

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 676 093**

51 Int. Cl.:

H01P 1/208 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **17.12.2001** **E 01403270 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **04.04.2018** **EP 1220351**

54 Título: **Filtro de microondas de alto rendimiento**

30 Prioridad:

29.12.2000 ES 200003144

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

16.07.2018

73 Titular/es:

**ALCATEL LUCENT (100.0%)
Site Nokia Paris Saclay Route de Villejust
91620 Nozay, FR**

72 Inventor/es:

**BARBA GEA, MARIANO;
CÁCERES ARMENDARIZ, JOSÉ LUIS;
PADILLA CRUZ, MANUEL JESÚS y
HIDALGO CARPINTERO, ISIDRO**

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

Observaciones:

Véase nota informativa (Remarks, Remarques o Bemerkungen) en el folleto original publicado por la Oficina Europea de Patentes

ES 2 676 093 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

Filtro de microondas de alto rendimiento

5 La presente invención versa sobre un filtro de microondas de alto rendimiento. Más en particular, la invención versa sobre el diseño y el desarrollo de filtros de microondas particularmente adecuados para su uso en multiplexores de entrada o de salida para canales de comunicaciones de banda ancha en sistemas de transmisión por satélite, estando estos filtros incorporados físicamente por medio de resonadores dieléctricos incluidos en cavidades metálicas de forma aleatoria, acoplados entre sí mediante ventanas, sondas o bucles.

Antecedentes de la invención

10 Las nuevas demandas de servicios de comunicaciones en relación con aplicaciones multimedia hacen que sea necesario emplear canales de comunicación cada vez más anchos en los sistemas de transmisión por satélite, lo cual implica el uso, en diversos subsistemas de la carga útil de comunicaciones por satélite, de filtros de microondas con anchos de banda varios ordenes de magnitud mayores que los utilizados habitualmente hasta ahora, es decir, pasando de los actuales anchos de banda relativos de aproximadamente 0,6% a anchos de banda de 2% (anchos de banda de 300 MHz a 14 GHz).

15 Dichas aplicaciones requieren especificaciones eléctricas estrictas que implican funciones altamente complejas de transferencia del filtro, al igual que requiere dimensiones y masa reducidas dado que están previstas para aplicaciones en el espacio.

20 Existen diversas soluciones convencionales que permiten que se obtenga un ancho de banda mayor, por ejemplo, los filtros de resonador dieléctrico y filtros de resonador de guíaondas. No obstante, dichas soluciones tienen desventajas, bien por sus propiedades eléctricas deficientes con respecto al factor de calidad, estabilidad de la temperatura y señales espurias cercanas (y en consecuencia la distorsión dentro de banda), o bien por tener dimensiones y pesos relativamente grandes.

25 Los filtros basados en resonadores dieléctricos han sido utilizados de manera extensa en aplicaciones espaciales por razones de su masa reducida, estabilidad de las características eléctricas a alta temperatura, y propiedades eléctricas superiores con respecto a su factor de alta calidad, pocas señales espurias y la facilidad para implementar funciones complejas de transferencia.

30 La configuración monomodal que se utiliza habitualmente, es la basada en el modo fundamental, el modo TE_{016} , y obtiene la transmisión y ceros de ecualización mediante acoplamientos cruzados, estando implementados los acoplamientos con diafragmas, sondas, bucles, etc. La mayor dificultad de esta técnica radica en que para poder obtener los anchos nuevos de banda necesarios (aproximadamente 2% del ancho de banda relativo) hay que recurrir a geometrías que consisten en acercar entre sí las posiciones del resonador dieléctrico. Estas geometrías tienen la desventaja de tener un factor más deficiente de calidad y mayor variación con la temperatura de los parámetros eléctricos en comparación con los empleados para anchos de banda más estrictos. Además, debido a las restricciones en el diseño impuestas por estas geometrías es imposible o muy costoso, desde el punto de vista del diseño, la producción y la regulación en fábrica para garantizar la ausencia de modos espurios muy cerca de la banda de paso o dentro de la misma, lo que al final significa que sus propiedades eléctricas están degradadas, impidiendo el cumplimiento de las especificaciones.

40 Por otra parte, también se ha recurrido a las configuraciones de modo dual, en las que se generan dos modos en una única cavidad; siendo algunas de dichas configuraciones las siguientes: la que usa dos modos HEM degenerados, la que usa los modos TE_{01} delta y TM_{01} delta, y la que usa los modos TE_{01} y delta el HEM_{11} delta, o a filtros híbridos monomodales también denominados de "modo mixto", que comprenden algunas cavidades que funcionan con el modo TE_{01} delta y otras cavidades que funcionan con el modo HEM_{11} delta, o cualquier otra combinación de modos diferentes. En este caso, es cuestión de una configuración monomodal, entendiéndose que esto significa que en cada una de las cavidades solo existe un único modo.

45 Estas dos últimas configuraciones (dual y modo mixto) ofrecen las mismas desventajas ya explicadas para la configuración monomodal TE_{01} delta con respecto al factor de calidad, la estabilidad más deficiente de temperatura de los parámetros eléctricos o la distorsión en la banda de paso debida a los modos espurios muy cercanos a la banda de paso o dentro de la misma.

50 Otra técnica utilizada en la realización de filtros de microondas para aplicaciones espacial, con la que se obtienen filtros que tienen anchos de banda mayores, es la basada en cavidades metálicas vacías. Sin embargo, esta técnica, adolece de las desventajas de filtros con mayor tamaño y masa, si se desean propiedades eléctricas equivalentes, y es más complicada de diseñar que la de los resonadores dieléctricos.

Chi Wang et al: «Mixed modes cylindrical planar dielectric resonator filters with rectangular enclosure» IEEE Inc. Nueva York, estados unidos, vol. 43, nº 12, parte 2, (1995-12-01), páginas 2817-2823, XP000549431, describe un

filtro de resonador dieléctrico de modos mixtos en el que se realiza un acoplamiento espacial entre los resonadores excitados en modos diferentes y un acoplamiento de diafragma entre resonadores idénticos en el filtro.

5 El documento US5652556 versa sobre un resonador de tipo dieléctrico en el que se logra la separación de frecuencia entre modos degenerados perturbando un modo no deseado a una frecuencia más baja utilizando una barra delgada de zafiro.

10 El documento US5608363 versa sobre un filtro de microondas de múltiples cavidades de un único modo que opera en un modo TE y que tiene un acoplamiento cruzado y un acoplamiento diagonal cruzado entre los resonadores. Por lo tanto, es necesario facilitar un filtro de microondas de tamaño y peso reducidos, la configuración que permite el diseño de filtros con un intervalo muy amplio de anchos de banda, a la vez que tiene las propiedades eléctricas excelentes requeridas por las especificaciones estrictas para los canales de comunicaciones por satélite. El filtro de microondas de alto rendimiento de la presente invención tiene las características necesarias para lograr este objetivo.

Descripción de la invención

15 La invención propuesta en la presente memoria permite la realización, de una manera simple, de filtros de microondas para canales de comunicaciones en aplicaciones espaciales alcanzando los anchos de banda necesarios para los nuevos requisitos, especialmente los relacionados con aplicaciones multimedia, que, con respecto a los canales convencionales conocidos en la presente técnica, aumentan las especificaciones del ancho de banda diversas ordenes de magnitud. Estas aplicaciones imponen especificaciones eléctricas que implican la necesidad de implementar funciones complejas de transferencia que pueden incluir ceros de transmisión y/o de ecualización.

20 La solución propuesta por la presente invención permite que el ancho de banda requerido por las nuevas aplicaciones que han de obtenerse, a la vez que permite una respuesta compleja y propiedades adecuadas, ambas dentro de banda (variación de pérdida de inserción, variación en el retraso de grupos, etc.) y fuera de banda (rechazo), para cumplir con las especificaciones eléctricas ajustadas de los canales de comunicaciones por satélite. Dicha solución también conserva las ventajas de utilizar filtros basados en resonadores dieléctricos, es decir, los que hacen posibles filtros de tamaño y masa reducidos, con estabilidad a temperatura elevada y con un valor elevado de factor de calidad.

30 La solución propuesta por la presente invención para lograr las características descritas consiste en filtros incorporados por medio de la técnica de resonadores acoplados. En la presente invención, dichos resonadores son del tipo monomodal, es decir, en cada resonador hay un único resonador en la frecuencia central del filtro (que es la que se utiliza para obtener la respuesta deseada del filtro) debido a un único modo de resonancia que es el mismo para todos los resonadores, y el producto de resonancia debido a que los modos de resonancia restantes están ubicados en una frecuencia suficientemente retirada para que no produzca distorsión en la respuesta deseada del filtro. Cada uno de dichos resonadores (resonador compuesto en lo sucesivo) está formado, a su vez, por una cavidad metálica y por un elemento de resonancia (también denominado resonador dieléctrico) formado por un material de constante dieléctrica elevada situado en el centro de la cavidad metálica mediante un soporte formado por un material normalmente de constante dieléctrica muy baja. Las dimensiones y geometrías de la cavidad metálica, del elemento de resonancia y del soporte del elemento de resonancia están diseñadas para satisfacer las siguientes condiciones:

- 40
- en cada resonador compuesto solamente se produce una resonancia en la frecuencia central del filtro debido a que solamente uno de los dos modos HEM_{11} ortogonales degenerados originalmente, considerando como tales los modos que dentro del resonador compuesto tienen el patrón de campo eléctrico mostrado en las figuras (Figura 1).
 - los productos de resonancia debidos a los modos restantes de resonancia, incluyendo, por ejemplo, el modo HEM_{11} que no se emplea para obtener la respuesta del filtro, están ubicados en una frecuencia suficientemente retirada para que no distorsione la respuesta deseada del filtro.
- 45

Se realizan los acoplamientos entre los múltiples resonadores compuestos que pueden formar el filtro mediante los diafragmas capacitivos, los diafragmas inductivos, las sondas capacitivas, los bucles inductivos u otros medios de acoplamiento, es decir, que permiten que la energía electromagnética pase de un resonador compuesto a otro.

50 También tiene un acoplamiento de entrada y un acoplamiento de salida incorporados mediante los diafragmas capacitivos, los diafragmas inductivos, las sondas capacitivas, los bucles inductivos u otros medios de acoplamiento para permitir la entrada de energía electromagnética en un resonador compuesto y la salida de la misma de un resonador compuesto distinto al de entrada.

55 Por lo tanto, un objeto de la presente invención es proporcionar un filtro de microondas según la reivindicación 1. Según otro aspecto de la invención, dichos patrones de campo respectivos de los modos, sustancialmente no perturbados, están orientados de tal manera que las direcciones del campo eléctrico en el centro de los resonadores

compuestos también están dispuestas perpendiculares a la dirección de un acoplamiento facilitado por un medio de acoplamiento entre dichos resonadores.

Según otro aspecto de la invención, dichos patrones respectivos de campo de los modos sustancialmente no perturbados están orientados de tal manera que las direcciones del campo eléctrico en el centro de los resonadores compuestos son paralelas y perpendiculares al plano que atraviesa una sonda que sirve de un medio de acoplamiento entre dichos resonadores.

Esta y otras características de la invención están descritas en mayor detalle a continuación con la ayuda de los dibujos adjuntos.

Breve descripción de los dibujos

- 10 La Figura 1 es una vista superior en planta según una representación esquemática de un filtro de microondas que tiene dos cavidades que muestra el estado de simetría entre los patrones de campo eléctrico de los resonadores compuestos.
- La Figura 2a representa el filtro de la figura 1 en el que la simetría ha sido perturbada por medio de un desplazamiento del resonador dieléctrico respectivo.
- 15 Las Figuras 2b, 2c y 2d son ejemplos alternativos de realización de perturbaciones en la simetría entre los conjuntos dieléctricos de resonador-cavidad.
- La Figura 3 representa un ejemplo de un filtro de cuatro cavidades según la presente invención.

Descripción de una realización preferente

20 La Figura 1 muestra un ejemplo de un filtro de microondas en el que se pueden ver dos cavidades A y B, la sección transversal de las cuales tiene sustancialmente una forma cuadrada. En el interior de cada cavidad, de una manera sustancialmente centrada, se aloja un resonador dieléctrico R. Entre la cavidad A y la cavidad B hay un diafragma con la forma de una ventana V que permite el acoplamiento entre los dos resonadores dieléctricos R. En el resonador compuesto formado por la cavidad A y su respectivo resonador dieléctrico, se excitan los modos de resonancia, en la frecuencia de trabajo, de una familia híbrida eléctricamente con patrones de campo caracterizados por los campos eléctricos en el centro del resonador compuesto a1 y a2, y en el resonador compuesto formado por la cavidad B y su respectivo resonador dieléctrico, de manera similar, se excitan los modos de resonancia de una familia híbrida eléctricamente con patrones de campo caracterizados por los campos eléctricos en el centro del resonador compuesto b1 y b2. Según se puede apreciar en la figura 1, la distribución del campo en el volumen total formada por cada cavidad metálica y su resonador dieléctrico es sustancialmente la misma para los modos caracterizados por a1 y a2 debido a la simetría de la cavidad, pero girada 90° con respecto a la misma; lo mismo ocurre con los modos caracterizados por b1 y b2. Debido a esta distribución idéntica de campo, las energías eléctricas y magnéticas almacenadas por el modo a1 son iguales a las del modo a2, razón por la cual sus respectivas frecuencias de resonancia son iguales. De manera similar, las frecuencias de resonancia de b1 y b2 son iguales. A los pares a1-a2 y b1-b2 de modos se les da la expresión pares de modos degenerados porque tienen la misma frecuencia de resonancia, y son ortogonales, dado que se giran sus patrones de campo 90° con respecto a los mismos. Para facilitar un mejor entendimiento, en la técnica relacionada con la presente invención, se define un plano de referencia, no mostrado en la figura, que es el que secciona el resonador dieléctrico en dos mitades simétricas y sobre el que los patrones de campo de los dos modos ortogonales degenerados son los mismos y están mutuamente rotados 90°. En esta figura el plano de referencia que ha sido definido coincide con el plano del papel.

40 El diafragma V permite el acoplamiento de cualquier modo de resonancia de la cavidad A con cualquier modo de resonancia de la cavidad B. Sin embargo, el valor de acoplamiento depende de las distribuciones de campo de los modos de resonancia que están acoplados. Así, en el caso de la figura 1, aunque el acoplamiento entre los modos de campo a1 y b1 (paralelos) tiene un valor adecuado para el ancho de banda del filtro que se pretende implementar, el acoplamiento entre los modos de campo a2 y b2 no logra un valor suficiente y, por lo tanto, son modos no deseados.

Para evitar que estos modos no deseados distorsionen la respuesta del filtro, se provoca una situación en la que la frecuencia de resonancia de los modos a2 y b2 está sustancialmente retirada de la frecuencia central del filtro. Esto se logra produciendo la perturbación del modo de resonancia, por ejemplo, rompiendo una disposición de simetría entre los respectivos conjuntos dieléctricos resonador-cavidad, lo que provoca que difieran las distribuciones de campo de los modos a2 y b2 de las de los modos a1 y b1 y, por ello, sus energías almacenadas eléctrica y magnética también difieren, lo que significa frecuencias de resonancia diferentes. La perturbación de un modo de resonancia debe entenderse en el sentido de que, mediante la misma, se perturba la frecuencia de resonancia de dicho modo y da origen a la separación de los modos ortogonales.

55 Se puede observar un ejemplo de esta solución en la figura 2a en la que se puede ver el mismo filtro que en la figura 1 con la diferencia de que los resonadores dieléctricos R han sido desplazados de sus posiciones a lo largo del eje Y, dando origen a un nuevo eje de orientación X', que se puede encontrar a una distancia d de la posición anterior de los resonadores dieléctricos que son mostrados en el eje X y en una dirección paralela al mismo. Según se puede apreciar en la figura 2a, el desplazamiento de los resonadores dieléctricos R da origen a una rotura de la simetría

que estuvo presente en el caso del filtro de la figura 1. Esta rotura de la simetría da origen, a su vez, a la perturbación de los campos eléctricos, los patrones de los cuales están representados mediante las flechas a2 y b2. Por otra parte, los patrones de los campos eléctricos a1 y b1 están orientados paralelos con respecto a los mismos y también paralelos entre sí al plano geométrico que define la ventana V.

- 5 Se tiene que destacar que una de las condiciones para lograr valores máximos de acoplamiento es que los patrones de campo eléctrico a1, a2, b1 y b2 de los resonadores compuestos están en el mismo plano principal o en planos principales paralelos. Al menos los patrones de campo a1 y b1 tendrán que cumplir esta condición.

En lo que respecta a las figuras 2b, 2c y 2d, elementos similares tienen referencias alfanuméricas similares.

- 10 La Figura 2b muestra un ejemplo alternativo de realización de un conjunto de resonador cavidad-dieléctrico en el que la sección transversal de dicha cavidad es rectangular, y no cuadrada, dando origen a la perturbación del campo eléctrico cuyo patrón se identifica por medio de la referencia a2.

Se muestra otro ejemplo de realización alternativa en la figura 2c en el que se logra la perturbación por medio del uso de un resonador dieléctrico elíptico, en vez del resonador dieléctrico circular de la figura 2a.

- 15 Se muestra otro ejemplo de realización alternativa en la figura 2d en el que tanto la cavidad como el resonador dieléctrico tienen una sección transversal circular y se logra la perturbación al desplazar el resonador dieléctrico hacia un lado de la cavidad, según se puede apreciar haciendo uso de ejes de desplazamiento.

- 20 Se debe hacer notar que los ejemplos de las figuras 2a, 2b, 2c y 2d están presentados solamente de manera ilustrativa y no restrictiva, razón por la cual se debe entender que otras formas u otros medios para producir la perturbación como, por ejemplo, utilizando espiras de configuración de la resonancia u otros medios convencionalmente conocidos, también serán válidos para los objetivos de la solución propuesta en la presente memoria.

- 25 En la figura 3, se muestra un ejemplo de un filtro 1 de microondas con cuatro cavidades 21, 22, 23 y 24, también representadas por medio de la referencia general 2, en cada una de las cuales hay dispuesto un resonador dieléctrico 3. Las cavidades 21 y 22 y también 23 y 24, se comunican entre sí por medio de las respectivas ventanas 4; las cavidades 22 y 23 se comunican entre sí por medio de una sonda 10 y las cavidades 21 y 24 se comunican entre sí por medio de otra ventana 8. En el caso de este ejemplo, se logra la perturbación por medio del uso de cavidades rectangulares, en vez de cuadradas, dando origen a patrones 9 de campo eléctrico para lograr los elevados valores necesarios de acoplamiento.

- 30 El filtro puede incluir medios de regulación, por ejemplo, espiras encima de cada ventana y por encima o al lado de cada resonador dieléctrico, para permitir una configuración precisa en la respuesta final del filtro.

- 35 Con esta disposición, las ondas entran en la cavidad 21 a través de la vía 5 de acceso, lo que puede comprender cualquier medio para introducir la señal como, por ejemplo, una sonda que pasa a través del resonador dieléctrico 3 y del conjunto de la cavidad 21. Entre los resonadores compuestos implementados en las cavidades 21 y 22 se produce un acoplamiento de magnitud relativamente grande debido a la presencia de los campos eléctricos 9 en una disposición paralela y a la perturbación de los respectivos componentes de los campos eléctricos ortogonales con respecto a los mismos.

- 40 A continuación, se produce un acoplamiento entre los resonadores compuestos implementados en las cavidades 22 y 23, por medio del uso de la sonda 10, de un valor comparable al que se produce entre los resonadores compuestos implementados en las cavidades 21 y 22, para pasar la onda a partir de ahí desde el resonador compuesto implementado en la cavidad 23 hasta el resonador compuesto implementado en la cavidad 24 a través de la ventana 4, dando origen una vez más a un acoplamiento de magnitud relativamente elevada. Finalmente, la onda continúa su salida al exterior del filtro a través del medio 6 de salida que puede comprender cualquier mecanismo para la extracción de señal como, por ejemplo, una sonda. A título de ilustración, se muestra el recorrido seguido por la onda por medio de la línea 7.

- 45 Por medio del acoplamiento cruzado proporcionado por la ventana 8, la energía electromagnética tiene un recorrido alternativo mostrado por la flecha 11, al recorrido habitual 7 que pasa a través de todos los resonadores compuestos que forman el filtro, permitiendo en este caso, que haya dos ceros simétricos de transmisión en la respuesta del filtro. Este acoplamiento puede ser implementado entre los resonadores compuestos con los patrones de campo colineales debido al hecho de que los acoplamientos cruzados tienen valores diversos ordenes de magnitud menores que los acoplamientos restantes del filtro.

De esta manera, se obtiene un filtro capaz de trabajar en un único modo, es decir, HEM que produce anchos de banda sustancialmente mayores que los filtros conocidos y con acoplamiento muy fuerte.

Se escogen las dimensiones de las cavidades y de los resonadores dieléctricos, de forma que la frecuencia central del filtro coincida con la frecuencia de resonancia de un modo HEM.

La presente invención proporciona importantes beneficios con respecto a las técnicas habitualmente empleadas. A continuación, se enumeran algunos de dichos beneficios:

- Utilizando resonadores dieléctricos en cavidades, se obtienen las ventajas normales que son posibles con este tipo de filtro. Estos tienen elevada estabilidad a la temperatura, elevado factor de calidad y tamaño reducido.
- 5 - En lo que respecta en una configuración monomodal con acoplamientos cruzados, se logra la simplicidad en la implementación de funciones de transferencia complejas y pseudoelípticas.
- La simplicidad en la regulación.
- En lo que respecta un modo dominante, que está acoplado fuertemente, se logran valores elevados de acoplamiento, que dan como resultado filtros de ancho de banda elevado.
- 10 - La respuesta del filtro que se obtiene es muy pura, casi sin distorsión alguna, dado que este modo predomina sobre los demás, la presencia de efectos espurios no es apreciable.

Con este tipo de filtro, se obtienen respuestas muy complejas como, por ejemplo, las denominadas pseudoelípticas con ceros de transmisión y ceros de ecualización.

REIVINDICACIONES

1. Un filtro de microondas que consiste en al menos tres resonadores compuestos ubicados en un mismo plano de referencia o en planos paralelos de referencia, y al menos un medio (V; 4, 8) de acoplamiento entre dos resonadores compuestos adyacentes cualesquiera, comprendiendo cada resonador compuesto una cavidad (A; B; 2; 21-24) y un resonador dieléctrico (R; 3) alojado en el interior de dicha cavidad, en el que:
- los resonadores compuestos están configurados para tener una primera y una segunda frecuencias de resonancia correspondientes, respectivamente, a modos primero y segundo HEM11 ortogonales degenerados que comprenden patrones de campo eléctrico y de campo magnético, correspondiéndose la primera frecuencia de resonancia con la frecuencia central del filtro;
 - cada plano de referencia es perpendicular a la dimensión de altura de las cavidades y secciona el resonador dieléctrico respectivo en dos mitades simétricas, estando mutuamente girados 90° los patrones de campo eléctrico de los dos modos HEM11 ortogonales degenerados en el respectivo plano de referencia,
 - cualquier resonador compuesto comprende un mismo medio de asimetría configurado para proporcionar una separación en la frecuencia de resonancia entre los dos modos HEM11 ortogonales degenerados, de forma que el filtro pueda ser operado con el primer modo HEM11 como un único modo, estando los respectivos patrones de campo eléctrico de cada uno de dichos resonadores compuestos en una disposición paralela, teniendo dicho medio de asimetría una forma geométrica asimétrica de la cavidad, o una forma geométrica simétrica de la cavidad con una relación de aspecto distinta de la unidad entre las dimensiones en diferentes ejes de simetría de la cavidad, o una disposición asimétrica o descentrada del resonador dieléctrico en la cavidad, o una disposición descentrada de un elemento de regulación con respecto al centro del resonador compuesto;
 - parte de los medios (V; 4, 10) de acoplamiento define un orden secuencial de los resonadores compuestos, que se corresponde con un recorrido principal (7) de la señal, mediante un acoplamiento entre los primeros modos HEM11 de dichos resonadores compuestos, y el resto de los medios (8) de acoplamiento comprende al menos un acoplamiento cruzado entre dos resonadores compuestos espacialmente adyacentes y no consecutivos en la secuencia mediante un acoplamiento entre los primeros modos HEM11 de dichos dos resonadores compuestos.
2. El filtro según la reivindicación 1, en el que los medios (V; 4, 8) de acoplamiento entre dos resonadores compuestos comprenden un diafragma (8) o una sonda (10).

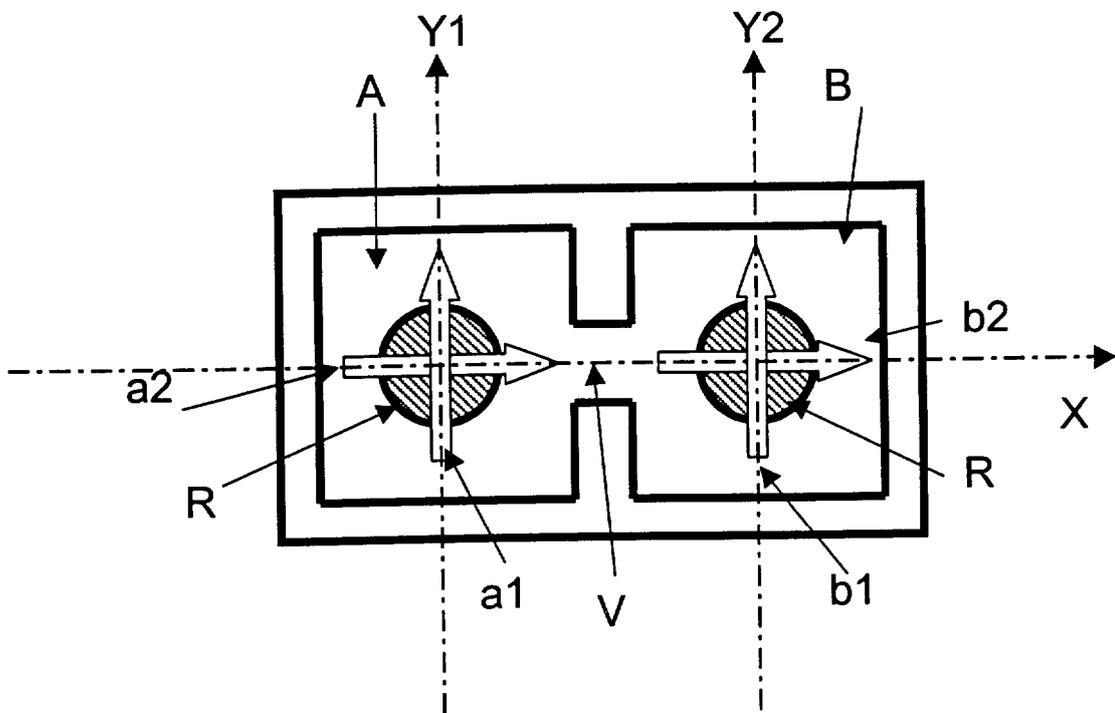


Fig. 1

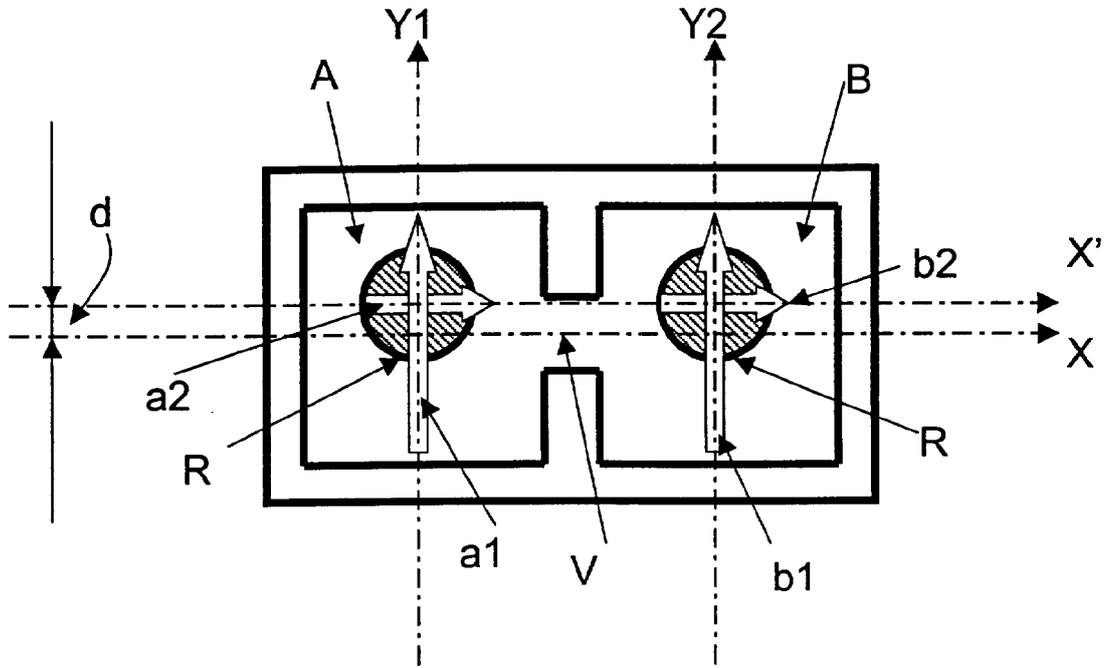


Fig. 2a

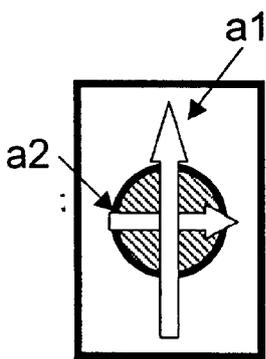


Fig. 2b

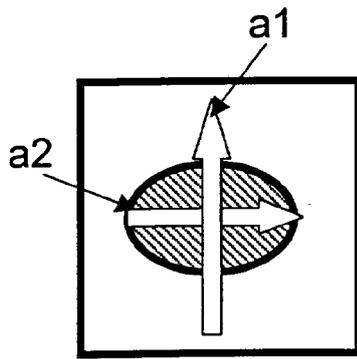


Fig. 2c

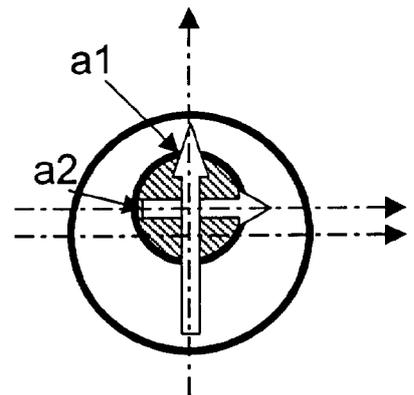


Fig. 2d

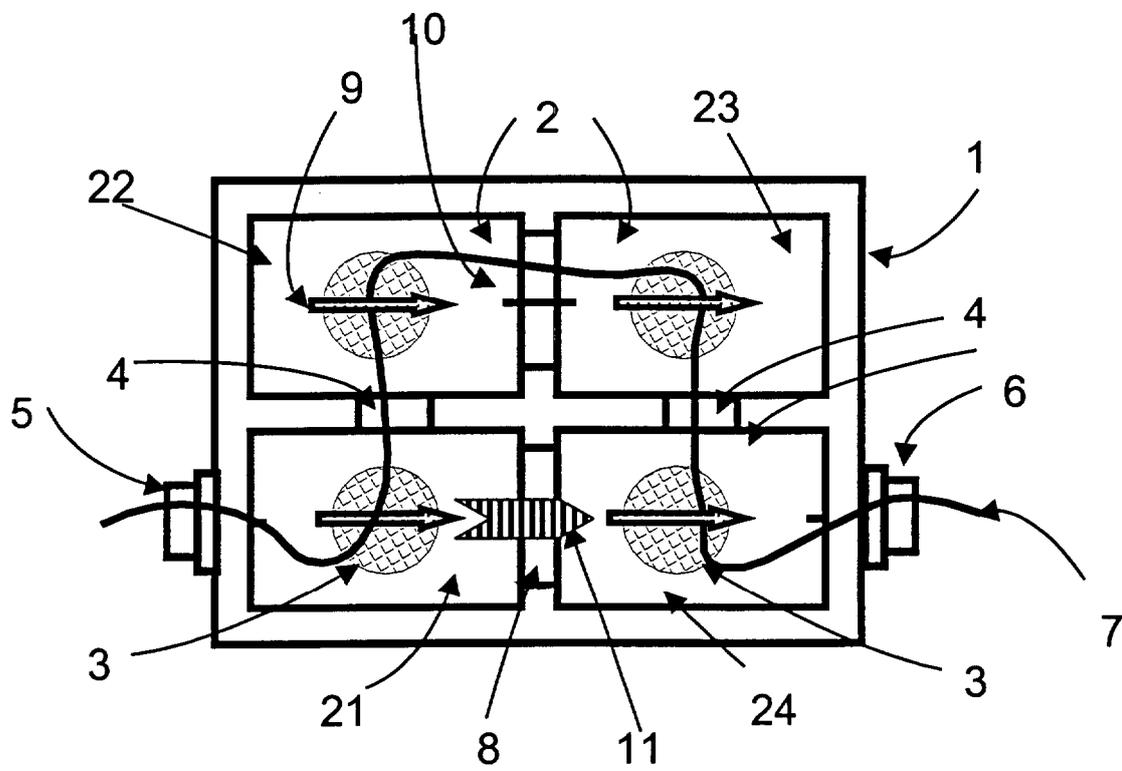


Fig. 3