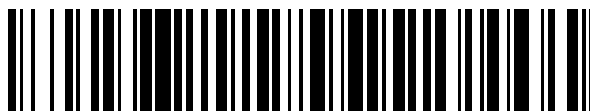


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 427 840**

51 Int. Cl.:

**G10K 11/00** (2006.01)

**H04M 9/08** (2006.01)

**H04S 7/00** (2006.01)

**H04B 3/23** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **21.10.2009 E 09173656 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **03.07.2013 EP 2315200**

54 Título: **Filtrado MIMO adaptativo en áreas de transformación adaptados dinámicamente**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**04.11.2013**

73 Titular/es:

**DEUTSCHE TELEKOM AG (100.0%)  
Friedrich-Ebert-Allee 140  
53113 Bonn, DE**

72 Inventor/es:

**BUCHNER, HERBERT;  
SPORS, SASCHA y  
HELWANI, KARIM**

74 Agente/Representante:

**DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto**

ES 2 427 840 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

Filtrado MIMO adaptativo en áreas de transformación adaptados dinámicamente

La invención se refiere a un procedimiento y un dispositivo para un filtrado MIMO adaptativo en áreas de transformación adaptados dinámicamente.

5 El documento DE 103 51 793 A1 [8] se refiere a un dispositivo de filtro adaptativo y procedimiento para procesar una señal de entrada acústica. Se hace referencia a esta publicación en su totalidad. Como se describe en particular en el mismo, filtros adaptativos discretos en tiempo representan una técnica ampliamente utilizada en el procesamiento de señales digitales. Tal filtro adaptativo es un filtro para el procesamiento de la señal digital, que tiene la propiedad de ser capaz de cambiar independiente su función de transferencia en el funcionamiento. La Figura 1 muestra un ejemplo filtrado adaptativo de un solo canal. Se compone de un filtro adaptativo 11 que tiene una entrada 13 y una salida 15. El filtro adaptativo 11 tiene coeficientes de filtro  $L$  que se combinan para formar un vector  $h = (h[0], \dots, h[L-1])$ . En la entrada 13 del filtro 11 se aplica una señal de entrada en forma de una secuencia  $x[n]$ . Esta secuencia entrante pasa a través del filtro adaptativo y está aplicada en la salida 15 como secuencia de salida  $y[n]$ . La salida 15 está acoplada a un sumador 17, que tiene una señal deseada  $y[n]$  en una entrada adicional 19. El sumador forma la diferencia y la emite como una señal de error  $e[n]$ . El dispositivo comprende además un bloque 23 que realiza un algoritmo de adaptación. Este bloque por una parte contiene una señal de entrada  $x[n]$  y por otro lado, la señal de error  $e[n]$ . El bloque 23 tiene una salida 25 que está acoplada con el filtro 11. A través de la salida 25 se suministran al filtro 11 los coeficientes de filtro determinados por el algoritmo de adaptación en el bloque 23.

20 Este filtro adaptativo opera según el principio conocido que consiste en determinar coeficientes de filtro (agrupados en un vector  $h$ ) con el fin de aproximar la señal de salida  $y[n]$  del sistema (o un canal de salida en un sistema multicanal) con una señal de entrada  $x[n]$  conocida (o una pluralidad de señales de entradas conocidas) a una señal deseada  $y[n]$  (o una pluralidad de señales deseadas en un sistema multi-canal). Esto se consigue aquí por medio de una reducción por bloques de la señal de error  $e[n] = y[n] - y'[n]$  (o una pluralidad de señales de error en un sistema multi-canal) de acuerdo con un cierto criterio (por lo general por el error cuadrático medio). La longitud del bloque puede ser mayor que o igual a un valor de muestra. La optimización de los coeficientes de filtro puede ser realizada de forma recursiva o no recursiva. La Figura 2 muestra la versión correspondiente de múltiples canales, en la que las rutas de señal de múltiples canales se muestran en negrita, y la pluralidad de señales se describen por los vectores en cada caso. En caso de una pluralidad de canales de entrada y una pluralidad de canales de salida, el sistema adaptativo  $H$  en general representa un sistema MIMO totalmente cargado (Multiple-Input and Multiple-Output) que puede ser descrito por una matriz. Por lo general, en caso de sistemas adaptivos de este tipo se asume una respuesta de impulsos finitos de extensión temporal (FIR, inglés. Finite Impulse Response), ya que éste garantiza estabilidad durante la adaptación.

35 Un ejemplo bien conocido de la aplicación de filtrado adaptativo multi-canal es la llamada cancelación de eco acústica, que se requiere para la comunicación dúplex completa de manos libres, tales como sistemas de teleconferencia. Dicha construcción de este tipo se muestra en la Figura 3. Desde una sala de emisión distante 31 se transmite hacia una sala de conferencia local 33 ("sala próxima") una señal de audio multicanal a través de las líneas 35 a través de  $P$  canales de altavoces (señales  $x_1, \dots, x_P$ ) y de un número  $P$  de altavoces 37 en la sala de conferencia local 33. Al mismo tiempo, en la sala próxima 33 se graban señales de micrófono  $y_1, \dots, y_Q$  de los oradores locales por un número  $Q$  de micrófonos 39. Con el fin de evitar en la comunicación full-dúplex, la retroalimentación de señales del altavoz procedentes de la sala distante a través de los micrófonos de nuevo a la sala de emisión distante 31 o, por ejemplo, hacia un sistema automático de reconocimiento de voz, etc. mediante un compensador de eco acústico, las  $P \times Q$  vías de señales acústicas de la sala próxima 33 se simulan por medio de un filtro MIMO adaptativo 40, y los ecos simulados entonces se restan de las señales de micrófono grabadas  $y_1, \dots, y_Q$ .

45 En un filtrado adaptivo multi-canal de tal manera hay dos principales problemas conocidos: por un lado, la relativamente alta complejidad computacional debido a la estructura del sistema (que debe simular  $P \times Q$  vías de señales de forma adaptativa mediante en cada caso varios miles de coeficientes de filtro), por otro lado, la adaptación en caso de señales de entrada correlacionadas entre sí del filtro adaptativo es problemático en muchas aplicaciones para motivos numéricos. En la compensación de eco acústica, por ejemplo, las señales de entrada correlacionadas resultan porque la mayoría de las señales proceden de pocas fuentes comunes de una sala distante. En una optimización de coeficientes mediante la reducción al mínimo del rendimiento de error cuadrática (llamado problema de mínimos cuadrados), por lo tanto, las denominada ecuación normal resultante presenta una matriz de correlación poco acondicionada, de modo que para su solución iterativa por lo general se requieren algoritmos muy computacionalmente intensivos, tales como el algoritmo [1] de mínimos cuadrados recursivo (RLS).

55 Con el fin de evitar parcialmente a estos problemas, se ha propuesto el uso de filtrado adaptativo en los áreas apropiados de transformación de señal, tal como se muestra en la Figura 4. En este caso, los bloques 27, 28, 29 con matrices  $T_1, T_2, T_3$  constituyen primeras transformaciones genéricas, tales como transformaciones lineales de secuencias temporales de canales múltiples. El bloque 27 con la matriz  $T_1$  transforma la señal  $x[n]$  en una señal  $x[m]$ . El bloque 28 con la matriz  $T_2$  transforma la señal  $y[n]$  en una señal  $y[m]$ . El bloque 29 transforma una señal  $e[m]$  en una señal  $e[n]$ . Con respecto a los demás elementos se hará referencia a la descripción de la Figura 3. Anteriores enfoques adaptivos descritos hasta ahora en la literatura en los áreas de transformación se basan por lo

- 5 general en las transformaciones temporales en los canales de señal individuales, como el "filtrado adaptable del dominio de la frecuencia" (FDAF), que se describe resumiendo en [2] para el caso de múltiples canales. En este caso se utiliza esencialmente la estructura FIR de los sistemas parciales individuales (de un solo canal), de manera que se puede trabajar con transformaciones conocidas invariantes en el tiempo, en particular la transformación discreta de Fourier (DFT). Esto causa tanto una ganancia en la complejidad de las operaciones de filtrado de los subsistemas de un solo canal, así como para mejorar las propiedades numéricas de la adaptación.
- 10 Mediante la ampliación de esta idea especialmente conocida por el FDAF recientemente se han propuestos varios procedimientos de adaptación con transformaciones temporales y espaciales, por ejemplo, [3], [4], [5], [6], [7], [8]. El objetivo de transformación espacial, especialmente en sistemas de múltiples canales en el contexto de matrices de sensor y actuador, por ejemplo, en la reproducción de audio utilizando matrices de altavoces en caso de los denominados síntesis de campo de onda, véase, por ejemplo, [7], posibilitar el uso de las aplicaciones de filtrado adaptativo, tales como compensación de eco acústico. En este caso se pretende, además de las ventajas antes mencionadas de FDAF conseguir también una digitalización aproximada, es decir, un desacoplamiento del sistema MIMO adaptativo originalmente completamente ocupado en el área de la transformada [3].
- 15 Una diferencia muy significativa a la transformación puramente temporal es que para la elección de las transformaciones espaciales apropiadas está disponible mucho menos conocimiento previo de manera que en la práctica hasta ahora sólo se han alcanzado aproximaciones relativamente crudas del objetivo anterior del desacoplamiento del sistema MIMO.
- 20 Un primer enfoque de aproximación es el llamado filtrado adaptable del dominio de onda ("Wave-Dominio Filtro Adaptable") (WDAF), por ejemplo, [6]. Esto se basa en la descripción física de la propagación de ondas a través de la ecuación de onda como conocimiento previo. Mediante algunos supuestos acerca de la configuración de geometría matriz y el supuesto de condiciones de campo libre se utilizan las funciones propias espaciales de campo libre correspondientes, son armónicos esféricos, como transformaciones de señal fijos.
- 25 El llamado filtrado adaptivo de espacio propio "Eigenspace Adaptive Filtering" (EAF), por ejemplo, [4] en comparación con WDAF representa una descripción formal algo más general, partiendo de la descomposición de valor singular (SVD) del sistema MIMO buscado, y de esta deriva las transformaciones relevantes. La desventaja es que aquí el sistema buscado idealmente debe estar ya conocido, por lo que también se pueden derivar en la práctica sólo soluciones aproximadas se. Se demostró que WDAF ser categorizado como un caso especial en el concepto EAF.
- 30 En [5] se introdujo otro enfoque de dominio de la transformada filtrado adaptable del dominio de transformación ("Transform-Domain Adaptive Filtering") (TDAF), que en primer lugar abandona el requerimiento de la descomposición del sistema, y en lugar de ella diagonaliza la matriz de correlación cruzada de las señales de entrada por la transformación de señales de múltiples canales, lo que resulta en una mejor acondicionamiento numérico de la adaptación.
- 35 Se puede demostrar que todos los enfoques mencionados anteriormente se pueden describir mediante transformaciones ortogonales. Estos han sido resumidos en [3] a un concepto unificado para transformaciones dadas. En este contexto, también se puede demostrar que las transformaciones generales de espacio-tiempo se pueden representar mediante anidación de transformaciones espaciales y el FDAF para los componentes temporales. En la Figura 3 se simboliza este enfoque de dos etapas de transformaciones temporales y espaciales. El cancelador de eco acústico 40 comprende un primer bloque 41 para la transformar en tiempo de la señal de audio multi-canal procedente de un espacio emisor 31 lejano. El primer bloque de transformación 41 está acoplado a un segundo bloque 42 para la transformación espacial, que está representado por una matriz de  $\underline{C}_1$ . Este a su vez está acoplado con un filtro adaptativo 43 que tiene una función de transferencia  $\underline{H}$ .
- 45 El cancelador de eco acústico comprende, además, un tercer bloque 51 para la transformación temporal de las señales de micrófono del espacio 33 cercano. Este está acoplado a un cuarto bloque 52 para la transformación espacial, que está representada por una matriz de  $\underline{C}_2$ . Las señales de salida del cuarto bloque 52 se aplican se forma respectiva al sumador 54, que cada uno recibe una señal de salida del filtro adaptativo 43. El sumador 54 en cada caso forma una señal de diferencia  $\underline{e}_1$  a  $\underline{e}_Q$  que se aplica a las entradas de un quinto bloque 55. El quinto bloque 55 se utiliza para la transformación espacial inversa de las señales de diferencia representados por la matriz  $\underline{C}_2^{-1}$ . El quinto bloque 55 está acoplado a un sexto bloque 56 para la transformada temporal inversa. El filtro adaptativo 43 incluye una pluralidad de filtros individuales 44, que reciben cada uno una señal diferencial de un sumador 54, y controlan los filtros individuales, de tal manera que la correspondiente señal de diferencia  $\underline{e}_1$  a  $\underline{e}_Q$  se reduce al mínimo. Las matrices  $\underline{C}_1$  y  $\underline{C}_2$  representan por lo tanto sólo las transformaciones espaciales (selectivas en frecuencia).
- 55 El objeto de la presente invención es proporcionar un procedimiento y un dispositivo para el filtrado MIMO adaptativo en áreas de transformación ajustados dinámicamente, en el que se mejora la adaptación. La invención permite aumentar el rendimiento de las zonas de filtrado MIMO adaptativas por la determinación apropiada de transformaciones adaptadas de forma dinámica para las señales dadas. Para la adaptación de los bloques de

transformación, con la invención además de introduce un control de adaptación flexible, en particular, en dependencia de la potencia de procesamiento.

Este objeto se consigue con las características de las reivindicaciones independientes. Las reivindicaciones dependientes se refieren a realizaciones preferidas de la invención.

5 La invención se basa en las siguientes ideas básicas.

En los supuestos anteriormente mencionados y habituales de un criterio de optimización de mínimos cuadrados para la estimación de los coeficientes del filtro adaptativos la denominada ecuación de Wiener-Hopf describe [1] la solución óptima en el dominio transformado espacio-tiempo como

$$\underline{H} = \underline{I}_{xx}^{-1}(m) \underline{I}_{xy}(m) \quad (1)$$

10 donde  $\underline{H}$  es la matriz de coeficientes de dimensión PL x Q con la longitud del filtro FIR de L, el número de canales de entrada P y el número de canales de salida Q.  $\underline{I}_{xx}(m)$  y  $\underline{I}_{xy}(m)$  son las matrices de correlación de todas las entradas, o señales de entrada y de salida en la zona transformada en espacio-tiempo. Estas matrices de correlación tienen una estructura de bloques, en donde los bloques individuales en cada caso contienen las correlaciones cruzadas o de auto para L traslaciones temporales de las señales [1]. Los diferentes bloques de las matrices resultan por las  
15 diferentes combinaciones de canales (es decir, P<sup>2</sup> bloques  $\underline{I}_{xx}(m)$  y PxQ bloques  $\underline{I}_{xy}(m)$ ).

Por medio de las matrices de transformación espaciales  $\underline{C}_1$  y  $\underline{C}_2$  (véase la Figura 3), las matrices de correlación se pueden expresar de la siguiente manera:

$$\underline{I}_{xx}(m) = \underline{C}_1^T \underline{S}_{xx}(m) \underline{C}_1 \quad (2)$$

$$\underline{I}_{xy}(m) = \underline{C}_1^T \underline{S}_{xy}(m) \underline{C}_2 \quad (3)$$

20 En donde  $\underline{S}_{xx}(m)$  y  $\underline{S}_{xy}(m)$  representan las correspondientes matrices de correlación con estructura de bloque analógica, sin embargo, sólo en el dominio transformado temporal.

El procedimiento de la invención ahora optimiza las matrices de transformación  $\underline{C}_1$  y  $\underline{C}_2$  de tal manera que  $\underline{I}_{xx}(m)$  y  $\underline{I}_{xy}(m)$  en cada caso son diagonales en bloque. De acuerdo con la ecuación de Wiener-Hopf anteriormente mencionada, de esto resulta una matriz de coeficientes  $\underline{H}$  también diagonal en bloque, lo que corresponde  
25 exactamente al desacoplamiento deseado del sistema MIMO adaptativo, en cuando se realiza la diagonalización en bloque durante un período suficientemente largo de tiempo. Por otra parte, debido a la diagonalización en bloque de la matriz de correlación de entrada  $\underline{I}_{xx}(m)$  una mejora sustancial numérica para la adaptación de los coeficientes del filtro [1]. La diagonalización en bloque de  $\underline{I}_{xy}(m)$  significa que después de la optimización de  $\underline{C}_2$ , dada la  $\underline{C}_1$ , en el dominio de transformación sólo la señal  $y_1$  de salida deseada está correlacionada con la señal de entrada  $x_1$ ,  $y_2$  sólo con  $x_2$ , etc. Sin embargo, ya que las señales de entrada ya están desacoplas por la diagonalización en bloque de  
30  $\underline{I}_{xx}(m)$ , esto significa en caso de una aplicación durante un prolongado periodo de tiempo una separación de señales de los canales de entrada y de salida. Para el procedimiento de la invención para el sistema controlado de filtrado adaptativo de forma alternativa se pueden aplicar las técnicas conocidas para el desacoplamiento del sistema y de desacoplamiento de correlación mediante Análisis Independiente de Componentes (ACI). El ICA habitualmente se aplica para el filtrado adaptativo ciego para la separación en origen (véase, por ejemplo, [9], [10], [11]). El llamado algoritmo de maximización de expectativa (EM), por ejemplo [12], también puede ser utilizado para la invención.

En los problemas de filtrado adaptativo, especialmente en el procesamiento de señales de habla y de audio, la adaptación de los coeficientes generalmente se realiza se forma iterativa continuamente para poder seguir  
40 temporalmente los posibles cambios en el sistema. Este procedimiento iterativo en el proceso de la invención se amplía por la estimación secuencial de las matrices de transformación  $\underline{C}_1$ ,  $\underline{C}_2$  en los paso de iteración, en donde los pasos de iteración para estimar los coeficiente de transformación y los pasos de iteración para la estimación de los coeficientes del filtro adaptativos preferiblemente de forma alternativa.

Una realización preferida del procedimiento de acuerdo con la invención consta de los siguientes pasos de procesamiento por iteración:

- 45
- transformación temporal y espacial de las señales de entrada  $x_1, x_2, \dots, x_P$ , así como la transformación temporal y espacial de las señales de salida deseadas  $y_1, y_2, \dots, y_Q$ . Aquí, las transformaciones espaciales  $\underline{C}_1, \underline{C}_2$  en primer lugar parten de ciertos valores iniciales, por ejemplo, matrices uniformes. Preferiblemente, sin embargo, en los valores iniciales para las matrices de transformación  $\underline{C}_1, \underline{C}_2$  ya se utiliza conocimiento eventual, por ejemplo, a través de características de propagación acústicas. Preferiblemente, este conocimiento se da por la  
50 descomposición modal de la propagación en campo libre, como en WDAF [6]. Esto asegura que el rendimiento del procedimiento según la invención al menos corresponde al de la WDAF según el estado actual de la técnica, o es mayor.
  - una mejora iterativa de la matriz de transformación  $\underline{C}_1$ , basada en los datos de entrada, de acuerdo con la ecuación (2). Esto puede realizarse, por ejemplo, por el procedimiento existente de la ICA o el algoritmo EM.

Preferiblemente, esta etapa, sin embargo, se calcula el cálculo SVD iterativo de acuerdo con [13], por lo que se toman en cuenta poco a poco más y más datos, y se tiene en cuenta cada vez más modos de la señal de entrada multicanal, posiblemente, basado sobre los modos iniciales de la propagación en campo libre, tal como se ha descrito anteriormente.

- 5 - calcular una matriz de transformación  $\underline{C}_2$  mejorada correspondiente, basada en la ecuación (3), usando la matriz de transformación  $\underline{C}_1$  calculada previamente y las señales de entrada y las señales de salida deseadas.
- Alternativamente, tanto la matriz de transformación espacial  $\underline{C}_1$  así como la matriz de transformación espacial  $\underline{C}_2$  se mejoran iterativamente en base a los datos de entrada de acuerdo con la ecuación (3). Preferiblemente, para las matrices de transformación  $\underline{C}_1$ ,  $\underline{C}_2$  se utilizan valores iniciales, los cuales son determinados
- 10 - De acuerdo con la potencia de computación del sistema disponible en la actualidad, y/o de acuerdo con el progreso actual de diagonalización en bloque del sistema, la velocidad de actualización de las matrices de transformación  $\underline{C}_1$ ,  $\underline{C}_2$  puede ser reducida también temporalmente.
- Para estimar el progreso actual de la diagonalización de bloques para el control de la velocidad de actualización de las matrices de transformación  $\underline{C}_1$ ,  $\underline{C}_2$  según la invención se utiliza una medida de compactación, que refleja el dominio de lo posible actualmente de la diagonal principal frente a las diagonales secundarias, por ejemplo, compactación de energía según [7] o la optimización mediante la norma  $L_1$ . En la medida de compactación utilizando norma  $L_1$  se suman sólo los valores absolutos de los correspondientes
- 15 elementos de matriz. Otra norma de compactación es la "norma de Frobenius" en la que se resumen todas las entradas cuadradas de la matriz correspondiente. Para las dos matrices de transformación se pueden utilizar opcionalmente diferentes medidas de compactación.
- adaptación de los coeficientes del filtro. Para este propósito, se puede utilizar un algoritmo conocido de un canal o multicanal para el filtrado adaptivo, por ejemplo, [1]. Preferiblemente, se utiliza el algoritmo de FDAF, por ejemplo, [2].
- 20 - Es preferible por razones de eficiencia se utiliza la ya estimado matriz de correlación de entrada también para el algoritmo de filtro adaptativo, por ejemplo [2], ya que ésta también es necesaria para este fin.
- Las señales de error residuales del algoritmo de adaptación (si se desea para la aplicación particular) se transforma de nuevo en el dominio espacio-temporal.

La invención se explica a continuación con referencia a una realización preferida y los dibujos. En los dibujos muestra:

- Figura 1 un diagrama de bloques de un filtrado adaptativo de un solo canal,
- Figura 2 es un diagrama de bloques de un filtrado adaptativo multicanal,
- Figura 3 es un diagrama esquemático de una cancelación de eco multi-canal en el dominio de la transformación,
- 35 Figura 4 es un diagrama de bloques de un filtrado adaptativo multicanal en el dominio de la transformación,
- Figura 5 una forma de realización preferida del sistema de acuerdo con la invención para su uso en una cancelación de eco acústica de múltiples canales, y
- Figura 6 una ilustración de una diagonalización de bloques de una matriz que consiste a modo de ejemplo de 2 x 2 bloques.

40 La Figura 5 muestra una realización preferida del sistema básico descrito anteriormente para la aplicación en la cancelación de eco acústica multicanal. Para estimar la matriz de transformación de entrada  $\underline{C}_1$  espacial se utiliza la SVD (descomposición de valor individual) recursiva anterior. Además, para inicializar las matrices de transformación espaciales  $\underline{C}_1$ ,  $\underline{C}_2$ , se utilizan las soluciones de campo libre anteriormente mencionadas del enfoque WDAF. Para adaptar del filtro de un solo canal desacoplado se utiliza el algoritmo FDAF.

45 Preferiblemente, el procedimiento de la invención para la cancelación de eco acústica multi-canal se lleva a cabo cuando no se habla en el espacio local o bien no se generan señales acústicas con la excepción de las señales emitidas de los altavoces que se originan desde el espacio lejano. En este caso, los micrófonos captan señales que vienen de las salidas de los altavoces.

La forma de realización mostrada en la Figura 5 de un cancelador de eco acústico 140 es en parte similar a la realización que se describe con referencia a la Figura 3. Un primer bloque 141 para la transformación de una señal de audio multicanal procedente de la cámara de transmisión lejana 131 está acoplado a un segundo bloque 142 para la transformación espacial. El segundo bloque 142 para la transformación espacial está representado por una

matriz  $\underline{C}_1$ . Este segundo bloque para la transformación espacial está acoplado con un filtro adaptativo 144, 145, que tiene una función de transferencia  $\underline{H}$ . La señal de audio multi-canal  $x_1, x_2, \dots, x_P$  se transmite a un conjunto de altavoces 137 en el espacio cercano 133 a través de líneas 135. El conjunto de altavoces presenta un número P de altavoces 137. En el espacio cercano 133 está dispuesto además un conjunto de micrófonos con un número Q de micrófonos. Las señales registradas a partir de los micrófonos se pasan a un tercer bloque 151 para la transformación temporal de las señales de micrófono del espacio cercano. El tercer bloque de transformación 151 está acoplado a un cuarto bloque 152 para la transformación espacial. Esto está representado por una matriz  $\underline{C}_2$ . Las señales de salida de los cuarto bloque 152 se aplican en cada caso a un sumador 154. Los sumadores se acoplan además a las salidas del filtro 144 adaptativo. Cada uno de los sumadores 154 forma una señal de diferencia que se aplica a un quinto bloque 155 para la transformación espacial inversa. El quinto bloque 155 para la transformación espacial inversa se representa por una matriz  $\underline{C}_2^{-1}$ . El quinto bloque para la transformación espacial inversa está acoplado a un sexto bloque 156 a la transformación temporal inversa.

Por otra parte, la realización de la Figura 5 tiene medios para ajustar la transformación matrices  $\underline{C}_1$  del segundo bloque 142 y de  $\underline{C}_2$  del cuarto bloque 152. Específicamente, aquí está previsto un primer bloque de estimación 161 para la estimación de  $\underline{C}_1$ , que como señales de entrada recibe las señales de salida del primer bloque 141 para la transformación temporal. En la realización este primer bloque de estimación 161 realiza una SVD recursiva (Descomposición del Valor Singular). La matriz de transformación  $\underline{C}_1$  mejorada en cada iteración se pasa al segundo bloque 142 para la transformación espacial. Un segundo bloque de estimación 163 para la estimación de  $\underline{C}_2$  por una parte contiene las señales de salida de un primer bloque 141 y por otra parte las señales de salida del tercer bloque 151. En esta forma de realización, la estimación de  $\underline{C}_2$  se efectúa por medio de separación de canales. El segundo bloque de estimación 163 proporciona los valores iterativamente mejorados de matriz de transformación  $\underline{C}_2$  al cuarto bloque 152 para la transformación espacial. Por otra parte, el primer bloque de estimación 161 proporciona los valores para la matriz de transformación  $\underline{C}_1$  al segundo bloque de estimación 163. El primero y el segundo bloque de estimación 161, 163 están controlados por un medio de control 164 que en la realización mostrada controla la velocidad de actualización de las matrices de transformación  $\underline{C}_1, \underline{C}_2$  por medio de una medida de compactación. La forma de realización también incluye un tercer bloque de estimación 162 que con señales de entrada recibe las señales de salida del segundo bloque 142 para la transformación espacial. El tercer bloque de estimación 162 proporciona los valores de la matriz de correlación al primer y el segundo bloque de estimación 161, 163 y el dispositivo de control 164.

Además, el tercer bloque de estimación 162 puede proporcionar los valores de la matriz de correlación a los medios 145 para la adaptación de los coeficientes del filtro.

Los medios 145 para la adaptación de los coeficientes del filtro como señales de entrada recibe las señales de salida del segundo bloque 142 y las señales de diferencia de los sumadores 154. Los filtros individuales 144 obtienen los coeficientes de filtro adaptados por los medios 145.

La forma de realización mostrada en la Figura 5 primero realiza una transformación de tiempo de las señales de entrada. En una etapa adicional, las señales de entrada transformados de tiempo se transforman espacialmente mediante una matriz de transformación espacial  $\underline{C}_1$ . Del mismo modo, las señales de micrófono se transforman primero en tiempo y las señales transformadas en tiempo se transforman espacialmente por medio de una matriz de transformación espacial  $\underline{C}_2$ . De acuerdo con la invención las matrices de transformación  $\underline{C}_1, \underline{C}_2$  se cambian de forma adaptativa. A partir de una matriz de transformación espacial particular  $\underline{C}_1$  o bien  $\underline{C}_2$  que tiene determinados valores iniciales, los valores de las dos matrices de transformación  $\underline{C}_1$  y  $\underline{C}_2$  se mejoran en sucesivas etapas de iteración. El objetivo es la diagonalización en bloque del sistema.

En la adaptación de un cancelador de eco se supone que en el espacio cercano nadie habla, es decir, no hay ruido presente, con la excepción de las emisiones de los altavoces que vienen desde el espacio lejano. La adaptación según la invención permite adaptar el sistema al espacio cercano respectivo con respecto a la colocación de los altavoces, los micrófonos, pero también la propagación del sonido en particular en el espacio cercano. Los cambios en el espacio cercano como puede ocurrir con la apertura de ventanas o por las personas presentes en la sala se pueden adaptar de acuerdo con la invención.

Con la ayuda del proceso de la invención, las matrices de correlación se procesan en una primer etapa de manera que se diagonalizan las sub-matrices. Es decir, los valores a lo largo de la diagonal son siempre los mismos. Esto se aplica tanto a la diagonal principal como a la diagonal secundaria. En una etapa adicional, las matrices de correlación se diagonalizan de nuevo a saber, en el dominio espacial.

En un ejemplo, en el espacio cercano están disponibles dos altavoces 137, así como dos micrófonos 139. Este sistema acústico se puede describir como matriz de bloque 2 x 2. Esta matriz de bloque 2 x 2 tiene cuatro sub-matrices, de las que cada sub-matriz describe los caminos entre los altavoces y los micrófonos.

El ejemplo de la diagonalización de bloque de una matriz de correlación con 2 x 2 bloques se muestra en la Figura 6. En la parte izquierda de la Figura 6 se muestra una matriz de 2 x 2 bloques, de las cuales la respectiva sub-matriz representa la auto-correlación correspondiente al primer cuadrante superior izquierdo, y el segundo bloque representa la correlación cruzada correspondiente al segundo cuadrante de la parte superior derecha. La

diagonalización de bloque de la matriz se muestra en la parte derecha de la Figura 6. Aquí, el primer cuadrante y el tercer cuadrante (superior izquierda e inferior derecha) presenta cada uno una sub-matriz, de manera que esta matriz se diagonaliza en la diagonal principal. En otras realizaciones que tienen más de dos altavoces, o más de dos micrófonos existen, respectivamente, varias sub-matrices en una matriz.

- 5 La presente invención se ha descrito a modo de ejemplos. Es evidente para los expertos en la técnica que pueden realizarse diversas modificaciones de las formas de realización sin apartarse del alcance de la presente invención. El alcance de la presente invención no se limita a los procedimientos y dispositivos descritos en la descripción, pero se define por los procedimientos y dispositivos, y sus equivalentes, tal como se define en las reivindicaciones.

Bibliografía

- [1] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice Hall, 1991.
- 5 [2] H. Buchner, J. Benesty, y W. Kellermann, "Multichannel frequency-domain adaptive algorithms with application to acoustic echo cancellation", en Benesty J. et al, (Eds.), Adaptive signal processing applications to real-world problems, editorial Springer, Berlin / Heidelberg, 2003.
- [3] H. Buchner y S. Spors, "A general derivation of wave-domain adaptive filtering and application to acoustic echo cancellation ", en la conferencia Proc. Asilomar on Signals, System and computer, Pacific Grove, CA, EE.UU., Octubre de 2008.
- 10 [4] S. Spors, H. Buchner y R. Rabenstein, "Eigenspace adaptive filtering for efficient pre-equalization of acoustic MIMO systems ", en la Conferencia Europea de Procesamiento de Señales (EUSIPCO), 2006.
- [5] S. Spors y H. Buchner, "Multichannel transform-domain adaptive filtering: A two-stage approach and illustration for acoustic echo cancellation", en el 11 ° taller internacional de eco acústico y control de ruido (IWAENC), 2008.
- 15 [6] H. Buchner, S. Spors y W. Kellermann, "Wave-Domain Adaptive Filtering: acoustic echo cancellation for full-duplex systems based on wave-field synthesis ", en la Conferencia IEEE Int. sobre acústica, voz y procesamiento de señales, edición 4, 2004.
- [7] S. Spors, H. Buchner, R. Rabenstein, W. Herboldt, "Active listening room compensation for massive multichannel sound reproduction systems using wave-domain adaptive filtering ", Journal of the Acoustical Society of America, vol. 122, nº 1, páginas 354-369.
- 20 [8] patente alemana DE10351793A1, H. Buchner, W. Herboldt, S. Spors, W. Kellermann: Dispositivo y procedimiento para procesar una señal de entrada, noviembre de 2003.
- [9] A. Hyvärinen, J. Karhunen y E. Oja, Independent Component Analysis, Wiley & Sons, Nueva York, 2001.
- [10] H. Buchner, R. y W. Aichner Kellermann, "TRINICON-based blind system identification with application to multiple-source localization and separation", en S. Makino, T.-W. Lee, y S. Sawada (eds.), Blind Speech Separation, editorial Springer, Berlin / Heidelberg, páginas 101-147, Septiembre de 2007.
- 25 [11] patente europea EP 1070390B1, L. Parra, C. Spence: separación convolutiva de origen ciego mediante un procedimiento de descorrelación múltiple, Patente Europea 1070390B1, fecha de presentación: 08.04.1999 con prioridad de 08.04.1998, publicada 22.06.2005, clase de Patentes (CIP) H03H 21 / 00.
- [12] S. Roweis "EM algorithms for PCA and SPCA " en avances en los sistemas de procesamiento de información neuronal, MIT Press, páginas 626-632, 1998.
- 30 [13] S. H. Golub, "Some modified matrix eigenvalue problems", SIAM Review, The Society for Industrial and Applied Mathematics, páginas 318-334, 1973.



**REIVINDICACIONES**

1. Procedimiento para el filtrado MIMO de forma adaptativa en zonas der transformación dinámicamente adaptadas, en el que un sistema que se puede describir por una matriz de coeficientes  $\underline{H}$  tiene un número P de canales de entrada y un número Q de canales de salida, que comprende las etapas de:

- 5 a) transformación temporal y espacial de las señales de entrada,
- b) transformación temporal y espacial de las señales de salida deseadas
- c) formación de la matriz de coeficientes  $\underline{H}$  de acuerdo con la siguiente ecuación

$$\underline{H} = \underline{I}_{xx}^{-1}(m)\underline{I}_{xy}(m) \tag{1}$$

10 donde  $\underline{H}$  es la matriz de coeficientes que tienen una dimensión PL x Q, donde L es una longitud del filtro FIR, P es un número de canales de entrada y Q es un número de canales de salida, y en el que  $\underline{I}_{xx}(m)$  y  $\underline{I}_{xy}(m)$  son las matrices de correlación de todas las señales de entrada o bien de todos los señales de entrada y señales de salida deseadas en zona transformada espacialmente,

d) describir las matrices de correlación utilizando matrices de transformación espaciales  $\underline{C}_1$  y  $\underline{C}_2$  de acuerdo con las siguientes ecuaciones:

$$\underline{I}_{xx}(m) = \underline{C}_1^T \underline{S}_{xx}(m) \underline{C}_1, \tag{2}$$

$$\underline{I}_{xy}(m) = \underline{C}_1^T \underline{S}_{xy}(m) \underline{C}_2, \tag{3}$$

donde  $\underline{S}_{xx}(m)$  y  $\underline{S}_{xy}(m)$  representan las matrices de correlación correspondientes a la estructura análoga de bloque en la zona transformada temporalmente y

20 e) la optimización de las matrices de transformación espaciales  $\underline{C}_1$  y  $\underline{C}_2$  de tal manera que las matrices de correlación  $\underline{I}_{xx}(m)$  y  $\underline{I}_{xy}(m)$  son, respectivamente, diagonales en bloques.

2. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, en el que para la diagonalización de bloque de las matrices de correlación  $\underline{I}_{xx}(m)$  y  $\underline{I}_{xy}(m)$  la matriz de transformación espacial  $\underline{C}_1$  basando en los datos de entrada de acuerdo con la ecuación 2) se mejora iterativamente, en donde preferiblemente para la matriz de transformación espacial  $\underline{C}_1$  se utilizan valores iniciales, que se determinan de antemano por la determinación de las propiedades del sistema,

cálculo de una de matriz de transformación espacial  $\underline{C}_2$  mejorada, basado en la ecuación 3) usando la matriz de transformación espacial  $\underline{C}_1$  calculada previamente y la señales de entrada y las señales de salida deseadas, y repetición de los pasos anteriores para la mejora iterativa de las matrices de transformación espaciales  $\underline{C}_1$  y  $\underline{C}_2$ .

3. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, en el que para la diagonalización de bloque de las matrices de correlación  $\underline{I}_{xx}(m)$  y  $\underline{I}_{xy}(m)$  se mejora de forma iterativa de la matriz de transformación  $\underline{C}_1$  y la matriz de transformación espacial  $\underline{C}_2$  basado en los datos de entrada de acuerdo con la ecuación 3), en donde preferiblemente para las matrices de transformación espaciales  $\underline{C}_1$  y  $\underline{C}_2$  se utilizan valores iniciales, los cuales son determinados previamente por la determinación de las características del sistema, utilizando las señales de entrada y las señales de salida deseadas y

repetiendo el paso anteriormente descrito para la mejora iterativa de las matrices de transformación espaciales  $\underline{C}_1$  y  $\underline{C}_2$ .

4. Procedimiento de acuerdo con las reivindicaciones 2 ó 3, en el que la repetición de la mejora iterativa de las matrices de transformación espaciales  $\underline{C}_1$  y  $\underline{C}_2$  se realiza con una determinada velocidad de actualización, y en el que se puede ajustar la velocidad de actualización, preferiblemente sobre la base de la potencia de procesamiento disponible del sistema y/o de acuerdo con un cierto progreso determinado actualmente de la digitalización de bloque de las matrices de correlación  $\underline{I}_{xx}(m)$  y  $\underline{I}_{xy}(m)$ .

5. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 4, en el que el progreso de la diagonalización de bloque de las matrices de correlación  $\underline{I}_{xx}(m)$  y  $\underline{I}_{xy}(m)$  se determina mediante una estimación usando una medida de compactación que reproduce el dominio actualmente alcanzable de la diagonal principal frente de las diagonales secundarias de las matrices de correlación  $\underline{I}_{xx}(m)$  y  $\underline{I}_{xy}(m)$ .

6. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 5, en el que las medidas de compactación para las dos matrices de transformación  $\underline{C}_1$  y  $\underline{C}_2$  preferiblemente son idénticos.

7. Procedimiento de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, que comprende además la etapa de:

adaptación de coeficientes de filtro, en el que, preferiblemente, la matriz de correlación de entrada estimada se utiliza para el algoritmo de filtro adaptativo.

8. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 7, en el que las señales de error residuales del algoritmo de adaptación se transforman de nuevo hacia atrás en la zona de espacio-tiempo.
- 5 9. Dispositivo para filtrado adaptativo MIMO en zonas de transformación adaptadas dinámicamente, en donde un sistema adaptivo que se puede describir por una matriz de coeficientes  $\underline{H}$  presenta un número P de canales de entrada y un número Q de canales de salida, con:
  - a) un primer bloque (141) de la transformación temporal de las señales de entrada,
  - b) un segundo bloque (142) a la transformación espacial de las señales emitidas por el primer bloque (141),
  - 10 c) un tercer bloque (151) para la transformación temporal de señales de salida deseadas,
  - d) un cuarto bloque (152) para la transformación espacial de las señales emitidas por el tercer bloque,
  - e) medios para la optimización de una matriz de transformación espacial  $\underline{C}_1$  del segundo bloque (142) y para la optimización de una matriz de transformación espacial  $\underline{C}_2$  del cuarto bloque (152) de acuerdo con un procedimiento de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8.
- 15 10. Dispositivo de acuerdo con la reivindicación 9, en el que el medio para la optimización de la matriz de transformación espacial  $\underline{C}_1$  presenta un primer bloque de estimación (161) que recibe como señales de entrada las señales de salida del primer bloque (141) y que realiza una estimación de  $\underline{C}_1$  y emite valores de la matriz de transformación  $\underline{C}_1$  para el segundo bloque (142).
- 20 11. Dispositivo de acuerdo con la reivindicación 9 ó 10, en el que el medio para la optimización de la matriz de transformación espacial  $\underline{C}_2$  tiene un segundo bloque de estimación (163) que recibe como señales de entrada las señales de salida del primer bloque (141) y las señales de salida del tercer bloque (151) y realiza una estimación  $\underline{C}_2$  y emite los valores de la matriz de transformación  $\underline{C}_2$  para el cuarto bloque (152).
- 25 12. Dispositivo de acuerdo con la reivindicación 10 u 11, que comprende unos medios de control (164) para controlar una velocidad de actualización de las matrices de transformación  $\underline{C}_1$ ,  $\underline{C}_2$  por medio de una medida de compactación, en donde dicho medio de control (164) está conectado con el primer bloque de estimación (161) y/o con el segundo bloque de estimación (162).
- 30 13. Dispositivo de acuerdo con una de las reivindicaciones 9 a 12, que comprende un tercer bloque de estimación (162) que recibe como las señales de entrada las señales de salida del segundo bloque (142), y emite los valores de una matriz de correlación  $\underline{I}_{xx}(m)$ .

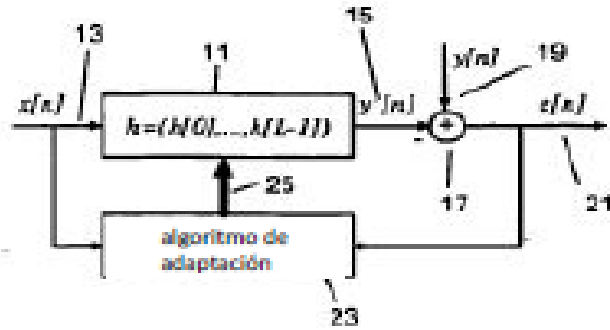


Fig. 1

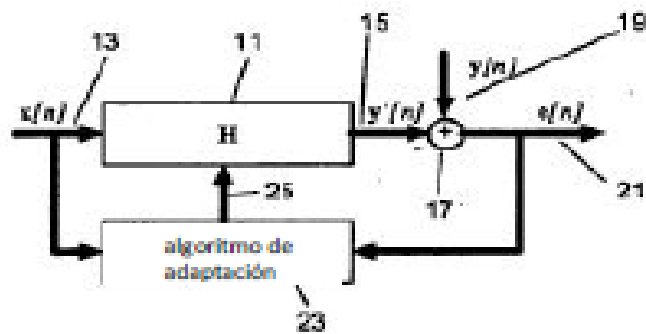


Fig. 2

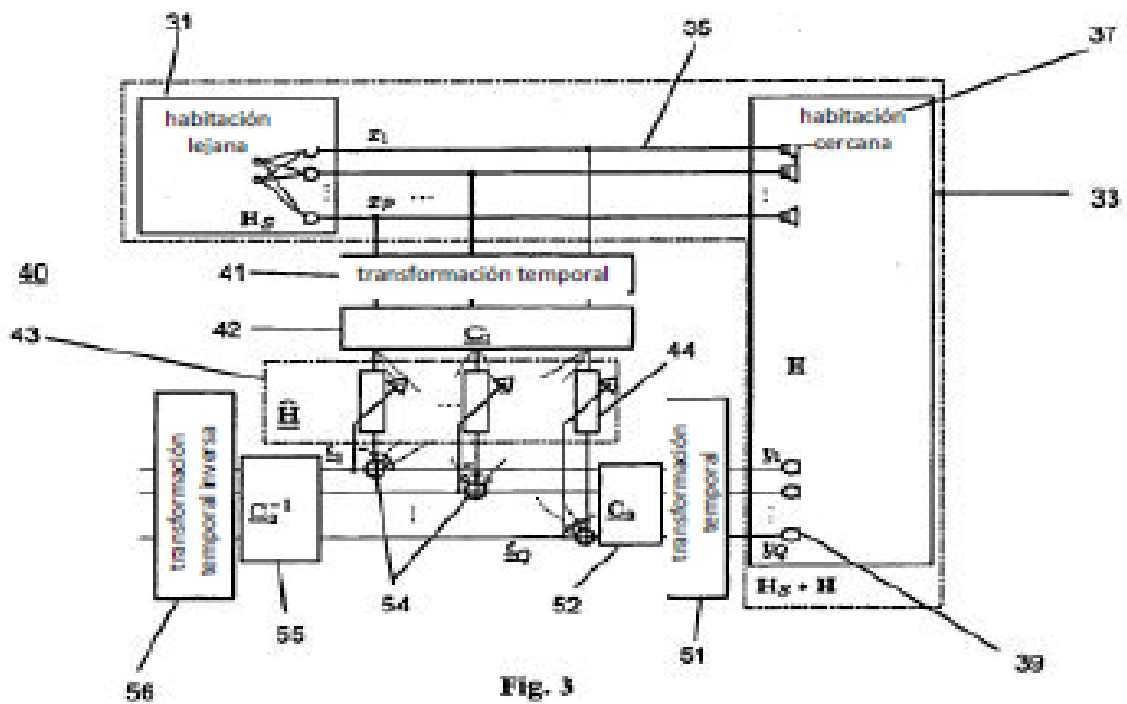


Fig. 3



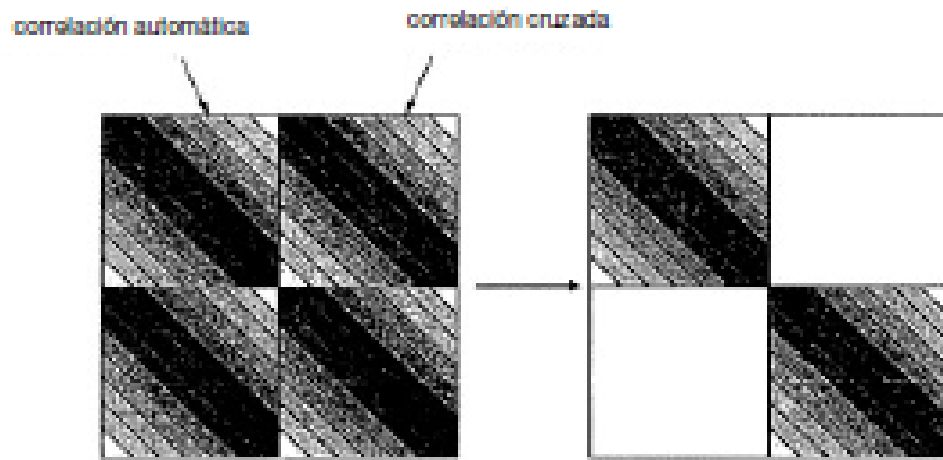


Fig. 6