

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 569 054**

51 Int. Cl.:

**H01P 1/208** (2006.01)

**H01P 7/06** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **11.12.2014** **E 14197311 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **16.03.2016** **EP 2887451**

54 Título: **Filtro de microondas de paso de banda sintonizable por rotación de un elemento dieléctrico**

30 Prioridad:

**20.12.2013 FR 1303029**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**06.05.2016**

73 Titular/es:

**THALES (33.3%)**  
**45, rue de Villiers**  
**92200 Neuilly Sur Seine, FR;**  
**CENTRE NATIONAL DE LA RECHERCHE**  
**SCIENTIFIQUE (33.3%) y**  
**CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES**  
**(33.3%)**

72 Inventor/es:

**JOLLY, NICOLAS;**  
**PERIGAUD, AURÉLIEN;**  
**TANTOT, OLIVIER;**  
**DELHOTE, NICOLAS;**  
**BILA, STÉPHANE;**  
**VERDEYME, SERGE;**  
**PACAUD, DAMIEN y**  
**ESTAGERIE, LAETITIA**

74 Agente/Representante:

**CARPINTERO LÓPEZ, Mario**

**ES 2 569 054 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 paso de banda sintonizable por rotación de un elemento dieléctrico

**Campo de la invención**

5 La presente invención se refiere al campo de los filtros de frecuencia en el campo de las microondas, tradicionalmente de frecuencias comprendidas entre 1 GHz y 30 GHz. De manera más particular, la presente invención se refiere a los filtros de paso de banda sintonizables en frecuencia.

**Estado de la técnica**

10 El tratamiento de una microonda, por ejemplo recibida por un satélite, precisa el desarrollo de componentes específicos, que permitan la propagación, la amplificación y el filtrado de esta onda.

Por ejemplo, una microonda recibida por un satélite se debe amplificar antes de devolverla a tierra. Esta amplificación solo es posible separando todas las frecuencias recibidas en canales, correspondiendo cada uno a una banda de frecuencia determinada. La amplificación se realiza entonces canal por canal. La separación de los canales precisa el desarrollo de unos filtros de paso de banda.

15 El desarrollo de los satélites y la complejidad creciente del tratamiento de la señal que hay que llevar a cabo, por ejemplo una reconfiguración de los canales en vuelo, ha conducido a la necesidad de implementar unos filtros de paso de banda sintonizables en frecuencia, es decir para los cuales es posible ajustar la frecuencia central de filtrado habitualmente denominada frecuencia de sintonía del filtro.

20 Una de las tecnologías conocidas de filtros de paso de banda sintonizables en el campo de las microondas es la utilización de componentes semiconductores pasivos, como unos diodos PIN, unas capacidades continuamente variables o unos conmutadores capacitivos. Otra tecnología consiste en la utilización de MEMS (por "micro sistemas electromecánicos") de tipo resistivo o capacitivo.

25 Estas tecnologías son complejas, consumidoras de energía eléctrica y poco seguras. Estas soluciones también están limitadas al nivel de la potencia de señal tratada. Además, la capacidad de sintonización en frecuencia tiene como consecuencia una degradación significativa de los rendimientos del filtro, como su factor Q de calidad. Por último, las pérdidas de RF (banda realizada, "Return Loss", pérdidas de inserción, etc.) se degradan con el cambio de frecuencia.

Por otra parte, se conoce la tecnología de los filtros basada en elementos dieléctricos. Esta permite realizar unos filtros de paso de banda no sintonizables.

30 Estos filtros comprenden tradicionalmente una cavidad al menos parcialmente cerrada, que comprende una pared conductora (tradicionalmente metálica, por ejemplo, de aluminio o de invar) en la que está dispuesto un elemento dieléctrico, tradicionalmente de forma redonda o cuadrada (el material dieléctrico es tradicionalmente la circona, el aluminio o el BMT (tantalato de bario y magnesio)). Un medio de excitación de entrada introduce la onda dentro de la cavidad (por ejemplo, un cable coaxial terminado por una sonda eléctrica o una guía de onda acoplada mediante un iris) y un medio de excitación de salida del mismo tipo permite hacer que la onda salga de la cavidad.

35 Un filtro de paso de banda permite la propagación de una onda en un determinado intervalo de frecuencia y atenúa esta onda para las demás frecuencias. De este modo, se define un ancho de banda y una frecuencia central del filtro. Para unas frecuencias alrededor de su frecuencia central, un filtro de paso de banda presenta una alta transmisión y una baja reflexión.

El ancho de banda del filtro se caracteriza de diferentes formas según el tipo de filtro.

40 El parámetro S es un parámetro que informa de los rendimientos del filtro en términos de reflexión y de transmisión. S11, o S22, corresponde a una medición de la reflexión y S12, o S21, a una medición de la transmisión.

Un filtro realiza una función de filtrado. Esta función puede, por lo general, aproximarse a través de unos modelos matemáticos (funciones de Chebychev, de Bessel, etc.). Estas funciones se basan, por lo general, en las relaciones de polinomios.

45 Para un filtro que realiza una función de filtrado de tipo Chebychev o Chebychev generalizado, el ancho de banda del filtro se determina en equi-ondulación del S11 (o S22), por ejemplo a 15 dB o 20 dB de reducción de la reflexión con respecto a su nivel fuera de banda. Para un filtro que realiza una función de tipo Bessel, se toma la banda a -3 dB (cuando S1 se cruza con S11 si el filtro presenta pérdidas insignificantes).

50 Un filtro comprende tradicionalmente al menos un resonador que comprende la cavidad metálica y el elemento dieléctrico. Una forma de resonancia del filtro corresponde a una distribución particular del campo electromagnético que se excita a una frecuencia particular.

Con el fin de aumentar su selectividad, es decir su capacidad para atenuar la señal fuera del ancho de banda, estos filtros pueden estar compuestos por una pluralidad de resonadores acoplados entre sí.

55 La frecuencia central y el ancho de banda del filtro dependen a la vez de la geometría de las cavidades y de los elementos dieléctricos, así como del acoplamiento de los resonadores entre sí y de los acoplamientos con los medios de excitación de entrada y de salida del filtro. Unos medios de acoplamiento son, por ejemplo, unas aberturas o ranuras denominadas iris, unas sondas eléctricas o magnéticas, o unas líneas de microondas.

El filtro deja pasar una señal cuya frecuencia está situada en el ancho de banda, pero sin embargo la señal se

atenúa por las pérdidas del filtro.

La sintonización del filtro que permite obtener unos máximos de transmisión para una banda de frecuencia determinada es muy difícil de realizar y depende del conjunto de los parámetros del filtro. Además, depende de la temperatura.

- 5 Con el fin de llevar a cabo un ajuste del filtro para obtener una frecuencia central precisa del filtro, las frecuencias de resonancia de los resonadores del filtro se pueden modificar muy ligeramente por medio de tornillos metálicos, pero este procedimiento llevado a cabo de manera empírica, cuesta mucho tiempo y solo permite una muy baja capacidad de sintonización en frecuencia, tradicionalmente del orden de algunos %. En este caso, el objetivo no es la capacidad de sintonización sino la obtención de un valor preciso de la frecuencia central, y se desea obtener una sensibilidad reducida de la frecuencia de cada resonador en relación con la profundidad del tornillo.

La simetría circular o cuadrada de los resonadores simplifica el diseño del filtro.

De manera general, un resonador presenta según su geometría uno o varios modos de resonancia caracterizados cada uno por una distribución particular (característica) del campo electromagnético que provoca una resonancia de la microonda en la estructura a una frecuencia particular. Por ejemplo, unos modos de resonancia TE (por Transversal Eléctrico o H en terminología anglosajona) o TM (por Transversal Magnético o E en terminología anglosajona) que presentan un cierto número de máximos de energía identificados por unos índices, se pueden excitar dentro del resonador a diferentes frecuencias. La figura 1 describe, a título de ejemplo, las frecuencias de resonancia de los diferentes modos para una cavidad circular vacía en función de las dimensiones de la cavidad (diámetro D y altura A).

- 20 Para optimizar la compacidad de los filtros, se conocen de la técnica unos filtros resonadores que funcionan en varios modos (tradicionalmente 2 o 3). En particular, se conocen los filtros que funcionan en un modo dual ("dual mode filter" en terminología anglosajona). Estos modos presentan dos polarizaciones perpendiculares Px y Py que presentan una distribución característica y específica del campo electromagnético dentro de la cavidad: las distribuciones de los campos electromagnéticos que corresponden a las dos polarizaciones son ortogonales y se deducen la una de la otra mediante una rotación de 90° alrededor de un eje de simetría del resonador.

- 25 Si la simetría del resonador es perfecta, las dos polarizaciones ortogonales presentan la misma frecuencia de resonancia y no están acopladas. El acoplamiento entre polarizaciones se obtiene rompiendo la simetría, por ejemplo introduciendo una discontinuidad (perturbación) a 45° de los ejes Px y Py de polarización, tradicionalmente utilizando unos tornillos metálicos.

- 30 Además, las frecuencias de resonancia se pueden sintonizar (eventualmente en unas frecuencias diferentes) introduciendo unas discontinuidades (perturbaciones) en los ejes Px y Py de polarización.

De este modo, las dos polarizaciones Px y Py de un modo dual pueden resonar en una misma frecuencia (simetría en los ejes de polarización) o en dos frecuencias ligeramente diferentes (disimetría en los ejes de polarización).

- 35 De este modo, los modos duales permiten realizar dos resonancias electromagnéticas en un elemento resonante único. Se pueden utilizar varios modos que presentan estas distribuciones de campo particulares. Por ejemplo, los modos (H11n) duales de calidad se utilizan mucho en los filtros con cavidades ya que alcanzan un buen equilibrio entre un fuerte factor de calidad (mayor cuanto más grande es el índice n), unas dimensiones reducidas (aproximadamente un factor 2 empleando unos modos duales) y un aislamiento de frecuencia importante con respecto a los demás modos de resonancias (que no se desea acoplar para garantizar el correcto funcionamiento del filtro).

En el documento EP 1575118 se da a conocer un ejemplo de un filtro de paso de banda sintonizable en frecuencia.

### **Objetivo de la invención**

- 45 La presente invención tiene como objetivo realizar unos filtros de tipo cavidad con elementos dieléctricos, compactos, sintonizables en frecuencia central, y que no presentan los inconvenientes mencionados con anterioridad (factor de calidad y pérdidas de RF degradados por la capacidad de sintonización, mala capacidad de potencia...).

### **Descripción de la invención**

Para ello, la invención tiene por objeto un filtro de paso de banda para microondas, sintonizable en frecuencia, que comprende al menos un resonador:

- 50 - comprendiendo cada resonador:

\* una cavidad que presenta una pared conductora sustancialmente cilíndrica en un eje Z que presenta una altura A, identificándose una posición z en el eje Z mediante una abscisa z comprendida entre 0 y A, y estando al menos parcialmente cerrada en los dos extremos; y

\* al menos un elemento dieléctrico dispuesto en el interior de la cavidad,

- 55 - resonando dicho resonador en un modo para el cual dos polarizaciones perpendiculares presentan respectivamente unas distribuciones del campo electromagnético dentro de la cavidad que se deducen la una de la otra mediante una rotación de 90°;

- presentando dicho modo en dicha cavidad N máximos y N+1 mínimos de campo eléctrico sustancialmente situados en un plano perpendicular al eje z, correspondiendo los dos extremos del cilindro respectivamente de las abscisas  $z = 0$  y  $z = A$  a unos mínimos de campo eléctrico, estando unos mínimos y unos máximos sucesivos separados por una distancia de separación  $A/2N$ ,
- 5 caracterizado porque comprende:
- unos medios de rotación adaptados para hacer que dicho elemento gire en un eje R sustancialmente perpendicular al eje Z, entre al menos una primera posición y una segunda posición;
  - comprendiendo dicho elemento al menos un primer extremo de modo que:
    - \* en una primera posición dicho elemento está sustancialmente dispuesto en un plano perpendicular al eje Z y el centro de dicho primer extremo está dispuesto a una altura dentro de la cavidad que corresponde sustancialmente a unos mínimos del campo eléctrico;
    - \* en una segunda posición dicho elemento es sustancialmente paralelo a Z y dicho primer extremo está dispuesto en un plano que corresponde sustancialmente a unos máximos de campo eléctrico de aproximadamente +/- 30 %.
- 10
- 15 Preferentemente, el elemento dieléctrico presenta una parte central de forma alargada y un primer extremo que presenta una sección superior a una sección de la parte central.  
Preferentemente, el elemento en la segunda posición presenta una forma de modo que el volumen atravesado por una polarización es sustancialmente idéntico al volumen atravesado por la polarización ortogonal. Preferentemente, el elemento en la segunda posición presenta una forma tal que es invariable por rotación de  $90^\circ$  alrededor del eje Z.
- 20 Según una forma de realización, la forma del elemento comprende dos planos de simetría ortogonales, un plano de simetría que coincide con un plano que comprende un eje de polarización y el eje Z, cuando el elemento está en la segunda posición.  
Según una forma de realización, el elemento comprende un segundo extremo de modo que:
- \* en la primera posición el centro del segundo extremo está dispuesto a una altura dentro de la cavidad que corresponde sustancialmente a unos mínimos del campo eléctrico;
  - \* en la segunda posición el segundo extremo está dispuesto en un plano que corresponde a unos máximos de campo eléctrico de aproximadamente +/- 30 %.
- 25
- Preferentemente, la pared sustancialmente cilíndrica presenta una curva directriz seleccionada entre un círculo o un cuadrado.
- 30 Preferentemente, el ángulo de rotación en el eje R entre la primera posición y la segunda posición es sustancialmente igual a  $90^\circ$ .  
Preferentemente, el eje R de rotación es concurrente con el eje Z. Preferentemente, el eje de rotación está situado en una abscisa z que corresponde a unos mínimos de campo eléctrico.  
Según una forma de realización, los medios de rotación comprenden una varilla en el eje R solidario con el elemento y que comprende un material dieléctrico. Preferentemente,  $N = 2$ .
- 35 Según una forma de realización, el filtro según la invención comprende una pluralidad de resonadores y unos medios de acoplamiento adaptados para acoplar entre sí dos resonadores consecutivos.  
En una variante, el filtro según la invención comprende, además, unos medios de unión adaptados para igualar las rotaciones respectivas de los medios de rotación de los resonadores.
- 40 Preferentemente, los medios de unión comprenden la varilla solidaria con una pluralidad de elementos dispuestos a lo largo de la varilla.  
Según una forma de realización, el filtro según la invención comprende, además, unos elementos dieléctricos adicionales dispuestos en el interior de los medios de acoplamiento y solidarios con los medios de unión.
- 45 Según otro aspecto, la invención tiene por objeto un circuito de microondas que comprende al menos un filtro según la invención.
- Se mostrarán otras características, objetivos y ventajas de la presente invención con la lectura de la descripción detallada que viene a continuación y en relación con los dibujos adjuntos, dados a título de ejemplos no limitativos y en los que:
- La figura 1 ilustra los modos de resonancia de una cavidad circular vacía.
  - La figura 2 ilustra unas propiedades características de cavidades de filtro según la invención.
  - La figura 3a ilustra la variación de campo eléctrico dentro de la cavidad para el modo  $H_{111}$  y la figura 3b para el modo  $H_{112}$ .
  - La figura 4 describe un ejemplo del filtro según la invención, la figura 4a en la posición P1 y la figura 4b en la posición P2.
  - La figura 5 describe un primer modo de realización de filtro según la invención.
  - La figura 6 ilustra un ejemplo de forma de extremo del elemento dieléctrico del filtro según la invención.
  - La figura 7 ilustra otro ejemplo de forma de extremo del elemento dieléctrico del filtro según la invención.
  - La figura 8 ilustra otro ejemplo de forma de extremo del elemento dieléctrico del filtro según la invención.
- 50
- 55

- La figura 9 ilustra un segundo ejemplo del filtro según la invención, la figura 9a en la posición P1 y la figura 9b en la posición P2.
- La figura 10 describe una variante de un filtro según la invención, la figura 11a en la posición P1 y la figura 11b en la posición P2.
- 5 - La figura 11 ilustra una vista desde arriba del campo eléctrico que esquematiza la variación del campo eléctrico en sección en la proximidad de un máximo, la figura 11a para la polarización Px y la figura 11b para la polarización Py.
- La figura 12 representa los valores del campo eléctrico dentro de la cavidad, la figura 12a con el dieléctrico en la posición P1 y la figura 12b con el dieléctrico en la posición P2.
- 10 - La figura 13 ilustra un filtro según la invención visto en perspectiva.
- La figura 14 ilustra un filtro según la invención que comprende una pluralidad de resonadores y visto en perspectiva.
- La figura 15 ilustra un ejemplo de comportamiento de frecuencias de un filtro según la invención, la figura 15a en la posición P1 y la figura 15b en la posición P2.
- 15 - La figura 16 ilustra una variante de filtro según la invención.

### Descripción detallada de la invención

La invención consiste en realizar un filtro de paso de banda sintonizable en frecuencia central de tipo "modo dual" a partir de una rotación de al menos un elemento dieléctrico dentro de un resonador R que compone el filtro.

20 El filtro funciona en un modo dual ("dual mode filter"), lo que significa que el resonador resuena en dos polarizaciones perpendiculares denominadas Px y Py que presentan respectivamente unas distribuciones del campo electromagnético dentro de la cavidad 20 que se deducen la una de la otra mediante una rotación de 90°. Las dos polarizaciones pueden resonar a la misma frecuencia o a frecuencias ligeramente diferentes. En este último caso, la respuesta de frecuencia del filtro es disimétrica.

25 Por otra parte, la simetría del modo se rompe para acoplar las dos polarizaciones (véase más adelante). Cada resonador R comprende una cavidad 20 que presenta una pared conductora 21, tradicionalmente metálica, sustancialmente cilíndrica a lo largo de un eje Z, y al menos un elemento dieléctrico dispuesto en el interior de la cavidad. La pared cilíndrica presenta preferentemente una curva directora igual a un círculo o un cuadrado.

30 De este modo, vamos a describir en primer lugar algunas propiedades de cavidades según la invención ilustradas en la figura 2, ignorando el elemento dieléctrico dispuesto en el interior, no representado en la figura 2. La figura 2 describe tres ejemplos de cavidades en una sección transversal del filtro según la invención en un plano que comprende el eje Z.

La cavidad 20 presenta una altura A, y se identifica una posición en el eje Z mediante una abscisa z comprendida entre 0 y A. La cavidad 20 está al menos parcialmente cerrada en los dos extremos. Durante un acoplamiento por el fondo, los extremos de la cavidad comprenden unos elementos de acoplamiento de entrada y de salida.

35 La distribución del campo eléctrico en el eje Z de un modo dual según la invención que resuena dentro de la cavidad 20 presenta unas propiedades particulares. Se denomina modo  $H_{11N}$  y presenta N máximos 22 de campo eléctrico, simbolizados por una línea discontinua de trazos largos en la figura 2, y N+1 mínimos 23 de campo eléctrico simbolizados por una línea discontinua de trazos cortos en la figura 2. Estos máximos y mínimos están sustancialmente situados en un plano perpendicular al eje Z. Los dos extremos del cilindro, respectivamente en las abscisas  $z = 0$  y  $z = A$ , constituidos por un material eléctricamente conductor, por ejemplo metálico, corresponden necesariamente a unos mínimos de campo eléctrico. Además, unos mínimos y unos máximos sucesivos están separados por una distancia de separación  $A/2N$ .

45 La figura 2a ilustra la distribución de los mínimos y de los máximos de campos para una cavidad resonante en el modo  $N = 1$  ( $H_{111}$ ), que representa por lo tanto 1 máximo y 2 mínimos de campo, aquí los dos extremos únicamente. El máximo está situado en una abscisa  $z = A/2$ . Un mínimo y un máximo sucesivos están separados por una distancia de separación  $A/2$ .

La figura 2b ilustra la distribución de los mínimos y los máximos de campos para una cavidad resonante según el modo  $N = 2$  ( $H_{112}$ ), que presenta por lo tanto 2 máximos y 3 mínimos de campo. Fuera de los extremos, el tercer mínimo está situado en una abscisa  $A/2$ , y los 2 máximos respectivamente en unas abscisas  $A/4$ ,  $3A/4$ . Unos mínimos y unos máximos sucesivos están separados por una distancia de separación  $A/4$ .

50 La figura 2c ilustra la distribución de los mínimos y de los máximos de campos para una cavidad resonante según el modo  $N = 3$  ( $H_{113}$ ), que presenta por lo tanto 3 máximos y 4 mínimos de campo. Fuera de los extremos, los otros dos mínimos están situados en las abscisas  $A/3$  y  $2A/3$ , y los 3 máximos respectivamente en las abscisas  $A/6$ ,  $A/2$  y  $5A/6$ . Unos mínimos y unos máximos sucesivos están separados por una distancia de separación  $A/6$ .

55 La figura 3a describe a título ilustrativo la variación del campo E eléctrico en Z dentro de la cavidad para el modo  $H_{111}$  y la figura 3b la variación del campo E eléctrico dentro de la cavidad para el modo  $H_{112}$ .

Para la invención, la presencia de un elemento dieléctrico dentro de la cavidad perturba poco la posición respectiva en Z de los mínimos y de los máximos de campo con respecto al caso de una cavidad vacía.

60 La figura 4 describe un filtro 100 según la invención en una sección transversal en un plano YZ, para un modo  $H_{112}$ . A continuación, los diferentes modos de realización de la invención se ilustran para un modo  $H_{112}$  dual ( $N = 2$ ), pero por supuesto se pueden adaptar para otros valores de N. Tenemos el resonador R, la cavidad 20, la pared 21 metálica, los mínimos 23 (línea discontinua de trazos cortos) y los máximos 22 (línea discontinua de trazos largos).

El filtro 100 según la invención comprende también al menos un elemento 40 dieléctrico dispuesto en el interior de la cavidad 20 que presenta al menos un primer extremo E1. El filtro 100 comprende, además, unos medios de rotación adaptados para hacer que el elemento 40 dieléctrico gire en un eje de rotación R sustancialmente perpendicular al eje Z, entre al menos una primera posición P1 (ilustrada en la figura 4a) y una segunda posición P2 (ilustrada en la figura 4b).

En la primera posición P1 el elemento 40 dieléctrico está sustancialmente dispuesto en un plano perpendicular al eje Z y el centro del primer extremo E1 está dispuesto a una altura dentro de la cavidad que corresponde sustancialmente a unos mínimos del campo eléctrico. Se entiende por centro del extremo el baricentro de la sección extremal del elemento 40 dieléctrico.

De este modo, el conjunto, o la mayor parte, del volumen del elemento 40 dieléctrico (tradicionalmente al menos un 80 % del volumen del dieléctrico) está situado en una zona en la que el campo eléctrico es bajo (tradicionalmente en +/- un 40% en torno a los mínimos de campo). El dieléctrico 40 así colocado perturba poco la cavidad, que funciona entonces en un modo convencional dual de tipo H<sub>11N</sub>.

De este modo, conviene interpretar la expresión “sustancialmente en un plano perpendicular” y la expresión “el centro de dicho primer extremo está dispuesto a una altura dentro de la cavidad que corresponde sustancialmente a unos mínimos del campo eléctrico” de manera amplia, es decir una localización en +/- 40 % de la posición de los mínimos. En efecto, en esta posición P1 el efecto buscado es una pequeña perturbación del campo eléctrico por el dieléctrico colocado en una zona en la que el campo eléctrico es bajo.

El elemento 40 dieléctrico y la cavidad 20 están adaptados de modo que la primera posición P1 corresponde a una geometría de resonador que resuena en modo dual en una primera frecuencia f1 central.

En la segunda posición P2, después de la rotación alrededor del eje R, el elemento 40 dieléctrico es sustancialmente paralelo a Z y su primer extremo E1 está dispuesto en un plano que corresponde a unos máximos de campo eléctrico de aproximadamente +/- 30 %. La zona 41 que corresponde a los máximos +/- un 30 % está sombreada en la figura 4b. Preferentemente, el primer extremo E1 está situado en la zona próxima a los máximos más cercana a los mínimos donde está situado el dieléctrico 40 en la primera posición P1.

La zona 41 sombreada presenta una anchura Δ total en Z de:

$$\Delta = (A/2N+30\%) - (A/2N-30\%) = 0,6 A/2N,$$

centrada en torno a unos máximos 22.

Se considera que esta zona corresponde a una zona en la que el campo E eléctrico presenta un valor suficientemente importante para ser perturbado por el elemento 40 dieléctrico, que en la posición P2 presenta una parte importante de su volumen en el interior de esta zona 41.

La perturbación del campo provoca una modificación de la frecuencia central del filtro 100. De este modo, el elemento 40 dieléctrico y la cavidad 20 están adaptados de modo que la segunda posición P2 corresponde a una geometría de resonador que resuena en modo dual en una segunda frecuencia f2 central.

La rotación del dieléctrico 40 entre al menos dos posiciones P1 y P2 permite modificar la frecuencia central de resonancia del filtro 100 según la invención, en al menos dos valores f1 y f2, lo que está adaptado para aplicaciones de tipo “salto de canal”.

De manera general, la forma del elemento 40 dieléctrico, la posición del eje R y el valor del ángulo de rotación entre las dos posiciones, se optimizan para permitir la resonancia del resonador R en un modo dual en al menos dos frecuencias f1 y f2 centrales, una primera frecuencia f1 que corresponde a un modo de cavidad poco perturbado por el dieléctrico 40 en la posición P1, una segunda frecuencia f2 que corresponde a un modo de cavidad perturbado por el dieléctrico 40 en la posición P2.

El dieléctrico en la posición P2 concentra el campo eléctrico, lo que reduce la frecuencia de resonancia. En efecto, de manera general la frecuencia de resonancia de un medio es inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la permitividad (permitividad relativa εr igual a 1 para el vacío; y superior a 1 para un dieléctrico). Dicho de otro modo, la onda electromagnética se propaga menos rápido en un medio muy dieléctrico: para una misma duración esta recorre menos distancia en un dieléctrico que en el vacío para una misma frecuencia. Por lo tanto, cuanto más alta es la permitividad más pequeño es el sistema (o a dimensiones iguales, más baja es la frecuencia).

La cavidad del filtro según la invención está compuesta por aire (εr = 1,00) y por dieléctrico (εr tradicionalmente de entre 10 y 40). Existe, por lo tanto, una permitividad efectiva comprendida entre ambos. Esta permitividad efectiva depende del modo utilizado, y de la posición del dieléctrico dentro de la cavidad. De este modo, la permitividad efectiva es más baja para el modo poco perturbado que para el modo perturbado. En efecto, en el segundo caso el dieléctrico está colocado esencialmente en la zona en la que el campo es fuerte (en la proximidad de unos máximos de campo eléctrico), impacta con fuerza lo que genera un aumento de la permitividad efectiva (por lo tanto, una reducción de la frecuencia).

En una utilización clásica de un filtro según un modo dual, la permitividad relativa es constante. Un filtro dual ágil en frecuencia se realiza clásicamente utilizando una tapa móvil que reduce el volumen de la cavidad, y por lo tanto hace que aumente la frecuencia de resonancia.

De este modo, un filtro 100 según la invención presenta numerosas ventajas. El filtro es a la vez “dual”, con todas las ventajas asociadas como la compacidad, y sintonizable. Los rendimientos de RF no se ven sustancialmente degradados por el cambio de frecuencia y el factor Q de calidad tampoco se ve sustancialmente degradado. En efecto, las pérdidas del filtro tienen varios orígenes:

- 5 1/ metálicas (paredes de la cavidad, más fuerte cuanto más cerca de las paredes está el campo fuerte)
- 2/ dieléctricas (más fuerte cuando el campo fuerte está localizado en el dieléctrico).

En el estado poco perturbado, el campo está poco concentrado en el dieléctrico y está relativamente cerca de las paredes. En el estado perturbado, está un poco más concentrado, tradicionalmente alrededor del dieléctrico. Por lo tanto, en el estado perturbado, hay más pérdidas dieléctricas, pero al ser atraído el campo por el dieléctrico, se aleja de las paredes, lo que induce una reducción de las pérdidas metálicas.

10 La forma del dieléctrico está optimizada para que las pérdidas sean lo más pequeñas posibles en ambos casos. La variación es en todos los casos muy pequeña comparada con las soluciones que utilizan elementos de sintonización como los diodos o los MEMS.

Tradicionalmente, para un filtro según la invención, se obtiene un factor  $Q > 10.000$ .

15 Además, presenta una banda estrecha (véase más adelante un ejemplo de rendimiento en función de la frecuencia). Además, el filtro es capaz de soportar una señal de microondas de alta potencia, tradicionalmente superior a 150 W. Estos niveles de capacidad de potencia son imposibles de considerar con unos componentes semiconductores o unos MEMS. Algunas formas de realización presentan la ventaja de simplificar el diseño y la optimización del filtro. En un primer ejemplo ilustrado en la figura 5, el eje R de rotación es concurrente con el eje Z, está situado en una abscisa z que corresponde a unos mínimos de campo eléctrico, aquí  $A/2$  en el modo preferente  $H_{112}$ ,  $N = 2$  y está en un eje X que corresponde a un eje  $P_x$  de polarización del modo dual. Según una forma de realización, el eje R de rotación es perpendicular al eje Z.

20 Las figuras 5a y 5b corresponden a la posición P1, las figuras 5c y 5d corresponden a la posición P2. Las figuras 5c y 5d corresponden a una sección transversal en el plano YZ, las figuras 5b y 5d corresponden a una sección transversal en el plano XZ.

25 Según una forma de realización ilustrada en la figura 5, el ángulo de rotación en el eje R entre la primera posición P1 y la segunda posición P2 es sustancialmente igual a  $90^\circ$ .

30 Según una forma de realización ilustrada en la figura 5, los medios de rotación comprenden una varilla 50 en el eje R solidario con el elemento y que comprende un material dieléctrico. Este sistema de varilla permite reconfigurar el filtro, bien en vuelo (utilizando, por ejemplo, un motor paso a paso que controla la rotación de la varilla y, por lo tanto, del elemento 40 dieléctrico), o bien en tierra (flexibilidad operativa).

35 Según una forma preferente también ilustrada en la figura 5, el elemento 40 dieléctrico presenta una parte  $P_c$  central de forma alargada y al menos un extremo E1 que presenta una sección  $S_e$  superior a una sección  $S_c$  de la parte central  $P_c$ . Esta forma particular de elemento dieléctrico permite maximizar el efecto perturbador del dieléctrico colocando el máximo de volumen, que corresponde al volumen del extremo E1, en la zona 41 en la posición P2.

En los modos  $H_{11N}$ , el campo eléctrico se concentra en la proximidad del eje Z. La forma del dieléctrico, con el fin de perturbar el campo debe, por lo tanto, optimizarse de forma preferente para que en la posición P2 un volumen importante de extremo dieléctrico esté localizado en la proximidad del eje Z.

40 De manera general, para un correcto funcionamiento del filtro en modo dual, el elemento 40 dieléctrico en la segunda posición P2 presenta una forma de modo que el volumen atravesado por una polarización, por ejemplo  $P_x$ , es sustancialmente idéntico al volumen atravesado por la polarización  $P_y$  ortogonal. Esta condición debe cumplirse para la parte del volumen del elemento 40 dieléctrico situada en la zona en la que el campo eléctrico es máximo, esto es tradicionalmente en la zona 41, ya que es principalmente en esta zona 41 en la que el campo eléctrico está perturbado por la presencia del dieléctrico 40.

45 Esta condición se da, por ejemplo, cuando el extremo E1 del elemento 40 presenta en la segunda posición una forma tal que es invariante por rotación de  $90^\circ$  alrededor del eje Z.

La forma cuadrada del extremo E1 del elemento 40 de la figura 5 presenta esta propiedad.

La parte central alargada puede también, llegado el caso, presentar este tipo de propiedad (por ejemplo, una parte alargada cuadrada o circular).

50 Del mismo modo, una forma en L del extremo E1 del elemento 40 ilustrado en la figura 6 (vista desde arriba) verifica esta propiedad de invariancia por rotación de  $90^\circ$ .

También se da la condición cuando la forma del elemento 40 comprende dos planos de simetría ortogonales, coincidiendo cada plano de simetría con un plano que comprende un eje de polarización y el eje Z, cuando el elemento 40 está en la segunda posición P2:

55 Planos de simetría:  $P_xZ$  y  $P_yZ$ ,  $P_x$  y  $P_y$  ejes de polarización del modo dual (X e Y en las figuras 5 y 6).

La figura 7 ilustra un elemento 40 dieléctrico cuyo extremo presenta una forma en cruz (vista desde arriba), que presenta a la vez los dos planos de simetría ortogonales anteriores y una invariancia por rotación de  $90^\circ$  alrededor de Z en la posición P2.

60 Por motivos de tamaño, puede no ser posible colocar el eje R de rotación concurrente con el eje Z, y el eje R se desplaza, por lo tanto, lateralmente, como se ilustra en la figura 8. En este caso, el elemento 40 dieléctrico presenta una parte  $P_c$  central también desplazada. Con el fin de igualar el volumen atravesado por las dos polarizaciones  $P_x$  y  $P_y$  en la segunda posición P2, principalmente en la zona 41 en la que el campo eléctrico presenta unos máximos,

el extremo E1 se centra en el eje Z y puede presentar las anteriores propiedades con respecto a este eje Z.

La condición anterior, según la cual el volumen de dieléctrico atravesado, especialmente en la zona 41, es preferentemente idéntico para las dos polarizaciones, se entiende de manera global. Se puede introducir una ligera disimetría, por ejemplo desplazando y modificando la forma cuadrada inicial en un rectángulo, como se ilustra con una línea 80 de puntos en la figura 8. Esta disimetría permite, en combinación con o en sustitución de los tornillos metálicos a 45°, acoplar las polarizaciones entre sí. Tradicionalmente, una modificación de las dimensiones del orden de entre un 1 % y un 5 % puede realizar el acoplamiento. Esta disimetrización del volumen del elemento en la zona 41 es, por supuesto, compatible con cualquier forma de elemento 40 dieléctrico.

Según un segundo ejemplo ilustrado en la figura 9 (primera posición P1 de la figura 9a y segunda posición P2 de la figura 9b) el elemento 40 comprende un segundo extremo E2 de modo que en la primera posición P1 el centro del segundo extremo E2 está dispuesto a una altura dentro de la cavidad que corresponde sustancialmente a unos mínimos del campo eléctrico, en la segunda posición P2 dicho segundo extremo E2 está dispuesto en un plano que corresponde a unos máximos de campo eléctrico de aproximadamente +/- 30 %.

En esta forma de realización, cada uno de los extremos perturba el campo eléctrico en la posición P2. Cada extremo está situado en una zona 41 que corresponde a una altura en abscisa z igual al  $\Delta$  definido con anterioridad. Esta forma de realización presenta la ventaja de realizar una perturbación mayor que con un único extremo, lo que permite una mayor excursión de frecuencia central y permite mantener una estructura simétrica con respecto al centro de la cavidad.

Se describe una variante de esta forma de realización en la figura 10 (figura 10a para la posición P1 y figura 10b para la posición P2). El eje R es concurrente con Z, y el elemento 40 dieléctrico presenta una parte central alargada cuyo eje está situado en el plano perpendicular a Z que corresponde a un mínimo de campo eléctrico, aquí de abscisa  $z = A/2$  en la posición P1, y una simetría con respecto a este plano. El extremo E1 presenta una sección superior y es, por ejemplo, de forma cuadrada. En la posición P2, se obtiene de este modo un elemento dieléctrico que perturba mucho el campo eléctrico, con una gran parte del volumen del dieléctrico 40 en una zona 41, estando el volumen del dieléctrico además concentrado en la proximidad de Z en una zona 90 de concentración.

La figura 11 ilustra una vista desde arriba del campo eléctrico, que esquematiza la variación del campo en sección en la proximidad de un máximo. La figura 11a corresponde a la polarización Px (en X) y la figura 11b a la polarización Py (en Y). Cada polarización es máxima en su eje, y en el centro de la cavidad, y se reduce a medida que se aproxima a la pared circular. La distribución del campo que corresponde a una polarización se deduce de la distribución del campo que corresponde a la otra polarización mediante una rotación de 90° alrededor de Z.

La figura 12 representa los valores del campo eléctrico dentro de la cavidad para el dieléctrico en la posición P1 (figura 12a) y en la posición P2 (figura 12b) para una polarización. Los valores de máximo de campo están concentrados en la zona 90 de concentración.

La figura 13 ilustra un filtro 100 según la invención visto en perspectiva (figura 13a en la posición P1 y figura 13b en la posición P2), esquematizando la nube de puntos las zonas de máximo de campo. El filtro presenta, además, de manera clásica, unos medios respectivamente 111 de entrada y 112 de salida que permiten que la microonda respectivamente penetre y salga del filtro. La pared presenta una curva directriz igual a un círculo. El acoplamiento es aquí lateral, pero el filtro según la invención es por supuesto compatible con un acoplamiento por el fondo.

En una variante, el filtro 100 comprende una pluralidad de resonadores y unos medios de acoplamiento adaptados para acoplar entre sí dos resonadores consecutivos.

La figura 14 (figura 14a en la posición P1, figura 14b en la posición P2) ilustra un filtro 100 que comprende dos resonadores R1 y R2 que comprenden cada uno una cavidad 131 y 133, y un elemento 130, 132 dieléctrico, estando los resonadores acoplados entre sí utilizando un medio 101 de acoplamiento, aquí un iris. Unos medios 111 de entrada y 112 de salida permiten que la microonda respectivamente penetre y salga del filtro. Unos tornillos 135 metálicos contribuyen al acoplamiento de las polarizaciones entre sí.

Cada resonador comprende una pared cilíndrica y el acoplamiento es lateral. Los elementos 130 y 132 dieléctricos sucesivos están alineados en un mismo eje y son solidarios con una misma varilla 50. Esta geometría presenta la ventaja de permitir el control del conjunto de las rotaciones de la pluralidad de elementos con un mismo elemento, la varilla.

De este modo, en una variante, el filtro según la invención comprende, además, unos medios de unión para igualar las rotaciones respectivas de los medios de rotación de los elementos dieléctricos. De manera ventajosa, los medios de unión comprenden la varilla 50 solidaria con una pluralidad de elementos 130, 132 dispuestos a lo largo de la varilla 50.

El filtro 100 de la figura 14 comprende dos cavidades, resonando cada una en dos polarizaciones, y de este modo constituye un filtro denominado "4 polos".

Por supuesto, la invención es compatible con 3 cavidades (o más), que permiten obtener un ancho de banda más estrecho. Según una variante, se insertan unos elementos dieléctricos adicionales, dispuestos en el interior de los medios 101 de acoplamiento entre las cavidades. Estos elementos dieléctricos adicionales son solidarios con el medio de unión, por ejemplo de la varilla 50, de modo que llevan a cabo una rotación idéntica a la de los elementos 130 y 132 dieléctricos. Estos presentan, además, una forma adaptada de modo que se garantice un acoplamiento óptimo de los resonadores entre sí para las dos posiciones P1 y P2 de los elementos 130, 132 dieléctricos. En una variante, cuando el eje de rotación pasa al interior de los medios 111 de entrada y 112 de salida, se disponen unos elementos dieléctricos adicionales en el interior de estos medios 111 y 112.

## ES 2 569 054 T3

Se ilustra un ejemplo de comportamiento de frecuencias del filtro de la figura 14 en la figura 15 (figura 15a en la posición P1, figura 15b en la posición P2). El modo dual es de tipo  $H_{112}$  y los parámetros del filtro de este ejemplo son:

- 5      Altura A: 35 mm; diámetro del cilindro: 25 mm; elemento dieléctrico de BMT (permitividad 24,7) de forma alargada, dimensión del extremo cuadrado: lado 4,8 mm x 4,9 mm y grosor 1,5 mm.

Las curvas 141 y 142 (línea continua) corresponden a las curvas de tipo S11 (reflexión del filtro) y las curvas 143 y 144 (línea de puntos) a las curvas de tipo S21 (transmisión del filtro). Entre las dos posiciones P1 ( $f_1 = 11.350$  MHz) y P2 ( $f_2 = 10.750$  MHz) se comprueba una variación de aproximadamente 600 MHz (un 6,5 % de la frecuencia de resonancia).

- 10     Los medios de rotación también pueden comprender un motor paso a paso para controlar la rotación de los elementos dieléctricos, en el caso en el que debe llevarse a cabo una reconfiguración del filtro en vuelo, por ejemplo.

- 15     La figura 16 describe una variante de la invención según la cual una guía de onda 150 acodada está acoplada a los medios 111 de entrada para permitir a la vez la mezcla de la microonda y la salida de la varilla del filtro 100. La guía de onda está atravesada por un orificio que permite que la varilla salga con el fin de controlarla en rotación, por ejemplo, mediante un motor paso a paso.

Según otro aspecto, la invención tiene por objeto un circuito de microondas que comprende al menos un filtro 100 según la invención.

**REIVINDICACIONES**

1. Filtro (100) de paso de banda para microonda, sintonizable en frecuencia, que comprende al menos un resonador (R),

- comprendiendo cada resonador:

5 \* una cavidad (20) que presenta una pared (21) conductora sustancialmente cilíndrica en un eje Z que presenta una altura A, identificándose una posición z en el eje Z mediante una abscisa z comprendida entre 0 y A, y estando al menos parcialmente cerrada en los dos extremos; y  
 \* al menos un elemento (40) dieléctrico dispuesto en el interior de la cavidad,

10 - resonando dicho resonador en un modo para el cual dos polarizaciones (Px, Py) perpendiculares presentan respectivamente unas distribuciones del campo electromagnético en la cavidad que se deducen la una de la otra mediante una rotación de 90°;

15 - presentando dicho modo en dicha cavidad N máximos (22) y N+1 mínimos (23) de campo eléctrico sustancialmente situados en un plano perpendicular al eje Z, correspondiendo los dos extremos del cilindro respectivamente de las abscisas z = 0 y z = A a los mínimos de campo eléctrico, estando unos mínimos y unos máximos sucesivos separados por una distancia de separación A/2N,

**caracterizado porque comprende:**

- unos medios de rotación adaptados para hacer que dicho elemento gire en un eje R sustancialmente perpendicular al eje Z, entre al menos una primera posición (P1) y una segunda posición (P2);  
 - comprendiendo dicho elemento al menos un primer extremo (E1) de modo que:

20 \* en una primera posición (P1) dicho elemento está sustancialmente dispuesto en un plano perpendicular al eje Z y el centro de dicho primer extremo (E1) está dispuesto a una altura dentro de la cavidad que corresponde sustancialmente a unos mínimos del campo eléctrico;

25 \* en una segunda posición (P2) dicho elemento es sustancialmente paralelo a Z y dicho primer extremo (E1) está dispuesto en un plano que corresponde a unos máximos de campo eléctrico de aproximadamente +/- 30 %.

2. Filtro según la reivindicación 1 en el que dicho elemento (40) dieléctrico presenta una parte (Pc) central de forma alargada y un primer extremo (E1) que presenta una sección (Se) superior a una sección (Sc) de la parte central.

30 3. Filtro según una de las reivindicaciones anteriores en el que dicho elemento en la segunda posición (P2) presenta una forma de modo que el volumen atravesado por una polarización (Px, Py) es sustancialmente idéntico al volumen atravesado por la polarización (Py, Px) ortogonal.

4. Filtro según una de las reivindicaciones anteriores en el que dicho elemento en la segunda posición (P2) presenta una forma tal que es invariante por rotación de 90° alrededor del eje Z.

35 5. Filtro según una de las reivindicaciones anteriores en el que la forma del elemento (40) comprende dos planos de simetría ortogonales, un plano de simetría que coincide con un plano que comprende un eje (Px, Py) de polarización y el eje Z, cuando el elemento (40) está en la segunda posición (P2).

6. Filtro según una de las reivindicaciones anteriores en el que dicho elemento comprende un segundo extremo (E2) de modo que:

40 \* en la primera posición (P1) el centro de dicho segundo extremo (E2) está dispuesto a una altura dentro de la cavidad que corresponde sustancialmente a unos mínimos del campo eléctrico;

\* en la segunda posición (P2) dicho segundo extremo (E2) está dispuesto en un plano que corresponde a unos máximos de campo eléctrico de aproximadamente +/- 30 %.

7. Filtro según una de las reivindicaciones anteriores en el que dicha pared sustancialmente cilíndrica presenta una curva directriz seleccionada entre un círculo y un cuadrado.

45 8. Filtro según una de las reivindicaciones anteriores en el que el ángulo de rotación en el eje R entre la primera posición (P1) y la segunda posición (P2) es sustancialmente igual a 90°.

9. Filtro según una de las reivindicaciones anteriores en el que el eje R de rotación es concurrente con el eje Z.

10. Filtro según una de las reivindicaciones anteriores en el que el eje de rotación está situado en una abscisa z que corresponde a unos mínimos de campo eléctrico.

50 11. Filtro según una de las reivindicaciones anteriores en el que dichos medios de rotación comprenden una varilla (50) en el eje R solidario con el elemento y que comprende un material dieléctrico.

12. Filtro según una de las reivindicaciones anteriores en el que  $N = 2$ .
13. Filtro según una de las reivindicaciones anteriores que comprende una pluralidad de resonadores (R1, R2) y unos medios (101) de acoplamiento adaptados para acoplar entre sí dos resonadores consecutivos.
- 5 14. Filtro según la reivindicación 13 que comprende, además, unos medios de unión adaptados para igualar las rotaciones respectivas de los medios de rotación de los resonadores.
15. Filtro según la reivindicación 14 en el que los medios de unión comprenden dicha varilla (50) solidaria con una pluralidad de elementos dispuestos a lo largo de la varilla.
16. Filtro según las reivindicaciones 14 a 15 que comprende, además, unos elementos dieléctricos adicionales dispuestos en el interior de los medios (101) de acoplamiento y solidarios con los medios (50) de unión.
- 10 17. Circuito de microondas que comprende al menos un filtro según una de las reivindicaciones anteriores.

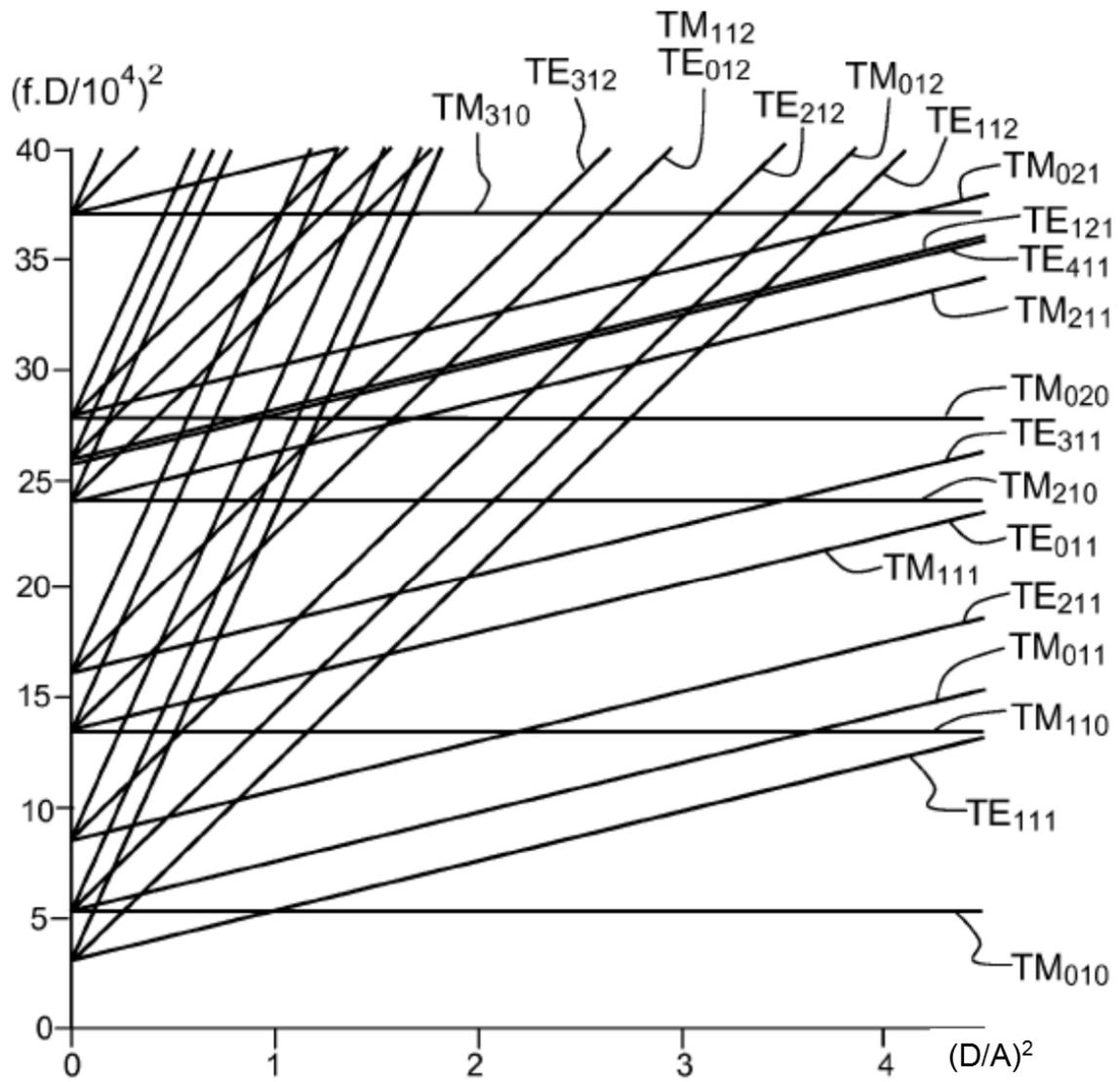
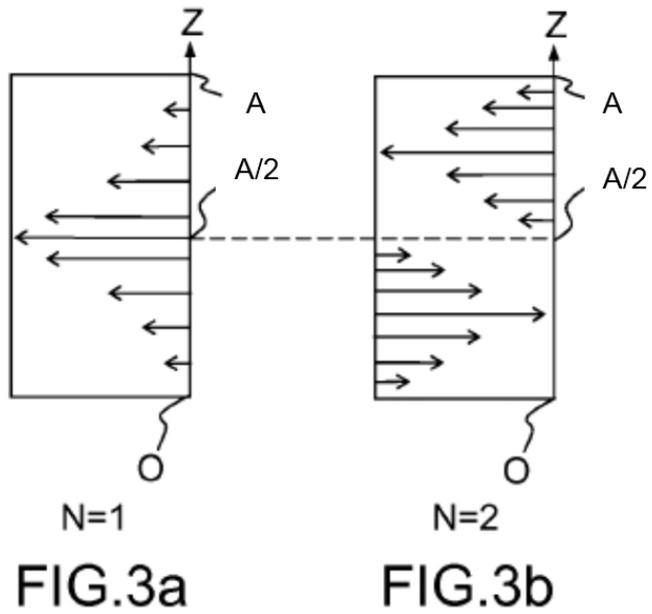
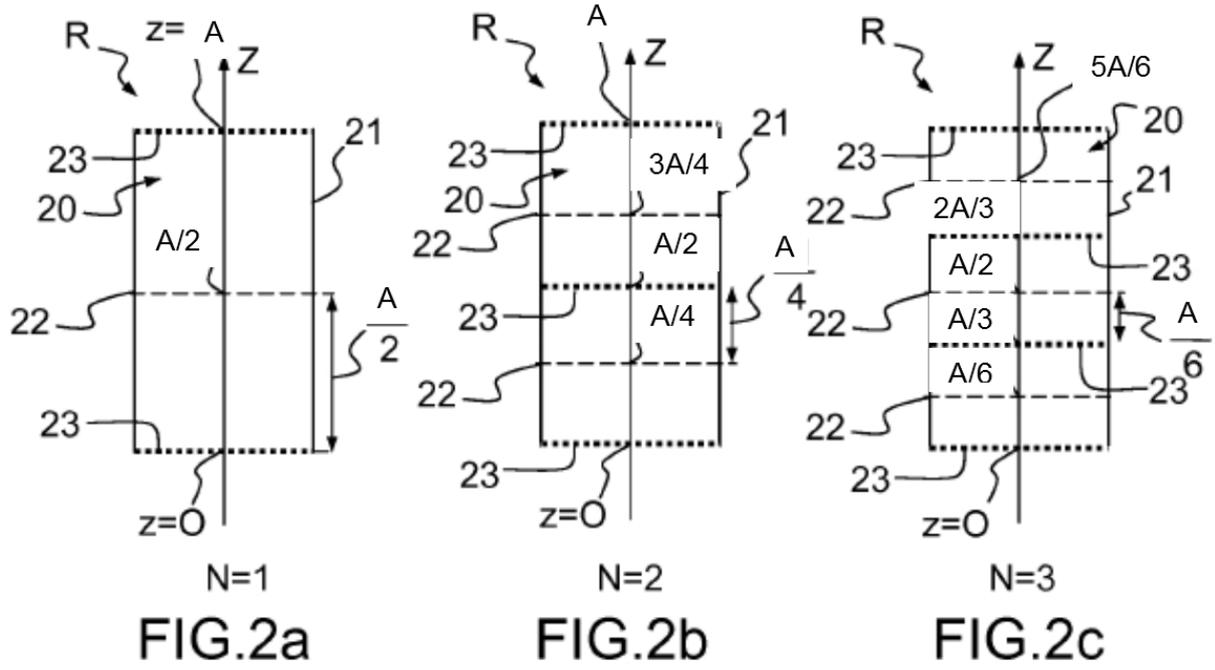


FIG.1



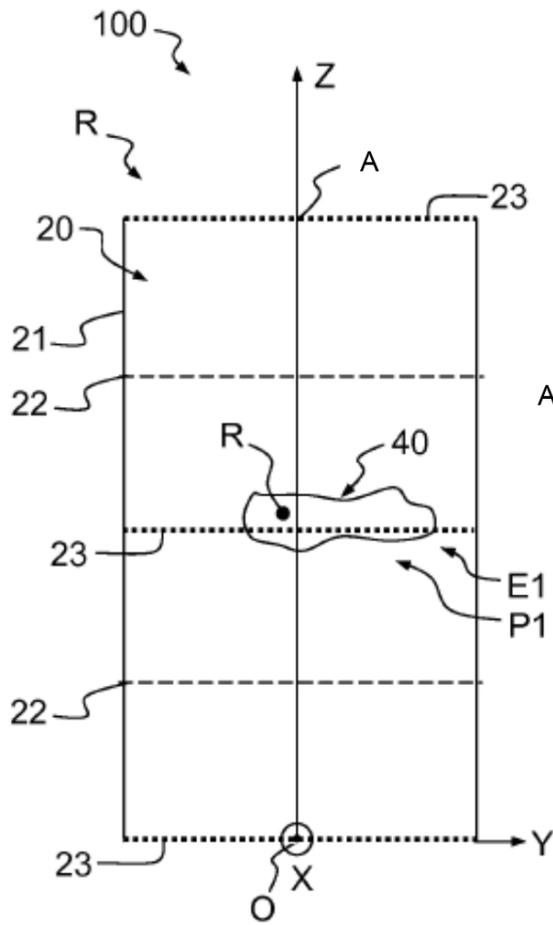


FIG. 4a

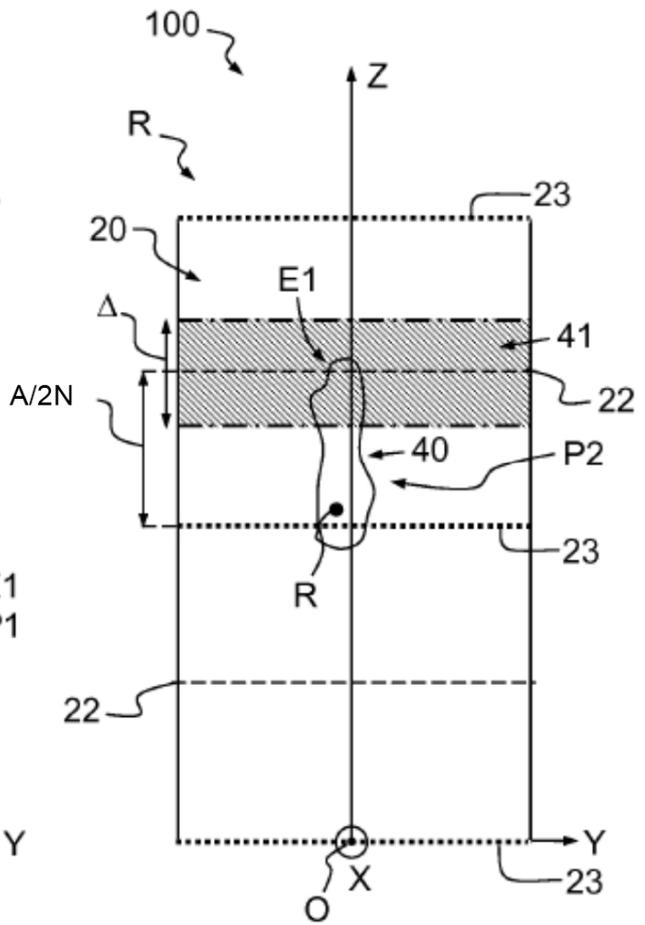


FIG. 4b

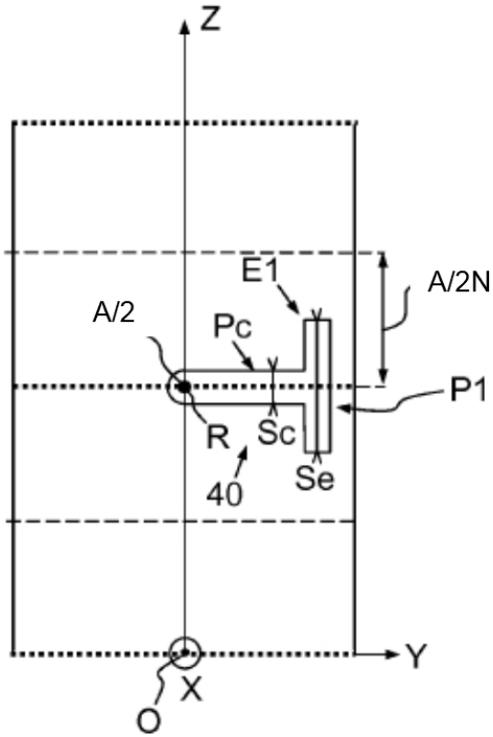


FIG. 5a

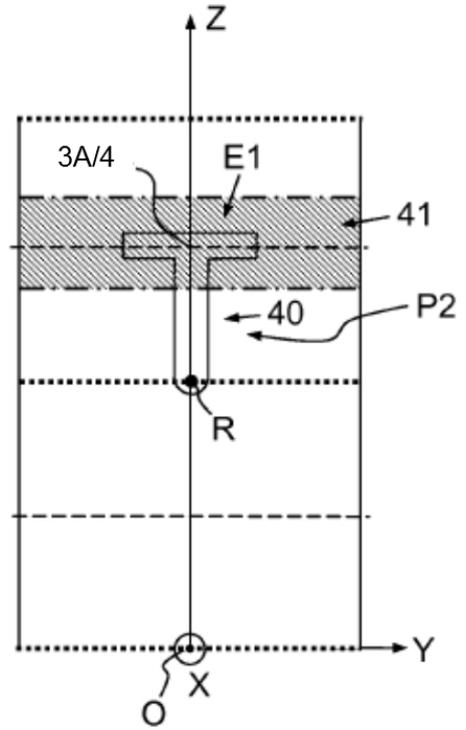


FIG. 5c

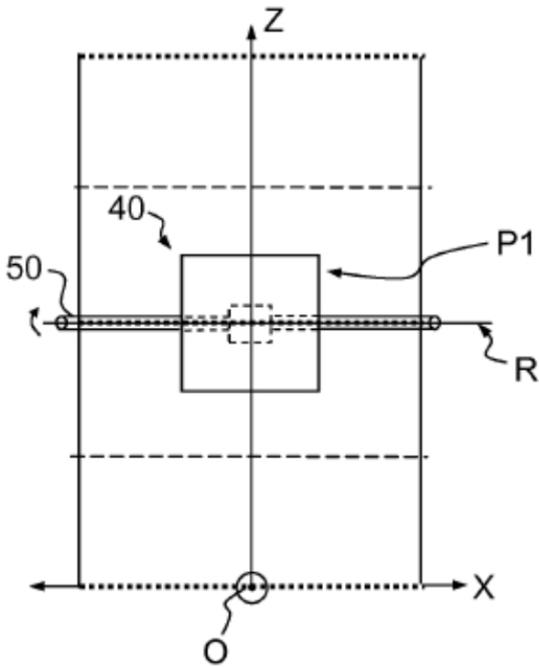


FIG. 5b

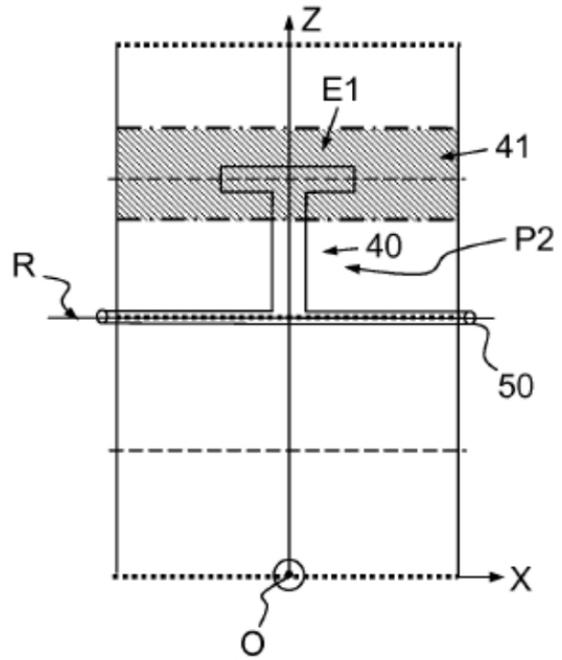


FIG. 5d

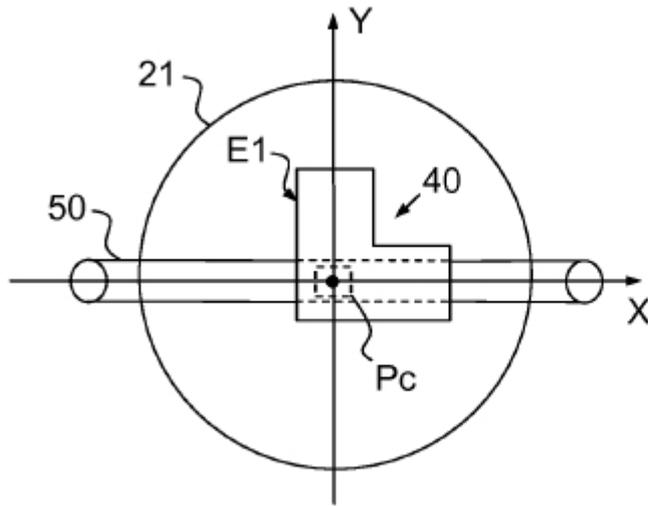


FIG. 6

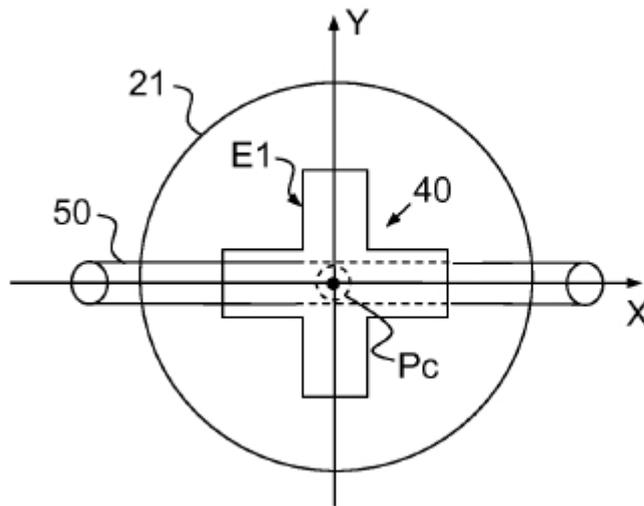


FIG. 7

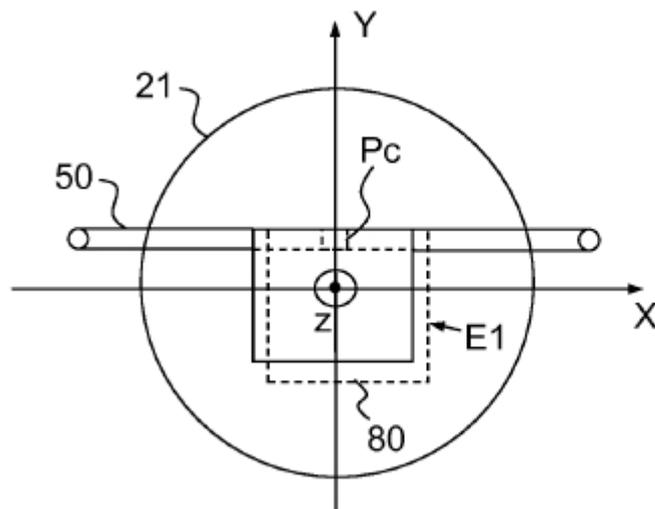


FIG. 8

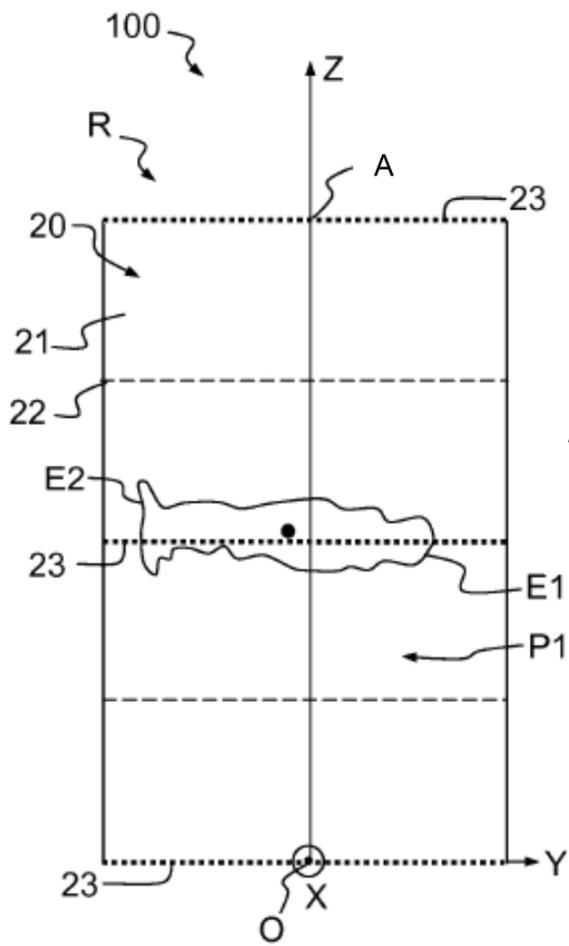


FIG. 9a

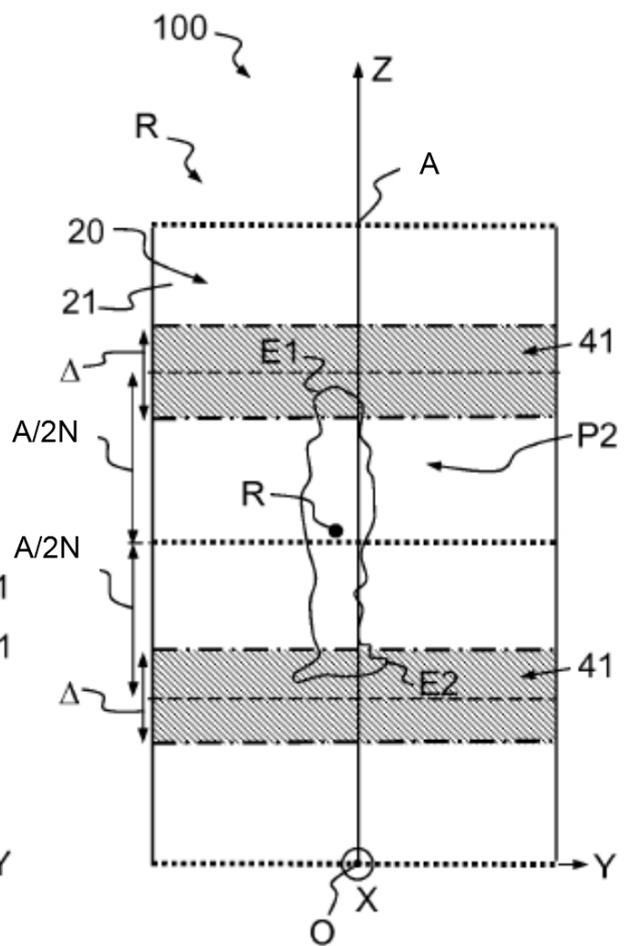


FIG. 9b

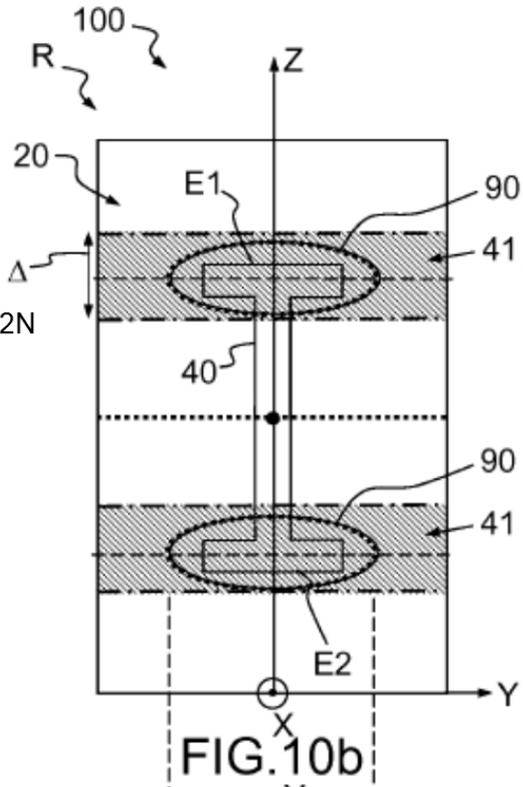
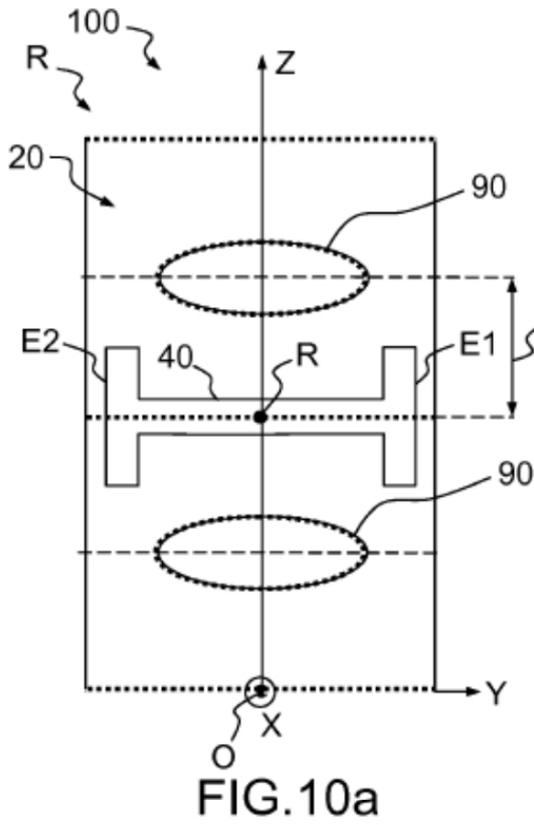


FIG. 11a

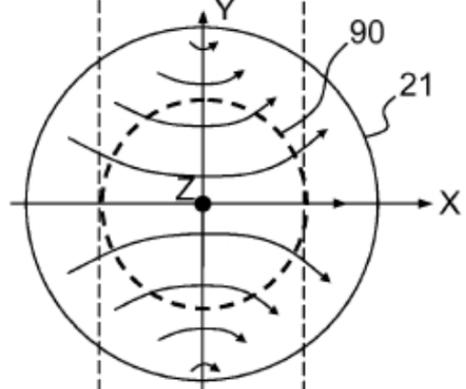
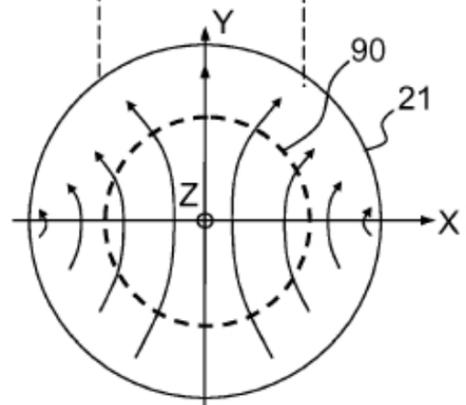


FIG. 11b



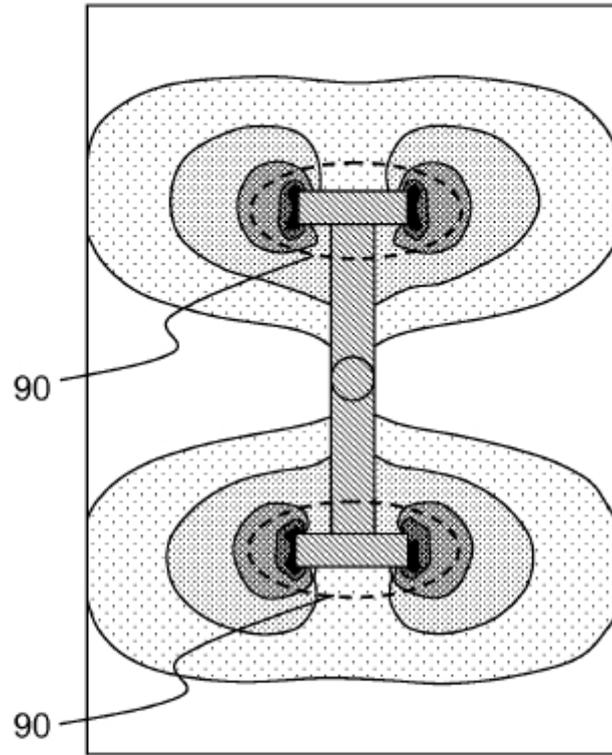


FIG.12a

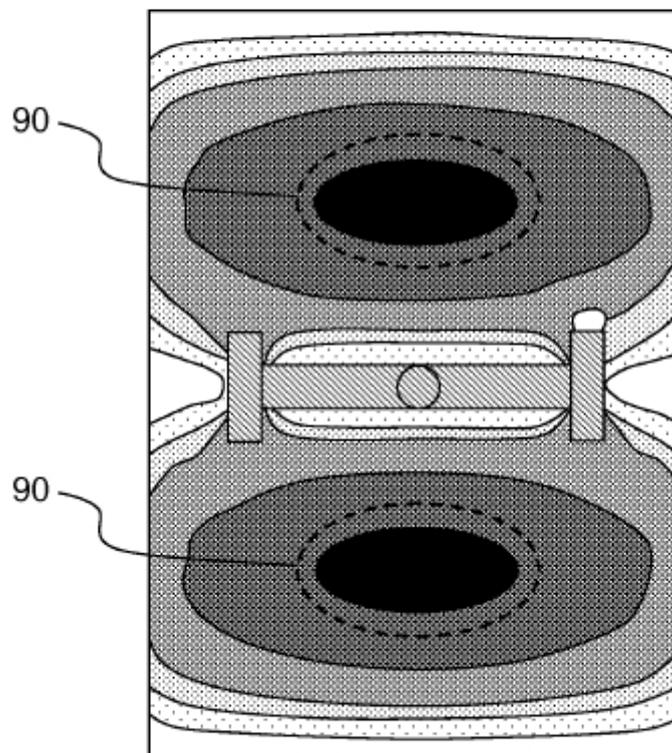


FIG.12b

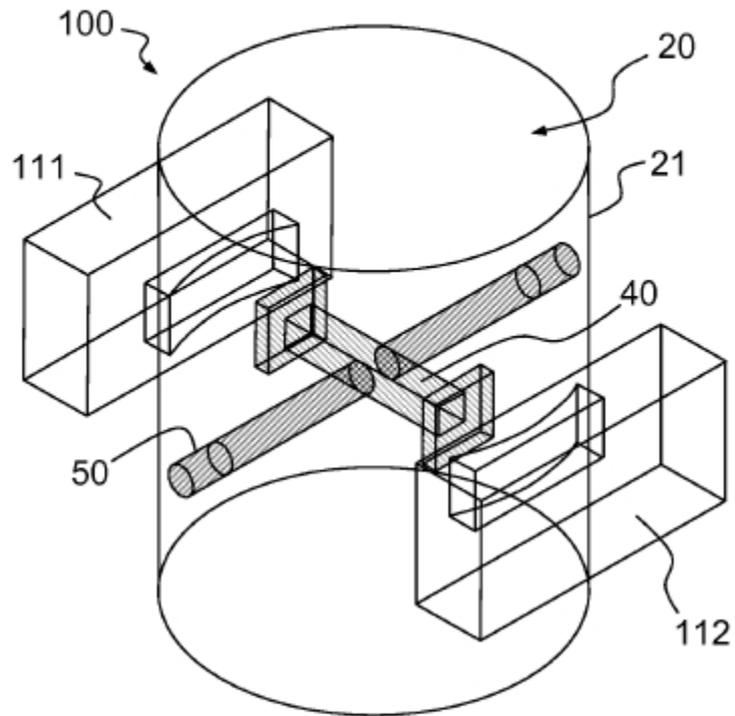


FIG.13a

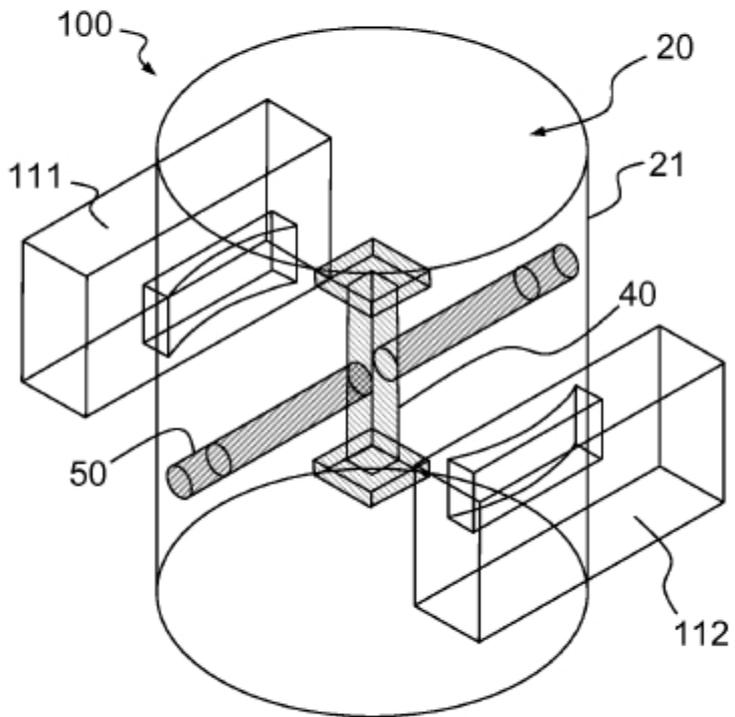


FIG.13b

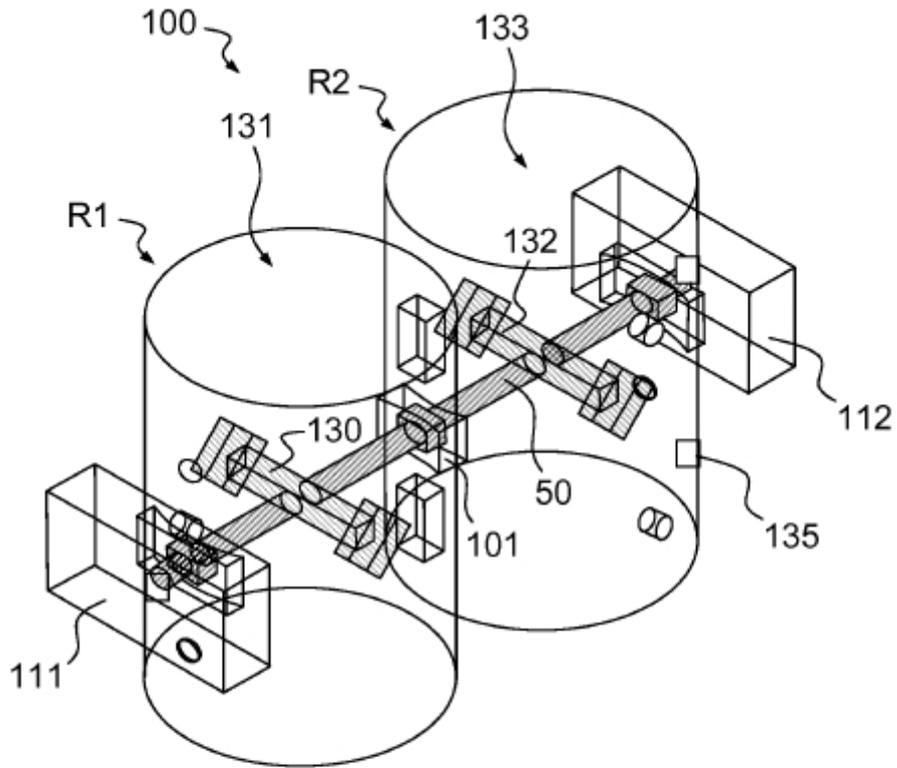


FIG. 14a

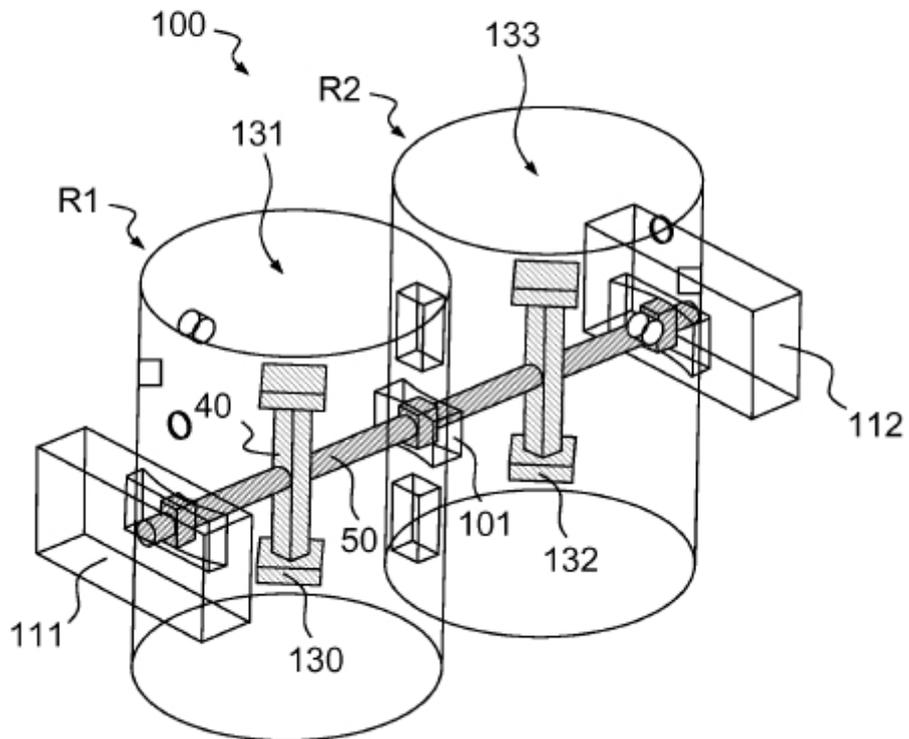


FIG. 14b

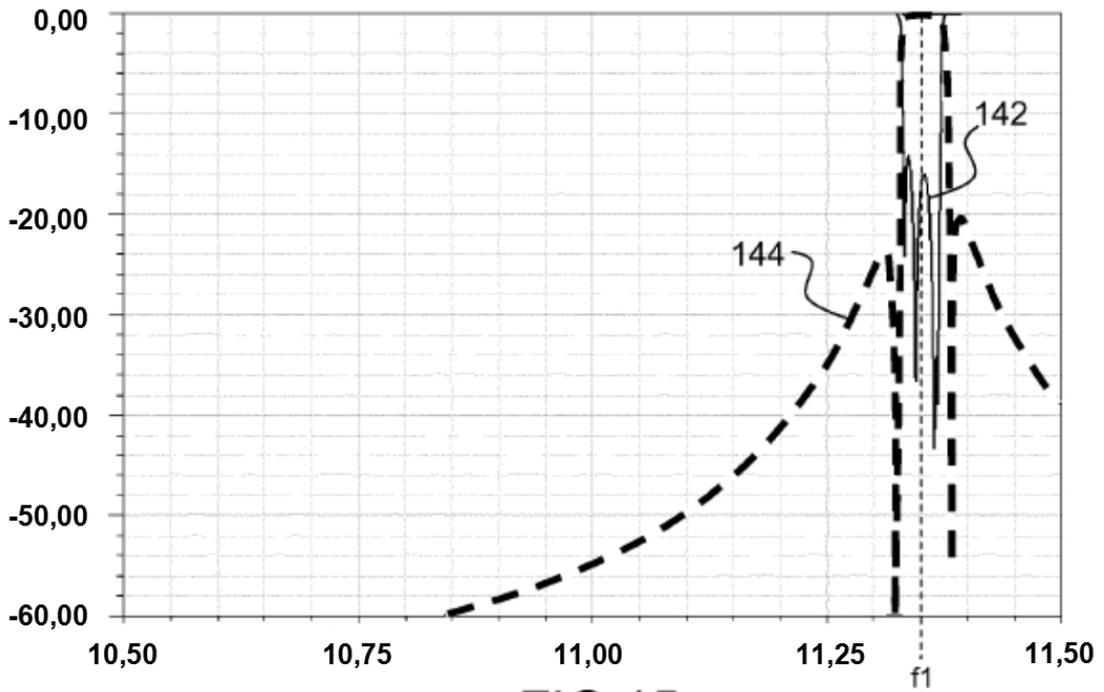


FIG. 15a

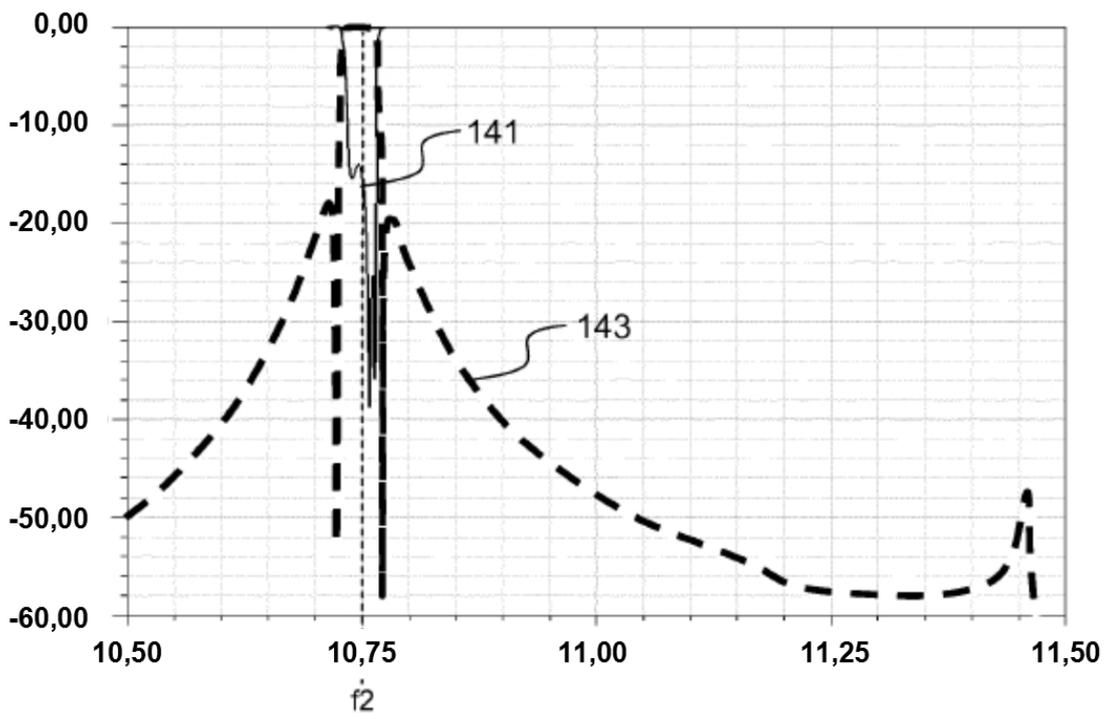


FIG. 15b

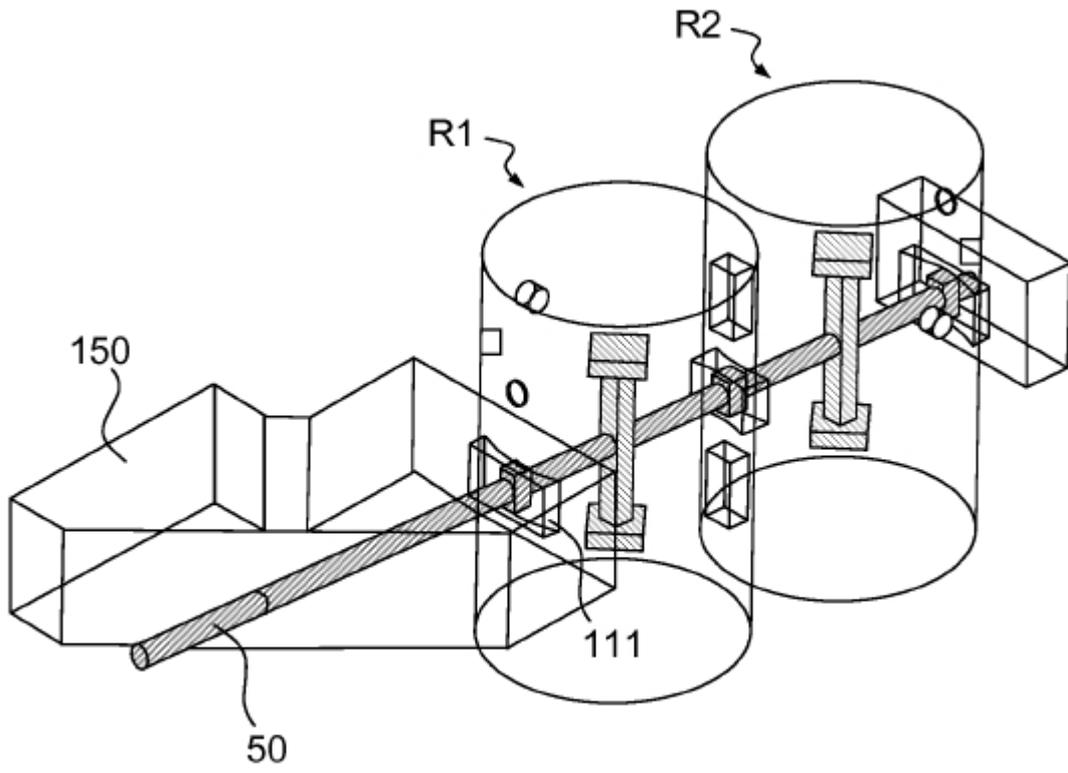


FIG.16