escalares relevantes  $\mathcal{R}_{1,\dots,N}$  del precompensador  $\mathcal{R}$  como filtros de FIR muy largos, tal como se mencionó anteriormente. Entonces, para cada respuesta de impulso de precompensador  $\mathcal{R}_j$ , se hace lo siguiente:

1. Determinar un retraso  $t_1 > 1$  tras el cual la respuesta de impulso está decayendo de manera aproximadamente exponencial y tiene una forma suave, y un segundo retraso  $t_2 > t_1$  tras el cual los coeficientes de respuesta de impulso son despreciables.

2. Usar una técnica de identificación de sistema o reducción de modelo para ajustar un filtro de IIR recursivo de orden bajo para aproximarse a la cola de filtro de FIR para un intervalo de retardo  $[t_1, t_2]$

3. Realizar el filtro de precompensador escalar aproximado como conexión en paralelo  $\mathcal{R}_j(q^{-1}) = M(q^{-1}) + q^{t_1} N(q^{-1})$ , donde  $M(q^{-1})$  es un filtro de FIR que equivale a los primeros coeficientes de respuesta de impulso de  $t_1$  del filtro de FIR original  $\mathcal{R}_j(q^{-1})$ , desde retraso cero hasta retraso  $t_1 - 1$ , mientras que  $N(q^{-1})$  es el filtro de IIR que se aproxima a su cola.

El objetivo de este procedimiento es obtener realizaciones en las que la suma del número de parámetros en el filtro de FIR  $M(q^{-1})$  y el filtro de IIR  $N(q^{-1})$  es mucho menor que el número original de coeficientes de respuesta de impulso. Pueden usarse diversos métodos diferentes para aproximar la cola de la respuesta de impulso, por ejemplo ajuste de modelos autorregresivos a una secuencia de covarianza basándose en las ecuaciones de Yule-Walquer. Para obtener baja sensibilidad numérica a errores de redondeo de coeficientes cuando se implementan los filtros de IIR resultantes con aritmética de precisión finita, es preferible implementarlos como conexiones en paralelo o conexiones en serie de filtros de orden inferior. Como ejemplo, pueden usarse filtros de primer orden o elementos de filtro de IIR de segundo orden (denominados filtros bicuadráticos).

### Aspectos de implementación

Normalmente, la metodología de diseño se ejecuta en un sistema informático para producir los parámetros de filtro del filtro de precompensación. Los parámetros de filtro calculado se descargan entonces normalmente a un filtro digital, por ejemplo realizado mediante un sistema de procesamiento digital de señales o sistema informático similar, que ejecuta el filtrado real.

Aunque la invención puede implementarse en software, hardware, firmware o cualquier combinación de los mismos, el esquema de diseño de filtro propuesto por la invención se implementa preferiblemente como software en forma de módulos de programa, funciones o equivalentes. El software puede escribirse en cualquier tipo de lenguaje informático, tal como C, C++ o incluso lenguajes especializados para procesadores digitales de señales (DSP). En la práctica, las etapas, funciones y acciones relevantes de la invención se mapean en un programa informático, que cuando se ejecuta por el sistema informático efectúa los cálculos asociados con el diseño del filtro de precompensación. En el caso de un sistema basado en PC, el programa informático usado para el diseño o la determinación del filtro de precompensación de audio normalmente se codifica en un medio legible por ordenador tal

como a DVD, CD o estructura similar para la distribución al usuario/diseñador del filtro, quien puede cargar entonces el programa en su sistema informático para la ejecución posterior. El software puede descargarse entonces de un servidor remoto a través de Internet.

5 Por tanto, se proporciona un sistema, y un producto de programa informático correspondiente, para determinar un controlador de precompensación de audio para un sistema de generación de sonido asociado que comprende un total de  $N \geq 2$  altavoces, teniendo cada uno una entrada de altavoz, donde el controlador de precompensación de audio tiene un número  $L \geq 1$  de entradas para  $L$  señal(es) de entrada y  $N$  salidas para  $N$  señales de salida de controlador, una para cada altavoz del sistema de generación de sonido. Ha de tenerse en cuenta que el controlador de precompensación de audio tiene varios parámetros de filtro ajustables que han de determinarse. El sistema comprende básicamente medios para estimar, para cada uno de al menos un subconjunto de las  $N$  entradas de altavoz, una respuesta de impulso en cada una de una pluralidad  $M \geq 2$  de posiciones de medición, distribuidas en una región de interés en un entorno de escucha, basándose en mediciones de sonido en las  $M$  posiciones de medición. El sistema también comprende medios para especificar, para cada una de las  $L$  señal(es) de entrada, uno seleccionado de los  $N$  altavoces como altavoz principal y un subconjunto seleccionado  $S$  que incluye al menos uno de los  $N$  altavoces como altavoz/altavoces de soporte, donde el altavoz principal no forma parte del subconjunto. El sistema comprende además medios para especificar, para cada altavoz principal, una respuesta de impulso objetivo en cada una de las  $M$  posiciones de medición teniendo la respuesta de impulso objetivo un retardo de propagación acústica, donde el retardo de propagación acústica se determina basándose en la distancia desde el altavoz principal hasta la posición de medición respectiva. El sistema también comprende medios para determinar, para cada una de las  $L$  señal(es) de entrada, basándose en el altavoz principal seleccionado y el/los altavoz/altavoces de soporte, parámetros de filtro del controlador de precompensación de audio de modo que se optimiza una función de criterio con la restricción de estabilidad de la dinámica del controlador de precompensación de audio. La función de criterio se define para que incluya una suma ponderada de potencias de diferencias entre las respuestas de impulso estimadas compensadas y las respuestas de impulso objetivo a lo largo de las  $M$  posiciones de medición.

25 Para el caso en que  $L \geq 2$ , el sistema también puede incluir medios para fusionar la totalidad de los parámetros de filtro, determinados por las  $L$  señales de entrada de controlador, para dar un conjunto fusionado de parámetros de filtro para el controlador de precompensación de audio. El controlador de precompensación de audio, con el conjunto fusionado de parámetros de filtro, se configura entonces para operar sobre las  $L$  señales de entrada para generar las  $N$  señales de salida de controlador para que los altavoces logren las respuestas de impulso objetivo deseadas.

30 En un ejemplo particular, los medios para determinar parámetros de filtro del controlador de precompensación de audio están configurados para funcionar basándose en una optimización gaussiana cuadrática lineal (LQG) de los parámetros de un controlador predictivo multivariable causal, lineal y estable basándose en un sistema dinámico objetivo dado y un modelo dinámico del sistema de generación de sonido.

35 El producto de programa informático comprende medios de programa correspondientes y está configurado para determinar el controlador de precompensación de audio cuando se ejecuta en un sistema informático.

La figura 4 es un diagrama esquemático de bloques que ilustra un ejemplo de un sistema informático adecuado para la implementación de un algoritmo de diseño de filtro según la invención. El sistema de diseño de filtro 100 puede realizarse en forma de cualquier sistema informático convencional, incluyendo ordenadores personales (PC), ordenadores centrales, sistemas de multiprocesador, PC en red, procesadores digitales de señales (DSP), y similares. En cualquier caso, el sistema 100 comprende básicamente un núcleo de procesador digital de señales (DSP) o unidad de procesamiento central (CPU), una memoria de sistema 20 y un bus de sistema 30 que interconecta los diversos componentes del sistema. La memoria de sistema 20 normalmente incluye una memoria de solo lectura (ROM) 22 y una memoria de acceso aleatorio (RAM) 24. Además, el sistema 100 normalmente comprende uno o más dispositivos de memoria periféricos controlados por controlador 40, tal como discos duros, discos magnéticos, discos ópticos, discos flexibles, videodisco digital o tarjetas de memoria, que proporcionan almacenamiento no volátil de datos e información de programa. Cada dispositivo de memoria periférico 40 se asocia normalmente con un controlador de memoria para controlar el dispositivo de memoria así como una interfaz de controlador (no ilustrada) para conectar el dispositivo de memoria 40 al bus de sistema 30. Puede almacenarse un programa de diseño de filtro que implementa un algoritmo de diseño según la invención, posiblemente junto con otros módulos de programa relevantes, en la memoria periférica 40 y cargarse en la RAM 24 de la memoria de sistema 20 para su ejecución por la CPU 10. Dados los datos de entrada relevantes, tales como mediciones, especificaciones de entrada y posiblemente una representación de modelo y otras configuraciones opcionales, el programa de diseño de filtro calcula los parámetros de filtro del controlador de precompensación de audio/filtro.

55 Los parámetros de filtro determinados normalmente se transfieren entonces desde la RAM 24 en la memoria de sistema 20 a través de una interfaz de I/O 70 del sistema 100 hasta un controlador de precompensación de audio 200. Preferiblemente, el controlador de precompensación de audio 200 se basa en un procesador digital de señales (DSP) o unidad de procesamiento central similar (CPU) 202, y uno o más módulos de memoria 204 para mantener los parámetros de filtro y las muestras de señal retardadas requeridas. La memoria 204 normalmente también incluye un programa de filtrado, que cuando se ejecuta por el procesador 202, realiza el filtrado real basándose en los parámetros de filtro.

60

En lugar de transferir los parámetros de filtro calculados directamente al controlador de precompensación de audio 200 a través del sistema de I/O 70, los parámetros de filtro pueden almacenarse en un disco de memoria o tarjeta de memoria periférica 40 para su distribución posterior a un controlador de precompensación de audio, que puede estar ubicado o no remotamente con respecto al sistema de diseño de filtro 100. Los parámetros de filtro calculados también pueden descargarse de una ubicación remota, por ejemplo a través de Internet, y luego preferiblemente en forma encriptada.

5

Con el fin de permitir mediciones de sonido producidas por el equipo de audio en consideración, puede conectarse cualquier unidad de micrófono convencional o equipo de grabación similar al sistema informático 100, normalmente a través de un convertidor analógico-digital (A/D). Basándose en mediciones de señales de prueba de audio (convencionales) realizadas por la unidad de micrófono, el sistema 100 puede desarrollar un modelo de este sistema de audio, usando un programa de aplicación cargado en la memoria de sistema 20. Las mediciones pueden usarse entonces para evaluar el rendimiento del sistema combinado de filtro de precompensación y equipo de audio. Si el diseñador no está satisfecho con el diseño resultante, puede iniciar una nueva optimización del filtro de precompensación basándose en un conjunto modificado de parámetros de diseño.

10

Además, el sistema 100 normalmente tiene una interfaz de usuario 50 para permitir la interacción del usuario con el diseñador del filtro. Son posibles varios supuestos diferentes de interacción del usuario.

15

Por ejemplo, el diseñador del filtro puede decidir que quiere usar un conjunto específico, personalizado de parámetros de diseño en el cálculo de los parámetros de filtro del controlador de precompensación de audio 200. El diseñador del filtro define entonces los parámetros de diseño relevantes a través de la interfaz de usuario 50.

También es posible que el diseñador del filtro seleccione entre un conjunto de parámetros preconfigurados diferentes, que pueden haberse diseñado para diferentes sistemas de audio, entornos de escucha y/o para el fin de introducir características especiales en el sonido resultante. En tal caso, las opciones preconfiguradas normalmente se almacenan en la memoria periférica 40 y se cargan en la memoria de sistema durante la ejecución del programa de diseño de filtro.

20

El diseñador del filtro también puede definir un sistema de referencia usando la interfaz de usuario 50. En lugar de determinar un modelo de sistema basándose en mediciones de micrófono, también es posible que el diseñador del filtro seleccione un modelo del sistema de audio a partir de un conjunto de modelos de sistema preconfigurados diferentes. Preferiblemente, una selección de este tipo se basa en el equipo de audio particular con el que va a usarse el filtro de precompensación resultante. Otra opción es diseñar un conjunto de filtros para que un conjunto apropiado seleccionado de matrices de ponderación pueda variar el grado de soporte proporcionado por el conjunto seleccionado de altavoces de soporte.

25

Preferiblemente, el filtro de audio se incorpora junto con el sistema de generación de sonido para permitir la reproducción de sonido influido por el filtro.

30

En una implementación alternativa, el diseño del filtro se realiza de manera más o menos autónoma con o sin participación de usuario marginal. Ahora se describirá un ejemplo de una construcción de este tipo. El sistema a modo de ejemplo comprende un programa de supervisión, software de identificación de sistema y software de diseño de filtro. Preferiblemente, el programa de supervisión genera en primer lugar señales de prueba y mide la respuesta acústica resultante del sistema de audio. Basándose en las señales de prueba y en las mediciones obtenidas, el software de identificación de sistema determina un modelo del sistema de audio. El programa de supervisión reúne y/o genera entonces los parámetros de diseño requeridos y reenvía estos parámetros de diseño al programa de diseño de filtro, que calcula los parámetros de filtro de precompensación de audio. El programa de supervisión puede evaluar entonces, como opción, el rendimiento del diseño resultante en la señal medida y, si es necesario, ordenar al programa de diseño de filtro que determine un nuevo conjunto de parámetros de filtro basándose en un conjunto modificado de parámetros de diseño. Este procedimiento puede repetirse hasta que se obtiene un resultado satisfactorio. Entonces, el conjunto final de parámetros de filtro se descarga/implementa en el controlador de precompensación de audio.

35

También es posible ajustar los parámetros de filtro del filtro de precompensación adaptativamente, en lugar de usar un conjunto fijo de parámetros de filtro. Durante el uso del filtro en un sistema de audio, pueden cambiarse las condiciones de audio. Por ejemplo, puede cambiar la posición de los altavoces y/o objetos tales como el mobiliario en el entorno de escucha, lo que a su vez puede afectar a la acústica de sala, y/o algún equipo en el sistema de audio puede cambiarse por algún otro equipo, lo que conduce a diferentes características del sistema de audio global. En tal caso, pueden realizarse mediciones continuas o intermitentes del sonido desde el sistema de audio en una o varias posiciones en el entorno de escucha mediante una o más unidades de micrófono, conectadas posiblemente de manera inalámbrica, o equipo de grabación de sonido similar. Los datos de sonido grabados pueden alimentarse entonces, posiblemente de manera inalámbrica, en un sistema de diseño de filtro, que calcula un nuevo modelo de sistema de audio y ajusta los parámetros de filtro de modo que se adaptan mejor a las nuevas condiciones de audio.

50

Naturalmente, la invención no se limita a la disposición de la figura 4. Como alternativa, el diseño del filtro de

55

precompensación y la implementación real del filtro pueden realizarse ambos en un único sistema informático 100 o 200. Esto significa en general que el programa de diseño de filtro y el programa de filtrado se implementan y se ejecutan en el mismo DSP o sistema de microprocesador.

5 El controlador de precompensación de audio puede realizarse como un equipo independiente en un procesador digital de señales u ordenador que tiene una interfaz analógica o digital para los amplificadores posteriores, tal como se ha mencionado anteriormente. Alternativamente, puede integrarse en la construcción de un preamplificador digital, un sistema de audio de automóvil, un sistema de audio de cine-teatro, un sistema de audio de sala de conciertos, una tarjeta de sonido de ordenador, un sistema estéreo compacto, un sistema de audio en domicilio, una consola de juego por ordenador, una televisión, una estación de conexión para un reproductor de MP3, una barra de sonido o cualquier otro dispositivo o sistema dirigido a la producción de sonido. También es posible realizar el filtro de precompensación de una manera más orientada a hardware, con estructuras de hardware informáticas personalizadas, tales como FPGA o ASIC.

En un ejemplo particular, el controlador de precompensación de audio se implementa como un controlador de prealimentación causal estable lineal.

15 Debe entenderse que la precompensación puede realizarse por separado de la distribución de la señal de sonido al lugar real de reproducción. La señal de precompensación generada por el filtro de precompensación no tiene que distribuirse necesariamente de manera inmediata a y en conexión directa con el sistema de generación de sonido, sino que puede grabarse en un medio separado para su distribución posterior al sistema de generación de sonido. La señal de compensación podría representar entonces por ejemplo música grabada en un disco CD o DVD que se ha ajustado a un equipo de audio y entorno de escucha particulares. También puede ser un archivo de audio precompensado almacenado en un servidor de Internet para permitir la descarga posterior del archivo a una ubicación remota en Internet.

25 Las realizaciones descritas anteriormente han de entenderse como algunos ejemplos ilustrativos de la presente invención. Los expertos en la técnica entenderán que pueden realizarse diversas modificaciones, combinaciones y cambios a las realizaciones sin apartarse del alcance de la presente invención. En particular, diferentes soluciones de partes en las diferentes realizaciones pueden combinarse en otras configuraciones, cuando sea técnicamente posible. Sin embargo, el alcance de la presente invención se define por las reivindicaciones adjuntas.

### Bibliografía

- 30 [1] B. D. O. Anderson y J. B. Moore. Optimal Control, Linear Quadratic Methods. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1990.
- [2] J. Bauck y D. H. Cooper. Generalized transaural stereo and applications. Journal of the Audio Engineering Society, 44(9):683-705, septiembre de 1996.
- [3] S. Bharitkar y C. Kyriakakis. Phase equalization for multi-channel loudspeaker-room responses. Patente estadounidense US 7 720 237.
- 35 [4] L.-J. Brännmark. Robust audio precompensation with probabilistic modeling of transfer function variability. En el seminario de IEEE sobre Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics, WASPAA'09, Proceedings, páginas 193-196, New Paltz, NY, octubre de 2009.
- [5] L.-J. Brännmark y A. Ahlén. Spatially robust audio compensation based on SIMO feedforward control. IEEE Transactions on Signal Processing, 57(5), mayo de 2009.
- 40 [6] L.-J. Brännmark, M. Sternad y A. Ahlén. Spatially robust audio precompensation. Patente europea EP 2 104 374.
- [7] A. Celestinos y S. Birkedal Nielsen. Time based room correction system for low frequencies using multiple loudspeakers. Presentado en la 23ª Conferencia Internacional de AES: DSP for Loudspeakers, septiembre de 2007.
- [8] A. Celestinos y S. Birkedal Nielsen. Controlled acoustic bass system (CABS) A method to achieve uniform sound field distribution at low frequencies in rectangular rooms. J. Audio Eng. Soc, 56(11):915-931, 2008.
- 45 [9] E. Corteel. Equalization in an extended area using multichannel equalization and wave field synthesis. Journal of the Audio Engineering Society, 54(12):1140-1161, diciembre de 2006.
- [10] J. Daniel, R. Nicol y S. Moreau. Further investigations of high order ambisonics and wavefield synthesis for holophonic sound imaging. Presentado en la 114ª Convención de AES, Ámsterdam. Preimpresión 5788. Audio Engineering Society, marzo de 2003.
- 50 [11] S. J. Elliott, I. M. Stothers y P. A. Nelson. A multiple error LMS algorithm and its application to the active control of sound and vibration. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 35(10):1423-1434, octubre de 1987.

- [12] F. M. Fazi, P. A. Nelson, J. E. N. Christensen y J. Seo. Surround system based on three dimensional sound field reconstruction. Presentado en la 15ª Convención de AES, San Francisco. Preimpresión 7555. Audio Engineering Society, octubre de 2008.
- 5 [13] L. D. Fielder. Analysis of traditional and reverberation-reducing methods of room equalization. Journal of the Audio Engineering Society, 51(1/2):3-26, enero/febrero de 2004.
- [14] P. Hatziantoniou y J. Mourjopoulos. Errors in real-time room acoustics dereverberation. Journal of the Audio Engineering Society, 52(9):883-899, septiembre de 2004.
- [15] T. Kailath. Linear Systems. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1980.
- 10 [16] M. Karjalainen, A. Mäkivirta, P. Antsaló y V. Välimäki. Method for designing a modal equalizer for a low frequency sound reproduction. Patente estadounidense US 7 742 607.
- [17] M. Karjalainen, T. Paatero, J. Mourjopoulos y P. Hatziantoniou. About room response equalization and dereverberation. En seminario de IEEE sobre Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics, WASPAA'05, Proceedings, páginas 183-186, New Paltz, NY, octubre de 2005.
- 15 [18] M. Kolundzija, C. Faller y M. Vetterli. Reproducing sound fields using MIMO acoustic channel inversion. Journal of the Audio Engineering Society, 59(10):721-734, octubre de 2011.
- [19] V. Kucera. Analysis and Design of Discrete Linear Control Systems. Academia, Praga, 1991.
- [20] H. Kwakernaak y R. Sivan. Linear Optimal Control Systems. Wiley, Nueva York, 1972.
- [21] A. Mäkivirta, P. Antsaló, M. Karjalainen y V. Välimäki. Modal equalization of loudspeaker-room responses at low frequencies. J. Audio Eng. Soc, 51(5):324-343, 2003.
- 20 [22] M. Miyoshi y Y. Kaneda. Inverse filtering of room acoustics. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 36(2):145-152, febrero de 1988.
- [23] S. T. Neely y J. B. Allen. Invertibility of a room impulse response. The Journal of the Acoustical Society of America, 66(1):165-169, julio de 1979.
- 25 [24] P. A. Nelson, O. Kirkeby y T. Takeuchi. Sound fields for the production of virtual acoustic images. Journal of Sound and Vibration, 204(2):386-396, julio de 1997.
- [25] P. A. Nelson, F. Orduña-Bustamante, D. Engler y H. Hamada. Experiments on a system for the synthesis of virtual acoustic sources. Journal of the Audio Engineering Society, 44(11):990-1007, noviembre de 1996.
- [26] K. Öhrn. Design of Multivariable Cautious Discrete-Time Wiener Filters: A Probabilistic Approach. Tesis doctoral, Universidad de Uppsala, Suecia, 1996.
- 30 [27] K. Öhrn, A. Ahlén y M. Sternad. A probabilistic approach to multivariable robust filtering and open-loop control. IEEE Transactions on Automatic Control, 40(3):405-418, marzo de 1995.
- [28] M. A. Poletti. Three-dimensional surround sound systems based on spherical harmonics. Journal of the Audio Engineering Society, 53(11):1004-1025, noviembre de 2005.
- 35 [29] S. Spors, H. Buchner, R. Rabenstein y W. Herbordt. Active listening room compensation for massive multichannel sound reproduction systems using wave-domain adaptive filtering. The Journal of the Acoustical Society of America, 122(1):354-369, julio 2007.
- [30] S. Spors, R. Rabenstein y J. Ahrens. The theory of wave field synthesis revisited. Presentado en la 124ª Convención de AES, Ámsterdam. Preimpresión 7358. Audio Engineering Society, mayo de 2008.
- 40 [31] M. Sternad y A. Ahlén. LQ controller design and self-tuning control. In K. Hunt, editor, Polynomial Methods in Optimal Control and Filtering, páginas 56-92. Peter Peregrinus, Londres, RU, 1993.
- [32] M. Sternad y A. Ahlén. Robust filtering and feedforward control based on probabilistic descriptions of model errors. Automatica, 29(3):661-679, 1993.
- [33] J. Vanderkooy. Multi-source room equalization: Reducing room resonances. Presentado en la 123ª Convención de AES, Nueva York. Preimpresión 7262. Audio Engineering Society, octubre de 2007.
- 45 [34] T. Welti y A. Devantier. Low-frequency optimization using multiple subwoofers. J. Audio Eng. Soc, 54(5):347-364, 2006.

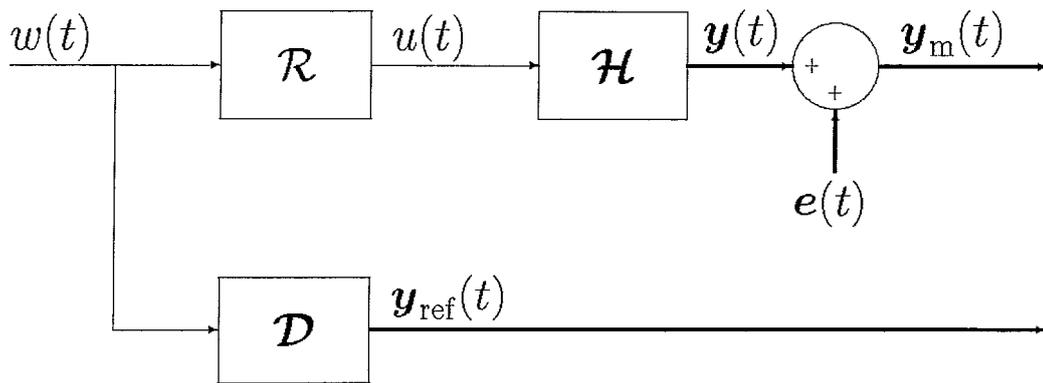
**REIVINDICACIONES**

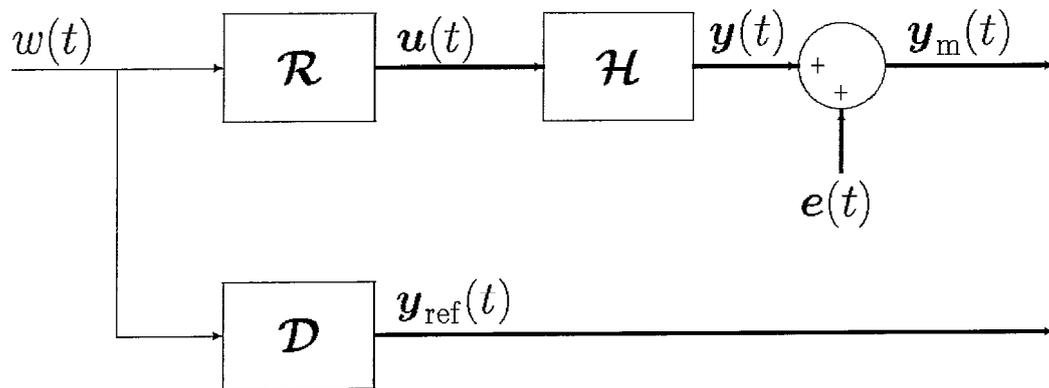
1. Método para determinar un controlador de precompensación de audio para un sistema de generación de sonido asociado que comprende un total de  $N \geq 2$  altavoces, teniendo cada uno una entrada de altavoz, teniendo dicho controlador de precompensación de audio un número  $L \geq 1$  de entradas para  $L$  señal o señales de entrada y  $N$  salidas para  $N$  señales de salida de controlador, una para cada altavoz de dicho sistema de generación de sonido, teniendo dicho controlador de precompensación de audio varios parámetros de filtro ajustables, comprendiendo dicho método las etapas de:
  - estimar (S1), para cada uno de al menos un subconjunto de dichas  $N$  entradas de altavoz, una respuesta de impulso en cada una de una pluralidad  $M \geq 2$  de posiciones de medición, distribuidas en una región de interés en un entorno de escucha, basándose en mediciones de sonido en dichas  $M$  posiciones de medición;
  - especificar (S2), para cada una de dicha  $L$  señal o señales de entrada, uno seleccionado de dichos  $N$  altavoces como altavoz principal y un subconjunto seleccionado  $S$  que incluye al menos uno de dichos  $N$  altavoces como altavoz o altavoces de soporte, donde dicho altavoz principal no forma parte de dicho subconjunto;
  - especificar (S3), para cada altavoz principal, una respuesta de impulso objetivo en cada una de dichas  $M$  posiciones de medición teniendo dicha respuesta de impulso objetivo un retardo de propagación acústica, donde dicho retardo de propagación acústica se determina basándose en la distancia desde el altavoz principal hasta la posición de medición respectiva;
  - determinar (S4), para cada una de dicha  $L$  señal o señales de entrada, basándose en el altavoz principal seleccionado y el altavoz o altavoces de soporte seleccionados, parámetros de filtro de dicho controlador de precompensación de audio de modo que se optimiza una función de criterio con la restricción de estabilidad de la dinámica de dicho controlador de precompensación de audio, incluyendo dicha función de criterio una suma ponderada de potencias de diferencias entre respuestas de impulso estimadas compensadas definidas por las respuestas de impulso estimadas compensadas por el controlador de precompensación de audio y las respuestas de impulso objetivo sobre dichas  $M$  posiciones de medición.
2. Método según la reivindicación 1, en el que  $L \geq 2$ , y dicho método comprende la etapa de fusionar (S5) la totalidad de dichos parámetros de filtro, determinados por dichas  $L$  señales de entrada, para dar un conjunto fusionado de parámetros de filtro para dicho controlador de precompensación de audio, en el que dicho controlador de precompensación de audio con dicho conjunto fusionado de parámetros de filtro está configurado para funcionar sobre dichas  $L$  señales de entrada para generar dichas  $N$  señales de salida de controlador para que dichos altavoces logren dichas respuestas de impulso objetivo.
3. Método según la reivindicación 1 ó 2, en el que dicho controlador de precompensación de audio está configurado para controlar la respuesta acústica de  $P$  altavoces primarios, donde  $P \leq L$  y  $P \leq N$ , mediante el uso combinado de dichos  $P$  altavoces primarios y, para cada altavoz principal, un número adicional de altavoces de soporte  $1 \leq S \leq N - 1$  de dichos  $N$  altavoces.
4. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicho controlador de precompensación de audio tiene la capacidad de producir salida cero para algunos de dichos  $N$  altavoces para algunos ajustes de sus parámetros de filtro ajustables.
5. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha etapa (S4) de determinación de parámetros de filtro de dicho controlador de precompensación de audio se basa en una optimización gaussiana cuadrática lineal, LQG, de los parámetros de un controlador de prealimentación multivariable causal, lineal y estable basándose en un sistema dinámico objetivo dado y un modelo dinámico del sistema de generación de sonido.
6. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que cada una de dichas  $N$  señales de salida de controlador de dicho controlador de precompensación de audio se alimenta a un altavoz respectivo a través de un filtro de todo paso que incluye una componente de compensación de fase y una componente de retardo, produciendo  $N$  señales de salida de controlador filtradas.
7. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha función de criterio incluye términos de penalización, siendo dichos términos de penalización tales que dicho controlador de precompensación de audio, obtenido optimizando dicha función de criterio, produce niveles de señal de magnitud restringida en un subconjunto seleccionado de dichas salidas de controlador de precompensación, produciendo niveles de señal restringidos en entradas de altavoz seleccionadas para dichos  $N$  altavoces para bandas de frecuencia especificadas.
8. Método según la reivindicación 7, en el que dichos términos de penalización se eligen de manera diferente varias veces y dicha etapa de determinación de parámetros de filtro de dicho controlador de

precompensación de audio se repite para cada elección de dichos términos de penalización, dando como resultado varios casos de dicho controlador de precompensación de audio, cada uno de los cuales produce niveles de señal con magnitud restringidas individualmente para dichos  $S$  altavoces de soporte para bandas de frecuencia especificadas.

- 5 9. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha función de criterio incluye, en primer lugar, un conjunto de modelos que describen una variedad de posibles errores en las respuestas de impulso estimadas, y en segundo lugar, una operación de agregación, donde dicha operación de agregación es una suma, una suma ponderada o una esperanza estadística en dicho conjunto de modelos.
- 10 10. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha etapa (S4) de determinación de parámetros de filtro de dicho controlador de precompensación de audio también se basa en ajustar parámetros de filtro de dicho controlador de precompensación de audio para alcanzar una respuesta de frecuencia de magnitud objetivo de dicho sistema de generación de sonido que incluye dicho controlador de precompensación de audio, en al menos un subconjunto de dichas  $M$  posiciones de medición.
- 15 11. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que las respuestas de impulso objetivo son distintas de cero e incluyen parámetros ajustables que pueden modificarse dentro de límites prescritos.
12. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha etapa (S1) de estimación, para cada uno de al menos un subconjunto de dichas  $N$  entradas de altavoz, una respuesta de impulso en cada una de una pluralidad  $M$  de posiciones de medición se basa en un modelo que describe la respuesta dinámica de dicho sistema de generación de sonido en dichas  $M$  posiciones de medición.
- 20 13. Método según la reivindicación 1, en el que dicho controlador de precompensación de audio se crea implementando dichos parámetros de filtro en una estructura de filtro de audio.
14. Método según la reivindicación 13, en el que dicha estructura de filtro de audio se incorpora junto con dicho sistema de generación de sonido para permitir la generación de dicha respuesta de impulso objetivo en dichas  $M$  posiciones de medición en dicho entorno de escucha.
- 25 15. Sistema (100) para determinar un controlador de precompensación de audio (200) para un sistema de generación de sonido asociado que comprende un total de  $N \geq 2$  altavoces, teniendo cada uno una entrada de altavoz, teniendo dicho controlador de precompensación de audio (200) un número  $L \geq 1$  de entradas para  $L$  señal o señales de entrada y  $N$  salidas para  $N$  señales de salida de controlador, una para cada altavoz de dicho sistema de generación de sonido, teniendo dicho controlador de precompensación de audio varios parámetros de filtro ajustables, comprendiendo dicho sistema (100):
- 30
- medios para estimar, para cada uno de al menos un subconjunto de dichas  $N$  entradas de altavoz, una respuesta de impulso en cada una de una pluralidad  $M \geq 2$  de posiciones de medición, distribuidas en una región de interés en un entorno de escucha, basándose en mediciones de sonido en dichas  $M$  posiciones de medición;
- 35
- medios para especificar, para cada una de dicha  $L$  señal o señales de entrada, uno seleccionado de dichos  $N$  altavoces como altavoz principal y un subconjunto seleccionado  $S$  que incluye al menos uno de dichos  $N$  altavoces como altavoz o altavoces de soporte, donde dicho altavoz principal no forma parte de dicho subconjunto;
- 40
- medios para especificar, para cada altavoz principal, una respuesta de impulso objetivo en cada una de dichas  $M$  posiciones de medición teniendo dicha respuesta de impulso objetivo un retardo de propagación acústica, donde dicho retardo de propagación acústica se determina basándose en la distancia desde el altavoz principal hasta la posición de medición respectiva;
- 45
- medios para determinar, para cada una de dicha  $L$  señal o señales de entrada, basándose en el altavoz principal seleccionado y el altavoz o altavoces de soporte seleccionados, parámetros de filtro de dicho controlador de precompensación de audio de modo que se optimiza una función de criterio con la restricción de estabilidad de la dinámica de dicho controlador de precompensación de audio, incluyendo dicha función de criterio una suma ponderada de potencias de diferencias entre respuestas de impulso estimadas compensadas definidas por las respuestas de impulso estimadas compensadas por el controlador de precompensación de audio y las respuestas de impulso objetivo sobre dichas  $M$  posiciones de medición.
- 50
16. Sistema según la reivindicación 15, en el que  $L \geq 2$ , y dicho sistema (100) comprende medios para fusionar la totalidad de dichos parámetros de filtro, determinados por dichas  $L$  señales de entrada de controlador, para dar un conjunto fusionado de parámetros de filtro para dicho controlador de precompensación de audio, en el que dicho controlador de precompensación de audio con dicho conjunto fusionado de parámetros de filtro está configurado para funcionar sobre dichas  $L$  señales de entrada para generar dichas  $N$  señales de salida de controlador para que dichos altavoces logren dicha respuestas de impulso objetivo.
- 55

17. Sistema según la reivindicación 15 ó 16, en el que dichos medios para determinar parámetros de filtro de dicho controlador de precompensación de audio está configurado para funcionar basándose en una optimización gaussiana cuadrática lineal, LQG, de los parámetros de un controlador de prealimentación multivariable causal, lineal y estable basándose en un sistema dinámico objetivo dado y un modelo dinámico del sistema de generación de sonido.
18. Producto de programa informático (40;24) para determinar, cuando se ejecuta en un sistema informático (100), un controlador de precompensación de audio para un sistema de generación de sonido asociado que comprende un total de  $N \geq 2$  altavoces, teniendo cada uno una entrada de altavoz, teniendo dicho controlador de precompensación de audio un número  $L \geq 1$  de entradas para  $L$  señal o señales de entrada y  $N$  salidas para  $N$  señales de salida de controlador, una para cada altavoz de dicho sistema de generación de sonido, teniendo dicho controlador de precompensación de audio varios parámetros de filtro ajustables, comprendiendo dicho producto de programa informático (40;24):
- medios de programa para estimar, para cada uno de al menos un subconjunto de dichas  $N$  entradas de altavoz, una respuesta de impulso en cada una de una pluralidad  $M \geq 2$  de posiciones de medición, distribuidas en una región de interés en un entorno de escucha, basándose en mediciones de sonido en dichas  $M$  posiciones de medición;
  - medios de programa para especificar, para cada una de dicha  $L$  señal o señales de entrada, uno seleccionado de dichos  $N$  altavoces como altavoz principal y un subconjunto seleccionado  $S$  que incluye al menos uno de dichos  $N$  altavoces como altavoz o altavoces de soporte, donde dicho altavoz principal no forma parte de dicho subconjunto;
  - medios de programa para especificar, para cada altavoz principal, una respuesta de impulso objetivo en cada una de dichas  $M$  posiciones de medición teniendo dicha respuesta de impulso objetivo un retardo de propagación acústica, donde dicho retardo de propagación acústica se determina basándose en la distancia desde el altavoz principal hasta la posición de medición respectiva;
  - medios de programa para determinar, para cada una de dicha  $L$  señal o señales de entrada, basándose en el altavoz principal seleccionado y el altavoz o altavoces de soporte seleccionados, parámetros de filtro de dicho controlador de precompensación de audio de modo que se optimiza una función de criterio con la restricción de estabilidad de la dinámica de dicho controlador de precompensación de audio, incluyendo dicha función de criterio una suma ponderada de potencias de diferencias entre respuestas de impulso estimadas compensadas definidas por las respuestas de impulso estimadas compensadas por el controlador de precompensación de audio y las respuestas de impulso objetivo sobre dichas  $M$  posiciones de medición.
19. Producto de programa informático según la reivindicación 18, en el que  $L \geq 2$ , y dicho producto de programa informático comprende medios de programa para fusionar la totalidad de dichos parámetros de filtro, determinados por dichas  $L$  señales de entrada, para dar un conjunto fusionado de parámetros de filtro para dicho controlador de precompensación de audio, en el que dicho controlador de precompensación de audio con dicho conjunto fusionado de parámetros de filtro está configurado para funcionar sobre dichas  $L$  señales de entrada para generar dichas  $N$  señales de salida de controlador para que dichos altavoces logren dichas respuestas de impulso objetivo.
20. Producto de programa informático según la reivindicación 18 ó 19, en el que dichos medios para determinar parámetros de filtro de dicho controlador de precompensación de audio está configurado para funcionar basándose en una optimización gaussiana cuadrática lineal, LQG, de los parámetros de un controlador de prealimentación multivariable causal, lineal y estable basándose en un sistema dinámico objetivo dado y un modelo dinámico del sistema de generación de sonido.
21. Controlador de precompensación de audio (200) determinado usando el método según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 14.
22. Sistema de audio que comprende un sistema de generación de sonido y un controlador de precompensación de audio (200) en la trayectoria de entrada a dicho sistema de generación de sonido, en el que dicho controlador de precompensación de audio se determina usando el método según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 14.

*Fig. 1*

*Fig. 2*

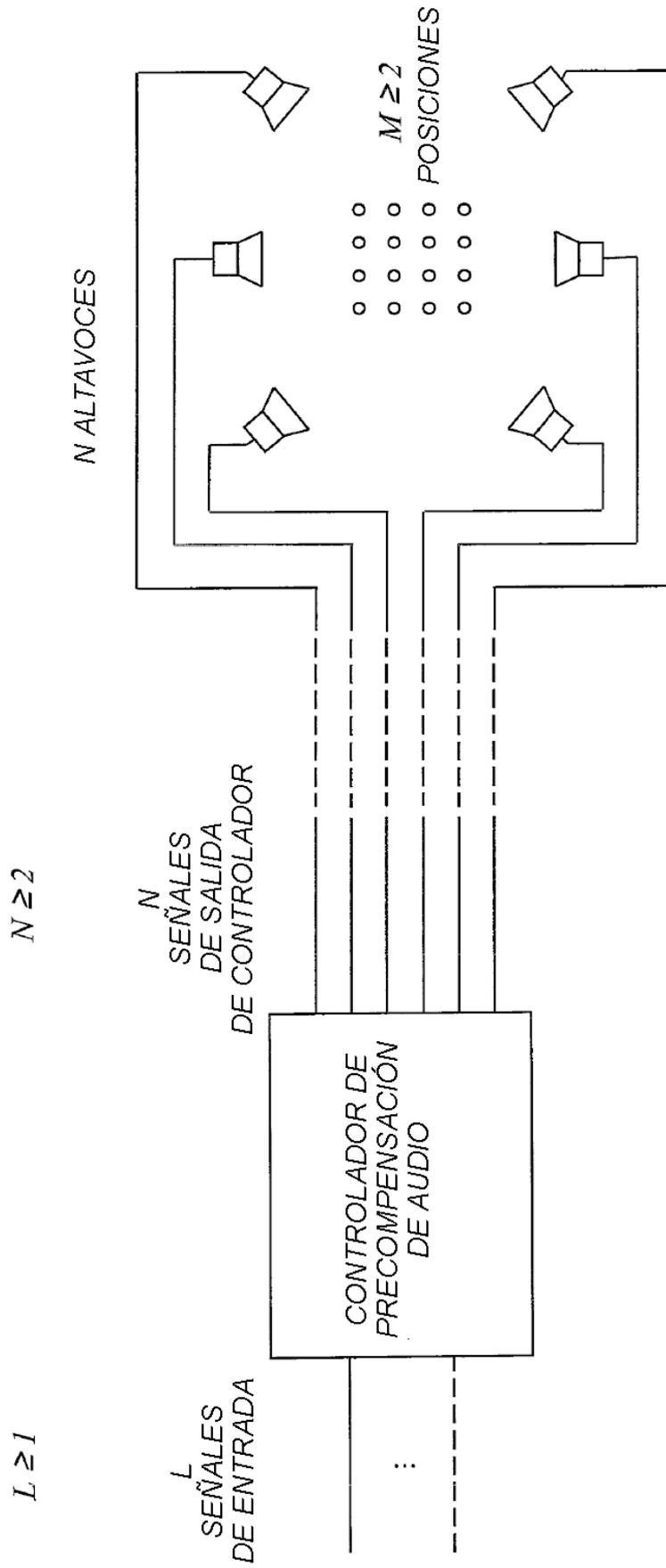


Fig. 3

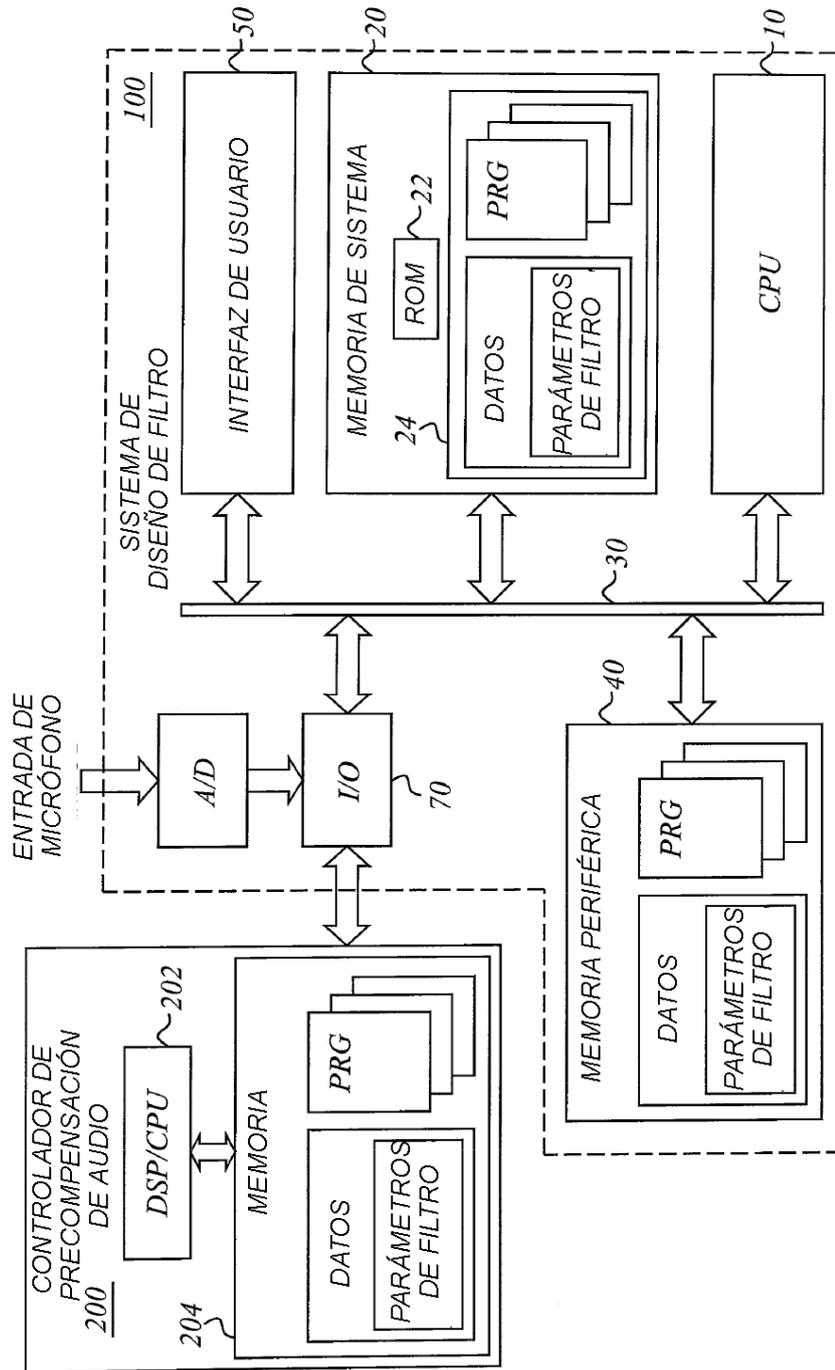


Fig. 4

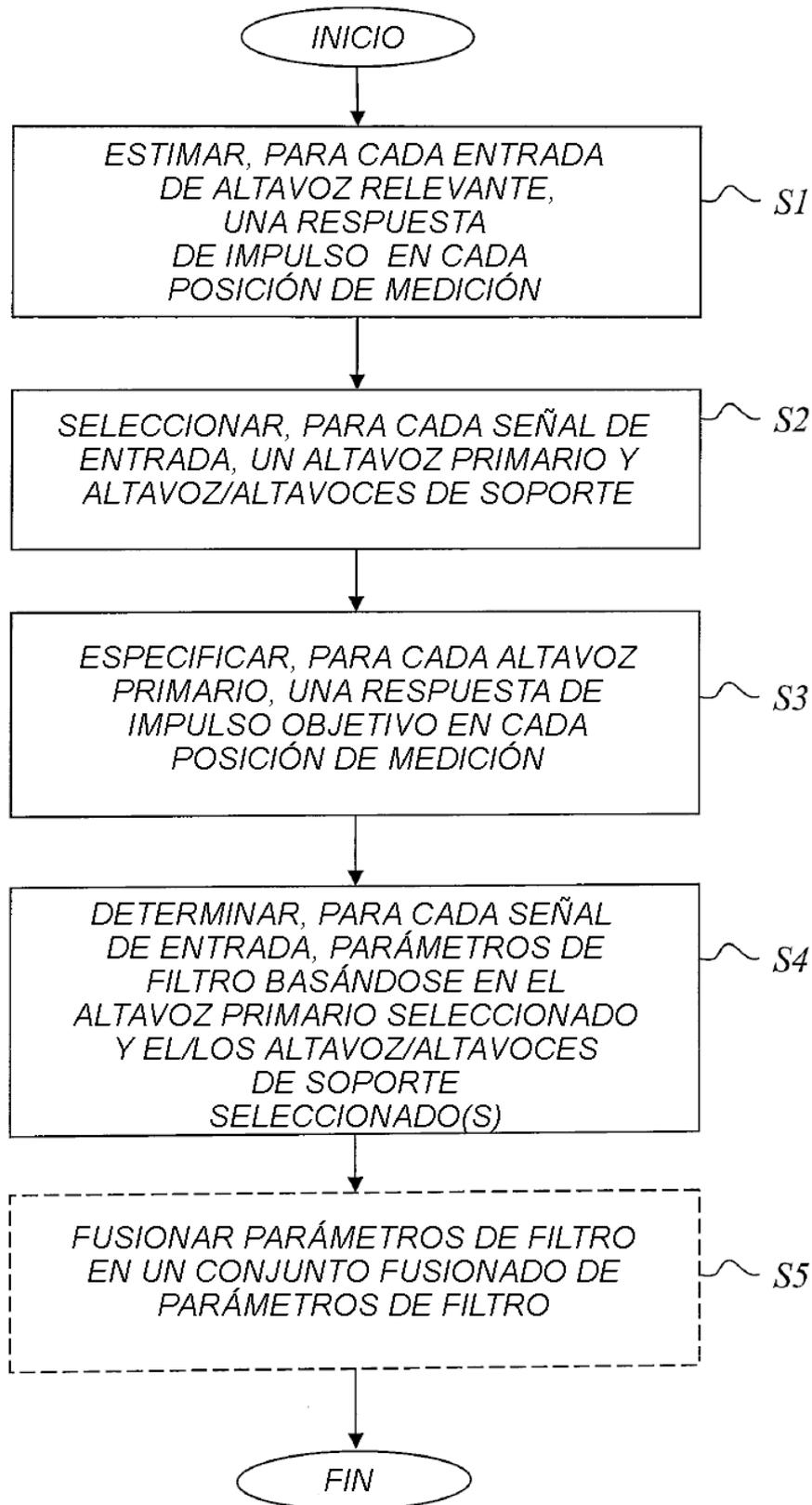
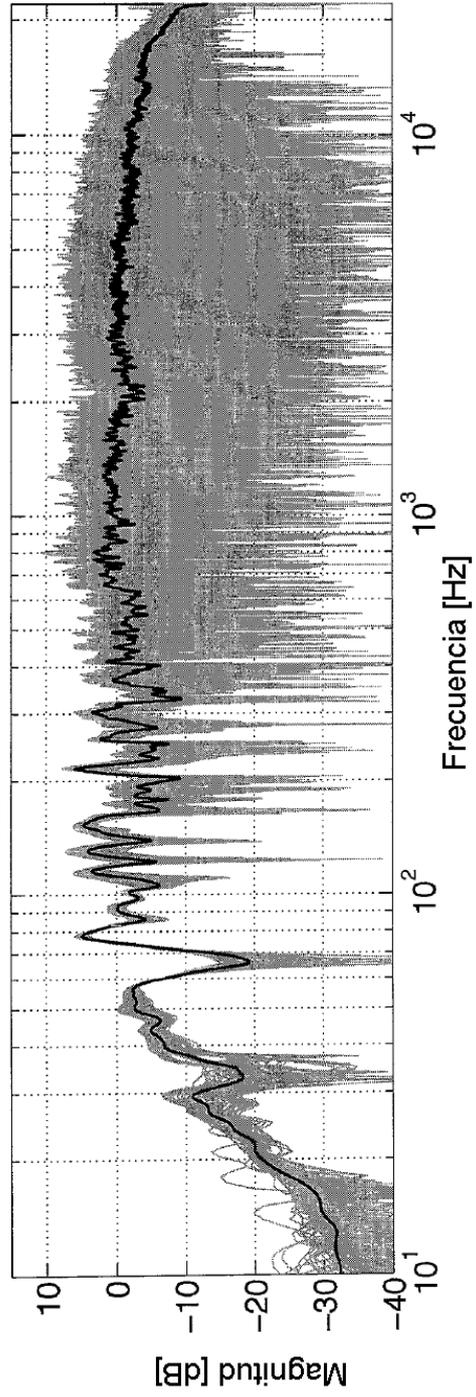


Fig. 5



*Fig. 6*

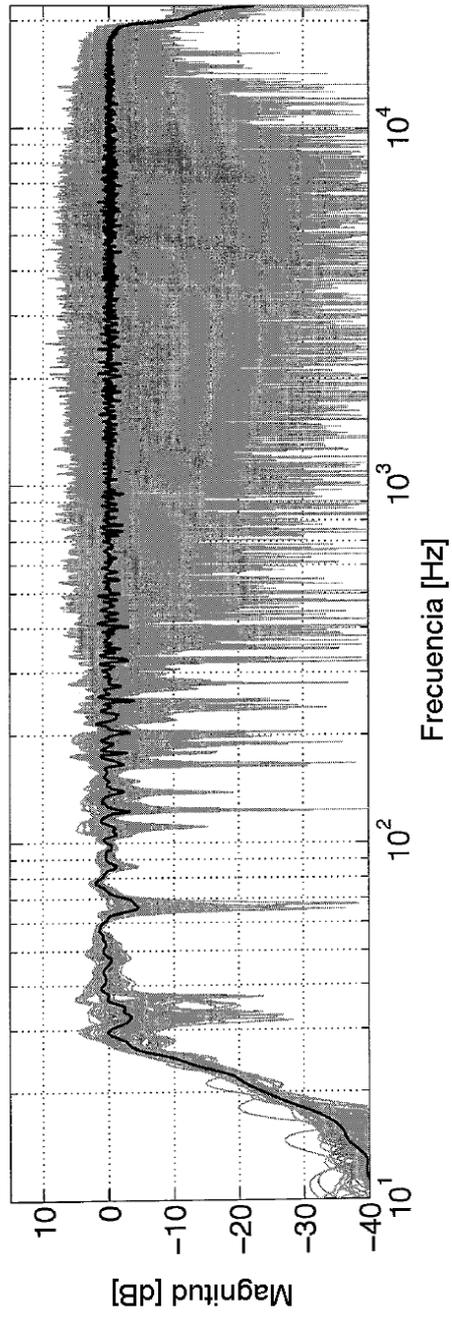
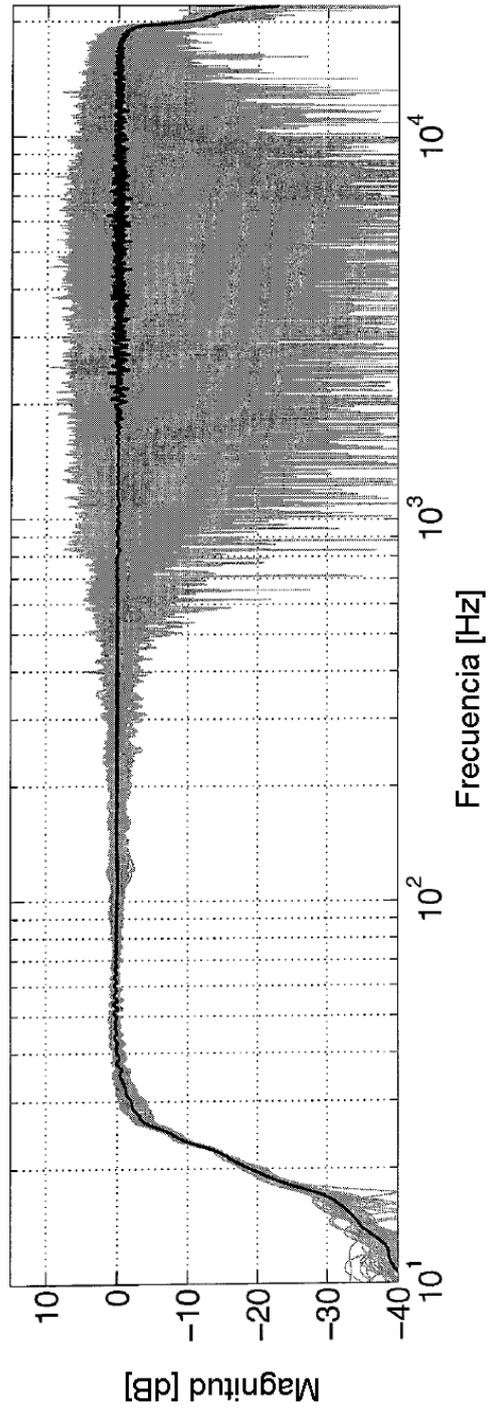
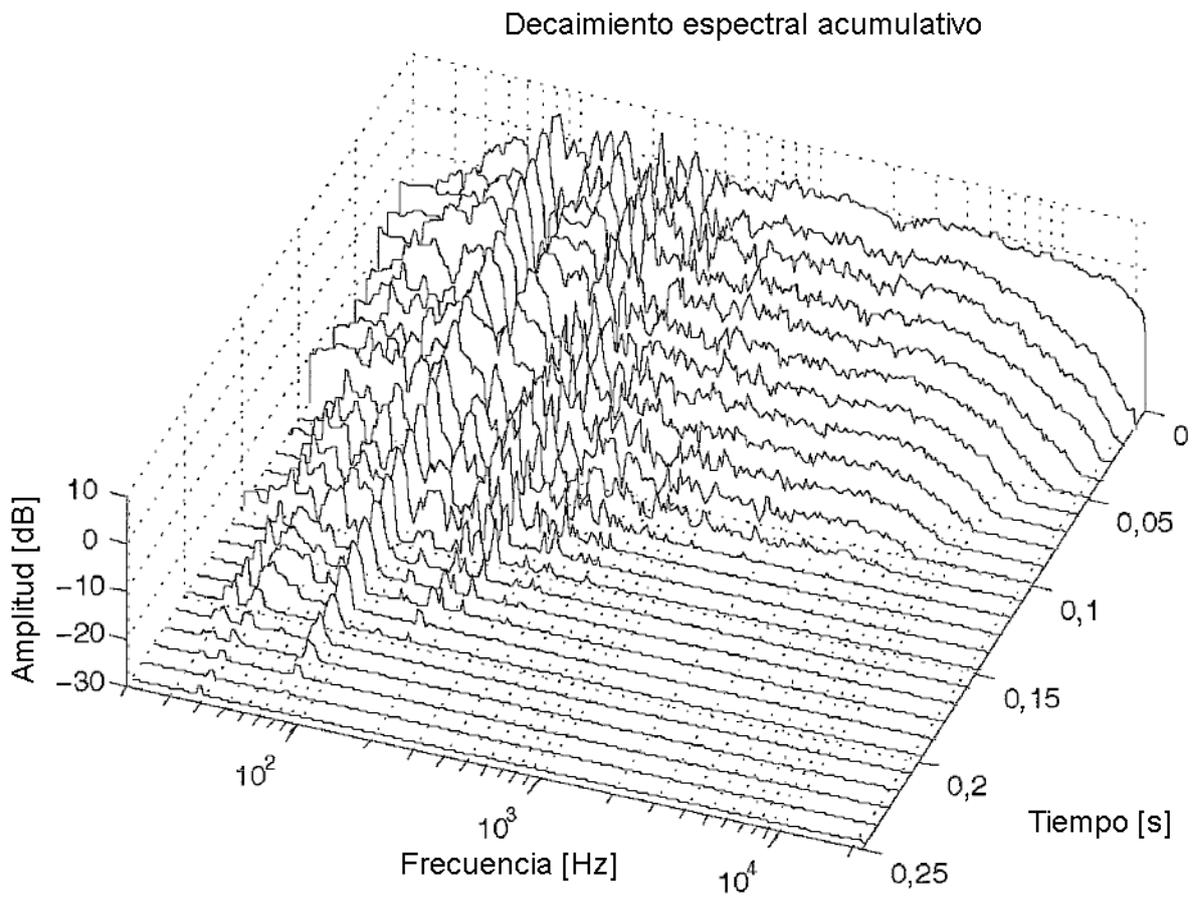


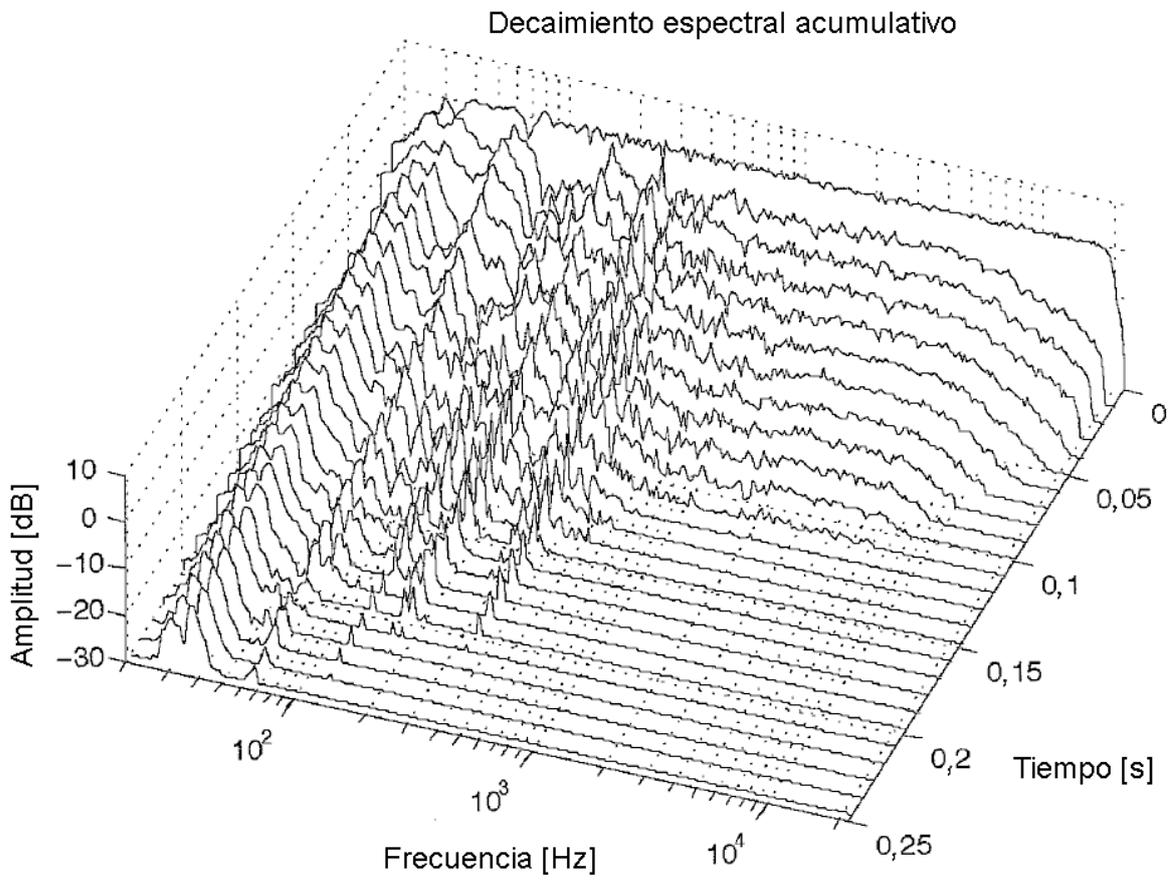
Fig. 7



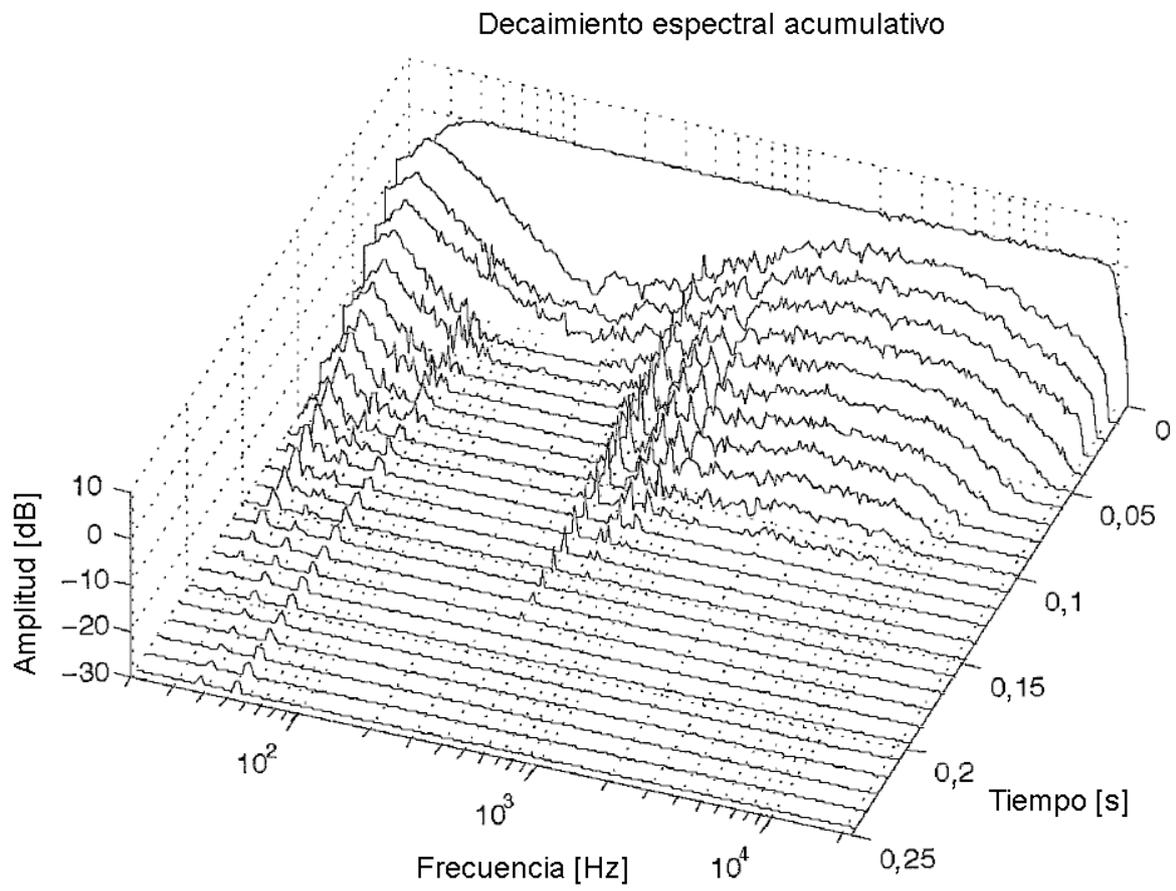
*Fig. 8*



*Fig. 9*



*Fig. 10*



*Fig. 11*