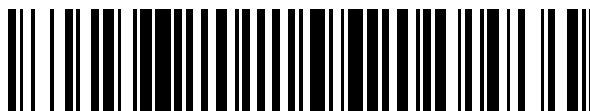


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 502 842**

51 Int. Cl.:

H04R 3/00 (2006.01)

H04R 1/40 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **25.08.2006** **E 06802318 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **16.07.2014** **EP 1917837**

54 Título: **Método y aparato para mejorar la discriminación de ruido usando un factor de atenuación**

30 Prioridad:

26.08.2005 US 213629

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

06.10.2014

73 Titular/es:

**DOLBY LABORATORIES LICENSING
CORPORATION (100.0%)
100 Potrero Avenue
San Francisco, CA 94103-4813, US**

72 Inventor/es:

**TAENZER, JON C. y
SPICER, BRUCE G.**

74 Agente/Representante:

LINAGE GONZÁLEZ, Rafael

ES 2 502 842 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

Método y aparato para mejorar la discriminación de ruido usando un factor de atenuación

5 Campo de la invención

La invención se refiere a la discriminación de ruido en la detección y procesamiento de señales.

Descripción de la técnica relacionada

10 La figura 1 es un diagrama de bloques de un sistema 10 convencional de procesamiento de señal en el dominio de frecuencia en tiempo real que emplea lo que a veces se ha denominado "método de sub-banda de frecuencia" o "método de trama de solapamiento y adición". Este método usa un circuito 11 para dividir la información de señal temporal muestreada entrante en bloques de datos denominados "tramas". Los datos muestreados se pueden
15 proporcionar directamente a partir de un sensor digital o de otro sistema de procesamiento, o se pueden proporcionar a partir de un sensor analógico o sistema de procesamiento a través de un método estándar de conversión de analógico a digital (A/D o ADC) (no mostrado). Las tramas pueden ser adyacentes o estar solapadas. Dado que los datos son muestras de datos de dominio de tiempo, ninguna de las muestras que están dentro de una trama tiene componente imaginario alguno, y los datos son estrictamente "reales." Si lo requiere la aplicación, estas
20 tramas de datos pueden ser después multiplicadas en un circuito 12 de multiplicación por una ventana 14a de análisis para reducir los artefactos que pueden ser introducidos mediante la subsiguiente transformación de los datos de tiempo muestreados en el dominio de frecuencia. Subsiguientemente, las tramas de ventana se transforman al dominio de frecuencia a través de una transformada cualquiera de entre las muchas conocidas por el experto en la técnica, tales como, por ejemplo, la transformada Hartley, la transformada Wavelet, o similares. La más
25 comúnmente usada de estas transformadas es la transformada de Fourier. Dado que los datos se muestrean y digitalizan, se usa en estos casos la DFT o Transformada Discreta de Fourier, existiendo una preferencia por el uso de una de las versiones de cómputo rápido de esta transformada, la conocida como la Transformada Rápida de Fourier o FFT, representada en el circuito 16.

30 Aunque hay opciones para la ventana de análisis, tal como la ventana Hanning, que reconstruirá la señal de dominio de tiempo con precisión sin la complejidad añadida y el coste computacional de una ventana de síntesis, tales ventanas de análisis adolecen de compromisos de precisión para lograr una eficiencia mejorada. Generalmente, se aplica separadamente una ventana 14b de síntesis mediante multiplicación antes de que la señal sea reconstruida por el circuito 19 de solapamiento y adición (como se muestra en la figura 1) para superar estos compromisos, pero
35 con un coste añadido.

Una vez en el dominio de la frecuencia, los datos están representados por números complejos que contienen tanto una componente "real" como otra "imaginaria". Estos números complejos, uno por cada "depósito" de frecuencia de la transformada, representan la magnitud y el ángulo de fase relativo de los datos temporales de señal de entrada
40 promediados sobre el intervalo de tiempo contenido en la longitud de la trama (y ponderados mediante la función de ventana), así como sobre el rango de frecuencias contenido en el ancho de banda del "depósito". Son estos datos de entrada de transformada los que después se procesan en el circuito 17 mediante un proceso seleccionado para crear una transformada de salida de datos procesados de dominio de frecuencia.

45 Una vez que se han procesado los datos, el método estándar de dominio de frecuencia requiere después la transformación inversa de cada trama de datos procesada para crear una serie de tramas procesadas de dominio de tiempo de datos "reales". El circuito 18, que indica un proceso de transformada inversa rápida de Fourier (IFFT), realiza este objetivo. Si se usa una ventana 14b de síntesis, se aplica entonces en el circuito 13 mediante multiplicación de la trama de salida de datos de dominio de tiempo con la ventana seleccionada de síntesis: de lo contrario, la trama de salida de datos del circuito 18 se pasa directamente al circuito 19. Alternativamente, la
50 representación de dominio de frecuencia de la ventana de síntesis se puede aplicar a la salida del proceso 17 de señal mediante la convolución de la salida del proceso con la ventana transformada de síntesis antes de realizar la transformada inversa de Fourier en el circuito 18. Las tramas de dominio de tiempo son subsiguientemente reensambladas por el circuito 19 mediante la realización de la concatenación o del solapamiento-y-adición de las
55 tramas de datos procesadas en tiempo real para crear la forma final de onda de señal de salida temporal muestreada y digitalizada que contiene la información de señal procesada. Por supuesto, esta señal muestreada puede ser, y a menudo es, convertida en una señal analógica mediante el uso de un método (no mostrado) estándar de conversión digital a analógico (D/A o DAC), de modo que la señal procesada de salida puede ser usada en infinidad de aplicaciones, tales como la medición científica, telefonía, sistemas de entretenimiento, sistemas de
60 comunicación, y así sucesivamente.

Alternativamente, el proceso se puede aplicar en el dominio de tiempo, en el que, por ejemplo, la señal de entrada, ya sea analógica o digital, se pasa a través de un banco de filtros de discriminación de frecuencia de paso de banda (ya sea analógico o digital, según corresponda). Las salidas de cada uno de los filtros de frecuencia se procesan
65 subsiguientemente, y las señales procesadas se combinan después para formar una señal procesada de salida mediante la adición de las señales procesadas juntas.

La figura 2(a) muestra los elementos de un sistema convencional de formación de haz de la técnica anterior, en el que un sistema 21 de sensor proporciona dos o más señales 22 de entrada que están alineadas en el tiempo para la señal de interés. Para un mejor rendimiento, estas señales de sensor deberían haber hecho concordar la sensibilidad para todas las señales. Las señales 22 de sensor de entrada proporcionan los datos de entrada para el proceso de formación de haz de suma de vectores del sistema, como se muestra en el circuito 23.

Aunque el proceso 23 de suma vectorial se realiza a menudo como una media vectorial, la media vectorial es simplemente un vector suma dividido por un número escalar, y nos referiremos a él en lo sucesivo, simplemente, como a "vector suma".

Considérese uno de los sistemas más simples de sensor de formación de haz: la matriz 30 de tipo "broadside" de dos elementos mostrada en la figura 3. Los dos elementos 32 y 34 de sensor de esta matriz están situados en el eje X. Es bien sabido que un sistema tal de formación de haz se puede orientar usando métodos convencionales de retardo de señal. En particular, la orientación convencional del haz se lleva a cabo mediante la variación de fases relativas de las señales de entrada de tal manera que el patrón de señal entrante se refuerza en la dirección deseada y se suprime en las direcciones no deseadas. El cambio de fase es equivalente a un retardo de tiempo -es decir, que el cambio de fase en cada frecuencia es un descentramiento fijado, y que el cambio de fase sobre la frecuencia es lineal-. Sin embargo, por simplicidad, asumimos aquí que la fuente de señal de interés se encuentra en el eje I de sensibilidad de la matriz -es decir, que las dos señales de sensor son adecuadamente retardadas en el tiempo como para que sean alineadas en el tiempo para la señal deseada de interés. Cuando los elementos 32 y 34 de sensor sean omni-direccionales y estén separados por media longitud de onda (180 grados eléctricos), el sistema de formación de haz de tipo "broadside" de dos elementos, como se muestra en la figura 2(a), emitirá una señal que es directamente proporcional al vector suma de las dos señales de elemento de sensor. Esta salida tiene un patrón de haz de sensibilidad que semeja la figura de un ocho -es decir, que tiene dos lóbulos 35 y 36 de sensibilidad como se muestra en la figura 3-. Estos lóbulos son máximos en la dirección dentro de eje, pero son cero en direcciones de $\pm 90^\circ$ de acimut (en las direcciones del eje X). Éstas son las direcciones en las que la diferencia de fase eléctrica entre las señales del sensor es $\pm 180^\circ$, y, por tanto, donde las señales se cancelan cuando se suman conjuntamente. Las regiones 37 y 38 de baja sensibilidad resultantes son referidas como "valores nulos".

Mejorar la direccionalidad de un sistema de sensor implica normalmente la reducción de la anchura del lóbulo o lóbulos principal/es de sensibilidad, que en la figura 3 son o bien el lóbulo 35, o el 36 o ambos. En un sistema convencional de formación de haz, el estrechamiento del lóbulo principal de sensibilidad se lleva a cabo mediante la incorporación de elementos adicionales de sensor para agrandar la matriz, aumentando por ello la abertura de aceptación que reduce la anchura del haz de manera concomitante. Sin embargo, hay costos de este enfoque, incluyendo los adicionales elementos de sensor, amplificadores asociados y convertidores A/D (en un sistema digital) o filtros (en un sistema analógico), y los costes computacionales añadidos para el procesamiento de todas las señales de sensor, lo que resulta en que el patrón de haz deviene complejo, con muchos lóbulos laterales añadidos en los que la sensibilidad del sistema a fuentes de señal no deseadas es relativamente alta (es decir, que el sistema tiene relativamente baja inmunidad al ruido), en un tamaño físico grande de la matriz de sensor, y en una respuesta no uniforme de frecuencia para las señales fuera de eje, entre otros.

Por estas razones, se ha empleado otro método llamado formación de haz de "súper resolución", en el que la apertura aumentada se llena con elementos adicionales de sensor, pero los elementos están espaciados de manera no uniforme y las señales resultantes de sensor son ponderadas de manera no uniforme en amplitud. En un sistema tal (no mostrado), la anchura del lóbulo principal de sensibilidad se puede reducir muchísimo en comparación con el de un sistema similar de formación de haz con elementos de sensor espaciados uniformemente. Sin embargo, para que tenga éxito, el enfoque de súper resolución aún requiere de un gran número de elementos de sensor y de circuitos asociados, y adolece de un aumento significativo de los costes computacionales, de alta sensibilidad del lóbulo lateral, de gran tamaño físico y de respuesta de frecuencia no uniforme, fuera de eje.

Con el fin de abordar el problema de la mejora de los lóbulos laterales, se ha empleado otro método en el que los sistemas adicionales de formador de haz se usan con el mismo conjunto de señales de sensor de matriz. Los formadores adicionales de haz crean haces de sensibilidad que están en las direcciones de los lóbulos laterales del formador principal de haz. Las señales de salida de estos hacedores adicionales de haz se hacen después a escala y se restan de la señal de salida del formador principal de haz, con el fin de suprimir parcialmente los lóbulos laterales del formador principal de haz. En general, aunque los lóbulos secundarios se pueden reducir con un enfoque de este tipo, los sacrificios incluyen un lóbulo principal más ancho, alta complejidad y costes, y la retención de un gran número de sensores.

Todavía otra categoría de formador convencional de haz es el suprimidor generalizado de lóbulo lateral (GSC), en el que un sistema múltiple de sensores se combina con un método de orientación de valor nulo. En esta tecnología, la sensibilidad hacia la fuente deseada se mantiene constante, mientras que uno o más de los valores nulos se orientan hacia las fuentes detectadas de ruido, fuera de eje. Ejemplos de este tipo de sistema de formación de haz son los conocidos formador de haz de Griffiths-Jim y formador de haz Frost. En este tipo de sistema de formación de haz, el número de fuentes discretas de ruido que se pueden anular es igual al número de valores nulos orientables

independientemente, y el número de valores nulos orientables independientemente es igual a uno menos que el número de sensores. De este modo, para ser eficaz en la mayoría de las situaciones de la vida real, en las que hay numerosas fuentes de ruido y reflejos múltiples de esas fuentes de ruido, el número de sensores debe ser alto, junto con una complejidad alta asociada del sistema, una gran demanda de potencia de cálculo y un alto coste. Además, tales sistemas, porque los valores nulos son muy estrechos, requieren técnicas adaptativas de circuitos para centrar con precisión los valores nulos en las direcciones de la fuente de ruido, y estos métodos adaptativos son lentos para adaptarse, permitiendo que se produzca un ruido considerable durante el tiempo de adaptación.

Una característica común de estos sistemas de la técnica anterior es que el valor o los valores nulo/s creado/s por estos métodos es/son bastante estrecho/s. A medida que se incorporan más elementos de sensor, más valores nulos se crean y los numerosos valores nulos resultantes son aún más estrechos.

El documento "Noise suppression signal processing using a 2-point received signals", Electronics and communications in Japan, Scripta Technica, Nueva York, EE.UU., vol. 67, n° 12, 1984, páginas 19-28, XP002050302, describe un método para mejorar la discriminación de ruido en un sistema en el que el procedimiento de procesamiento de señales se hace usando una pluralidad de sensores, generando cada uno una señal de entrada de sensor representada por un vector de entrada que tiene componentes de fase y magnitud en respuesta a un estímulo de señal, comprendiendo el método: generar un factor de atenuación como una función de una diferencia de fase entre dos vectores de entrada, siendo el factor de atenuación generado en función de una fórmula de correlación.

Breve resumen de la invención

De acuerdo con un aspecto de la invención, se proporciona un método para mejorar la discriminación de ruido, de acuerdo con la reivindicación 1, con la reivindicación 16 y con la reivindicación 17.

De acuerdo con un ejemplo que no cae dentro del alcance de la invención, se proporciona un método para mejorar la discriminación de ruido en un sistema que tiene una pluralidad de sensores, generando cada uno una señal de entrada de sensor que puede ser representada con un vector de entrada que tiene componentes de fase y magnitud en respuesta a un estímulo de señal, estando la pluralidad de sensores dispuestos para tener una dirección dentro de eje. Este método incluye la generación de un factor de atenuación en función de una diferencia de fase entre dos vectores de entrada, combinando los dos vectores de entrada para obtener un vector de salida, y atenuando el vector de salida mediante un factor de atenuación.

De acuerdo con un ejemplo que no cae dentro del alcance de la invención, se proporciona un método para mejorar la discriminación de ruido en un sistema que tiene una pluralidad de sensores, generando cada uno una señal de entrada que puede ser representada con un vector de entrada que tiene una componente de fase y una componente de magnitud, estando la pluralidad de sensores dispuestos para tener una dirección dentro de eje. El método incluye usar un primer par de sensores para obtener una diferencia gruesa de fase de vector correspondiente a la medición gruesa de un ángulo de llegada de una fuente de entrada de señal relativa a la dirección dentro de eje, usando un segundo par de sensores para obtener una diferencia fina de fase de vector correspondiente a una medición fina del ángulo de llegada de la fuente de entrada de señal, generando un valor de diferencia de fase de entrada entre las diferencias gruesa y fina de fase de vector, perfeccionando el valor de diferencia de fase de entrada en función del ángulo de llegada para generar un valor de diferencia de fase de salida, generando unos vectores primero y segundo de salida que tienen una diferencia basada en el valor de diferencia de fase de salida, y combinando los vectores primero y segundo de salida.

De acuerdo con un ejemplo que no cae dentro del alcance de la invención, se proporciona un método para la mejora de la discriminación de ruido en un sistema que tiene una pluralidad de sensores, generando cada uno una señal de entrada que se puede representar con un vector de entrada que tiene una componente de fase y otra componente de magnitud, estando la pluralidad de sensores dispuestos para tener una dirección dentro de eje. Este método incluye usar un primer par de sensores para obtener una diferencia gruesa de fase de vector correspondiente a la medición gruesa de un ángulo de llegada de una señal de fuente de entrada relativa a la dirección dentro de eje, usando un segundo par de sensores para obtener una diferencia fina de vector de fase correspondiente a una medición fina del ángulo de llegada de la fuente de entrada de señal, generando un factor de atenuación en función de las diferencias gruesa y fina de fase de vector, combinando los vectores de entrada correspondientes al segundo par de sensores para obtener un vector de salida, y atenuando el vector de salida mediante el factor de atenuación.

De acuerdo con un ejemplo que no cae dentro del alcance de la invención, se proporciona un método para perfeccionar la discriminación regional de sensibilidad al ruido de unos pares de sensores primero y segundo, generando cada sensor una señal de entrada de sensor que se puede representar con un vector de entrada que tiene una magnitud y una fase. Este método incluye aplicar un primer proceso al primer par de sensores para obtener una primera salida correspondiente a la sensibilidad de la primera región, aplicar un segundo proceso al segundo par de sensores para obtener una segunda salida correspondiente a la sensibilidad de la segunda región, y combinar las salidas primera y segunda. El primer proceso incluye perfeccionar un valor de diferencia de fase de entrada correspondiente a una diferencia de fase entre las señales de los sensores primero y segundo del primer par

de sensores.

De acuerdo con un ejemplo que no cae dentro del alcance de la invención, se proporciona un método para perfeccionar la discriminación regional de sensibilidad al ruido de unos pares de sensores primero y segundo, generando cada sensor una señal de entrada de sensor que se puede representar mediante un vector de entrada que tiene una magnitud y una fase. El método incluye aplicar un primer proceso al primer par de sensores para obtener una primera salida correspondiente a la sensibilidad de la primera región, aplicar un segundo proceso al segundo par de sensores para obtener una segunda salida correspondiente a la sensibilidad de la segunda región, y combinar las salidas primera y segunda. El primer proceso incluye atenuar el vector de salida obtenido mediante la combinación de los vectores primero y segundo de entrada, correspondientes a las señales de los sensores primero y segundo del primer par de sensores, mediante un factor de atenuación que está en función de la diferencia de fase entre los vectores primero y segundo de entrada.

De acuerdo con un ejemplo que no cae dentro del alcance de la invención, se proporciona un método para acomodar un dispositivo y/o una falta de concordancia de señal en un sistema de matriz de sensor que incluye unos sensores primero y segundo que generan unas señales primera y segunda de entrada que se pueden representar en al menos una frecuencia mediante unos vectores primero y segundo de entrada, teniendo cada uno una componente de fase y una componente de magnitud. El método incluye, en la al menos una frecuencia, usar la magnitud de los vectores primero y segundo de entrada para obtener los correspondientes vectores primero y segundo concordantes matemáticamente significativos.

De acuerdo con un ejemplo que no cae dentro del alcance de la invención, se proporciona un formador de haz que usa una pluralidad de sensores, produciendo cada uno una señal de entrada de sensor que se puede representar con un vector de entrada que tiene componentes de fase y de magnitud. El formador de haz incluye un circuito de combinación para recibir las señales de entrada de sensor y generar una señal combinada de ellas, un primer circuito de diferenciación para recibir las señales de entrada de sensor y generar una primera señal de diferencia de ellas, un filtro adaptativo para recibir la señal de diferencia y generar una señal filtrada de ella, un segundo circuito de diferenciación para recibir la señal filtrada, y una versión retardada de la señal combinada que genera una señal de salida de ella, y un circuito de perfeccionamiento de diferencia de fase para perfeccionar la diferencia de fase de los vectores de entrada que representan las señales de entrada de sensor de la pluralidad de sensores.

De acuerdo con un ejemplo que no cae dentro del alcance de la invención, se proporciona un formador de haz que usa una pluralidad de sensores, produciendo cada uno una señal de entrada de sensor que se puede representar con un vector de entrada que tiene componentes de fase y de magnitud, incluyendo el formador de haz un circuito de combinación para la recepción de las señales de entrada de sensor y generar una señal combinada de ellas, un primer circuito de diferenciación para recibir las señales de entrada de sensor y generar una primera señal de diferencia de ellas, un filtro adaptativo para recibir la señal de diferencia y generar una señal filtrada de ella, un segundo circuito de diferenciación para recibir la señal filtrada y una versión retardada de la señal combinada que genera una señal de salida de ellas, y un circuito receptivo de diferencia de fase para recibir al menos una de las señales, y que modifique esa señal para producir una señal modificada que está en función de la diferencia de fase de las señales de entrada de la pluralidad de sensores.

De acuerdo con un ejemplo que no cae dentro del alcance de la invención, se proporciona un formador de haz que usa una pluralidad de sensores, produciendo cada uno una señal de entrada de sensor que se puede representar con un vector de entrada que tiene componentes de fase y de magnitud. El formador de haz incluye un circuito de procesamiento para recibir las señales de entrada de sensor y generar una señal procesada de ella, incluyendo el circuito de procesamiento un primer circuito de perfeccionamiento de diferencia de fase para perfeccionar la diferencia de fase de vectores de entrada que representan las señales de entrada de sensor de la pluralidad de sensores, un primer circuito de diferenciación para recibir las señales de entrada de sensor y generar una primera señal de diferencia de ellas, un filtro adaptativo para recibir la señal de diferencia y generar una señal filtrada de ella, un segundo circuito de diferenciación para recibir la señal filtrada y una versión retardada de la señal procesada y generar una señal de salida de ellas, y un segundo circuito de perfeccionamiento de diferencia de fase para perfeccionar una diferencia de fase de vectores de entrada que representan las señales de entrada de sensor de la pluralidad de sensores.

De acuerdo con un ejemplo que no cae dentro del alcance de la invención, se proporciona un método para el procesamiento de dominio de tiempo de señales de una pluralidad de sensores. El método incluye obtener, de la pluralidad de sensores, una pluralidad de señales de entrada correspondientes, aplicando las señales de entrada a un banco de filtros de paso de banda de discriminación de frecuencia para obtener por ello una señal filtrada de cada filtro, generando valores de diferencia de ángulo de fase de las señales filtradas, atenuando cada una de la pluralidad de señales de entrada mediante un factor de atenuación, que está en función de los valores de diferencia de ángulo de fase, y combinando la pluralidad de señales de entrada atenuadas.

De acuerdo con un ejemplo que no cae dentro del alcance de la invención, se proporciona un método para el procesamiento de dominio de tiempo de señales de una pluralidad de sensores, incluyendo el método la obtención, a partir de la pluralidad de sensores, de una pluralidad de señales de entrada correspondientes, pudiéndose cada

una representar con un vector de entrada que tiene componentes de fase y de magnitud, aplicándose las señales de entrada a un banco de filtros de paso de banda de discriminación de frecuencia para obtener, por ello, una señal filtrada correspondiente a cada sensor de cada filtro, generando, para cada filtro, un valor instantáneo de diferencia de ángulo de fase representativo de la diferencia de ángulo de fase entre las señales filtradas de ese filtro, perfeccionándose la componente de fase de cada señal filtrada mediante un valor de perfeccionamiento que está en función del valor instantáneo de diferencia de ángulo de fase asociado con ese filtro, para obtener, por ello, señales de salida perfeccionadas, y combinar las señales de salida perfeccionadas.

De acuerdo con un ejemplo que no cae dentro del alcance de la invención, se proporciona un dispositivo de captación que incluye al menos unos sensores primero y segundo que generan señales primera y segunda de entrada de sensor, respectivamente, en respuesta a un estímulo de señal, pudiéndose las primera y segunda señales de entrada representar con los vectores primero y segundo de entrada, que tiene cada uno una componente en fase y una componente de magnitud. El dispositivo de captación también incluye al menos un circuito adaptado para: generar, a partir de los vectores primero y segundo de entrada de sensor, un valor de entrada de diferencia de fase; perfeccionar el valor de entrada de diferencia de fase en función de la localización del estímulo de señal con relación a la dirección dentro de eje a los al menos unos sensores primero y segundo; generar dos vectores de salida correspondientes a los vectores de entrada primero y segundo, teniendo los dos vectores de salida una diferencia de fase basada en el valor perfeccionado de entrada de diferencia de fase; y combinar los dos vectores de salida.

De acuerdo con un aspecto adicional de la invención, se proporciona un sistema para mejorar la discriminación de ruido, de acuerdo con la reivindicación 18 y con la reivindicación 19.

De acuerdo con un ejemplo que no cae dentro del alcance de la invención, se proporciona un dispositivo para mejorar la discriminación de ruido. El dispositivo incluye unos pares primero y segundo de sensores dispuestos para tener una dirección dentro de eje, generando cada sensor una señal de entrada que se puede representar con un vector de entrada que tiene una componente de fase y una componente de magnitud. El dispositivo incluye además al menos un circuito adaptado para: generar, a partir del primer par de sensores, una diferencia gruesa de fase de vector, correspondiente a la medición gruesa de un ángulo de llegada de una fuente de entrada de señal relativa a la dirección dentro de eje; generar, a partir del segundo par de sensores, una diferencia fina de fase de vector, correspondiente a la medición del ángulo de llegada de la fuente de entrada de señal; generar un valor de diferencia de fase de entrada a partir de las diferencias gruesa y fina de fase de vector; perfeccionar el valor de diferencia de fase de entrada en función del ángulo de llegada para generar un valor de diferencia de fase de salida; generar unos vectores de salida primero y segundo que tengan una diferencia de fase basada en el valor de diferencia de fase de salida; y combinar los vectores de salida primero y segundo.

De acuerdo con un ejemplo que no cae dentro del alcance de la invención, se proporciona un dispositivo para mejorar la discriminación de ruido, incluyendo el dispositivo unos pares primero y segundo de sensores dispuestos para tener una dirección dentro de eje, generando cada sensor una señal de entrada que se puede representar con un vector de entrada que tiene una componente de fase y una componente de magnitud. El dispositivo también incluye al menos un circuito adaptado para: generar, a partir del primer par de sensores, una diferencia gruesa de fase de vector correspondiente a la medición gruesa de un ángulo de llegada de una señal de fuente de entrada relativa a la dirección dentro de eje; generar, a partir del segundo par de sensores, una diferencia fina de fase de vector correspondiente a una medición fina del ángulo de llegada de la fuente de entrada de señal; generar un factor de atenuación en función de las diferencias gruesa y fina de fase de vector; combinar los vectores de entrada correspondientes al segundo par de sensores para obtener un vector de salida; y atenuar el vector de salida mediante el factor de atenuación.

De acuerdo con un ejemplo que no cae dentro del alcance de la invención, se proporciona un sistema que presenta una discriminación regional perfeccionada de sensibilidad al ruido. El sistema incluye pares primero y segundo de sensores, generando cada sensor una señal de entrada de sensor que se puede representar con un vector de entrada que tiene una magnitud y una fase, un al menos un circuito adaptado para: aplicar un primer proceso al primer par de sensores para obtener una primera salida correspondiente a la sensibilidad en una primera región; aplicar un segundo proceso al segundo par de sensores para obtener una segunda salida correspondiente a la sensibilidad en una segunda región; y combinar las salidas primera y segunda. El primer proceso incluye perfeccionar un valor de entrada de diferencia de fase correspondiente a una diferencia de fase entre las señales de los sensores primero y segundo del primer par de sensores.

De acuerdo con un ejemplo que no cae dentro del alcance de la invención, se proporciona un sistema que presenta una discriminación regional perfeccionada de sensibilidad al ruido. El sistema incluye unos pares de sensores primero y segundo, generando cada sensor una señal de entrada de sensor que se puede representar con un vector de entrada que tiene una magnitud y una fase, y al menos un circuito adaptado para: aplicar un primer proceso al primer par de sensores para obtener una primera salida correspondiente a la sensibilidad de una primera región; aplicar un segundo proceso para el segundo par de sensores para obtener una segunda salida correspondiente a la sensibilidad de la segunda región; y combinar las salidas primera y segunda. El primer proceso incluye la atenuación de un vector de salida obtenida al combinar los vectores de entrada primero y segundo correspondientes a las

señales de los sensores primero y segundo del primer par de sensores mediante un factor de atenuación que está en función de una diferencia de fase entre los vectores primero y segundo de entrada.

De acuerdo con un ejemplo que no cae dentro del alcance de la invención, se proporciona un circuito de concordancia de sensibilidad adaptado para acomodar el dispositivo y/o la falta de concordancia de señal en un sistema de matriz de sensor que incluye unos sensores primero y segundo, que generan señales primera y segunda de entrada que se pueden representar, en al menos un frecuencia, con vectores primero y segundo de entrada, que tienen cada uno una componente de fase y una componente de magnitud. El circuito de concordancia de sensibilidad incluye uno o más circuitos adaptados para usar la magnitud de los vectores primero y segundo de entrada, para obtener los correspondientes vectores primero y segundo concordantes, matemáticamente significativos.

Breve descripción de las diversas vistas de los dibujos

Muchas ventajas de la presente invención serán evidentes para los expertos en la técnica con la lectura de esta memoria descriptiva en combinación con los dibujos adjuntos, en los que se aplican números de referencia similares a elementos similares, y en los que:

la figura 1 es un diagrama de bloques de un sistema 10 convencional de procesamiento de señal de dominio de frecuencia en tiempo real, que emplea lo que a veces es denominado "el método de sub-banda de frecuencia" o "el método de trama de solapamiento y adición";

la figura 2A es un diagrama de bloques que muestra los elementos de un sistema convencional de formación de haz en el que un sistema 21 de sensor proporciona dos o más señales 22 de entrada que están alineadas en el tiempo para la señal de interés;

la figura 2B es un diagrama de bloques que muestra los elementos de un sistema de la invención en el que un proceso 24 de perfeccionamiento de fase está dispuesto entre la adquisición de las señales del sensor y el proceso de formación de haz;

la figura 2C es un diagrama de bloques que muestra el uso de la invención de un circuito de concordancia de sensibilidad de señal situado por delante del circuito de perfeccionamiento de fase representado en la figura 2;

la figura 3 es un diagrama esquemático de un sistema convencional de sensor de formación de haz que consiste en una matriz de tipo "broadside" de dos elementos;

la figura 4 es una representación de un principio detrás de un aspecto de la invención, en el que dos elementos A y B de sensor se muestran dispuestos a lo largo de una línea X en una configuración 40 de matriz de tipo "broadside", y se muestra una fuente N de ruido, fuera de eje, en un ángulo físico acimutal ϕ_N de llegada lejos del eje I de máxima sensibilidad;

la figura 5 es un diagrama de flujo que ilustra una implantación de un aspecto de la invención;

las figuras 6A y 6B son gráficos que representan el efecto de aplicar algunas de las fórmulas de la invención para perfeccionar la diferencia de fase angular entre dos vectores de señal de entrada;

las figuras 7A - 7F son diagramas vectoriales que muestran algunos de los principios de la invención implicados en la combinación de las señales de entrada;

la figura 8A es una ilustración gráfica de la realización de un sistema convencional de formación de haz que usa dos elementos de sensor de micrófono cardioide separados por 7 cm de distancia;

la figura 8B es una ilustración gráfica de la realización de un sistema de acuerdo con la invención que usa la misma matriz de micrófonos que la de la figura 8A, y una función de expansión dada por la ecuación 1 con un valor S_D de nitidez de 10 a 1000 Hz;

la figura 8C es una ilustración gráfica que muestra la forma del haz a 1000 Hz para un sistema convencional de formación de haz en el que se han añadido elementos adicionales para hacer la FWHM (del inglés full width at half maximum "anchura total a la mitad del máximo" - un método estándar de medición de anchuras de haz) del lóbulo principal de sensibilidad igual a la del nuevo sistema bajo las mismas condiciones que se describen para la figura 8B, lo que se consigue usando 13 elementos sensores, todos separados por 7 cm de distancia para un tamaño total de apertura (matriz) por encima de 85 cm (asumiendo que existan elementos de micrófono electret de diámetro de 6 mm prontamente disponibles);

la figura 8D es una ilustración gráfica de un enfoque de acuerdo con la invención que proporciona el patrón de haz de 1000 Hz;

la figura 8(E) muestra el patrón de haz de 1000 Hz producido por el nuevo sistema cuando el parámetro S de nitidez se aumenta hasta un valor de 20.

5 la figura 9 es un diagrama de flujo de un sistema de concordancia de sensibilidad de señal tal como se implanta dentro de la trama de un sistema de formación de haz de acuerdo con la invención;

la figura 10 es un diagrama vectorial que muestra los vectores A y B de entrada de señal formando un triángulo isósceles cuando las magnitudes de señal concuerdan;

10 la figura 11 es un diagrama de bloques que muestra un enfoque más computacionalmente eficiente usando una característica de atenuación de señal directamente en lugar de primero calcular los vectores A' y B' de fase expandidos, de acuerdo con la invención;

15 la figura 12 es un diagrama de flujo que muestra cómo la relación de atenuación se puede usar para proporcionar otra manera de implantar el método de reducción de ruido según la invención;

la figura 13 es un gráfico del valor de atenuación creado, usando la ecuación 4, y la función de perfeccionamiento de fase de la ecuación 1 de acuerdo con la invención;

20 la figura 14 es un diagrama de flujo de un enfoque computacionalmente eficiente para llevar a cabo la reducción de ruido de acuerdo con la invención;

25 la figura 15 es un gráfico de, con las ecuaciones que definen para, algunas funciones típicas de atenuación que se pueden usar con un sistema de reducción de ruido de formación de haz de acuerdo con la invención;

la figura 16 es un diagrama esquemático que muestra un método tanto para extender el nuevo método a matrices lineales de tipo "broadside" de más de dos elementos, como medios para resolver la ambigüedad de diferencia de señal de entrada de fase eléctrica creada por las mayores separaciones de sensores;

30 las figuras 17A y 17B son diagramas esquemáticos de dos enfoques para producir un patrón de intervalo de haz sensible de acuerdo con la invención;

35 las figuras 18A - 18C son diagramas esquemáticos de tres enfoques distintos para crear un haz de "lápiz" -es decir, un haz tanto con acimutal reducido (anchura) como con medida reducida en alzado (altura)- de acuerdo con la invención;

la figura 19A es un diagrama esquemático de un sistema de reducción de ruido de dos elementos de la técnica anterior; y

40 las figuras 19B y 19C son diagramas esquemáticos que muestran el uso de la invención del proceso de perfeccionamiento de fase en una disposición de formador de haz de Griffiths-Jim.

Descripción detallada de la invención

45 De acuerdo con un aspecto de la invención, se describe un nuevo enfoque basado en perfeccionar la realización de sistemas de formación de haz. Como objetivo general, un aspecto de la invención funciona bajo el principio del perfeccionamiento o agrandamiento de los valores nulos de un patrón de haz creado mediante un sistema tal de formación de haz.

50 El enfoque novedoso, de acuerdo con un aspecto de la invención, es ensanchar los valores nulos -es decir, las regiones 37 y 38 de la figura 3- en vez de estrechar los lóbulos principales 35 y 36 del sistema de formación de haz. Este enfoque perfecciona la direccionalidad, pero por medio de un aparato y de un método únicos y ventajosos. Al ensanchar los valores nulos usando el método de la invención, la mejora de la direccionalidad se consigue sin
55 aumentar el número de elementos de sensor, amplificadores asociados y convertidores A/D (en un sistema digital) o de filtros (en un sistema analógico), con costes computacionales reducidos para el procesamiento de las señales de sensor, con el resultado de que el patrón del haz es simple, sin lóbulos laterales añadidos, y con su sensibilidad aumentada a las fuentes no deseadas de señal de ruido, con un tamaño físico pequeño de la matriz de sensor, con bajos costes de hardware del sistema, sin largos tiempos de adaptación, y con la capacidad añadida de producir una
60 respuesta de frecuencia uniforme para las señales fuera de eje, entre otros beneficios. Se apreciará que, mientras por simplicidad, las siguientes descripciones discutirán una implantación de dos sensores de la invención, las mismas técnicas son extensibles a las matrices que tienen un número mayor de dos, en disposiciones de una, dos, y tres dimensiones.

65 Como se muestra en la figura 2(b), en un aspecto de la invención, se dispone un proceso 24 de perfeccionamiento de fase entre la adquisición de las señales 21 de sensor y el proceso 23 de formación de haz. El proceso 24 de

perfeccionamiento de fase produce señales 25 de fase perfeccionada, que luego son usadas como señales de entrada por el proceso 23 de formación de haz.

Un principio que está detrás de un aspecto de la invención se ilustra en la figura 4, que muestra dos elementos A y B de sensor dispuestos a lo largo de una línea X en una configuración 40 de matriz de tipo "broadside" y una fuente de ruido fuera de eje, N, situada en el ángulo físico acimutal ϕ_N de llegada alejada del eje I de máxima sensibilidad. Debido a que hay dos señales de entrada para este sistema, una de cada uno de los elementos A y B de sensor, dos transformadas de Fourier de señal de entrada están disponibles para el proceso. Cada transformada consta de muchos "depósitos" de frecuencia de datos, y cada valor de datos en un depósito es un número complejo Z, donde

$$Z = M \cos \theta + iM \sin \theta$$

que contiene información tanto sobre la magnitud (M) como sobre la fase relativa (θ) de señal de cada señal durante un intervalo de tiempo en particular -es decir, una trama en particular-.

Dentro de una trama, por ejemplo para la señal A de entrada, el valor en el depósito n (enésimo) de su transformada de Fourier de entrada es:

$$Z_A(n) = M_A(n) \cos \theta_A(n) + iM_A(n) \sin \theta_A(n)$$

donde $M_A(n)$ es la magnitud media de la señal A de entrada para las frecuencias representadas por el depósito n de frecuencia, y donde $\theta_A(n)$ es la fase relativa promedio de señal de la señal A de entrada para las frecuencias representadas por el mismo depósito n de frecuencia. La fase de señal es referida a menudo como la "fase eléctrica" de la señal.

Del mismo modo, para la señal B de entrada, el valor del n (enésimo) depósito de su transformada de Fourier es:

$$Z_B(n) = M_B(n) \cos \theta_B(n) + iM_B(n) \sin \theta_B(n)$$

donde $M_B(n)$ es la magnitud media de la señal B de entrada para las frecuencias representadas por el depósito n de frecuencia, y donde $\theta_B(n)$ es la fase relativa promedio de señal de la señal B de entrada para las frecuencias representadas por el depósito n de frecuencia. De este modo, para cada frecuencia correspondiente a un depósito, están disponibles para el proceso dos números complejos que permiten el cálculo de dos valores relativos de ángulo de fase de señal de entrada, concretamente, $\theta_A(n)$ y $\theta_B(n)$.

De ahora en adelante, para simplificar, asumiremos que cada cálculo se realiza bajo el principio de depósito a depósito, y que el índice n de depósito de frecuencia se dejará caer.

La figura 5 es un diagrama de flujo que ilustra una implantación de un aspecto de la invención. En 51a y 51b, se obtiene la información de magnitud y de fase de las señales de los sensores A y B. Para cada par de depósitos, la diferencia entre los dos valores relativos de ángulo de fase eléctrica de señal de entrada se calcula en 52. En otras palabras:

$$\Delta\theta_1 = \theta_A - \theta_B, \text{ o, alternativamente, } \Delta\theta_1 = \theta_B - \theta_A$$

donde θ_A es el arcotangente del cociente de la parte imaginaria de la señal de entrada dividida por la parte real de parte de la señal de entrada, y $\Delta\theta_1$ es la diferencia de ángulo de fase eléctrica de señal entre las dos señales A y B de entrada para cada par de depósitos de frecuencia.

Aunque el método matemático que se muestra más arriba es teóricamente correcto, en los sistemas prácticos (del mundo real), la función arcotangente genera normalmente un valor relativo de fase que se restringe al intervalo $-\pi \leq \Delta\theta < \pi$. De este modo, al calcular el valor $\Delta\theta_1$ de ángulo de diferencia de fase de señal de entrada, el resultado calculado se encuentra en el intervalo de $-2\pi \leq \Delta\theta < 2\pi$. Aunque este valor se puede usar directamente para llevar a cabo el proceso de la invención, a menudo es más conveniente, por razones matemáticas, si el valor cae dentro del intervalo $-\pi \leq \Delta\theta < \pi$. El valor $\Delta\theta_1$ calculado de ángulo de diferencia de fase de señal de entrada se puede "redondear" para que caiga en el intervalo deseado mediante el proceso de añadir 2π cuando el valor es menor que $-\pi$, y de restar 2π cuando el valor es mayor que π . No se puede hacer ningún cambio cuando hace cuando el valor ya se encuentra en el intervalo $-\pi \leq \Delta\theta < \pi$. Después de este cálculo, el valor resultante para $\Delta\theta$ se encuentra en el intervalo $-\pi \leq \Delta\theta < \pi$ deseado.

Después de redondear el valor resultante de diferencia de fase, se genera un número de diferencia de fase eléctrica de entrada que representa el valor de diferencia de fase de señal de entrada entre las dos señales de sensor. En teoría, puesto que la señal de interés se encuentra en el eje I de detección del sistema 40 de matriz, o, en otras palabras, puesto que la porción de señales A y B que representan la señal deseada están alineadas en el tiempo, no habrá ninguna diferencia de fase para esa señal, y el número de diferencia de fase debería ser cero. Sin embargo,

para las señales que llegan desde fuentes de "ruido" no deseadas, fuera de eje, N, habrá una diferencia de fase eléctrica, y el número de diferencia de fase está en función del ángulo acimutal de llegada, ϕ_N .

Con referencia a la figura 4, se apreciará que se aplica lo siguiente:

$$\Delta\theta_1 = \pi \cdot f \left\{ \sqrt{s^2 + 4(D^2 + Ds \cdot \sin\phi_N)} - \sqrt{s^2 + 4(D^2 - Ds \cdot \sin\phi_N)} \right\} / 2c$$

donde f es la frecuencia central para el depósito de frecuencia, s es la separación física entre los elementos de sensor, D es la distancia desde el centro de la matriz de sensor a la fuente N de ruido, c es la velocidad de propagación de la señal (aquí es la velocidad del sonido en el aire), y ϕ_N es el ángulo acimutal de llegada de la señal de la fuente de ruido N.

Si $D \gg s$, o, en otras palabras, si la fuente N de ruido está situada a una distancia significativa de la matriz, entonces el número de diferencia de fase eléctrica se simplifica a:

$$\Delta\theta_1 = \pi \frac{f \cdot s}{c} \cdot \sin\phi_N$$

Haciendo que el sistema de la invención "piense" que la llegada de la mayoría de las señales de ruido fuera de eje viene de fuentes que están cercanas a los $\pm 90^\circ$ de acimut, se hace que estas señales caigan en los valores nulos, y son después considerablemente atenuadas mediante el subsiguiente proceso de formación de haz de la suma vectorial de señal. De acuerdo con un aspecto de la invención, esto se lleva a cabo expandiendo el número medido $\Delta\theta_1$ de diferencia de fase eléctrica de entrada hacia $\pm 180^\circ$ en 53 de la figura 5, usando una función adecuada de expansión.

Se apreciará que la suma vectorial supone la suma tanto invirtiendo primero como sin invertir las señales proporcionadas al circuito de suma. En general, la formación de haz de matriz de tipo "broadside" (emisión normal a la línea de conexión de los elementos) no utiliza la inversión de señales, mientras que la formación de haz de matriz de tipo "end-fire" (emisión a lo largo de la línea de conexión de los elementos) sí lo hace. Se contempla que ambos tipos de sistemas de formación de haz estén dentro del alcance de esta invención.

Adicionalmente, para los fines de esta invención, el perfeccionamiento de fase incluye tanto una expansión de fase usando una función de expansión, según se discutió anteriormente, como una compresión de fase, según se describirá posteriormente. La fase de expansión se aplica en muchos sistemas de matriz, tales como el formador de haz de tipo "broadside", para estrechar el lóbulo principal de sensibilidad. Alternativamente, en sistemas de matriz de diferenciación de señal, tales como muchos los sistemas de matriz de tipo "end-fire", se requiere una fase de compresión para estrechar el lóbulo principal de sensibilidad. Sin embargo, hay aplicaciones en las que, en lugar de reducirse los valores nulos, y en tales sistemas, también se contemplan una fase de expansión y una fase de compresión. Esto se discute, por ejemplo, posteriormente, en referencia al sistema GSC de formación de haz.

Ahora, considerando el caso en el que la suma se realiza sin inversión, se pueden usar muchas funciones para expandir el número de diferencia de fase eléctrica de entrada. En una realización de esta invención, en el que la fuente deseada de señales acústicas está alineada en el tiempo de modo que las señales eléctricas producidas por los elementos de sensor están en fase, todas las funciones disponibles de expansión tendrán una propiedad en común: no cambiarán una diferencia de fase que está en 0° , ya que las señales con una diferencia de este tipo es más probable que se produzcan desde la fuente deseada y no deben ser atenuadas. Sin embargo, ya que la diferencia de fase eléctrica entre las señales de entrada aumenta de distancia desde 0° (ya sea más o menos), hay un aumento de probabilidad de que el par de señales se origine a partir de fuentes no deseadas de ruido fuera de eje. De este modo, por ejemplo, una diferencia de fase eléctrica de 45° se puede ampliar a 80° , por ejemplo, antes de que las dos señales se combinen en el proceso de formación de haz. Esta expansión disminuirá la magnitud de la señal de salida, ya que las dos señales se suman en el proceso de formación de haz, y las dos señales estarán más fuera de fase después de la expansión. Ya que la diferencia de ángulo de fase de entrada aumenta, la diferencia expandida de salida se mueve más y más hacia $\pm 180^\circ$. De este modo, por ejemplo, una diferencia de 90° de fase eléctrica se puede ampliar a 179° antes de que las dos señales se combinen en el proceso de formación de haz, dando una atenuación casi completa para tales señales.

La expansión del número $\Delta\theta_1$ de diferencia de ángulo de fase eléctrica de entrada para crear el número expandido $\Delta\theta_0$ de diferencia de ángulo de fase de señal de salida se lleva a cabo mediante la aplicación de una función adecuada de expansión que tenga las características que acabamos de describir. Una de tales funciones es:

$$\Delta\theta_0 = \pi \cdot \text{sgn}(\Delta\theta_1) \cdot \left\{ 1 - \left[1 - \left(\frac{|\Delta\theta_1|}{\pi} \right)^S \right] \right\} \quad (1)$$

donde los ángulos $\Delta\theta_1$ y $\Delta\theta_0$ se expresan en radianes, y S es un parámetro que controla la estrechez o la nitidez del haz de sensibilidad resultante, $1 < S \leq \infty$.

- 5 La figura 6(a) es un gráfico que representa el efecto de aplicar esta fórmula para perfeccionar la diferencia angular de fase entre los dos vectores de señal de entrada. El número $\Delta\theta_1$ de diferencia de fase eléctrica de entrada se representa en el eje de ordenadas o eje horizontal, mientras que el número $\Delta\theta_0$ ampliado de diferencia de ángulo de fase eléctrica se representa en el eje de abscisas, o eje vertical.
- 10 Cuando no hay expansión, por ejemplo, cuando el parámetro S de nitidez se fija igual a 1 en la ecuación anterior, el número $\Delta\theta_0$ de diferencia de ángulo de fase de señal de salida es igual al número $\Delta\theta_1$ de diferencia de ángulo de fase de señal de entrada -es decir, que $\Delta\theta_0 = \Delta\theta_1$ - y el sistema funciona como un sistema convencional de formación de haz. Esta condición se muestra mediante la curva 60 del gráfico diagonal de la figura 6(a).
- 15 Sin embargo, para valores mayores de S, la diferencia de fase se expande y se obtiene una mejora proporcional del patrón de haz de sensibilidad. La curva 62 del gráfico mostrado en la figura 6(a) ilustra la curva de expansión que resulta de la configuración del parámetro S de nitidez igual a un valor de 10 en la ecuación 1. Obsérvese que la curva pasa por el punto 0,0 de modo que no se efectúa ningún cambio para las señales que llegan de la ubicación deseada de fuente que está en el eje principal de sensibilidad. Para señales que llegan desde ángulos de acimut
- 20 alejados del eje principal de sensibilidad, el número $\Delta\theta_1$ de diferencia de ángulo de fase de entrada tiene un valor distinto de cero, y el resultante número perfeccionado $\Delta\theta_0$ de diferencia de ángulo de fase eléctrica de salida es, de este modo, cambiado, alejado del valor original de diferencia de ángulo de fase eléctrica de entrada y hacia los ± 180 grados eléctricos, cuando la expansión se efectúa en consonancia con las curvas 62-64.
- 25 Las curvas 63 y 64 muestran las características de expansión de fase de la ecuación 1 para los valores S de 5 y 20 respectivamente. De este modo, para esta ecuación, ya que el valor de nitidez se incrementa, el perfeccionamiento de fase aumenta. Esto proporciona un método para establecer la anchura de haz resultante en una aplicación particular para excluir la captación de señales de ruido fuera de eje según se requiera para esa aplicación. Sin embargo, esto también proporciona un método para controlar las características del haz resultante en función de cualquier otro parámetro, por ejemplo, para compensar en frecuencia la sensibilidad del sistema a las señales fuera
- 30 de eje variando el valor del parámetro S en función de la frecuencia con el fin de crear un haz de anchura constante a través de todas las frecuencias. Alternativamente, el parámetro S de nitidez se puede variar en tiempo real para proporcionar el control del haz en tiempo real.
- 35 Es instructivo comparar en este momento el comportamiento de un sistema convencional de orientación de haz. Se recordará que, en un sistema tal, la orientación de haz se lleva a cabo variando fases relativas de las señales de entrada de tal manera que el patrón de señal entrante se refuerce en la dirección deseada y se suprima en las direcciones no deseadas. El cambio de fase es equivalente a un retardo de tiempo -es decir, que el cambio de fase en cada frecuencia es un desplazamiento fijado, y que el cambio de fase por encima de la frecuencia es lineal-.
- 40 Dado que, a diferencia de la invención actualmente reivindicada, no hay perfeccionamiento de fase en un sistema convencional de orientación de haz (es decir, que "S", en un sistema tal, si se expresara en el lenguaje de la invención, tendría un valor de 1), la curva del sistema convencional de orientación de haz de la figura 6a asumiría una línea recta, paralela a la línea 60, y sin pasar a través del punto 0,0. Dicha línea se designa con el 69 en la figura 6a.
- 45 La figura 6(b) muestra ejemplos de funciones adicionales de perfeccionamiento, y la curva resultante de perfeccionamiento para cada una. Como se ejemplifica mediante las curvas etiquetadas con el 65 y el 66, la fase no necesita ser ampliada en cada valor alejado del punto 0,0. Para estas curvas, hay compresión por encima de un rango limitado cercano a 0,0, pero la expansión de fase se produce en valores de diferencia de entrada mucho más alejados. La curva etiquetada con el 67 demuestra que la expansión también puede estar limitada a números de diferencia de fase eléctrica de entrada cercanos al punto 0,0, a la vez que no se puede producir expansión, ni siquiera compresión, para valores de diferencia de fase de entrada cercanos a ± 180 grados.
- 50 Esta discusión se ha dedicado sólo a unos pocos ejemplos de las posibles fórmulas y curvas de perfeccionamiento, y no pretende ser limitante. Fórmulas que incluyen el punto 0,0, y curvas que pasan por el punto 0,0, y que expanden la diferencia de fase -en otras palabras, que aumentan la diferencia de fase- en otros puntos de acuerdo con un aspecto de la invención. Fórmulas y curvas que mantienen una diferencia constante de fase en algún otro punto seleccionado, y que expanden la diferencia de fase en otros puntos de acuerdo con otro aspecto de la invención. De acuerdo con otro aspecto de la invención, la expansión sólo se aplica a algunos valores numéricos de
- 55 diferencia de ángulo de fase de entrada, $\Delta\theta_1$. En la práctica, es probable que se aplique una fase de expansión, en
- 60

mayor o menor medida, a la mayoría de los valores, aunque se reconocerá que no hay ningún requerimiento de que la expansión sea aplicada a la mayoría ni tampoco incluso a una parte sustancial de los valores. Además, en algunas aplicaciones, el perfeccionamiento de fase se puede aplicar usando una tabla de consulta de valores discretos, en lugar de usar una curva o función continua, y, aunque el término "perfeccionamiento de fase" se usa en un sentido general, se reconoce que "compresión", o reducción de la diferencia de fase, está incluido en el concepto general de perfeccionamiento de fase a que se refiere el presente documento.

Como se vio con la ecuación 1 anteriormente, el signo del número $\Delta\theta_1$ de diferencia de ángulo de fase de entrada se usa separadamente de su magnitud. Puesto que la magnitud nunca toma valores negativos, la magnitud del número $\Delta\theta_1$ redondeado de diferencia de ángulo de fase de entrada se puede expandir usando una función que es válida sobre el intervalo de $0 \leq |\Delta\theta_1| \leq \pi$, y después combinar con el signo de la diferencia $\Delta\theta_1$ de ángulo de fase de entrada para producir el número $\Delta\theta_0$ de diferencia de ángulo de fase eléctrica de salida. Alternativamente, el valor no redondeado de la diferencia de ángulo de fase de entrada se puede expandir usando una función de repetición sobre el intervalo de $-2\pi \leq \Delta\theta_1$ (no redondeado) $\leq 2\pi$. Un ejemplo de tal función es:

$$\Delta\theta_0 = \pi \cdot \left(\frac{|\Delta\theta_1 - \pi|}{\pi - \Delta\theta_1} \cdot \frac{|\Delta\theta_1 + \pi|}{\Delta\theta_1 + \pi} \right) \cdot \text{sen} \left(\frac{\Delta\theta_1}{2} \right)$$

donde $\Delta\theta_1$ y $\Delta\theta_0$ son los valores no redondeados de la diferencia de fase de señal medidos en radianes.

Adicionalmente, el proceso de perfeccionamiento se puede implantar sin un cálculo directo del número $\Delta\theta_1$ de diferencia de ángulo de fase eléctrica de señal de entrada, que requiere el cálculo de dos arcotangentes. En muchos sistemas de computación digital, un cálculo directo de la función de arcotangente es relativamente intenso computacionalmente, y resulta deseable un método de perfeccionamiento que no requiera el cálculo de arcotangente. Este ideal se puede llevar a cabo, por ejemplo, mediante el uso de un valor proporcional a la tangente del número $\Delta\theta_1$ de diferencia de ángulo de fase de señal de entrada en lugar del uso del número $\Delta\theta_1$ en sí mismo. Tal valor puede ser fácilmente calculado mediante el uso de los vectores unitarios de los vectores A y B de señal de entrada. Un vector unitario es simplemente un vector que tiene una magnitud de 1, pero el mismo ángulo que el del vector original. El vector unitario se puede calcular dividiendo el número complejo que representa el vector de entrada por su propia magnitud escalar.

Sean A'' y B'' los vectores unitarios de A y B. La relación de la magnitud de la diferencia de A'' y B'' con la magnitud de la suma de A'' y B'' es igual a la tangente de $\Delta\theta_1/2$. Este resultado se puede usar directamente para calcular el número perfeccionado $\Delta\theta_0$ de diferencia de ángulo de fase eléctrica de salida mediante el uso de cualquier función de perfeccionamiento modificada mediante la sustitución de $\Delta\theta_1$ por $2\tan(\Delta\theta_1/2)$ y adecuadamente escalada usando métodos bien conocidos en la técnica.

Haciendo referencia otra vez a la figura 5, después de que el número de diferencia de fase eléctrica de entrada se haya perfeccionado para crear un número $\Delta\theta_0$ de diferencia de fase eléctrica de salida como se muestra con el 53, el número original de diferencia de fase eléctrica de entrada se resta del número de diferencia de fase eléctrica de salida para crear un valor de perfeccionamiento de ángulo, como se muestra con el 54. Este valor se divide después en dos partes, y cada parte se suma o resta, según el caso, a cada fase de señal de entrada para, por ello, separar las fases de las señales (en el caso de la expansión) y crear una condición de "más afuera de fase" entre las dos señales de entrada. El valor del perfeccionamiento del ángulo puede ser asignado por completo a una señal de entrada o división entre las dos señales de entrada en cualquier proporción. Una realización divide el valor de perfeccionamiento de ángulo en dos partes iguales, en 54, y cada mitad se suma o resta, según el caso, a cada fase de señal de entrada, separando, por ello, las fases de las señales (en el caso de la expansión) y creando una condición de "más afuera de fase" a la vez que preserva la misma fase de señal de salida en relación media. Otra realización divide el valor de perfeccionamiento de ángulo de acuerdo con las magnitudes del vector, de modo que la fase resultante relativa del vector de salida sea idéntica a la que existiría después de una suma vectorial si no se hubiera realizado perfeccionamiento ninguno.

Para ilustrar este aspecto de la invención, la figura 7(a) de diagrama vectorial muestra que las señales A y B se componen de las sumas de vector de la componente S_D deseada de vector de señal y de las componentes NA y NB de vector de ruido, respectivamente. Puesto que la señal deseada se origina a partir de una fuente sobre el eje, alineada en el tiempo, su componente es idéntica en ambas señales, como se muestra mediante el vector S_D doble. Sin embargo, puesto que la señal de ruido se origina desde una fuente fuera de eje, las componentes NA y NB de ruido de no son iguales. Aunque sus magnitudes serán iguales (salvo alguna diferencia en sensibilidad de elemento de sensor o en desequilibrio de circuito), sus fases eléctricas no serán, en general, iguales, como se muestra en la figura 7(a). De este modo, como se muestra, los vectores A y B resultantes de señal de entrada no serán generalmente iguales ni en fase ni en magnitud.

La figura 7(b) ilustra el proceso de expansión que se ha descrito anteriormente, donde los vectores de entrada A y B

están expandidas en fase (en la dirección de las flechas abiertas), desde el número $\Delta\theta_1$ de diferencia de fase eléctrica de entrada al número $\Delta\theta_0$ de diferencia de fase eléctrica de salida hasta convertirse en los vectores A' y B' de salida.

5 Después de que las dos señales de entrada sean modificadas, como se muestra con el 56 y con el 57 de la figura 5, de modo que sus representaciones de números complejos tengan la mayor diferencia de fase, pero con sus magnitudes originales, aquéllas son combinadas a la manera del método convencional de formación de haz, como se muestra con el 55. Como se ha mencionado previamente, asumimos que las dos señales de entrada resultan de un sistema de matriz de sensor con los retardos de señal que sean necesarios para orientar el haz de sensibilidad del sistema hacia la señal deseada. Por lo tanto, las señales de entrada están alineadas en el tiempo y en fase para las señales que llegan desde la fuente deseada, pero contienen una componente fuera de fase para señales procedentes de fuentes de "ruido" fuera de eje. En consonancia con los principios de un sistema estándar de formación de haz de tipo "broadside", se añaden después los vectores, sin inversión, como una suma de vectores, para producir la señal de salida. En este caso, los vectores A' y B' de fase expandida de salida son sumados vectorialmente, como se muestra con el 55 de la figura 5. En otras palabras, cada enésimo par de depósitos de números complejos A' y B' se suman vectorialmente entre sí para formar el número complejo colocado en el enésimo depósito de la transformada de salida.

20 Este proceso de suma vectorial se ilustra en la figura 7(c) donde se muestra la salida de un sistema convencional de formador de haz, en comparación con la salida del sistema de la invención. El vector de señal de salida con la etiqueta "Afuera" es el vector promedio (la suma vectorial dividida entre 2) de los vectores originales A y B de entrada. El propósito principal de un sistema de reducción de ruido es eliminar el ruido y poner una señal que sea la representación más cercana a la señal deseada. Se puede ver, por comparación con la figura 7(a), que el vector convencional Afuera de salida de formador de haz difiere del vector S_D deseado de señal, tanto en magnitud y como en fase. Cualquier diferencia vectorial entre las señales Afuera y S_D es un vector (no mostrado) que representa el ruido residual dejado en la señal de salida después de que se haya aplicado el proceso convencional de formador de haz.

30 Por el contrario, el vector de salida con la etiqueta Afuera', que es el vector promedio de las señales A' y B' que se producen mediante el método de la invención, concuerda de manera muy aproximada con el S_D de señal deseada. El ruido residual se reduce significativamente en comparación con el de la señal de salida del formador convencional de haz, lo que demuestra los beneficios significativos de reducción de ruido del enfoque de la invención.

35 Una vez que los datos para todos los pares de depósito de frecuencia se procesan de acuerdo con el método anteriormente descrito, se produce una trama completa de transformada de Fourier de salida. Como se muestra en la figura 1 y se describió anteriormente, la trama de transformada de Fourier de salida realiza después una transformada inversa de Fourier para producir una trama procesada de salida de dominio de tiempo. Las tramas procesadas de salida subsiguientes se concatenan después, o solapan y adicionan, para producir una señal digitalizada totalmente procesada de dominio de tiempo de salida.

40 Alternativamente, la información de señal en grupos de depósitos se puede combinar primero, por ejemplo mediante una suma vectorial, para producir información de señal, en base a banda de frecuencia, antes de realizar los cálculos de procesamiento de señal. Esto se hace a menudo para reducir los costes de cálculo para aplicaciones en las que las distorsiones de señal creadas mediante procesamiento banda a banda o en base a banda a banda son aceptables. De este modo, se contempla que cada cálculo se realice en base a depósito a depósito o a banda a banda.

50 La figura 8 ilustra la realización de formación de haz del enfoque de la invención. Como ejemplo, se muestra en la figura 8(a) la realización de un sistema convencional de formación de haz usando dos elementos sensor de micrófono cardioide separados 7 cm entre sí. Resulta inmediatamente evidente a partir de la figura 8(a) que el patrón de haz de sensibilidad es esencialmente el de los propios elementos cardioides para bajas frecuencias (por debajo de 1000 Hz), donde la longitud de onda es grande con relación a la separación s de elemento a elemento y, de este modo, la abertura de matriz es mucho más pequeña que media longitud de onda. A frecuencias más altas, el patrón de haz se estrecha, pero, a medida que se estrecha, se forman lóbulos laterales. Por ejemplo, en 3000 Hz, se forma un lóbulo principal relativamente estrecho, pero aparecen claramente varios lóbulos secundarios. Además, es obvio que el patrón de sensibilidad es diferente para cada frecuencia, y, particularmente, para sonidos fuera de eje, la sensibilidad depende de la frecuencia, de modo que las señales de sonido fuera de eje se cambian o "colorean".

60 En comparación, la figura 8(b) muestra la realización de formación de haz de un sistema de acuerdo con la invención que usa la misma matriz de micrófono, y la función de expansión dada por la ecuación 1 con un valor S_D de nitidez de 10 a 1000 Hz. No sólo es el lóbulo principal más estrecho que el del sistema de formación de haz convencional, sino que tampoco se producen lóbulos laterales. Además, al optar por el valor de nitidez para cada depósito de frecuencia para mantener la misma forma del patrón de sensibilidad para todas las frecuencias, la forma de haz para todas las frecuencias es la misma, y no hay "coloración" para el sonido de las señales fuera de eje -esos sonidos son audibles de manera "normal", pero se pueden atenuar según se desee-.

El sistema convencional de formación de haz no puede corregir o "aplanar" su respuesta de frecuencia para señales fuera de eje por dos razones: 1) no hay parámetros disponibles para modificar la anchura del haz en función de la frecuencia (mientras que el nuevo sistema tiene el parámetro S de nitidez), y 2) los patrones de haz muestran significativamente diferentes formas para cada frecuencia, de modo que, incluso si existiera un parámetro para compensar los diferentes anchos de haz de acuerdo con la frecuencia, las formas de haz aún no concordarían. En el sistema de la invención, las formas de haz son esencialmente las mismas en todas las frecuencias, permitiendo una fácil compensación de frecuencia mediante el uso de un ahusamiento apropiado del valor de parámetro de nitidez frente a la frecuencia, cuando se desee.

La figura 8(c) muestra la forma del haz a 1000 Hz para el sistema convencional de formación de haz en el que se han añadido elementos adicionales para hacer que la FWHM (o anchura total a la mitad del máximo -un método estándar para medir anchos de haz) del lóbulo principal de sensibilidad sea igual a la del nuevo sistema bajo las mismas condiciones que se han descrito para la figura 8(b). Para conseguir esta condición de igualdad, el sistema convencional necesita 13 elementos de sensor, todos separados 7 cm de distancia para una abertura (matriz) total de más de 85 cm (asumiendo que existan elementos de micrófono electret de 6 mm de diámetro fácilmente disponibles). Este sistema, aunque grande y complejo, todavía no elimina los lóbulos laterales de sensibilidad.

En comparación, el nuevo enfoque proporciona el patrón de haz de 1000 Hz que se muestra en la figura 8(d). No sólo es un patrón de haz libre de lóbulos laterales perjudiciales, sino que este sistema requiere sólo dos elementos de sensor de micrófono (con la reducción concomitante en convertidores A/D, circuitería de preamplificador y potencia de procesamiento de ordenador) y su tamaño es menor de 9 cm.

Para una mayor reducción de ruido de captación, el haz se puede estrechar adicionalmente y reducirse además la sensibilidad a las fuentes de ruido fuera de eje. La figura 8(e) muestra el patrón de haz de 1000 Hz producido por el nuevo sistema cuando el parámetro S de nitidez se aumenta a un valor de 20. El único límite a la estrechez práctica del haz es o bien cuando el haz es demasiado estrecho para mantenerse apuntando a la fuente deseada, o bien cuando el procesamiento produce un nivel inaceptable de distorsión de la señal deseada. Los valores prácticos para el parámetro de nitidez en aplicaciones de comunicación de grado de voz usando dos elementos de micrófono cardioide varían desde aproximadamente 5 a aproximadamente 50, pero no se limitan a ese intervalo.

En el método de la figura 5, el procesamiento de perfeccionamiento de fase precede al proceso de formación de haz. De este modo, el método de la figura 5 se puede añadir fácilmente a un sistema convencional de formación de haz entre la electrónica de sensor y el sistema de formación de haz, como se muestra en la figura 2(b). Como resultado, resulta evidente que el anteriormente descrito nuevo enfoque de perfeccionamiento de fase es altamente compatible con la tecnología convencional de formación de haz para mejorar la realización de casi cualquier sistema de formación de haz. Por las mismas razones, también es altamente compatible con los sistemas convencionales de orientación de haz y de seguimiento de haz, como los expertos habituales en la técnica apreciarán fácilmente. También, así como con los sistemas de formación de haz convencionales, el nuevo enfoque es altamente compatible con el uso de cualquiera de entre los sensores omni-direccional, bi-direccional, uni-direccional o de matriz de sensor. Por ejemplo, el nuevo enfoque se puede usar para combinar beneficiosamente las salidas de dos o más sistemas convencionales de matriz de formación de haz. Así como también, dos o más de los nuevos sistemas de formación de haz pueden proporcionar señales mejoradas de entrada para la combinación adicional en sistemas convencionales de formación de haz.

El "ruido de viento" es un problema especialmente fastidioso en muchas situaciones de captación de señales acústicas de voz, por ejemplo en los automóviles para las aplicaciones telemáticas. El ruido de viento es diferente de los ruidos acústicos de fondo porque no puede ser caracterizado como ondas sonoras coherentes que están afectando a los sensores de micrófono desde la distancia. Más bien, el ruido de viento se caracteriza por pulsos de presión creados debido a una turbulencia de aire en la vecindad cercana de, o en, cada micrófono, y/o puerto de micrófono. De este modo, no es posible determinar el ángulo de llegada del ruido de viento, ya que no existe correlación entre los ángulos de fase eléctrica de las señales individuales de sensor.

No obstante, el aparato y el método de la invención descritos en la presente solicitud proporcionan una reducción significativa de ruido de viento en su señal de salida, preservando, al mismo tiempo, la señal deseada de voz. Debido a que la diferencia de ángulo de fase eléctrica de señal de entrada para el ruido de viento se puede caracterizar como el resultado de un proceso aleatorio, la diferencia de ángulo eléctrico para tal ruido es estadísticamente distribuida uniformemente sobre el intervalo de posibles diferencias de ángulo de fase eléctrica de señal de entrada. Dado que el proceso de la invención atenúa eficazmente las señales con diferencias de ángulo de fase eléctrica de señales de entrada que están lejos de la diferencia conocida a priori (normalmente, de 0 grados) para la señal deseada, el ruido de viento también se atenúa eficazmente sobre gran parte del intervalo de la diferencia de ángulo de fase eléctrica de señal de entrada. Esta operación es muy deseable en los sistemas acústicos de sensor donde el viento o aire en movimiento es un problema debido al "ruido de viento" que crea.

Un problema encontrado con la tecnología convencional de formación de haz es la necesidad de concordancia de sensibilidad de las señales de sensor para conseguir el máximo rendimiento de reducción de ruido. Aunque la concordancia adecuada de los amplificadores de sensor y de los canales A/D es relativamente directa, hacer que

concuenden los sensores mismos no lo es. Continuando con el uso del ejemplo de audio acústico, los elementos de micrófono son difíciles y costosos de hacer que concuenden, y el mantener la concordancia a través de los cambios de temperatura y del envejecimiento es aún más duro de conseguir. Además, es posible hacer que concuenden las sensibilidades de sensor a una frecuencia, pero hacer que concuenden sobre todas las frecuencias es muy difícil, incluso sin tener en cuenta las fluctuaciones de la temperatura y los efectos del envejecimiento.

Algunos sistemas de formación de haz intentan hacer concordar automáticamente las señales de sensor aplicando la amplificación Automática de Control de Ganancia (Automatic Gain Control Amplification, AGC) a cada canal del sensor, controlada mediante diferencias de sensibilidad medidas en fábrica y guardadas en un sistema de memoria que después debe aplicarse como una corrección durante la operación, o mediante inyección activa y periódica de señales de energía concordantes en los sensores y corrección de cualesquiera diferencias de sensibilidad en base a las mediciones de los resultados de estas señales de "sondas".

Como se muestra en la figura 2(c), los métodos descritos anteriormente de hacer concordar la sensibilidad de señal se aplican normalmente a las señales 22 de sensor antes de que esas señales sean procesadas. De este modo, cuando se usa con el nuevo sistema de la presente invención, el circuito 26 de concordancia de sensibilidad está situado para preceder al circuito 24 de perfeccionamiento de fase, como se muestra. Alternativamente, la concordancia de señal también se puede aplicar después del perfeccionamiento de fase, ya que el circuito 24 de perfeccionamiento sólo modifica la fase de las señales de entrada y no altera sus magnitudes. Además, el circuito 26 de ecualización no sólo necesita ser usado para hacer concordar la magnitud (amplitud), sino que, además, puede proporcionar una ecualización de frecuencia, cuando se requiera.

Cada uno de los métodos de concordancia de sensibilidad de la técnica anterior tiene inconvenientes. El método AGC puede corregir diferencias de sensibilidad en una frecuencia, pero no puede hacer concordar la sensibilidad sobre todas las frecuencias. Necesita también tiempo para ajustarse, y este retraso corrección puede ser un problema en los sistemas que requieren una respuesta rápida a las señales de entrada. El método de concordancia con medidas en fábrica puede operar sobre la frecuencia y sin retrasos, pero no puede realizar un seguimiento de los cambios de sensibilidad debidos a la temperatura, la humedad o el envejecimiento. El método de señal de sonda requiere que el sistema de formación de haz sea tomado fuera de línea durante la fase de inyección periódica de señal de la operación. Además, todos estos métodos añaden coste y complejidad significativos al sistema.

Para demostrar la necesidad de concordancia de sensibilidad, considérese el uso de un sistema convencional de formación de haz para detectar el habla en ruido. El habla consiste en emisiones cortas de sonidos de voz separadas por períodos de silencio -las pausas entre las emisiones de habla-. Resulta crítico que un sistema de reducción de ruido de formación de haz reduzca los efectos de los ruidos fuera de eje durante las pausas de habla, ya que en esos momentos no hay señal de voz para enmascarar los efectos de pequeñas cantidades de ruido residual, y cualquier ruido residual se vuelve bastante audible.

Haciendo otra vez referencia a la figura 7(a), durante una pausa de habla, la señal S_D deseada se convierte en cero, y las señales A y B de entrada consisten únicamente en los vectores N_A y N_B de ruido, como se muestra en la figura 7(d). En este caso, la señal sólo es el ruido y el resultado deseado es una salida de cero.

Cuando las señales de entrada se combinan en un sistema convencional de formación de haz con señales concordantes de sensor, la señal resultante de salida se reduce como se esperaba, aunque no hasta el valor deseado de cero. Esto se muestra en la figura 7(e) mediante el vector promedio de salida que tiene la etiqueta Afuera, que es el resultado de la formación convencional de haz, sólo con las señales $A = N_A$ y $B = N_B$ de ruido.

Sin embargo, con una falta de concordancia de señal de sensor, el ruido residual en la señal de salida del sistema aumenta significativamente. Los elementos típicos de micrófono están disponibles con a concordancia de sensibilidad en 1 kHz de ± 3 a ± 4 dB. De este modo, en el caso de dos sensores, si un sensor está en el extremo inferior de la distribución de sensibilidad y el otro en el extremo superior, las dos señales de sensor pueden no ser concordantes por una diferencia de sensibilidad de 2:1 o más. La figura 7(f) muestra el vector de salida que resulta de un sistema convencional de formación de haz, donde los sensores no concuenden, de manera que la señal A de sensor se reduce en 3 dB, y la señal B de sensor se aumenta en 3 dB en comparación con las que se muestran en la figura 7(e). En este caso, el vector Afuera de señal de salida de formador de haz convencional se aumentó significativamente en magnitud y se alteró significativamente en fase. Este efecto tiene como resultado un aumento en audibilidad del ruido fuera de eje emitido por el sistema convencional de formación de haz.

La figura 7(e) muestra también el ruido residual de salida después del procesamiento por el nuevo sistema de esta solicitud, asumiendo, otra vez, magnitudes concordantes de señal. Como se muestra en la figura 7(d), el relativamente alto número $\Delta\theta_1$ de diferencia de ángulo de fase de señal de entrada significa que el número $\Delta\theta_0$ expandido de diferencia de fase de salida estará muy cerca de los 180 grados eléctricos. De este modo, los vectores A' y B' de señal de salida estarán esencialmente fuera de fase, pero serán de la misma magnitud, como se muestra en la figura 7(e). Cuando se consiga esta condición, las dos señales A' y B' se cancelarán entre sí cuando al ser sumadas vectorialmente en el 55 de la figura 5, dando como resultado un vector de salida de longitud esencialmente cero, como se muestra en la figura 7(e) mediante el punto etiquetado como Afuera'. De este modo, cuando las

señales de sensor concuerdan bien en sensibilidad, la nueva invención consigue el resultado deseado de salida muy baja para tales señales de sólo ruido. En comparación con el vector Afuera de salida de ruido residual proporcionado por el sistema convencional de formación de haz, el vector Afuera' de salida de ruido residual proporcionado por el nuevo sistema es mucho más pequeño -es decir, que el ruido residual se reduce enormemente en la salida del nuevo sistema.

Es de apreciar que el nuevo sistema de formación de haz utilice funciones de perfeccionamiento de fase que incluyen un parámetro S nitidez que permite el control sobre la anchura de haz. Por lo tanto, el valor del parámetro de nitidez puede ser seleccionado o controlado de modo que produzca nuevas características beneficiosas para un formador de haz. Por ejemplo, ajustar el parámetro de nitidez en respuesta a un aumento en el nivel de ruido puede ser usado para estrechar la anchura de haz a medida que se necesite más repulsión de ruido. El valor de S se puede ajustar automáticamente detectando el ruido en la señal de salida y ajustando el valor para mantener, por ejemplo, una relación especificada de ruido-signal de salida.

Alternativamente, en aplicaciones en las que se sabe que el ruido tiene ciertas características de frecuencia, por ejemplo, donde la mayor parte del ruido consiste en bajas frecuencias, el valor de S se puede ajustar para producir un haz ancho en esas frecuencias, a fin de mantener la mejor calidad de señal, mientras que se puede crear un haz estrecho en otras frecuencias para maximizar la repulsión de esos ruidos. Tal ahusado de frecuencia de la anchura de haz puede ser fijado, ajustado manualmente o hacerse adaptativo o automático controlando el valor del parámetro S de nitidez en respuesta a la variación de una señal de control. Existen muchas de tales maneras de aplicar la libertad extra que permite el parámetro de nitidez, y todas son contempladas para estar de acuerdo con la invención.

Además, de acuerdo con la invención, se proporciona un nuevo método algorítmico de concordancia para evitar los inconvenientes de la respuesta lenta, del seguimiento de cambios, de los costes añadidos y de la complejidad asociada a los métodos convencionales de concordancia de señal de sistema formador de haz. Este nuevo sistema de concordancia proporciona los beneficios de una concordancia instantánea de sensibilidad para todas las frecuencias y por encima de las condiciones de temperatura, humedad y envejecimiento del sensor. Adicionalmente, este nuevo proceso de concordancia de señal se puede aplicar a prácticamente cualquier sistema de matriz en donde se necesiten o se deseen sensibilidades concordantes de señal, y no se limita al uso con el nuevo sistema de formación de haz proporcionado en este documento, aunque funciona bien en este sistema que asegura señales concordantes para obtener el máximo rendimiento de reducción de ruido.

La figura 9 muestra el sistema de concordancia de sensibilidad de señal de la invención tal como se implanta dentro de la infraestructura del nuevo sistema de formación de haz. Una vez más, se describe en el contexto de una matriz de dos sensores, aunque tal limitación no está prevista. Las señales A y B de entrada se separan primero en sus componentes de fase y de magnitud en 91a y 91b. Los bloques 92 a 97 de circuitos corresponden a los mismos bloques etiquetados 52-57 de la figura 5, y representan substancialmente los mismos pasos de proceso. Una concordancia de amplitud de señal es creada mediante el nuevo bloque 98 de circuito, en el que las dos magnitudes escalares $|A|$ y $|B|$ de señal de entrada se combinan para crear un nuevo valor escalar de magnitud común GM igual a la media matemática de $|A|$ y $|B|$. En este ejemplo, se usa el valor medio geométrico. Este nuevo valor escalar de magnitud se usa después en 96 y 97, combinado con los valores expandidos $\Delta\theta_{A0}$ y $\Delta\theta_{B0}$ de fase para producir las señales A' y B' de fase expandida de salida.

Este método de la invención, de compensar faltas de concordancia de sensibilidad de sensor y diferencias de trayectoria de señal de sensor, usa el proceso de reasignación, para las magnitudes de los vectores expandidos de ángulo de fase eléctrica, el valor medio matemático de las magnitudes individuales de los vectores de entrada. Existen numerosos tipos de medias matemáticas, por ejemplo la aritmética, la cuadrática (rms), la geométrica, la armónica y otras. Para el propósito de esta invención, todos los medios matemáticos son aplicables, y se puede usar la media matemática particular que el diseño requiera.

El uso de la media aritmética, definida como $\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |S_i|$ (donde S_i , es la señal del i-ésimo sensor y N es el número total de sensores) produce poca atenuación para las señales altamente discordantes, y no extingue la señal de salida si un sensor falla completamente. El rms es incluso más indulgente en su capacidad para impedir la atenuación de señales altamente discordantes, y tampoco extingue la salida para fallos de sensor. La característica a prueba de fallos de estos medios matemáticos los hace muy deseables para muchas aplicaciones del mundo real, donde un sistema fiable debe seguir funcionando, aunque sea con la eficacia reducida, en caso de fallo de sensor.

Sin embargo, las amplitudes de señal altamente discordantes son también creadas mediante múltiples trayectorias no deseados, artefactos de desbarajuste o de reverberación, y es deseable la atenuación adicional de tales señales

en tales situaciones. El uso de la media armónica, que se define como $N \cdot \left(\sum_{i=1}^N \frac{1}{|S_i|} \right)^{-1}$, crea una atenuación

relativamente agresiva de tales artefactos indeseables. Esta capacidad de reducción de artefactos hace de la media armónica una buena elección para aplicaciones en las que el desbarajuste es un problema significativo.

Por el contrario, la media geométrica, que se define como $\sqrt[N]{|S_1| \cdot |S_2| \cdot \dots \cdot |S_N|}$, proporciona un buen compromiso con la atenuación de tales señales de ruido de artefacto indeseables al preservar al mismo tiempo la calidad de la señal deseada sobre el eje. En el caso de la percepción humana de la señal, tal como en la vista (luz) o en la audición (sonidos y habla), es deseable una media logarítmica, y la media geométrica proporciona esta característica. Por ejemplo, si un sensor tiene +X dB de sensibilidad, (más que el nominal), mientras que el otro tiene -X dB (inferior sensibilidad que el nominal), entonces el uso de la media geométrica proporcionará una magnitud de salida igual a la proporcionada por un par concordante de elementos nominales de sensor de sensibilidad, de modo que las discordancias se vuelvan transparentes para el usuario.

Aunque el diseñador del sistema optará por la media preferible para la aplicación particular a la que está dirigido, para señales de voz acústica es preferible la media geométrica.

Un elemento valioso de este nuevo sistema de concordancia de sensibilidad de señal es el uso de un valor de magnitud de media matemática para reemplazar las magnitudes individuales de las señales de entrada. Si se aplica a un sistema convencional de formación de haz, el proceso de perfeccionamiento de fase se puede omitir, y se usarían las fases originales de señal de entrada, en este caso θ_A y θ_B , en 96 y 97 en su lugar.

Haciendo otra vez referencia a la figura 2(c), estas nuevas medias de concordancia de sensibilidad de señal se pueden aplicar antes o después del proceso de perfeccionamiento de fase. En esta figura, el bloque 26 de circuito se muestra antes del bloque 24 de perfeccionamiento de fase, pero las ubicaciones se pueden invertir sin afectar a la realización del sistema en general. En efecto, si el bloque 24 de circuito de perfeccionamiento de fase se elimina, entonces es fácil ver que el nuevo proceso de concordancia de sensibilidad, anteriormente descrito, se puede añadir fácilmente a un sistema convencional de formación de haz entre la electrónica de sensor y el sistema de formación de haz.

Los beneficios de este nuevo sistema de concordancia de sensibilidad son su capacidad continua de concordancia, su prácticamente instantánea concordancia, su habilidad para corregir continuamente en todas las frecuencias en tiempo real, sin retardos ni tiempos muertos, para eliminar los efectos de la discordancia, la deriva, el envejecimiento, la temperatura, la humedad y todas las otras causas de cambios de sensibilidad. Su aplicabilidad incluye radio, sonar, audio, radar, imagen médica, óptica, y otros sistemas de matriz en los que se necesitan sensores concordados.

Como se muestra en el diagrama vectorial de la figura 10, cuando las magnitudes de señal se hacen concordar, los vectores A y B de señal de entrada forman un triángulo isósceles. En el sistema convencional de formación de haz, se crea una señal Afuera de salida calculando el vector promedio de A. y B, y el vector resultante de señal de salida biseciona el triángulo, como se muestra. De este modo, se forma un triángulo rectángulo O-B-Afuera, donde la magnitud del vector Afuera de señal de salida viene dada por:

$$|Afuera| = |A| \cdot \cos\left(\frac{\Delta\theta_l}{2}\right) = |B| \cdot \cos\left(\frac{\Delta\theta_l}{2}\right). \quad (2)$$

De manera similar, en el nuevo sistema de formación de haz, cuando las magnitudes de señal se hacen concordar, los vectores A' y B' de señal de entrada forman otro triángulo isósceles. La señal Afuera' de salida se crea calculando el vector promedio de A' y B' (en el 55 de la figura 5, o en el 95 de la figura 9), y el nuevo vector Afuera' de señal de salida biseciona este triángulo. De este modo, se forma un triángulo rectángulo O-B'-Afuera', en el que la magnitud del vector Afuera' de señal de salida viene dada por:

$$|Afuera'| = |A'| \cdot \cos\left(\frac{\Delta\theta_o}{2}\right) = |B'| \cdot \cos\left(\frac{\Delta\theta_o}{2}\right). \quad (3)$$

Cuando se aplica la fase de expansión a la diferencia de ángulo de fase eléctrica de señal de entrada, la magnitud de este vector Afuera' de salida es siempre menor que la del vector Afuera convencional de salida de formador de haz, aunque la fase de la señal de salida no se cambie. De este modo, con niveles concordantes de señal, el proceso de expansión de fase del nuevo sistema de formación de haz de reducción de ruido reduce la magnitud, pero conserva la fase de la señal de salida producida por el sistema convencional de formación de haz. Esta reducción de la magnitud se muestra en la figura 10, así como las diferencias en longitudes 101 de vector.

Un enfoque computacionalmente más eficiente utiliza esta característica de atenuación de señal directamente, en

lugar de calcular primero los vectores expandidos A' y B' de fase. La figura ilustra este enfoque. Como se muestra en la figura 11, las señales 112 de entrada de la matriz 111 de sensor están concordadas en amplitud en 116, si no inherentemente concordadas. La concordancia se puede crear mediante el uso de métodos convencionales de concordancia de matriz o mediante el uso del nuevo método de concordancia de media matemática descrito anteriormente. Las señales concordantes son después sumadas vectorialmente en un formador convencional 113 de haz antes de ser atenuadas en 118 mediante una cantidad de atenuación proporcionada desde el bloque 117 de circuito. La cantidad de atenuación se determina a partir del número $\Delta\theta_1$ de diferencia de ángulo de fase eléctrica de señal de entrada medido en el bloque de 117 de circuito, como se describirá. La cantidad de atenuación no depende de las magnitudes de los vectores de entrada, o de sus fases absolutas, sino sólo del valor o número de diferencia de ángulo de fase eléctrica de señal de entrada.

Dado que el número $\Delta\theta_0$ de diferencia de ángulo de fase eléctrica de salida se calcula directamente a partir de número $\Delta\theta_1$ de diferencia de ángulo de fase eléctrica de entrada (por ejemplo, como se describe mediante la ecuación 1), un método computacionalmente más eficaz para crear la señal Afuera' de salida es calcular la atenuación como si las señales de entrada estuvieran concordadas, y después aplicar esta atenuación a la salida del sistema convencional de formación de haz. Sin concordancia de señal, o con los métodos convencionales de concordancia de señal, aunque las magnitudes de señal de entrada podrían no estar bien concordadas, este método computacionalmente eficiente todavía se puede aplicar, pero puede dar como resultado un error en la fase de la señal de salida.

Reconociendo que, para aplicaciones de audio, el oído humano no distingue fácilmente la fase de señales, este error intrascendente de fase deja de tener importancia. De este modo, para un dispositivo de comunicación de audio, la fase de la señal de salida puede estar ligeramente alterada sin por ello afectar a la eficacia de la reducción de ruido del sistema. De hecho, la ligera desviación en la fase de salida usada en este método probablemente no supone un problema con la mayoría de las aplicaciones contempladas, como, por ejemplo, sistemas de sonar, radar, óptica, antena y similares. Sin embargo, con el nuevo método de concordancia de magnitud de señal, el error de fase no es un problema, ya que la fase de señal de salida se retendrá perfectamente.

Como se observa en la figura 10, la cantidad de atenuación que se aplica es la relación de las magnitudes de los vectores Afuera' y Afuera de salida. Ya que las señales A' y B' se asume que están concordadas en sensibilidad e igualmente expandidas, los vectores Afuera' y Afuera de salida tienen el mismo ángulo de fase eléctrica, como se muestra en la figura 10. Por lo tanto, la relación de sus magnitudes, en las ecuaciones 2 y 3, se convierte en un sencillo valor escalar de atenuación definido como

$$Aten = \frac{\cos(\frac{\Delta\theta_0}{2})}{\cos(\frac{\Delta\theta_1}{2})} \quad (4)$$

Puesto que $\Delta\theta_0$ es una función de $\Delta\theta_1$, el valor de atenuación es sólo una función de $\Delta\theta_1$.

La figura 12 muestra un diagrama de flujo de cómo esta relación de atenuación se puede usar para proporcionar otra manera de implantar el método de reducción de ruido de la invención. Usando la ecuación 4, además de la función pertinente de perfeccionamiento de fase para determinar el número $\Delta\theta_0$ extendido de diferencia de fase eléctrica de salida, se puede determinar un valor de atenuación a partir del número $\Delta\theta_1$ de diferencia de ángulo de fase eléctrica de entrada. Este valor de atenuación se usa después para modificar la salida de un formador convencional de haz para producir la misma salida de ruido reducido que se produce mediante el método de perfeccionamiento de fase. En este método, las dos señales de entrada son primero sumadas vectorialmente en 125 para producir una señal intermedia no atenuada. Usando sólo las fases eléctricas de señal de entrada en 121a y 12b, el número $\Delta\theta_1$ de diferencia de fase eléctrica de entrada se calcula en 122, y se usa, subsiguientemente, junto con una función de perfeccionamiento de fase o tabla de consulta, para calcular el número $\Delta\theta_0$ de diferencia de fase eléctrica de salida. El valor de atenuación se calcula después de acuerdo con la ecuación 4 en 128.

Cuando las señales de entrada proceden de la fuente deseada sobre el eje, los dos números de diferencia de fase eléctrica son iguales y el valor de atenuación es igual a la unidad, lo que da como resultado que esta señal deseada pase sin atenuación. Cuando las señales de entrada proceden de una fuente de ruido fuera de eje, los dos números de diferencia de fase eléctrica son desiguales, siendo el número de diferencia de fase eléctrica de salida siempre mayor que el número de diferencia de fase eléctrica de entrada. Debido a que los números de diferencia de fase se dividen por la mitad, están dentro el intervalo $-\pi/2 \leq \Delta\theta_1 \leq \pi/2$, y siempre tienen el mismo signo. De este modo, el valor de atenuación para tales señales, de acuerdo con la ecuación 4, será menor que uno, y disminuirá hacia cero a medida que el ángulo de acimut de llegada de señal de ruido de entrada aumente su distancia del eje de la matriz hacia 90 grados.

Como ejemplo de esta característica de atenuación, la figura 13 muestra un gráfico del valor de atenuación creado,

usando la ecuación 4 y la función de perfeccionamiento de fase de la ecuación 1 (que se representa gráficamente en la figura 6(a), para diferentes valores del parámetro S de nitidez). El eje horizontal de este gráfico es el número $\Delta\theta_1$ de diferencia de fase eléctrica de entrada, mientras que el eje vertical es el valor de atenuación. Las curvas de 130, 131 y 132 ilustran el valor de atenuación en función del número de diferencia de fase eléctrica de señal de entrada para valores de nitidez de 5, 10, y 20 respectivamente. Obsérvese que el valor de atenuación es igual a la unidad en un número de diferencia de fase eléctrica de entrada de cero grados, ya que esto representa la diferencia de fase para una señal deseada. A medida que la diferencia de fase eléctrica de entrada aumenta alejándose de cero en cualquier dirección, la atenuación aumenta -es decir, que el valor de atenuación disminuye hacia cero.

Haciendo otra vez referencia a la figura 12, después del cálculo del valor de atenuación a 128, el vector convencional de señal intermedia de formador de haz de 125 se multiplica por el valor escalar de atenuación en 129 para producir la señal final atenuada de salida. De este modo, como el número de diferencia de fase eléctrica de entrada aumenta alejándose de cero en cualquier dirección, se atenúa la señal de salida del formador convencional de haz, ya que tales señales de entrada deben provenir de fuentes de ruido fuera de eje. Como con el proceso de expansión fase del método de la invención, este proceso de atenuación elimina, de manera similar, los efectos de las fuentes de ruido fuera de eje en la señal de salida del sistema.

Cabe señalar que este método de atenuación ahorra cálculo en 121a y en 121b al no requerir el cálculo de las magnitudes de las señales A y B de entrada, y que ahora además el cálculo de los vectores A' y B' expandidos de salida de fase. Sin embargo, todavía requiere el cálculo del número $\Delta\theta_0$ expandido de diferencia de fase de salida. Se puede hacer un ahorro adicional de cálculo mediante el uso de una función de atenuación, en lugar de una función de expansión de fase tal como la anteriormente descrita.

Aunque menos intuitivo, este enfoque muy computacionalmente eficiente lleva a cabo la misma reducción de ruido que los enfoques previamente descritos del sistema de la invención. Este enfoque se describirá con referencia a la figura 14.

Recordando que las señales A y B de entrada son valores de transformada de Fourier de depósito/banda, las entradas son vectores representados por números complejos con una parte real y otra imaginaria. En el circuito 140, se calcula la raíz cuadrada de la relación de la magnitud de la señal de entrada A con la magnitud de la señal de entrada B -es decir, que la salida del circuito 140 es el valor escalar:

$$\text{Salida}_{140} = \frac{\sqrt{|A|}}{\sqrt{|B|}}$$

Este valor escalar Salida 140 se usa en el circuito 141 para dividir el vector de entrada A, cuya magnitud es |A|. El resultado es que la señal de vector de salida del circuito 141, la señal A''' de vector, tiene una magnitud igual a la media geométrica de las magnitudes de los dos vectores A y B de entrada, pero el ángulo de fase eléctrica del vector A de entrada. El valor escalar de 140 también se usa en el circuito 142 para multiplicar el vector B de entrada, dando como resultado la señal B''' de vector, cuya magnitud es también la media geométrica de las magnitudes de los dos vectores de entrada, pero cuyo ángulo de fase eléctrica es el mismo que el del vector B de entrada. Se podrá apreciar que el método que se muestra en la figura 14 proporciona inherentemente la ecualización de magnitud de media geométrica que sirve para corregir el carácter no concordado de los dos sensores.

Las dos señales A''' y B''' concordadas de vector de magnitud de media geométrica se suman en 144 para obtener el vector no atenuado intermedio de salida, mientras que la diferencia vectorial de A''' y B''' se obtiene en la salida del circuito 143. Si recordamos que la diferencia vectorial dividido por la suma vectorial es igual al operador imaginario ($\sqrt{-1}$) veces la tangente de la mitad de la diferencia angular, el circuito 145 calcula esta relación -es decir, que la señal T es:

$$T = \frac{A''' - B'''}{A''' + B'''} = i \cdot \tan\left(\frac{\Delta\theta_1}{2}\right)$$

El operador imaginario se elimina del circuito 146 tomando la magnitud de T, lo que da como resultado un valor escalar igual a la tangente. Esta tangente de la mitad del número $\Delta\theta_1$ de diferencia de fase eléctrica de entrada se usa después en el circuito 147 para calcular la atenuación aplicando una función de atenuación o tabla de consulta. Una vez que se ha determinado el valor de atenuación a partir de la función o tabla, se aplica a la señal intermedio de salida de vector de salida del circuito 144 multiplicando la señal de vector por el valor de atenuación. Esto produce la salida final del proceso de reducción de ruido.

La figura 15 muestra un gráfico de, y las ecuaciones que definen para, algunas funciones típicas de atenuación que se pueden usar con este nuevo sistema de reducción de ruido de formación de haz. Como se discutió con referencia

a diversas curvas que se muestran en la figura 13, el valor de atenuación para un número de diferencia de fase eléctrica de entrada de cero grados es uno -en otras palabras, una señal tal se pasa sin atenuación-. De este modo, una señal deseada, una que se origina a partir de una posición a lo largo del eje de matriz de sensibilidad, no se atenúa. Sin embargo, a medida que el número de diferencia de fase eléctrica de entrada aumenta en cualquier

dirección, alejándose del valor cero, se crea una atenuación adicional, puesto que el valor de atenuación cae por debajo del valor uno y hacia el valor cero. De este modo, se atenúan las señales que se originan en fuentes de ruido fuera de eje.

Como se indica con la curva 151 de la figura 15, el valor de atenuación no tiene que llegar a cero para todas las diferencias de fase eléctrica de entrada, incluyendo la diferencia de fase eléctrica de entrada de 180 grados. Además, la atenuación no tiene que caer monótonamente a ambos lados de cero grados. De hecho, se pueden usar muchas otras funciones y las curvas, siempre y cuando haya atenuación para al menos algunos números de diferencia de fase eléctrica de entrada alejados de cero.

La función de atenuación mostrada mediante la curva sólida gráfica 150 de la figura 15 es especialmente interesante para su uso con el método descrito con respecto a la figura 14. Esto es porque, como se muestra en la ecuación de definición para esa curva, el valor de atenuación se determina mediante la tangente de la mitad del número $\Delta\theta_1$ de diferencia de fase eléctrica de entrada, que es la señal que está inherentemente disponible a la entrada del circuito 147 de la figura 14.

Esta función también promueve un cálculo eficiente, porque el parámetro de nitidez se usa de una manera multiplicativa simple, más que como una potencia. Cuando esta atenuación, o una función similar, se usa en el método de la figura 14, se obtienen resultados muy simples y eficientes de cálculo. Las funciones que incorporan un uso multiplicativo del parámetro de nitidez son altamente deseables debido a sus bajos requerimientos de potencia de cálculo.

La discusión precedente ha descrito un método para determinar valores de atenuación aplicables calculando los valores de atenuación a partir de funciones. Alternativamente, los valores de atenuación se pueden obtener de una tabla de consulta de valores previamente calculados en el bloque 147 de circuito. En tal implantación, la sobrecarga computacional de calcular los valores de una función se elimina. Este método proporciona incluso una mayor eficiencia computacional en tiempo real, aun a expensas de reducir la capacidad de hacer cambios en tiempo real a los valores de la tabla de atenuación en respuesta a las condiciones cambiantes.

Esta discusión ha abordado sólo unos pocos ejemplos de las posibles fórmulas y curvas de atenuación, y no ha pretendido que sean limitantes. Las fórmulas que incluyen el punto 0,1 y las curvas que pasan por el punto 0,1 y que aumentan la atenuación en otros puntos, se ajustan a un aspecto de la invención. Las fórmulas y curvas que no mantienen atenuación en algún otro punto seleccionado y que aumentan la atenuación en otros puntos se ajustan a otro aspecto de la invención. De acuerdo con un aspecto adicional de la invención, la atenuación sólo se aplica para algunos valores numerales $\Delta\theta_1$ de diferencia de ángulo de fase de entrada. En la práctica, la atenuación probablemente se aplicará, en mayor o menor medida, a la mayoría de los valores, aunque se reconoce que no existe ningún requisito para que la atenuación se tenga que aplicar a la mayoría o ni incluso a una parte sustancial de los valores. Además, para sistemas en los que es aplicable una función simétrica de atenuación, el cálculo de la atenuación se puede simplificar o la tabla de consulta minimizarse mediante el uso de sólo la magnitud de los valores numerales $\Delta\theta_1$ de diferencia de ángulo de fase de entrada. Además, resulta innecesario redondear los valores $\Delta\theta_1$ de diferencia de ángulo de fase de entrada cuando se usan funciones de atenuación que se repiten en intervalos de π a 2π y -2π a $-\pi$. Los anteriores son modos ejemplares de realizar el método de atenuación y no se pretende que sean limitantes. Será evidente para los expertos en la técnica que se pueden hacer modificaciones a los mismos sin apartarse del espíritu y alcance de la invención.

Cabe señalar que el valor máximo del valor de atenuación no tiene que ser igual a uno. Si el valor máximo se hace igual a un valor inferior de modo que los valores de atenuación se escalen para adaptarse al intervalo de desde cero a este valor más bajo, entonces el perfeccionamiento de la forma del haz se conservará, pero la sensibilidad global se reducirá. Del mismo modo, si el valor máximo se hace igual a un valor mayor que uno de modo que los valores de atenuación se escalen para adaptarse al intervalo de desde cero a este valor más alto, entonces, aunque la forma del haz no tenga tampoco cambios, se aumentará la sensibilidad global. Cabe señalar que el término "atenuación" todavía se aplica incluso cuando el valor de atenuación es mayor que uno, aunque, en tal situación, está teniendo lugar lo opuesto a la atenuación. En otras palabras, una señal que se multiplica por un valor de "atenuación" mayor que uno, está siendo realmente magnificado (se está sometiendo a una ganancia), en lugar de atenuado. No obstante, se usará el término atenuación en el presente documento. Esto conduce a un método sencillo para el control de ganancia que se puede integrar fácilmente en el método de atenuación para implementar el nuevo procedimiento de formación de haz. Tal control de ganancia, por ejemplo, se puede usar para un control automático de ganancia de un sistema tal, con una señal de control apropiada, como es bien conocido en la técnica. Existen muchas aplicaciones en las que el control de ganancia, incluyendo AGC, supone un gran beneficio.

Además, de acuerdo con la invención, se puede usar una diferencia de fase distinta de 0° como diferencia de fase

para cuando el perfeccionamiento fase o la atenuación no se produce, usando una función que proporciona la expansión de fase o la atenuación en otros lugares. De esta manera, la dirección de máxima sensibilidad se orienta hacia un ángulo correspondiente a un ángulo acimutal distinto del que produce 0° de diferencia de fase eléctrica. Manteniendo otros parámetros constantes, cambiar la diferencia de fase eléctrica de señal de entrada, cuando no es aplicado perfeccionamiento alguno de fase o atenuación alguna, desplaza el ángulo acimutal de máxima sensibilidad del sistema de sensor.

Las curvas de atenuación 130, 131 y 132 de la figura 13 demuestran que no existe atenuación en la dirección dentro de eje "de mirada" de 0 grados para el número de diferencia de ángulo de fase eléctrica de señal de entrada, pero demuestran una atenuación de señal para números de diferencia de ángulo de fase de señal de entrada alejados de 0 grados. Otro uso para el aparato y el método de la invención es proporcionar una nueva manera de orientación de haz. Los métodos convencionales de orientación de haz requieren la aplicación de técnicas de retardo de tiempo, y/o su equivalente en el dominio de la frecuencia. En lugar de ello, por ejemplo, si las curvas mostradas en la figura 13 están desplazadas lateralmente de modo que se produce la atenuación cero en un ángulo distinto de 0 grados, como se ilustra mediante la curva 133, entonces el haz efectivo se mueve, u "orienta", hasta este nuevo ángulo donde la atenuación es cero.

Tal orientación se puede llevar a cabo de una manera fijada, o dinámicamente en tiempo real aplicando una función de atenuación que desplaza su pico lateralmente en tiempo real según sea necesario, o en respuesta a la señal de control de un sistema de seguimiento de haz (no mostrado). Si recordamos que la ecuación 4 muestra que hay una función de expansión de fase correspondiente a cada función de atenuación y viceversa, será obvio para un experto en la técnica que esta nueva forma de orientación del haz se puede también llevar a cabo mediante la utilización de una función apropiada (o correspondiente) de perfeccionamiento de fase junto con los métodos de perfeccionamiento de fase descritos anteriormente.

Además, existen numerosas aplicaciones de formador de haz en las que se requieren múltiples haces simultáneos, por ejemplo en aplicaciones de sonar y radar. Usar funciones de atenuación, con dos o más picos sin atenuación, pero con atenuación finita entre esos picos, puede producir picos de sensibilidad de patrón de haz múltiple o haces. Del mismo modo, esos haces se pueden orientar, y cada uno puede ser orientado de manera independiente, moviendo dinámicamente las ubicaciones laterales de los picos de la función de atenuación según se requiera; por ejemplo, en respuesta a una señal de control apropiada (que podría ser una señal de control de seguimiento de haz). También, como se ha descrito anteriormente, este aparato y este método de haz múltiple pueden llevarse a cabo con el método de expansión de fase previamente descrito en detalle mediante el uso de la correspondiente función de expansión de fase.

Un ejemplo de una excelente aplicación de esta técnica es el formador de haz de súper resolución, donde se reduce o se elimina el efecto nocivo de los lóbulos laterales de sensibilidad de señal en un primer patrón de sensibilidad del formador de haz mediante la adición de una señal apropiada escala e invertida de un segundo formador de haz del tipo que acabamos de describir a la señal del primer formador de haz. Para llevar a cabo esta eliminación, el segundo patrón de sensibilidad de formador de haz imitaría los lóbulos laterales del primero. De este modo, los lóbulos laterales del primer sistema de formación de haz se eliminan efectivamente usando estos medios, dejando sólo el lóbulo estrecho principal de sensibilidad.

Todos los sistemas formadores crean cierta cantidad de distorsión de la señal deseada. A medida que tal sistema se vuelve más agresivo -es decir, a medida que produce un patrón más estrecho de haz sensibilidad- la distorsión aumenta. Para el sistema de la invención, la distorsión que se crea se vuelve medible, pero sólo para valores altos del parámetro de nitidez, S. De este modo, es valioso para intentar minimizar el valor del parámetro de nitidez, S, siempre que sea posible, con el fin de minimizar la distorsión, y la compensación del aumento de la distorsión se puede equilibrar con el aumento del parámetro de nitidez de acuerdo con la aplicación particular.

Como se ha descrito anteriormente para implantar el proceso de señal de la invención, tanto la expansión de fase como los métodos de atenuación basados en fase han sido mostrados con funciones de mejora simétricas, por ejemplo como se muestra en las figuras 6, 13 y 15. Sin embargo, las funciones de mejora, ya sean implantadas en forma de cálculo directo o en forma de tabla de consulta, no tienen por qué ser simétricas. Ciertas aplicaciones se pueden beneficiar del uso de un patrón asimétrico de haz; por ejemplo, en una aplicación óptica que trata de resolver la señal de una estrella borrosa próxima a una estrella brillante. Un haz más estrecho o una atenuación más grande al lado de la estrella brillante interferente puede atenuar la interferencia de esta fuente de "ruido", proporcionando, a la vez, el haz normal o la atenuación en todas las demás direcciones, minimizando, de este modo, el efecto distorsionador de los altos valores de nitidez usados para producir el haz más estrecho. De esta manera, el perfeccionamiento o la atenuación se ejecuta de manera asimétrica sobre una diferencia de ángulo de fase seleccionada, que, en el caso de las curvas 130 a 132 (véase la figura 13), por ejemplo, es de cero grados, mientras que en el caso de la curva 133, es de un valor distinto de cero grados.

Tal mejora asimétrica de direccionalidad se puede crear, por ejemplo, usando un valor de nitidez para valores positivos de diferencia de fase de señal de entrada a la vez que se usa un valor de nitidez diferente para valores negativos de diferencia de fase de señal de entrada. Del mismo modo, se puede usar una tabla o una función de

mejora para el lado positivo, a la vez que se usa otra para el lado negativo.

Además, el valor del parámetro S de nitidez puede variar con la frecuencia. Por ejemplo, usar un único valor para todas las frecuencias crea un patrón de haz que es relativamente amplio en las frecuencias bajas, pero que se estrecha en frecuencias más altas. Esto es debido a que la longitud de onda de una señal varía inversamente con la frecuencia, y, por lo tanto, la diferencia de fase eléctrica de entrada para una señal fuera de eje varía linealmente con la frecuencia.

El ancho del haz se puede hacer igual para todas las frecuencias corrigiendo este efecto. Uno de los medios de corrección para este efecto es seleccionar un valor de parámetro diferente de nitidez para cada frecuencia de tal manera que compense el cambio. Por ejemplo, la anchura uniforme de haz que se muestra en la figura 8(b) se produce cuando el parámetro de nitidez, S, se ajusta a la inversa de la diferencia de frecuencia. Cuando el parámetro de nitidez de 1 kHz se configura con un valor de 10, a 500 Hz, el mismo ancho del haz es creado mediante un valor de nitidez de 20, y, a una frecuencia de 2 kHz, el valor de nitidez requerido es 5. Por lo tanto, al optar por el valor del parámetro de nitidez en función de la frecuencia, se puede crear prácticamente cualquier respuesta de frecuencia deseada para la sensibilidad fuera de eje.

Para aplicaciones en las que se aplica o resulta deseable una mejora simétrica, el coste computacional se puede reducir explotando la simetría. Usar la magnitud del valor de diferencia de fase de señal de entrada para determinar la cantidad de mejora de ruido puede eliminar la necesidad de calcular la función signo $\text{sgn}(\Delta\theta_1)$, como, por ejemplo, en la ecuación 1, o puede reducir el tamaño de una tabla de consulta mediante un factor de dos.

En general, la separación de micrófono (s, en la figura 4) sería la mitad o menos de longitud de onda en la frecuencia más alta de interés. Esto es debido a que la diferencia calculada de fase eléctrica de señal de entrada no debería exceder de $\pm 180^\circ$. Cuando la diferencia excede de $\pm 180^\circ$, el valor se vuelve ambiguo. Por ejemplo, si la separación de sensores fuera igual a una longitud de onda completa y una fuente de ruido se encontrara en un ángulo de acimut de 90° , el verdadero valor de la diferencia de fase eléctrica de señal de entrada, $\Delta\theta_1$, sería de 360° . Sin embargo, el cálculo de la diferencia de fase eléctrica de señal de entrada crearía un valor matemático de 0° y, entonces, la señal resultante no estaría atenuada. El resultado es que el haz resultante de sensibilidad tiene lóbulos laterales a frecuencias que exceden a aquélla en la que la separación es de media longitud de onda. Esto no resulta necesariamente indeseable en algunas aplicaciones, por ejemplo, en aplicaciones en las que todas las fuentes de ruido importantes tienen un contenido de frecuencia por debajo de la frecuencia en la que la separación de sensores es de media longitud de onda, pero la fuente deseada tiene un contenido por encima de esa frecuencia.

Sin embargo, para otras aplicaciones, sin medios para calcular la diferencia real de fase eléctrica de señal de entrada, tales separaciones más grandes de sensor pueden ser un problema. La figura 16 muestra un método tanto para extender el nuevo método a matrices lineales de tipo "broadside" de más de dos elementos, como también medios para resolver la ambigüedad de la diferencia de fase eléctrica de señal de entrada creada por las mayores separaciones de sensores. La figura 16 muestra una matriz, 160, que tiene tres elementos de sensor, A (162), B (164) y C (166), en los que la separación de elementos entre sensores, s, es media longitud de onda, pero la anchura matriz es una longitud de onda completa. Aquí el sistema determina las diferencias de fase eléctrica de señal de entrada entre todos los pares de señal de sensor, A-B, B-C y A-C, en los que las diferencias de fase eléctrica de par interior, A-B y B-C, están siempre entre $\pm 180^\circ$, pero en los que las diferencias de par exterior oscila sobre el intervalo de $\pm 360^\circ$. Los valores de diferencia de fase eléctrica de par interior se pueden promediar o usar singularmente como una medida gruesa del ángulo acimutal de llegada, mientras que el valor de diferencia de fase eléctrica de par exterior se usa como una medida fina del ángulo de llegada. Mientras que el/los valor/es de diferencia de fase de par interior resuelve/n la ambigüedad, el valor de diferencia de fase de par exterior se usa para producir la atenuación de expansión de fase, o basada en fase, del ruido. De este modo, se puede conseguir un mayor estrechamiento de un haz efectivo 168 sin distorsión adicional de la señal deseada. Este método se puede extender a una matriz de cualquier tamaño con cualquier número de elementos, ya estén uniforme o no uniformemente espaciados.

En las configuraciones antes mencionadas, la nueva tecnología es igualmente sensible a todas las fuentes de señal que se encuentran en el eje I de sensibilidad, independientemente de su distancia desde la matriz, y sólo atenúa las señales basándose en su ángulo de llegada. Sin embargo, en muchas aplicaciones, es deseable proporcionar también medios para aceptar solamente las señales que se originan desde una distancia específica, o "intervalo". La figura 17 muestra dos métodos para producir un patrón de haz sensible a intervalo de acuerdo con la invención.

En las figuras. 17, 18 y 19, unos bloques de circuitos etiquetados como PROCESO implantan el nuevo proceso de formación de haz de esta invención, usando cualquiera de los métodos descritos, incluyendo los métodos de perfeccionamiento de fase y/o los de atenuación. Del mismo modo, unos bloques de circuitos etiquetados con $\Delta\theta$ ENH sólo implantan el proceso de perfeccionamiento de fase de esta invención usando cualquiera de los métodos descritos. No se pretende que tales usos de los procesos de la invención sean limitativos.

En figura 17(a), se muestra una fuente deseada, S_D, situada dentro de la región 175, a cierta distancia de la matriz

formada por los cuatro sensores A, B, C, y D. Los sensores A y B, junto con el PROCESO 171, forma el primero de los sistemas de formación de haz de la invención, y produce el haz 172. Los sensores C y D, junto con el PROCESO 173, forma el segundo de los sistemas de formación de haz de la invención, y produce el haz 174. Los sensores están todos situados a la misma distancia de la fuente deseada S_D (como se muestra) o sus señales pueden estar alineadas en el tiempo para la fuente deseada, usando técnicas convencionales de alineación de tiempo de señal. Las señales emitidas de estos sistemas primero y segundo de formación de haz se combinan en el tercero de los procesos de la invención, el PROCESO 177, para producir la señal final de salida. De esta manera, sólo se detectan las señales que se originan a partir de fuentes dentro de la región sensible 175, mientras que las señales que se originan en fuentes de "ruido" situadas fuera de la región sensible 175 son atenuadas. Por lo tanto, ambas resoluciones, de ángulo y de intervalo, se consiguen mediante un sistema de este tipo.

En tal sistema, los bloques de circuito etiquetados como PROCESO no tienen que ser los mismos. Por ejemplo, el proceso en 171 y en 173 podría implantar el método de perfeccionamiento de fase, mientras que el proceso en 177 podría implantar el método de atenuación. Además, se pueden implantar uno o más de los bloques de circuito de proceso a modo de formador convencional de haz.

La figura 17(b) muestra un método más sencillo para crear una resolución de intervalo usando el método de la invención. Ciertas porciones similares de figura 17(b) están etiquetadas con las mismas denominaciones que se usan en la figura 17(a). Aquí los sensores se encuentran en una línea recta, y los circuitos 178 y 179 de retardo de tiempo se usan para orientar los dos haces 172 y 174 hacia dentro, como se muestra. De este modo, todas las señales de sensor devienen alineadas en el tiempo por estos medios. Alternativamente, los sensores se pueden situar a distancias iguales de la fuente deseada, como se muestra en la figura 17(a), eliminando por ello el requisito de los retardos de tiempo mostrados en la figura 17(b). Cuando las señales producidas por los sensores son, de este modo, alineadas en el tiempo, se pueden usar en un proceso PROCESO 177 único de formación de haz en el que se determinan primero los valores de diferencia de fase eléctrica de señal de entrada para los pares A-B y C-D de señales. Además, las cuatro señales todas que llegan al PROCESO 177 se suman juntas vectorialmente como en un sistema convencional de formación de haz para formar una señal intermedia de salida. Los valores más grandes de diferencia de fase eléctrica se usan después para determinar la atenuación que se va a aplicar a la señal intermedia de salida de una manera similar a la descrita con referencia a las figuras 12 ó 14. Una vez que se ha aplicado la atenuación, el resultado es la señal final de salida mostrada en la figura 17(b). Alternativamente, las técnicas de expansión de fase, como se describe en referencia a las figuras 5 y 9, se pueden aplicar primero por separado a los pares A-B y C-D de señal, antes de que las cuatro señales expandidas resultantes de fase sean después juntas sumadas vectorialmente para producir la salida final. De esta manera, se puede realizar un sistema sensible de intervalo de acuerdo con la invención.

Como hasta ahora se ha descrito con respecto a las matrices de tipo "broadside", el método de la invención produce una reducción efectiva de la anchura de un haz de sensor producido por una matriz de sensores. La figura 18 muestra tres medios distintos de usar la nueva tecnología para crear un haz de "lápiz" -es decir, un haz con ambas medidas, acimutal (anchura) y en alzado (altura), reducidas-. Aunque se muestran tres disposiciones diferentes, éstas pretenden ser sólo ejemplos de la invención, y no pretenden ser limitantes.

La figura 18(a) muestra un método de cuatro sensores en los que las señales de los sensores A y B son usadas por el primero de los procesos, el PROCESO 181, de la invención, para producir una primera señal intermedia 182 que representa un primer haz efectivo de sensibilidad que es estrecho en la dirección X, pero relativamente ancho en la dirección Y. Al mismo tiempo, las señales de los sensores C y D son usadas por el segundo de los procesos inventivos, el PROCESO 183, para producir una segunda señal intermedia 184 que representa un segundo haz efectivo de sensibilidad que es estrecho en la dirección X, pero relativamente ancho en la dirección Y. La diferencia de fase entre las dos señales intermedias 182 y 184 contiene información sobre el ángulo en alzado de llegada para las señales que están fuera de eje en la dirección Y. El tercero de los procesos de la invención, el PROCESO 183, utiliza esta información de ángulo en alzado de llegada contenida en estas dos señales intermedias para producir una señal final de salida que representa un haz final de sensibilidad en forma de lápiz, que es estrecho en ambas direcciones X e Y.

Aunque relativamente sencillo de crear y de entender, el método de haz de lápiz de la figura 18(a) es complejo, usa un número relativamente alto de componentes y requiere una potencia de cálculo relativamente alta. Para reducir este coste, se muestra otro método de haz de lápiz en la figura 18(b). Aquí se muestra una matriz de tres sensores que consta de los sensores A, B y C en una configuración triangular. Preferiblemente, los elementos de sensor están dispuestos en una configuración de triángulo equilátero, pero esa configuración no es una limitación para los fines de esta invención, y se contemplan otras configuraciones de tres sensores. Las señales de los tres sensores son usadas por el proceso de la invención mostrado en 186. Aunque el método de expansión de fase para implantar el nuevo sistema se puede usar en 186, se describirá uno de los procesos de atenuación, tal como los descritos en conexión con las figuras 12 y 14.

En primer lugar el proceso calcula el valor absoluto de los valores de diferencia de fase eléctrica de señal de entrada para los pares de señal de sensor A-B, B-C y A-C. Después, se selecciona ya sea el valor promedio de estos tres valores de diferencia de fase eléctrica de señal de entrada o el valor más grande, y la selección resultante de

diferencia de fase eléctrica de señal de entrada se usa para determinar la cantidad de atenuación que se va a aplicar a la media vectorial de las tres señales de sensor. Este promedio vectorial atenuado es la señal final de salida para el sistema, y representa un patrón de haz que es estrecho tanto en ambas direcciones X e Y, según se desee. Aunque se puede usar cualquier medio matemático, en general se considerará deseable el valor promedio. Este sistema de haz de lápiz es significativamente más sencillo y menos costoso que el sistema de cuatro sensores descrito con respecto a la figura 18(a). Sin embargo, existe una configuración de sistema aún más sencilla para producir un haz de lápiz usando la tecnología de la invención.

La figura 18(c) muestra tal sistema. Una matriz de dos sensores está formada por unos elementos A y B de sensor configurados como una matriz de tipo "end-fire" a lo largo del eje de sensibilidad I. Mediante un retardo de tiempo de la señal de sensor del sensor frontal A usando un circuito de retardo de tiempo 187, la señal retardada 188 del sensor A y la señal directa del sensor B llegan al proceso 189 de una manera alineada en el tiempo. El proceso 189 es idéntico a cualquiera de los nuevos métodos de formación de haz descritos anteriormente con respecto a las dos matrices de tipo "broadside" de dos elementos. Debido a la simetría axial sobre eje I de sensibilidad, esta configuración de haz de lápiz produce un haz de sensibilidad con sensibilidad restringida en ambas direcciones X e Y.

El aparato y el método de la invención no tienen por qué ser usados sólo para la creación de haces estrechos de sensibilidad. Se pueden también usar para aumentar la anchura de los haces anchos de sensibilidad, o, en otras palabras, para estrechar la anchura de los valores nulos entre lóbulos de sensibilidad. Tal operación es valiosa en varias aplicaciones, por ejemplo en un tipo de sistema de formador de haz llamado el eliminador generalizado de lóbulo lateral (GSC). El GSC más conocido es el formador de haz de Griffiths-Jim, originalmente propuesto como un medio para mejorar la realización de los sistemas de antena de radiofrecuencia.

En el formador de haz de Griffiths-Jim, las señales de los elementos de sensor de matriz de tipo "broadside" de la matriz se combinan mediante: 1) un primer método que captura una señal que combina tanto la señal deseada como el ruido, y 2) segundos métodos cuya intención es producir diferentes señales que son versiones solamente del ruido. Las señales de segundo método son producidas por una matriz de bloqueo que combina las señales de sensor de ciertas maneras que crean valores nulos en la dirección de la señal deseada. Las señales procedentes de la matriz de bloqueo son después modificadas por filtros adaptativos antes de que se resten de la señal resultante del primer método de modo que se elimine el ruido de esta señal combinada. El resultado es emitido como la señal final reducida de ruido. La retroalimentación de esta señal final reducida de ruido se usa para adaptar los coeficientes adaptativos de filtro usando un mínimo cuadrado promedio (LMS) u otro método de adaptación con el fin de minimizar el ruido residual en la señal final reducida de ruido.

Aunque esta técnica de formación de haz se puede usar con cualquier número de sensores de matriz mayor que uno, se describirá aquí, por simplicidad, el ejemplo de dos sensores en referencia a la aplicación del método y aparato de la invención. La figura 19(a) muestra la estructura de este tipo de sistema de reducción de ruido de dos elementos de la técnica anterior. La matriz 190a de tipo "broadside" de dos sensores se muestra con los elementos A y B, y se asume que la señal deseada está llegando desde una dirección a lo largo del eje I de matriz. Las señales de entrada de los dos sensores se combinan en el primer método sumando (como en el clásico formador de retardo y suma) en el circuito 191 las dos señales de sensor producidas por los dos elementos de matriz para generar la señal combinada etiquetada con DS. Esta primera señal tiene una forma de haz que varía con la frecuencia, apuntando un patrón de la figura 8 con un máximo en la dirección de llegada de la señal deseada cuando los elementos de matriz están separados por una distancia de media longitud de onda, pero con un patrón casi circular de haz a frecuencias muy por debajo de media longitud de onda de frecuencia.

Las mismas señales de entrada también se combinan en el segundo método diferenciando las dos señales, en 192, para generar la segunda señal de sólo ruido etiquetada con NS. El circuito 191 de diferenciación es la matriz de bloqueo para este ejemplo de matriz de dos elementos. El patrón de sensibilidad para la segunda señal tiene una forma haz de la figura 8 en todas las frecuencias, pero con un valor nulo apuntando directamente hacia la señal deseada y sensibilidad máxima a lo largo del eje ortogonal X. De este modo, el DS de señal contiene tanto la señal deseada como el ruido, mientras que la segunda señal NS contiene sólo ruido.

La señal de NS es después adaptativamente filtrada por el filtro 194, mostrado aquí como un filtro digital (FIR) de respuesta de impulso finito. La adaptación de este filtro está controlada por un circuito 195 de mínimo cuadrado promedio (LMS) que intenta minimizar la potencia de ruido de la señal final de salida ajustando los coeficientes de filtro. La salida del circuito de filtro se resta de una versión retardada de la señal DS combinada en 196 para proporcionar la señal final de salida reducida de ruido. El retardo de tiempo 193 se requiere para compensar el retardo de tiempo en el filtro 194 de modo que se alineen en el tiempo la señal combinada DS con la señal de sólo ruido creada por el filtro 194, antes de la resta en 196.

En este sistema, la anchura del valor nulo del patrón del haz de la señal NS del segundo método determina la máxima reducción de ruido posible con el formador de haz de Griffiths-Jim, con un valor nulo más estrecho que produce la mayor reducción de ruido posible. Sin embargo, en el sistema de la técnica anterior mostrado en la figura 19(a), la anchura del valor nulo se fija y no se puede variar, así que la cantidad máxima de reducción de ruido está

fijada.

Si, en cambio, como se muestra en la figura 19(b), el circuito de diferenciación de señal de la matriz de bloqueo usado en el formador de haz de tipo Griffiths-Jim está precedido del proceso de perfeccionamiento de fase, 198 en la presente invención, entonces la anchura del valor nulo en la dirección de la señal deseada se puede reducir en proporción a la cantidad de expansión de fase, consiguiéndose por ello un aumento de las capacidades de reducción de ruido del formador de haz de Griffiths-Jim.

Otra limitación de reducción de ruido del sistema de la técnica anterior mostrada en la figura 19(a) es una consecuencia de la variación de frecuencia en la forma de haz para la señal DS. Esta variación produce una característica diferente de respuesta de frecuencia para todos los ángulos de llegada. De este modo, las fuentes de ruido fuera de eje se "colorean", y el filtro adaptativo se debe volver a adaptar cada vez que hay un movimiento relativo entre la matriz de sensor y la fuente o fuentes de ruido. Durante el tiempo que el filtro se está adaptando, el ruido no se reduce, sino que es pasado, en cambio, a la salida.

Sustituyendo el nuevo proceso de esta invención por el primer método 191 de señal de la figura 19(a), usado para crear la señal DS, la variación de frecuencia puede ser eliminada, ya que el valor del parámetro S se puede ajustar para compensar la variación de frecuencia. Esto se muestra en la figura 19(b) mediante el bloque 197 de circuito. La eliminación de la variación de la frecuencia de la forma de haz elimina la variación de respuesta de frecuencia causada por el movimiento relativo de las señales de ruido fuera de eje, y, por ello, reduce o elimina el tiempo de readaptación causado por el movimiento relativo entre la matriz de sensor y las fuentes de ruido.

En las aplicaciones de banda ancha, el formador de haz de Griffiths-Jim, y muchos otros de tipo GSC, no funcionará con configuraciones de matriz de tipo "end-fire" de sensores. Esta limitación se debe a la necesidad de mantener, en todas las frecuencias, un valor nulo de patrón de haz en la dirección de la fuente deseada para las señales de matriz de bloqueo. Por ejemplo, en el sistema mostrado en la figura 19(a), si la matriz de sensor se fuera a configurar como una matriz de tipo "end-fire", como se muestra en 190b en la figura 19(c), las señales NS y DS de figura 19(a) serían intercambiadas, ya que los haces del primer método y del segundo método serían girados 90 grados. Sin embargo, como se describió anteriormente, el patrón de haz formado por el circuito 191 de suma sólo tiene un valor nulo cuando los elementos de sensor están separados media longitud de onda de distancia. Puesto que la condición de media longitud de onda sólo se produce en una única frecuencia, un sistema tal sólo funciona correctamente para frecuencias en o cerca de esa frecuencia. Debido a que el elemento 191 de circuito está produciendo la señal NS en esta configuración, en frecuencias alejadas de la media longitud de onda de frecuencia el valor nulo desaparece, y algunas de las señales deseadas "se fugan" adentro del filtro adaptativo de eliminación de ruido. El resultado es que una parte de la señal deseada se elimina de forma no deseable de la señal de salida, creando una distorsión de la señal deseada. De este modo, es posible crear una versión de tipo "end-fire" del formador convencional de haz de Griffiths-Jim, pero sólo para aplicaciones de ancho de banda muy estrecho, donde la separación de elementos se puede hacer igual a media longitud de onda.

Si, en cambio, para la configuración 190b de la figura 19(c) de matriz de tipo "end-fire", la señal NS de ruido es producida por una matriz 192 de bloqueo consistente en el nuevo proceso de perfeccionamiento de fase, entonces se puede eliminar la variación del patrón de haz de detección de ruido mediante ahusamiento de frecuencia de los valores usados para el parámetro S de nitidez. De este modo, el valor nulo hacia la señal deseada se puede mantener constante en frecuencia, como se requiere para el correcto funcionamiento del proceso adaptativo de reducción de ruido de un GSC.

Del mismo modo, la señal combinada DS se puede obtener en esta configuración de tipo "end-fire" mediante la aplicación del nuevo perfeccionamiento anterior de fase para un circuito de diferencia de señal vectorial, como se muestra en 199 en la figura 19(c). Sin embargo, el sistema mostrado en la figura 18(c) podría ser sustituido alternativamente por el bloque 199 de circuito de figura 19(c) con el fin de producir la señal combinada DS.

La mayoría de los sistemas de formación de haz descritos anteriormente utilizan métodos aditivos de formación de haz, donde las señales perfeccionadas de fase se suman para producir la señal de salida. Sin embargo, hay otra clase de formadores de haz que usa sólo las diferencias de señal para crear patrones de haz de interés. Estos formadores de haz son llamados formadores de haz de sustracción, y el más sencillo es la matriz de tipo "end-fire" de dos elementos.

La fase de compresión, lo contrario de la fase de expansión, se puede usar de forma beneficiosa en los sistemas de matriz de formación de haz de sustracción. Por ejemplo, utilizando dos elementos omnidireccionales de micrófono, se crea un formador de haz acústico de tipo "end-fire", cuando la señal del elemento trasero se resta de la señal del elemento frontal. Por ejemplo, en aplicaciones de sensor de captación acústica, el patrón de haz resultante es de tipo "end-fire" (figura 8), comúnmente llamado sistema de cancelación de ruido de micrófono.

Mediante la compresión de la diferencia de fase eléctrica entre las dos señales de entrada antes de la resta, el patrón de haz se puede estrechar. En otras palabras, el patrón del haz se ha hecho deseablemente menos sensible a la captación de ruido fuera de eje. En la configuración mostrada en la figura 19(c), la señal combinada DS se

puede producir primero perfeccionando de fase las señales de sensor de acuerdo con los métodos innovadores descritos anteriormente y, después, diferenciando esas señales, como se muestra mediante el bloque 199 de circuito de la figura 19(c). En este caso, el perfeccionamiento de fase es, preferiblemente, una compresión de fase.

- 5 Como ejemplo de compresión de fase, en la ecuación 1, la compresión de fase se lleva a cabo mediante el uso de valores para el parámetro S de entre 0 y 1; en otras palabras, $0 \leq S < 1$. La curva para esta particular característica de compresión de fase de señal se muestra en la figura 6(a) como curva 61 del gráfico. Esta curva da resultado cuando se usa el valor de $\frac{1}{2}$ para el parámetro S de nitidez. Es posible usar muchas otras curvas y funciones de compresión de fase, y se contempla que cualquier función o curva se puede usar dentro del alcance de esta invención sin limitación. Del mismo modo, como se muestra mediante la ecuación 4, existen las correspondientes funciones de atenuación y éstas también se contempla que sean ilimitadas dentro del alcance de esta invención.

- De manera alternativa al procesamiento de dominio de frecuencia descrito anteriormente, el proceso se puede aplicar en el dominio de tiempo, en el que, por ejemplo, la señal de entrada, ya sea analógica o digital, se pasa a través de un banco de filtros de discriminación de frecuencia de paso de banda (ya sea analógico o digital, según resulta apropiado). La salida de cada uno de los filtros de frecuencia se procesa posteriormente, por ejemplo usando la transformada de Hilbert, para crear una señal analítica para cada canal de señal de entrada. Las señales analíticas se usan después para calcular en tiempo real la fase instantánea y la diferencia instantánea de fase, así como las magnitudes instantáneas de señal, usando métodos que son bien conocidos en la técnica. La diferencia de fase se usa después para, por ejemplo, atenuar las magnitudes de señal en función de la diferencia de fase, usando cualquiera de las funciones de atenuación, o una tabla de consulta, como se describió anteriormente, antes de que las señales procesadas se combinen después para formar una señal de salida procesada al añadir juntas las señales procesadas. Alternativamente, la diferencia instantánea de fase eléctrica de señal se puede perfeccionar usando cualquiera de las funciones de perfeccionamiento, o una tabla de consulta, antes de combinar las señales para formar la señal procesada de salida al añadir juntas las señales expandidas de fase.

- Adicionalmente, el nuevo método de concordancia de señal se puede aplicar dentro de tales técnicas de procesamiento de dominio de tiempo, reasignando las magnitudes instantáneas individuales de señal para hallar un valor matemático promedio de las magnitudes individuales de señal.

- En la técnica de procesamiento de dominio de tiempo, a menudo es deseable, para filtrar los parámetros medidos o las modificaciones de procesamiento, el reducir efectos falsos que crean ruido en el proceso. Este filtrado se contempla que caiga dentro del alcance de la invención. Los métodos de dominio de tiempo anteriores son modos ejemplares de llevar a cabo la invención y no se pretende que sean limitativos.

- Se apreciará que, aunque mayoritariamente se describen aquí en términos de señales de audio desde un par de micrófonos dispuestos como una matriz de tipo "broadside", el método y el sistema de la invención son aplicables a cualquier número de elementos de sensor de todo tipo, dispuestos en una, dos o tres dimensiones. El uso de micrófonos, o de otros elementos sensores de sonido en general, se puede dar en cabinas de vehículos (teléfonos, mando y control) para usos civiles y militares, ordenadores personales (tipo PC), ordenadores personales tipo tableta, agendas electrónicas (tipo PDA), electrodomésticos, teléfonos de conferencia, matrices de micrófono (por ejemplo, en la parte superior de monitores de PC), para conciertos, eventos deportivos y otras grandes reuniones. Adicionalmente, los aspectos de perfeccionamiento de señal de la invención son aplicables igualmente a señales que no sean de audio, resultando útiles en prácticamente cualquier sistema de energía de ondas, por ejemplo, en sistemas de ultrasonido y de infrasonido, sonar e imagen de sonar, radar e imagen de radar, rayos X e imagen de rayos X, guerra submarina, ubicación de eco, astronomía, aplicaciones médicas, imagen óptica, detección y localización de gravedad de onda, aplicaciones de infrarrojos, y así sucesivamente.

- Los anteriores son modos ejemplares de llevar a cabo la invención y no se pretende que sean limitantes. Resultará evidente para los expertos en la técnica que se pueden hacer modificaciones a los mismos sin salir del alcance de la invención como se expone en las siguientes reivindicaciones.

REIVINDICACIONES

1. Un método para mejorar la discriminación de ruido en un sistema que tiene una pluralidad de sensores (A, B) que generan cada uno una señal de entrada de sensor representada mediante un vector de entrada que tiene componentes de fase (θ_A , θ_B) y de magnitud en respuesta a un estímulo de señal, estando la pluralidad de sensores dispuestos para tener una dirección dentro de eje, comprendiendo el método:
generar un factor de atenuación en función de la diferencia de fase ($\Delta\theta_1$) entre dos vectores de entrada, teniendo el factor de atenuación uno de entre múltiples valores, y su valor depende del signo de la diferencia de fase;
combinar los dos vectores de entrada para obtener un vector de salida; y
atenuar el vector de salida mediante el factor de atenuación.
2. El método de la reivindicación 1, en el que los sensores son micrófonos de audio.
3. El método de la reivindicación 1, que incluye adicionalmente aplicar concordancia de sensibilidad para compensar discordancias de sensibilidad y diferencias de trayectoria de señal de sensor.
4. El método de la reivindicación 3, en el que la concordancia de sensibilidad se basa en una determinación de media matemática seleccionada entre el conjunto de: determinaciones de media aritmética, media geométrica, media armónica y media cuadrática (rms).
5. El método de la reivindicación 3, en el que la concordancia de sensibilidad se usa para obtener vectores primero y segundo concordados, y en el que el factor de atenuación es una función de la magnitud de la relación de la diferencia y la suma de los vectores primero y segundo concordados.
6. El método de la reivindicación 3, en el que la concordancia de sensibilidad se usa para obtener vectores primero y segundo concordados, y en el que el factor de atenuación se obtiene de una tabla de consulta con entradas correspondientes a valores de magnitud de la relación entre la diferencia y la suma de los vectores medios primero y segundo concordados.
7. El método de la reivindicación 1, en el que el factor de atenuación incluye un parámetro ajustable de nitidez.
8. El método de la reivindicación 7, en el que el parámetro ajustable de nitidez es una función de la frecuencia.
9. El método de la reivindicación 7, en el que el parámetro ajustable de nitidez es inversamente proporcional a la frecuencia, de tal manera que se consigue una sensibilidad uniforme a través del espectro de frecuencia.
10. El método de la reivindicación 7, en el que el parámetro ajustable de nitidez tiene uno de entre múltiples valores, y su valor depende del signo de la diferencia de fase.
11. El método de la reivindicación 1, en el que el valor de atenuación oscila dentro de un intervalo de entre cero y uno inclusive, y aumenta hacia uno a medida que se aproxima en una dirección dentro de eje de los sensores.
12. El método de la reivindicación 1, en el que el valor de atenuación oscila dentro de un intervalo de entre cero y uno inclusive, y aumenta hacia uno a medida que se aproxima en una dirección fuera de eje seleccionada a los sensores.
13. El método de la reivindicación 1, en el que el valor de atenuación oscila dentro de un intervalo de entre cero y un valor máximo, y aumenta hacia el valor máximo a medida que se aproxima en una dirección seleccionada a los sensores.
14. El método de la reivindicación 1, en el que la atenuación se ejecuta para valores de diferencia de fase distintos de 0 grados.
15. El método de la reivindicación 1, en el que la atenuación se ejecuta de forma asimétrica sobre una diferencia seleccionada de ángulo de fase sin atenuación.
16. Un método de acuerdo con la reivindicación 1, en el que el factor de atenuación incluye un parámetro ajustable de nitidez, el parámetro ajustable de nitidez tiene uno de entre múltiples valores, y su valor depende del signo de la diferencia de fase.
17. Un método para mejorar la discriminación de ruido de un sistema que tiene una pluralidad de sensores (A, B), que generan cada uno una señal de entrada de sensor representada mediante un vector de entrada que tiene componentes de fase ($\Delta\theta_A$, $\Delta\theta_B$) y de magnitud en respuesta a un estímulo de señal, estando la pluralidad de

sensores dispuestos para tener una dirección dentro de eje, comprendiendo el método:

generar un factor de atenuación en función de la diferencia de fase ($\Delta\theta_1$) entre dos vectores de entrada, siendo la atenuación ejecutada de manera asimétrica sobre una diferencia seleccionada de ángulo de fase sin atenuación;

5 combinar los dos vectores de entrada para obtener un vector de salida; y
atenuar el vector de salida mediante el factor de atenuación.

10 18. Un sistema para mejorar la discriminación de ruido en al menos unas señales primera y segunda de entrada (A, B) representadas mediante unos vectores primero y segundo de entrada, teniendo cada uno una componente de fase (θ_A , θ_B) y una componente de magnitud, comprendiendo el sistema:

15 un primer circuito adaptado para generar un factor de atenuación en función de la diferencia de fase ($\Delta\theta_1$) entre los vectores primero y segundo de entrada;

un combinador para combinar los vectores primero y segundo de entrada en un vector de salida; y

20 un circuito de atenuación para atenuar el vector de salida mediante el factor de atenuación, teniendo el factor de atenuación uno de entre múltiples valores, y dependiendo su valor del signo de la diferencia de fase.

19. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 18, en el que el factor de atenuación incluye un parámetro ajustable de nitidez, teniendo el parámetro ajustable de nitidez uno de entre múltiples valores, y dependiendo su valor del signo de la diferencia de fase.

25 20. El sistema de las reivindicaciones 18 o 19, que incluye adicionalmente micrófonos primero y segundo de audio para generar las señales primera y segunda de entrada.

30 21. El sistema de las reivindicaciones 18 o 19, que incluye adicionalmente un circuito de concordancia de sensibilidad adaptado para compensar discordancias de sensibilidad y diferencias de trayectoria de señal de sensor.

22. El sistema de la reivindicación 21, en el que el circuito de concordancia de sensibilidad aplica una operación de media matemática seleccionada de entre el conjunto de: determinaciones de media aritmética, media geométrica, media armónica y media cuadrática (rms).

35 23. El sistema de la reivindicación 21, en el que el circuito de concordancia de sensibilidad obtiene los vectores concordados primero y segundo, y en el que el factor de atenuación se obtiene de una tabla de consulta con entradas correspondientes a valores de magnitud de la relación entre la diferencia y la suma de los vectores concordados primero y segundo.

40 24. El sistema de la reivindicación 21, en el que el circuito de concordancia de sensibilidad obtiene los vectores concordados primero y segundo, y en el que el factor de atenuación es una función de la magnitud de la relación entre la diferencia y la suma de los vectores concordados primero y segundo.

45 25. El sistema de la reivindicación 18 o 19, en el que el factor de atenuación incluye un parámetro ajustable de nitidez.

26. El sistema de la reivindicación 25, en el que el parámetro ajustable de nitidez es una función de la frecuencia.

50 27. El sistema de la reivindicación 25, en el que el parámetro ajustable de nitidez es inversamente proporcional a la frecuencia, de tal manera que se consigue una sensibilidad uniforme a través del espectro de frecuencia.

28. El sistema de la reivindicación 19, en el que el factor de atenuación tiene uno de entre múltiples valores, y su valor depende del signo de la diferencia de fase.

55 29. El sistema de la reivindicación 25, en el que el parámetro ajustable de nitidez tiene uno de entre múltiples valores, y su valor depende del signo de la diferencia de fase.

60 30. El sistema de la reivindicación 20, en el que el valor de atenuación oscila dentro de un intervalo de entre cero y uno inclusive, y aumenta hacia uno a medida que se aproxima en la dirección dentro de eje a los micrófonos de audio.

65 31. El sistema de la reivindicación 20, en el que la pluralidad de micrófonos de audio están dispuestos en una matriz de tipo "broadside".

32. El sistema de la reivindicación 20, en el que la pluralidad de micrófonos de audio están dispuestos en una matriz

de tipo "end-fire".

5 33. El sistema de la reivindicación 20, en el que el valor de atenuación oscila dentro de un intervalo de entre cero y uno inclusive, y aumenta hacia uno en la medida en que se aproxima a una dirección fuera de eje seleccionada a los micrófonos de audio.

34. El sistema de la reivindicación 20, en el que el valor de atenuación oscila en un intervalo de entre cero y un valor máximo, y aumenta hacia el valor máximo a medida que se aproxima en una dirección seleccionada a los sensores.

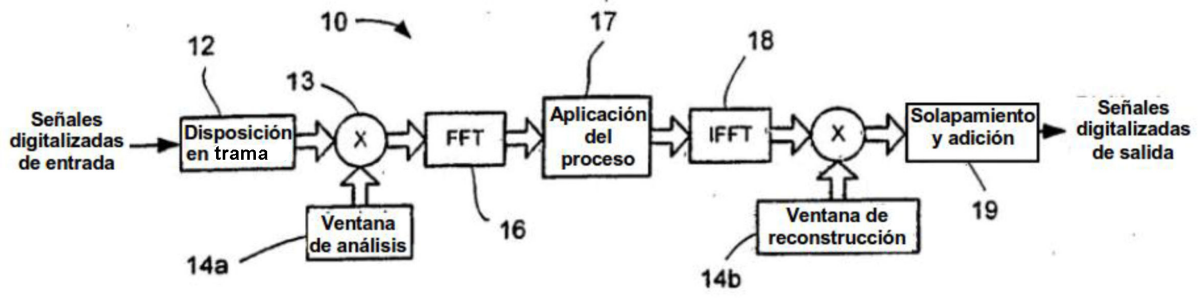


FIG. 1

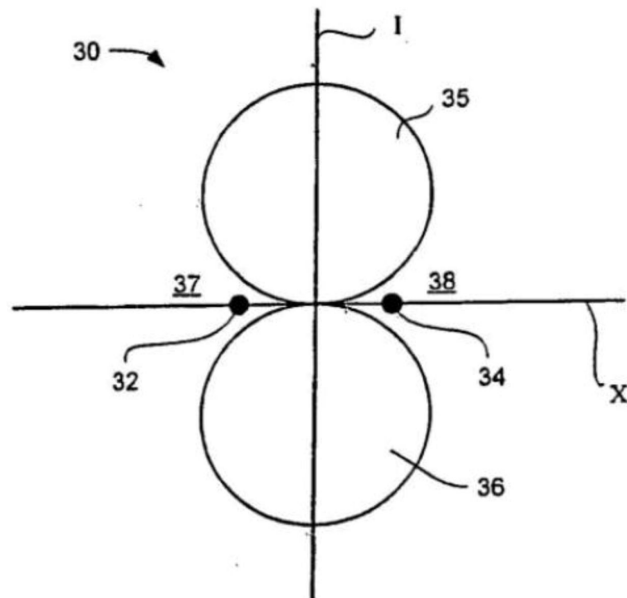


FIG. 3

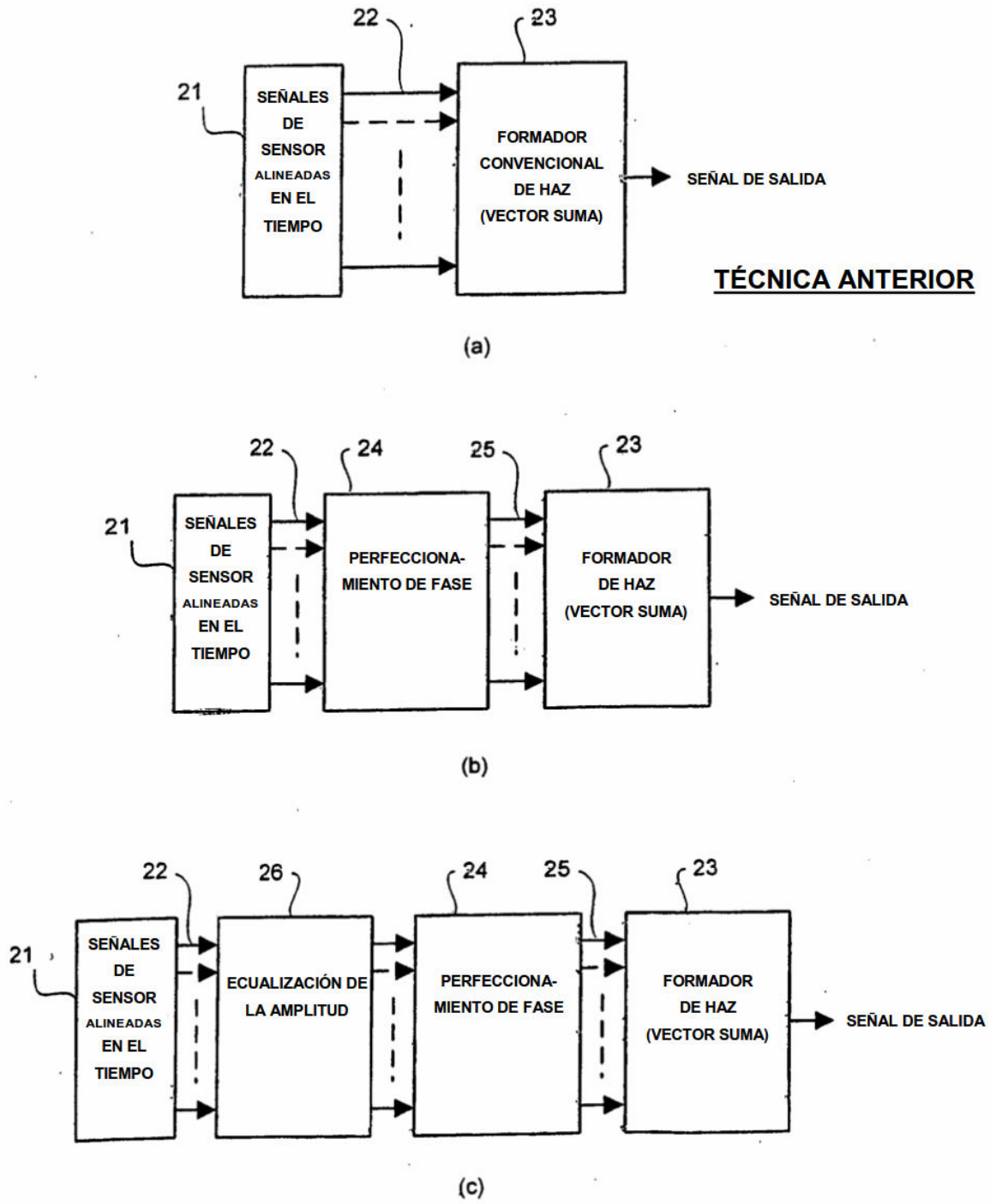


FIG. 2

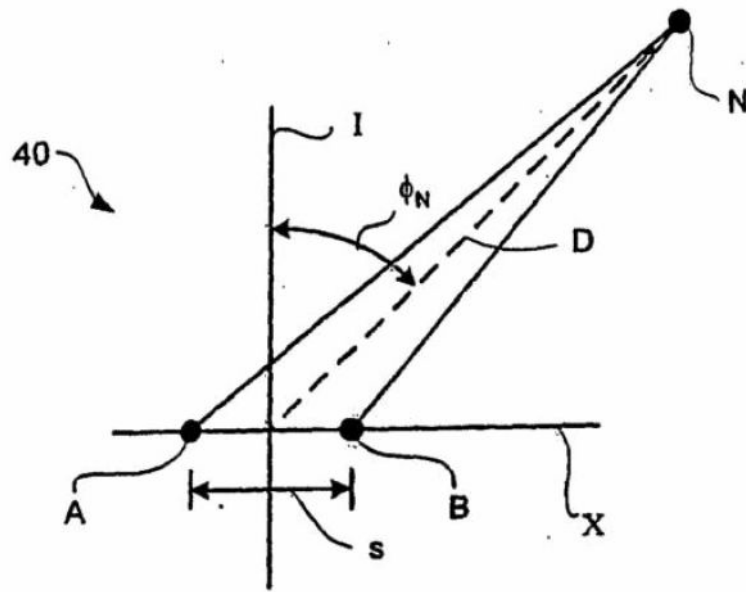


FIG. 4

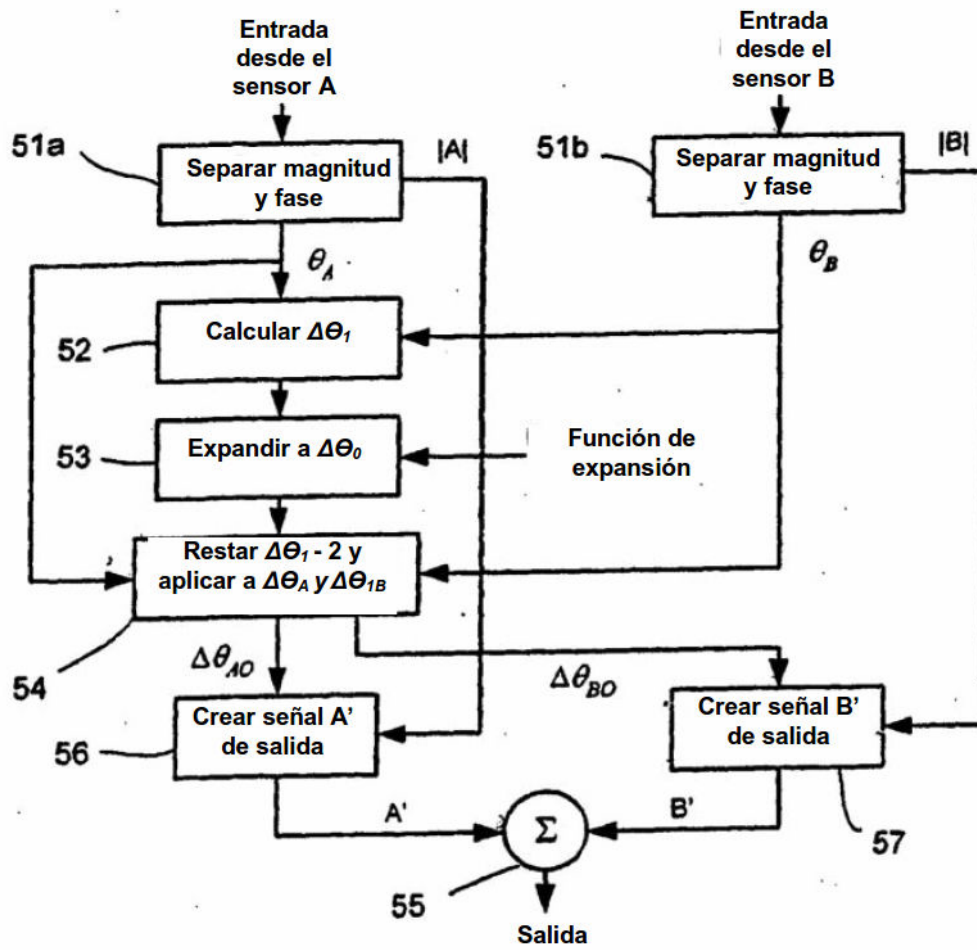
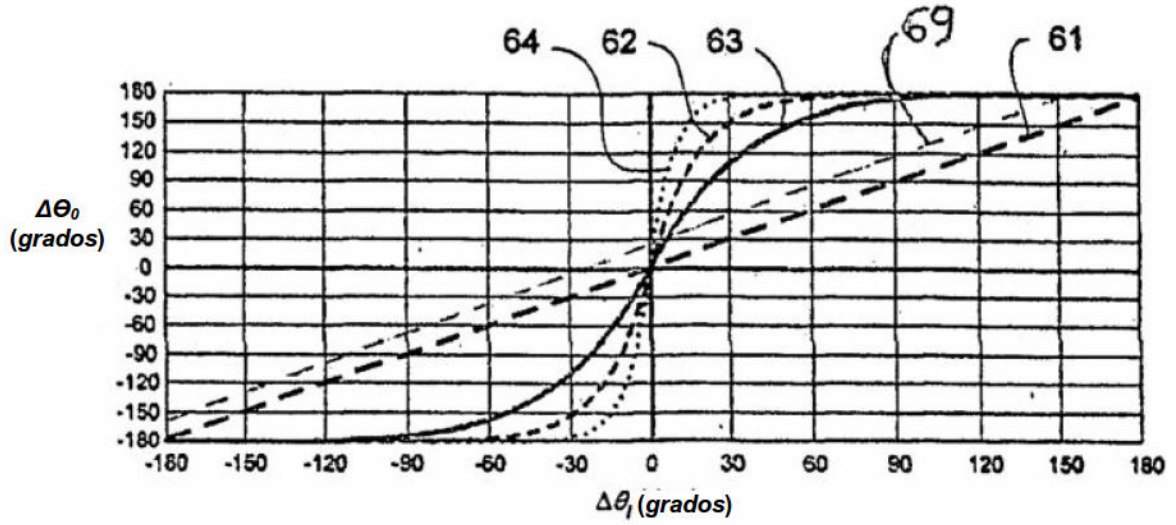
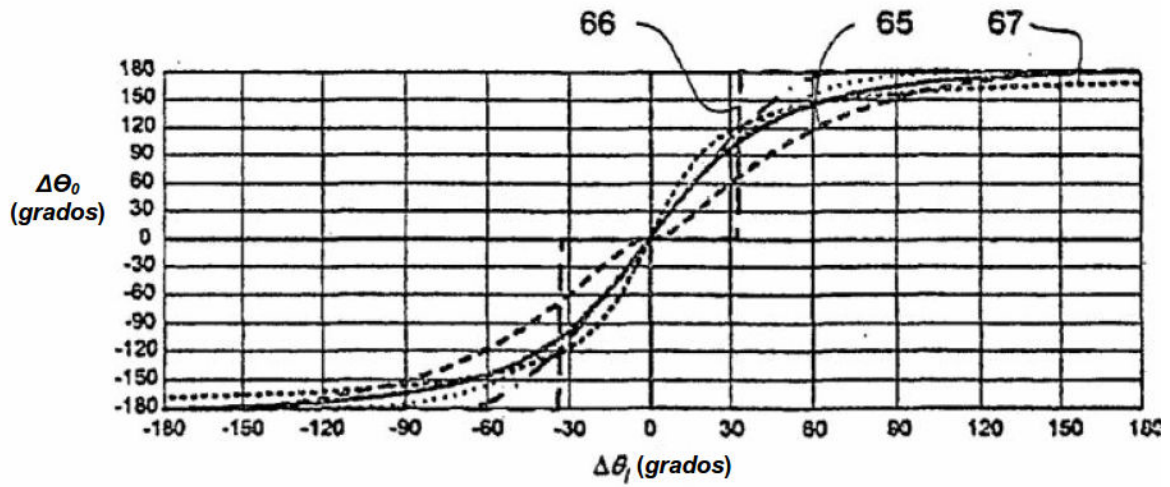


FIG. 5



(a)



- $\Delta\theta_0 = 2 \cdot \text{sign}(\Delta\theta_1) \cdot \arccos \left[\frac{1 + S^{-1} \cdot \Delta\theta_1}{2} \right] \cdot \cos(\Delta\theta_1 \cdot 2^{-1})$
- - $\Delta\theta_0 = \text{if } |\Delta\theta_1| \geq \pi \cdot S^{-1} \text{ then } \{\text{sign}(\Delta\theta_1) \cdot \pi\} \text{ else } \{0\}$
- . - $\Delta\theta_0 = 2 \cdot \text{sign}(\Delta\theta_1) \cdot \arccos \left[\frac{1}{2} \cdot \left(\text{if } [S \cdot \Delta\theta_1 < -\pi \text{ then } 0 \text{ else } \{ \text{if } [S \cdot \Delta\theta_1 > \pi \text{ then } 0 \text{ else } \{ 0.5 \cdot (1 + \cos(S \cdot \Delta\theta_1)) \}] \cdot \cos(\Delta\theta_1 \cdot 2^{-1}) \} \right) \right]$
- $\Delta\theta_0 = 2 \cdot \text{sign}(\Delta\theta_1) \cdot \arccos \left[\frac{1}{2} \cdot \left(1 + S \cdot \tan^2(|\Delta\theta_1| \cdot 2^{-1}) \right) \right] \cdot \cos(\Delta\theta_1 \cdot 2^{-1})$
- - - $\Delta\theta_0 = \pi \cdot \text{sign}(\Delta\theta_1) \cdot \sin^{-1} \left[\left(\pi \cdot 2^{-1} \right) \cdot (|\Delta\theta_1| \cdot \pi^{-1})^{r-1} \right]$
- $\Delta\theta_0 = 2 \cdot \arctan(S \cdot \Delta\theta_1)$

(b)

FIG. 6

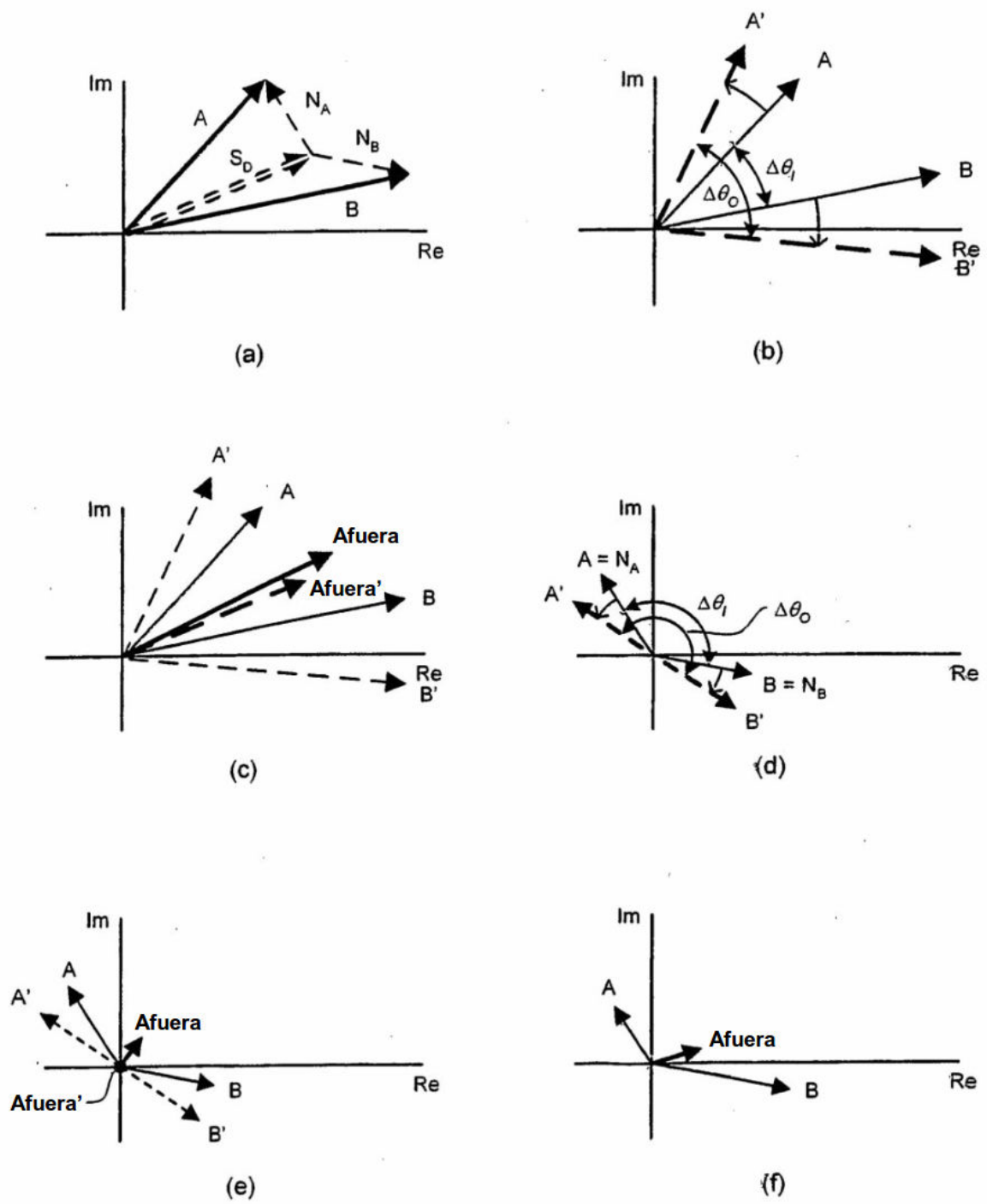


FIG. 7

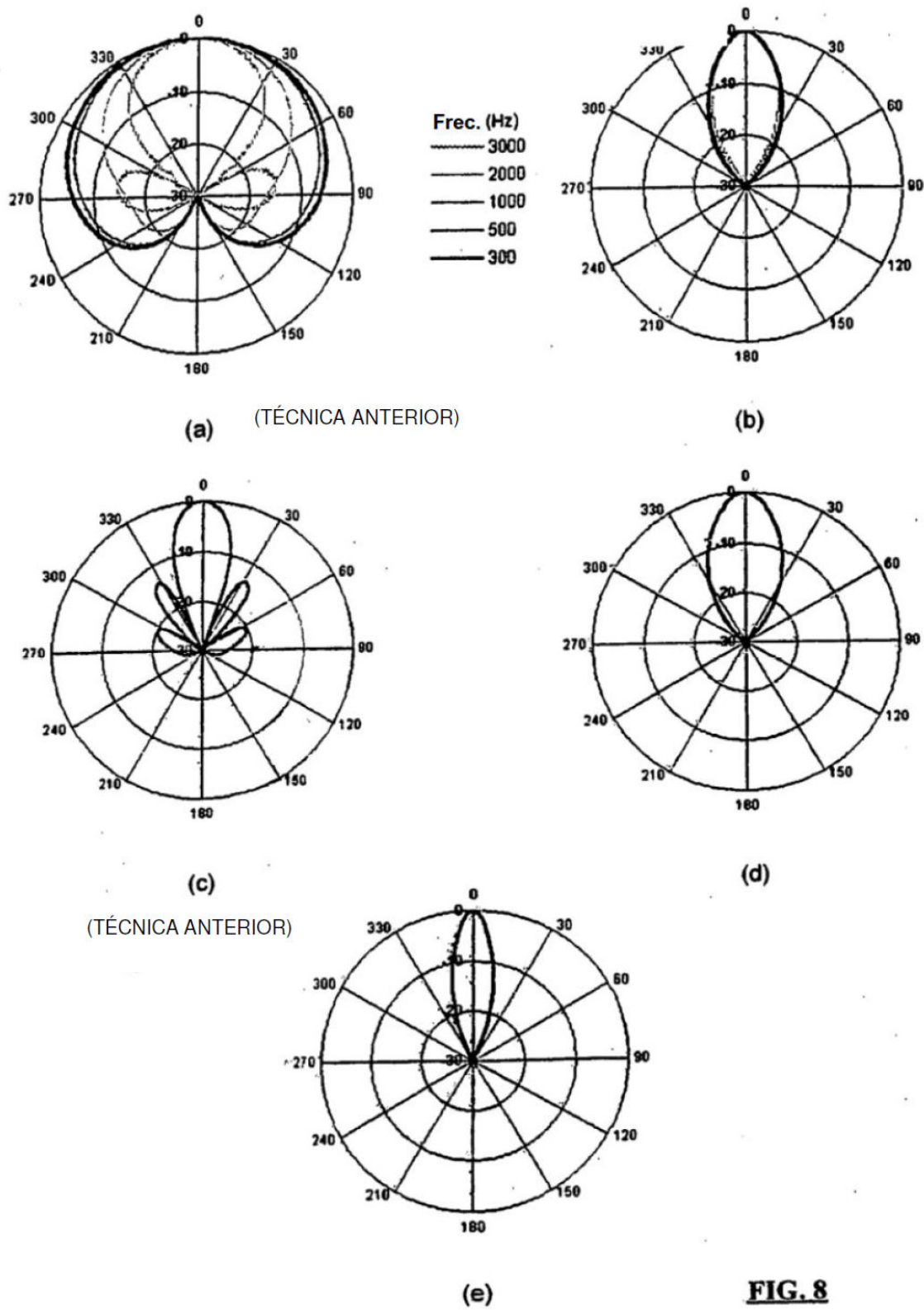


FIG. 8

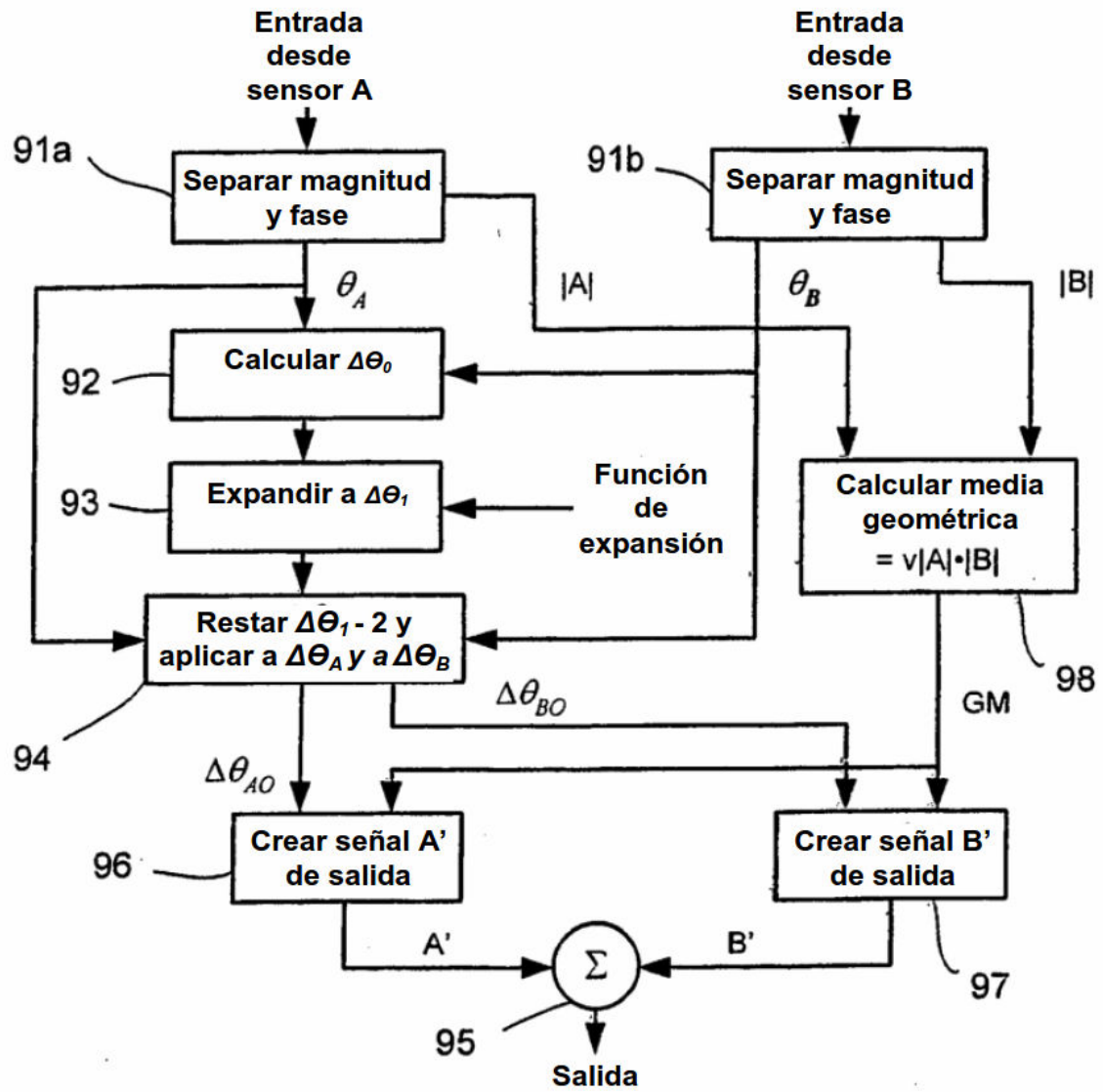


FIG. 9

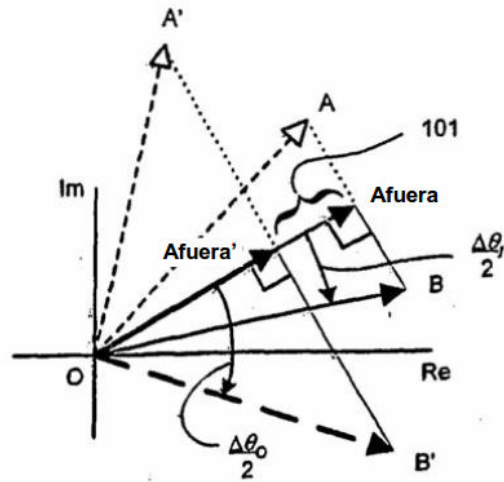


FIG. 10

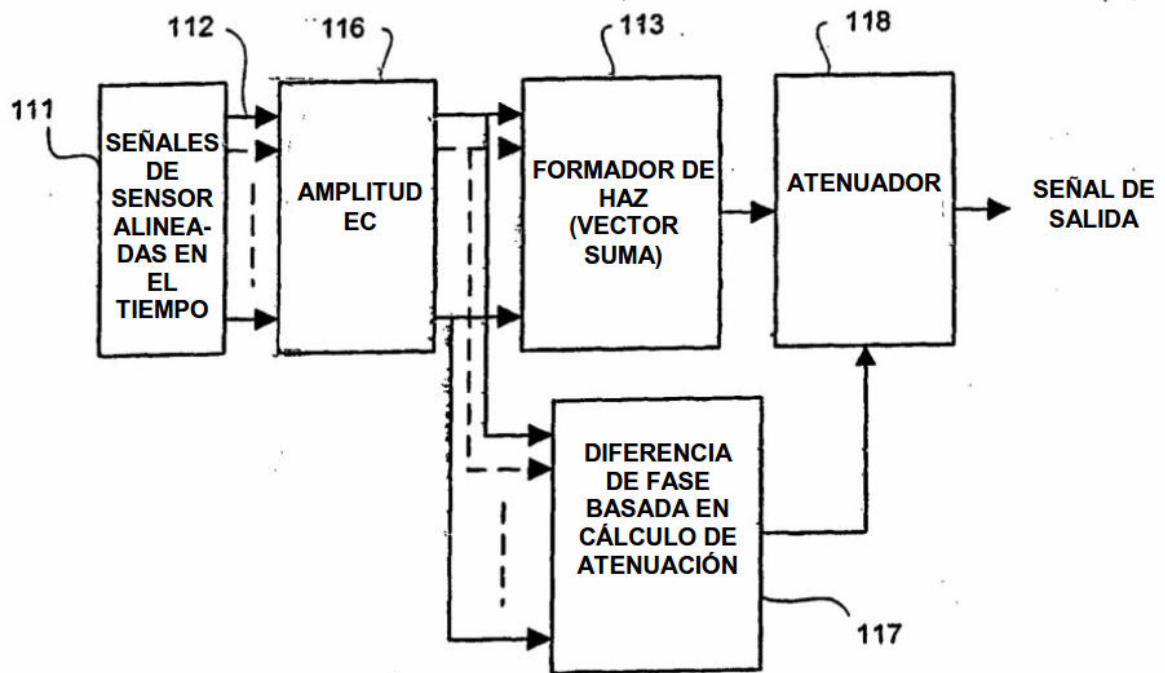


FIG. 11

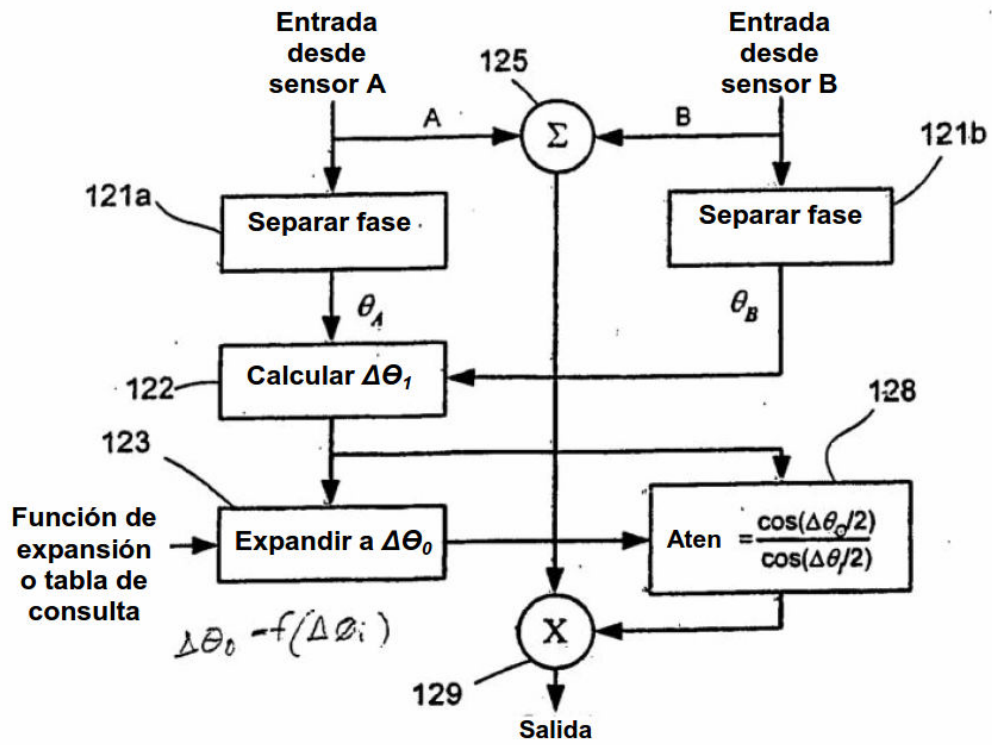


FIG. 12

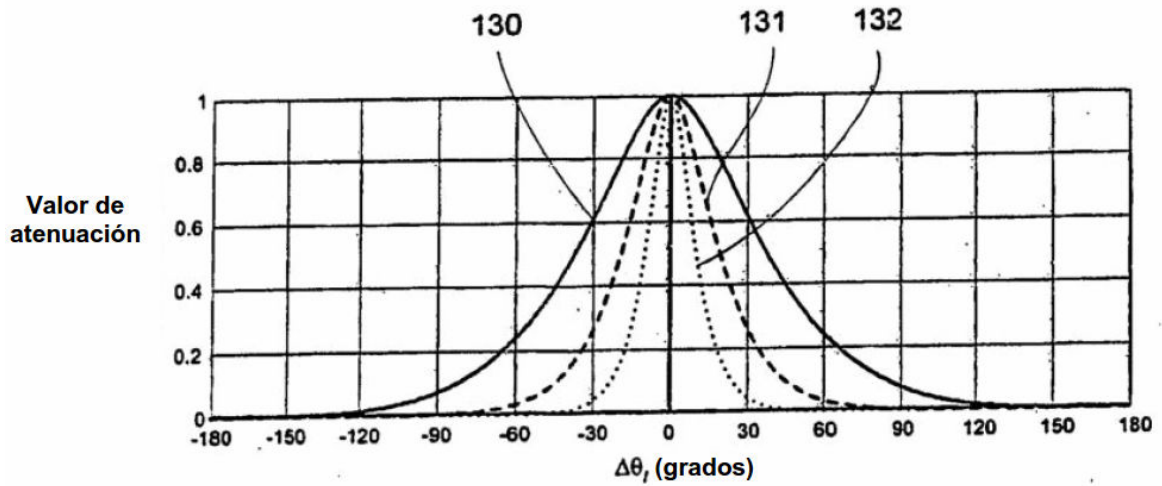


FIG. 13

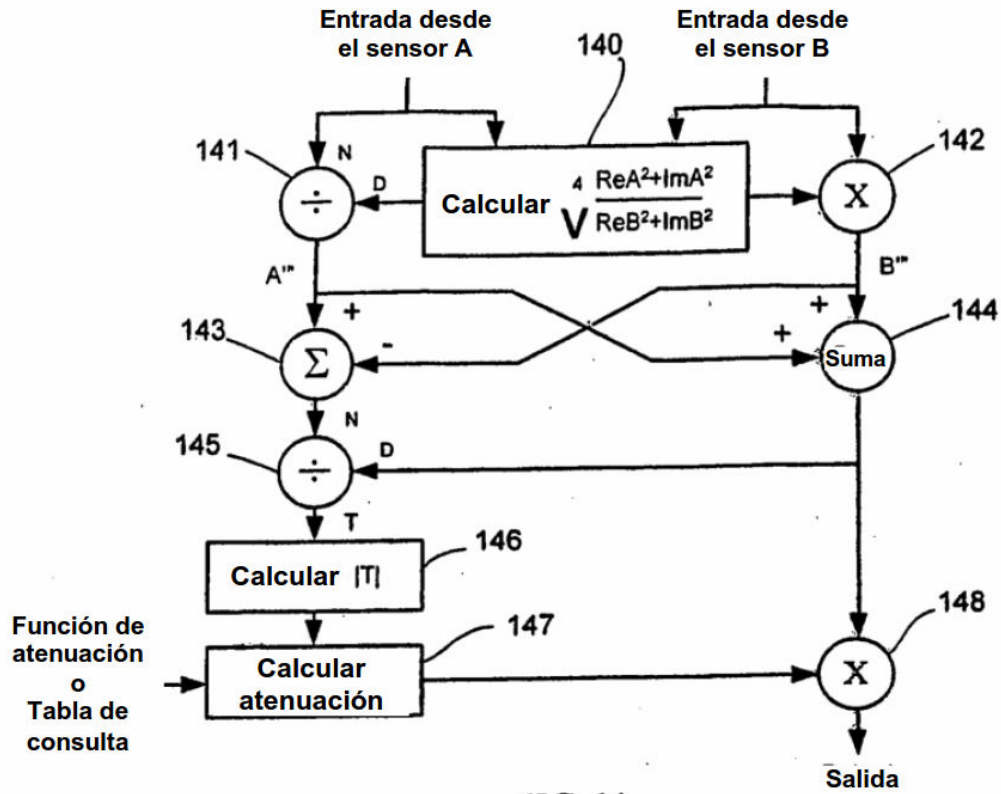
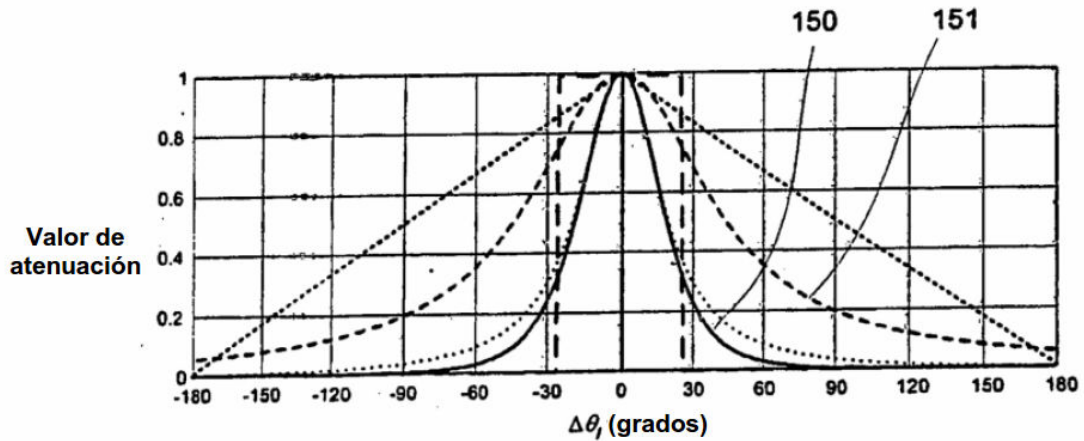


FIG. 14



$$\begin{aligned}
 \text{---} \quad \text{Attn} &= \left[1 + S \cdot \tan\left(\frac{\Delta\theta_i}{2}\right)^2 \right]^{-2} & \text{.....} \quad \text{Attn} &= \cos\left(\frac{\Delta\theta_i}{2}\right) \cdot (1 + S \cdot \Delta\theta_i^2)^{-1} \\
 \text{-- --} \quad \text{Attn} &= \text{if } |\Delta\theta_i| < 250 \cdot S^{-1}, \text{ then } 0, \text{ else } 1 & \text{.....} \quad \text{Attn} &= 1 - \pi / |\Delta\theta_i| \\
 \text{----} \quad \text{Attn} &= (1 + S \cdot \Delta\theta_i^2)^{-1}
 \end{aligned}$$

FIG. 15

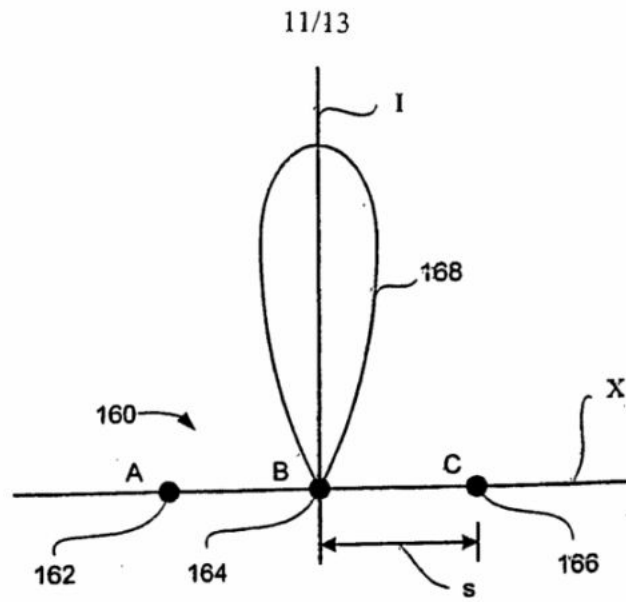


FIG. 16

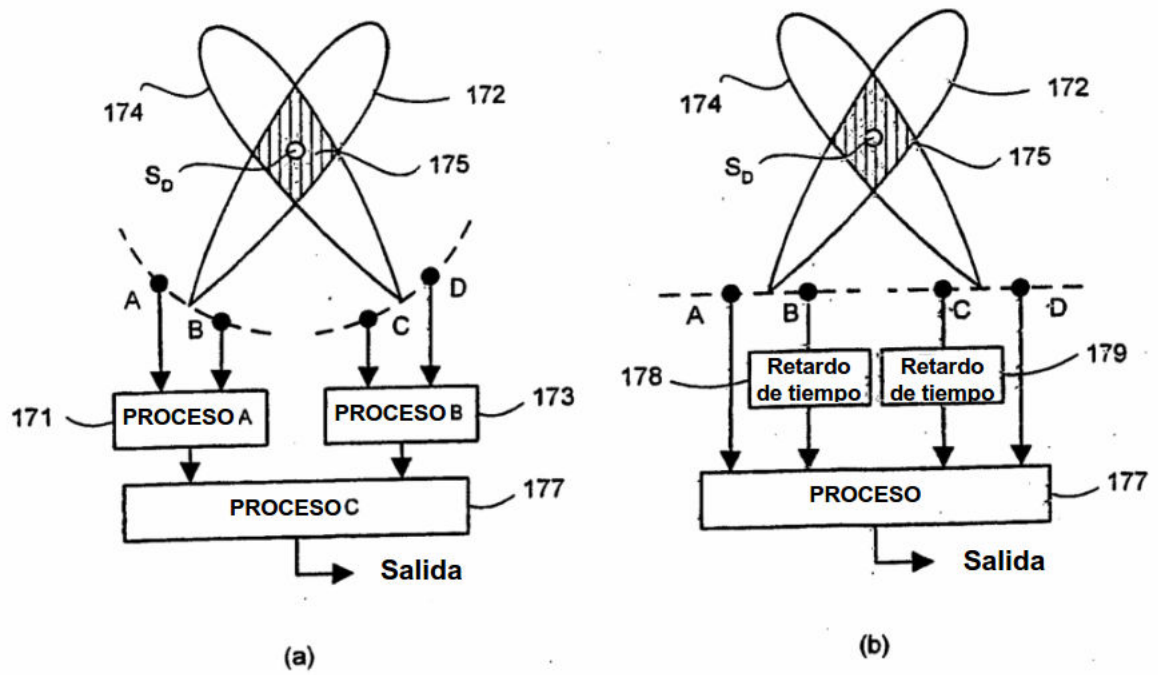


FIG. 17

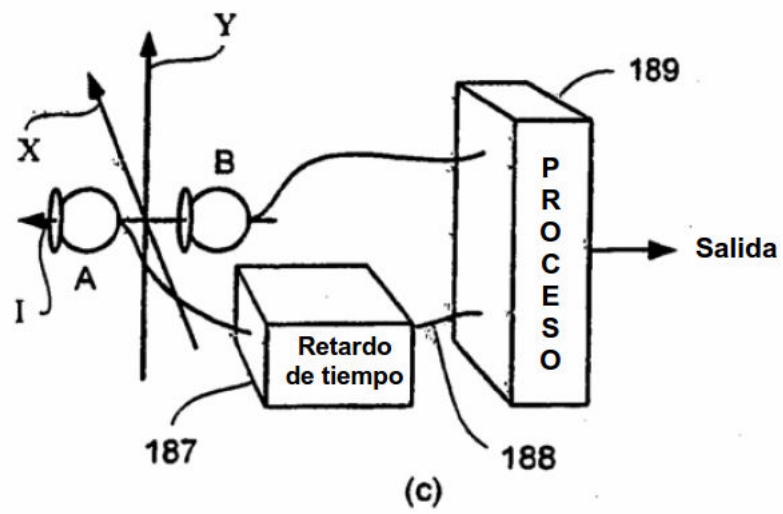
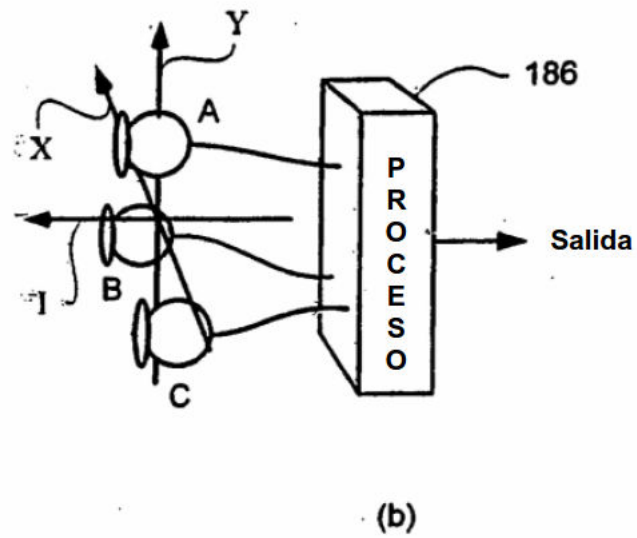
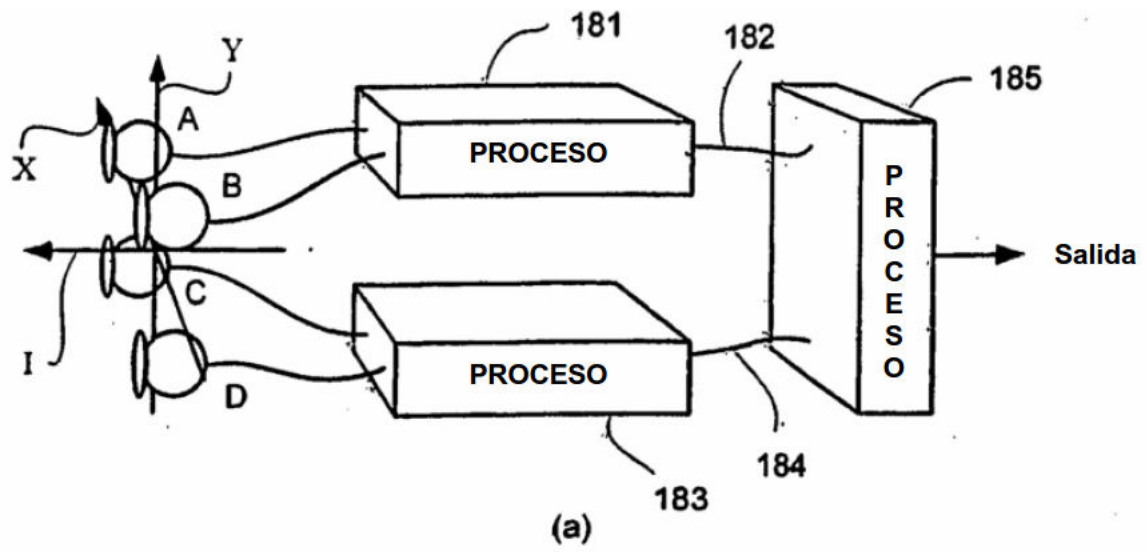


FIG. 18

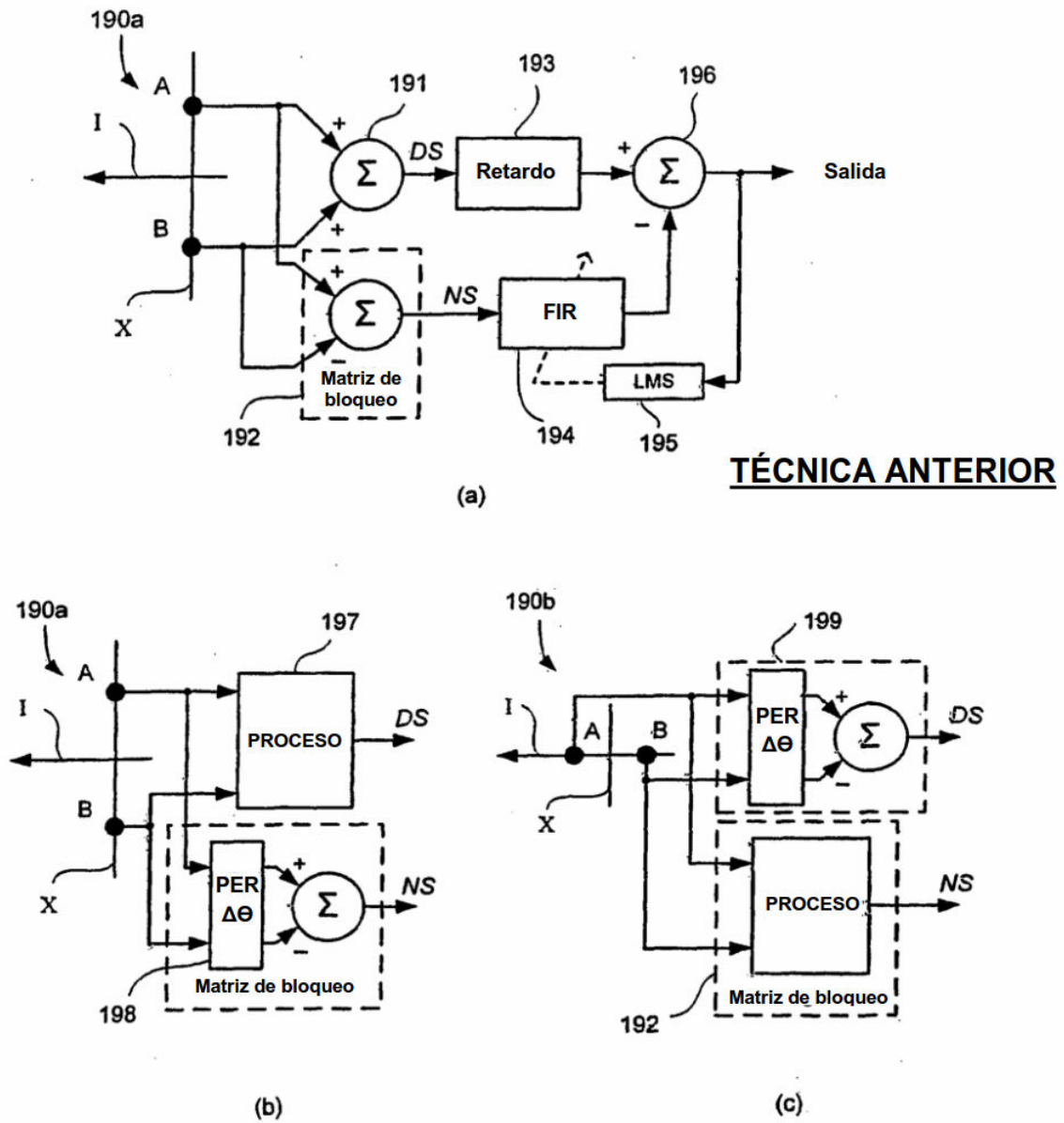


FIG. 19