

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 763 866**

51 Int. Cl.:

H01Q 13/02 (2006.01)

H01Q 19/08 (2006.01)

H01Q 21/00 (2006.01)

H01Q 21/06 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **02.07.2013 PCT/EP2013/001923**

87 Fecha y número de publicación internacional: **09.01.2014 WO14005691**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **02.07.2013 E 13734659 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **23.10.2019 EP 2870658**

54 Título: **Sistema de antena para comunicación satelital de banda ancha en el intervalo de frecuencia de GHz con antenas de bocina con constricciones geométricas**

30 Prioridad:

03.07.2012 DE 102012013130

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

01.06.2020

73 Titular/es:

**LISA DRÄXLMAIER GMBH (100.0%)
Landshuter Strasse 100
84137 Vilsbiburg, DE**

72 Inventor/es:

**OPPENLAENDER, JOERG;
WENZEL, MICHAEL;
MOESSINGER, ALEXANDER;
SEIFRIED, MICHAEL;
HAEUSSLER, CHRISTOPH y
FRIESCH, ALEXANDER**

74 Agente/Representante:

BOTELLA REYNA, Juan

ES 2 763 866 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

Sistema de antena para comunicación satelital de banda ancha en el intervalo de frecuencia de GHz con antenas de bocina con constricciones geométricas

5

La presente invención se refiere a un sistema de antena para comunicación de banda ancha entre estaciones terrestres y satélites, en particular para aplicaciones móviles y aeronáuticas.

La necesidad de canales de banda ancha inalámbricos para la transmisión de datos con velocidades de datos muy altas, especialmente en el campo de la comunicación móvil por satélite, aumenta constantemente. Sin embargo, faltan antenas adecuadas, particularmente en el campo aeronáutico, que en particular puedan cumplir las condiciones requeridas para el uso móvil, tales como pequeñas dimensiones y peso ligero. Para comunicación de datos direccional, inalámbrica con satélites (por ejemplo, en la banda Ku o Ka) también hay demandas extremas en las características de transmisión de los sistemas de antena, ya que la interferencia con los satélites vecinos debe excluirse de manera fiable.

En aplicaciones aeronáuticas, el peso y el tamaño del sistema de antena son muy importantes porque reducen la carga útil de la aeronave y causan costes operativos adicionales.

Por lo tanto, el problema es proporcionar sistemas de antena que sean lo más pequeños y livianos posible, pero que, cuando funcionan en operadores móviles, aún cumplen con los requisitos reglamentarios para transmisores y receptores.

Los requisitos reglamentarios para la radiodifusión surgen, por ejemplo, de las normas 47 CFR 25.209, 47 CFR 25.222, 47 CFR 25.138, UIT-R M.1643, UIT-R S.524-7, ETSI EN 302 186 o ETSI EN 301 459. Todos estos requisitos reglamentarios tienen por objeto garantizar que no se produzcan interferencias de satélites vecinos en la transmisión direccional de una antena de satélite móvil. Para este fin, envolturas (envolventes o máscaras) de densidad de potencia espectral máxima se definen en función del ángulo de distancia al satélite objetivo. Los valores especificados para un cierto ángulo de distancia no deben superarse cuando el sistema de antena está en modo de transmisión. Esto lleva a requisitos estrictos para las características de antena dependientes del ángulo. La ganancia de la antena debe disminuir bruscamente a medida que aumenta la distancia desde el satélite objetivo. Físicamente, esto solo se puede lograr mediante una amplitud muy homogénea y configuraciones de fase de la antena. Las antenas parabólicas con estas propiedades, por lo tanto, se usan típicamente.

Para la mayoría de las aplicaciones móviles, especialmente en aviones, los espejos parabólicos son muy poco adecuados debido a su tamaño y a su abertura circular. En el caso de los aviones comerciales, por ejemplo, las antenas están montadas en el fuselaje y, por lo tanto, solo se les permite tener la altura más baja posible debido a la resistencia al aire adicional.

Las antenas que están diseñadas como recortes de paraboloides ("espejos en forma de plátano") son posibles, pero debido a su geometría tienen una eficiencia muy baja.

Los conjuntos de antenas, que están formados por elementos radiantes individuales y tienen redes de alimentación adecuadas, pueden diseñarse en cualquier geometría y relación de longitud respecto a lado sin afectar a la eficiencia de la antena. En particular, se pueden realizar conjuntos de antenas de muy baja altura.

Sin embargo, en el caso de los conjuntos de antenas, esto ocurre particularmente cuando la banda de frecuencia de recepción y la banda de frecuencia de transmisión están muy separadas (por ejemplo, en la banda Ka con frecuencias de recepción a aproximadamente 18 GHz - 21 GHz y frecuencias de transmisión a aproximadamente 28 GHz - 31 GHz) surge el problema de que los elementos radiantes individuales de los conjuntos tienen que soportar un ancho de banda muy grande.

Se sabe que las antenas de bocina son, con mucho, los elementos radiantes individuales más eficientes en los conjuntos. Las antenas de bocina también pueden diseñarse para ser de banda ancha.

55

En el caso de los conjuntos de antenas que están formados por antenas de bocina y alimentados con redes de guía de onda puras, el problema conocido de lóbulos laterales parásitos significativos (llamados "lóbulos reticulados" o "lóbulos de rejilla") se produce en el patrón de antena. Estos lóbulos reticulados resultan del hecho de que los centros de haz (centros de fase) de los elementos de antena, que forman el conjunto de antenas, están demasiado separados entre sí debido al diseño de las redes de guía de onda. Esto puede conducir, particularmente a frecuencias superiores a aproximadamente 20 GHz, a la interferencia positiva de los elementos radiantes de antena en ciertos ángulos de haz y, por lo tanto, a la radiación no deseada de potencia electromagnética en rangos de ángulos sólidos no deseados.

60

Si las frecuencias de recepción y transmisión también están muy separadas en términos de frecuencia y si la separación de los centros de haz debe diseñarse por razones regulatorias según la longitud de onda útil mínima de la banda de transmisión, entonces las antenas de bocina regularmente se vuelven tan pequeñas que la banda de
5 recepción ya no puede ser soportada por ellas.

En la banda Ka, por ejemplo, la longitud de onda útil mínima es de solo aproximadamente 1 cm. Para que los elementos radiantes del conjunto de antenas estén muy juntos, es decir, no se produzcan lóbulos laterales parásitos (lóbulos de rejilla), el área de apertura de una antena de bocina cuadrada solo puede ser de aproximadamente 1 cm x 1 cm. Las
10 bocinas convencionales de este tamaño tienen aproximadamente 18 GHz - 21 GHz, sin embargo, tienen solo un rendimiento muy bajo, ya que deben operarse cerca de la frecuencia de corte debido al ángulo de apertura finito. Tales bocinas ya no pueden soportar la banda de recepción Ka o su eficiencia disminuye mucho en esta banda.

Además, las antenas de bocina generalmente deben soportar dos polarizaciones ortogonales, lo que limita aún más el alcance geométrico, ya que se requiere un convertidor de señal ortomodal, denominado transductor, en la salida de la bocina. Una realización del convertidor de señal ortomodal en tecnología de guía de onda falla regularmente porque
15 no hay suficiente espacio disponible a frecuencias de GHz más altas.

Si las antenas de bocina están compactas en los conjuntos, existe un problema adicional porque el espacio disponible detrás del conjunto de bocinas ya no puede acomodar redes de alimentación eficientes.
20

Se sabe que las redes de alimentación para conjuntos de antenas de bocina, que se implementan en tecnología de guía de onda, producen pérdidas disipativas muy pequeñas. En el caso óptimo, las antenas de bocina individuales de los conjuntos son alimentados por componentes de guía de onda y toda la red de alimentación también consta de
25 componentes de guía de onda. Sin embargo, en el caso de que las bandas de recepción y transmisión estén muy separadas en términos de frecuencia, surge el problema de que las guías de onda convencionales ya no pueden soportar el ancho de banda de frecuencia requerido.

Por ejemplo, el ancho de banda requerido en la banda Ka es más de 13 GHz (18 GHz - 31 GHz). Las guías de onda
30 rectangulares convencionales no pueden soportar un ancho de banda tan amplio de manera eficiente.

Esto da lugar a los siguientes problemas para antenas de satélite pequeñas, móviles, en particular aeronáuticas, que deben resolverse simultáneamente:

- 35 1. patrón de antena conforme a la normativa sin lóbulos laterales parásitos (lóbulos de rejilla) en la banda de frecuencia de transmisión, lo que permite que la antena funcione con la máxima densidad de potencia espectral,
2. alta eficiencia de antena tanto en la banda de recepción como en la banda de transmisión, incluso con pequeñas dimensiones de elemento radiante individual,
- 40 3. redes de alimentación eficientes que ocupan la menor cantidad de espacio posible y generan la menor pérdida disipativa posible,
4. el diseño más compacto y que ahorra más espacio de la antena con la mayor eficiencia de antena posible.

Si estos problemas se resuelven mediante una disposición adecuada, incluso si solo hay un espacio limitado para una antena pequeña, se puede disponer de un sistema de banda ancha y alto rendimiento.
45

Se sabe que las antenas que están diseñadas como conjuntos de elementos radiantes individuales se pueden usar para lograr patrones de antena sin lóbulos de rejilla si los centros de fase de los elementos radiantes individuales están separados por menos de una longitud de onda de la frecuencia útil máxima. También se sabe que los lóbulos laterales del patrón de antena pueden suprimirse mediante configuraciones de amplitud parabólica de tales conjuntos de
50 antenas (por ejemplo, J.D. Kraus y R.J. Marhefka, "Antennas: for all applications", 3ª ed., McGraw-Hill series in electrical engineering, 2002). Se pueden usar configuraciones de amplitud especiales para lograr un patrón de antena que se adapte de manera óptima a la máscara reguladora para un tamaño de antena dado (por ejemplo, DE 10 2010 019 081 A1; Seifried, Wenzel et. al.).

Según la patente de US 6 271 799 B1, se describe un dispositivo de antena con una bocina de antena de cuatro peines de doble polarización, que tiene una línea conductora de electricidad con un primer y un segundo extremo opuesto a lo largo de un eje de bocina. Cuatro bandas eléctricamente conductoras están dispuestas en el interior de la línea eléctricamente conductora. Una placa de circuito impreso que contiene un sustrato dieléctrico está conectada a través del primer extremo de la bocina de antena de cuatro peines polarizada dual y a través del eje de la bocina. Además,
60 se forma un patrón conductor de electricidad en el sustrato dieléctrico, que define los elementos de alimentación para la bocina de antena de cuatro peines de doble polarización.

El documento DE 10 2010 019 081 A1 divulga una antena para comunicación satelital de banda ancha que consiste en un conjunto de antenas de bocina primarias que están conectadas entre sí por una red de alimentación de guía de onda.

5 La solicitud de patente coreana KR20100072693 describe una antena para mejorar el módulo de transmisión/recepción con una unidad de antena de bocina y una pluralidad de unidades de cambio de modo, la unidad de antena de bocina tiene un lado de abertura rectangular y se forma una rejilla en la superficie interna de la unidad de antena de bocina. La unidad de cambio de modo está diseñada como una forma de escalera dentro de la unidad de antena de bocina.

10

El objeto de la invención es proporcionar un sistema de antena de banda ancha en el intervalo de frecuencia de GHz, en particular para aplicaciones aeronáuticas, que, con dimensiones mínimas, permite la transmisión conforme a la normativa con la máxima densidad de potencia espectral y al mismo tiempo tiene alta eficiencia de antena y bajo ruido interno en modo de recepción.

15

Este objeto se logra mediante el sistema de antena según la reivindicación 1 y el conjunto de antenas según la reivindicación 13.

Según la presente invención, el sistema de antena consta de al menos cuatro antenas de bocina, en el que las antenas de bocina soportan dos polarizaciones lineales mutuamente ortogonales y tienen constricciones en ambos planos de polarización. Al estrechar las antenas de bocina en los dos planos de polarización con constricciones geométricas simétricas a lo largo de la dirección de propagación de la onda electromagnética (provista de "dientes"), el ancho de banda de las antenas de bocina se puede aumentar considerablemente. Esto hace posible utilizar bandas de transmisión y recepción amplias o bandas de transmisión y recepción ubicadas en un espaciado de frecuencia grande, como con la banda Ka.

25

Para que las antenas de bocina con crestas individuales se puedan operar de manera óptima con bandas de frecuencia utilizables ampliamente separadas, tanto las antenas de bocina como las constricciones se diseñarán por escalones. Mediante una elección adecuada de la altura y el ancho de los escalones de la antena de bocina, así como los escalones de las constricciones, la antena de bocina se puede adaptar de manera óptima a las bandas de frecuencia útiles.

30

En una realización preferida, la distancia entre las constricciones escalonadas opuestas y la abertura de la sección transversal de la bocina asociada se selecciona de modo que esta distancia disminuya de un escalón a otro desde la abertura de la apertura hasta el extremo de bocina, y en cada escalón la frecuencia límite perteneciente a la distancia respectiva y a la abertura de la bocina respectiva (frecuencia "de corte") es inferior a la frecuencia útil más baja.

35

Para lograr un alto desacoplamiento de polarización cruzada, también es ventajoso que las antenas de bocina estén diseñadas de modo que soporten dos polarizaciones lineales ortogonales. Con tales antenas de bocina, se puede lograr un aislamiento de más de 40 dB. Tales valores de aislamiento se requieren en particular para codificaciones de señal con alta eficiencia espectral.

40

La frecuencia límite inferior asociada con la distancia respectiva y la abertura de bocina respectiva se puede determinar utilizando métodos de simulación numérica.

45

Para garantizar que no se produzcan lóbulos laterales parásitos (lóbulos de rejilla) en el patrón de antena del sistema de antena, la distancia entre los centros de fase de las antenas de bocina directamente adyacentes es menor o, como máximo, igual a la longitud de onda λ_s de la frecuencia de transmisión más alta, por debajo de la cual, por razones regulatorias, no pueden ocurrir lóbulos de rejilla.

50

También es ventajoso elegir la apertura de las antenas de bocina rectangulares, preferentemente de tal manera que ambas longitudes del borde sean menores o iguales a λ_s . El área de apertura disponible se utiliza de manera óptima y se logra una ganancia máxima de antena.

Para sistemas de antena que consisten en varias antenas de bocina, se ha demostrado que es ventajoso que el escalonamiento de las antenas de bocina y los escalones de las constricciones se seleccionan de tal manera que al menos para una parte de los escalones, para la distancia d_i de los escalones *i-ésimo* de dos constricciones que se encuentran opuestas entre sí y la longitud del borde asociada a_i de la sección de antena de bocina en el *i-ésimo*

$$d_i \leq p_1 \frac{2\pi}{\lambda_E} a_i^2 - p_2 a_i \quad (1)$$

escalón (véase la figura 4d) se aplica , en la que λ_E indica la longitud de onda de la frecuencia útil más baja y p_1 está entre 0,3 y 0,4 y p_2 está entre 0,25 y 0,35.

En este caso, no solo se puede lograr una buena adaptación de impedancia de la antena de bocina a las bandas de frecuencia útiles, sino también una buena adaptación de impedancia del sistema de antena en su conjunto. Esto se aplica incluso si las bandas de frecuencia útiles están muy separadas.

Como también se ha demostrado, especialmente para las frecuencias de banda K/Ka (banda de recepción: aproximadamente 18 GHz - 21 GHz, banda de transmisión aproximadamente 28 GHz - 31 GHz), se puede lograr una muy buena adaptación de impedancia si $p_1 = 0,35$, $p_2 = 0,29$ y $0,5 \text{ cm} < a_0 < 1 \text{ cm}$, donde a_0 denota el borde más largo de la apertura rectangular de la antena de bocina.

En una realización ventajosa adicional, las aperturas de las antenas de bocina son aproximadamente cuadradas con una longitud del borde a_0 . Luego, las antenas de bocina se colocan firmemente a lo largo de dos direcciones ortogonales y el sistema de antena se adapta muy bien a las bandas de frecuencia útiles, si al menos para una parte de los escalones, para la distancia d_i entre los escalones i -ésimo de dos constricciones que se encuentran opuestas entre sí y la longitud del borde asociado a_i de la sección transversal de la antena de bocina en el i -ésimo escalón

$$d_i \leq p_1 \frac{2\pi}{\lambda_E} a_i^2 - p_2 a_i \quad (2) \quad \lambda_S \geq a_0 \geq \frac{\lambda_S}{2} \quad (3)$$

(véase la figura 4d) se aplican y al mismo tiempo , en las que, en este caso, $p_1 = 0,35$ y $p_2 = 0,29$ y λ_S indica la longitud de onda de la frecuencia útil más alta.

Si se cumplen las condiciones (1) y (3) para las antenas de bocina del sistema de antena, el resultado es un sistema de antena que no tiene lóbulos laterales parásitos (lóbulos de rejilla) en ninguna sección del patrón de antena y también puede tener una ganancia máxima de antena en todas las bandas de frecuencia útiles. Tales sistemas de antena son particularmente ventajosos para aplicaciones aeronáuticas porque permiten un uso global.

Según un desarrollo adicional ventajoso de la invención, los elementos radiantes individuales soportan una primera y una segunda polarización y las dos polarizaciones son ortogonales entre sí. Según otro desarrollo ventajoso de la invención, la primera y segunda polarización son polarizaciones lineales.

Las señales de las dos polarizaciones ortogonales se transportan en redes de alimentación separadas, lo que tiene la ventaja de que, con ayuda de componentes apropiados, tales como polarizadores o acopladores híbridos de 90°, se pueden enviar o recibir señales polarizadas linealmente y señales polarizadas circularmente.

Para que las antenas puedan ser lo más pequeñas posible y, sin embargo, sea posible un modo de transmisión conforme a la normativa con la máxima densidad de potencia espectral, también se proporciona, según un desarrollo ventajoso adicional de la invención, que al menos algunos de los elementos radiantes individuales estén dimensionados de tal manera que para los elementos radiantes individuales directamente adyacentes la distancia entre centros de fase de los elementos radiantes individuales sea menor o igual a la longitud de onda de la frecuencia de transmisión más alta, en la cual no pueden aparecer lóbulos laterales parásitos (lóbulos de rejilla) (frecuencia de referencia en la banda de transmisión).

Si hay al menos cuatro elementos radiantes individuales adyacentes en diferentes módulos directamente adyacentes, entonces el conjunto de antenas define al menos una dirección, de modo que para esta dirección la distancia entre los centros de fase de los elementos radiantes individuales es menor o igual a la longitud de onda de la frecuencia de transmisión más alta en la que no pueden aparecer lóbulos laterales parásitos (lóbulos de rejilla).

En esta dirección, preferentemente a lo largo de una línea recta a través del conjunto de antenas, los elementos radiantes individuales directamente adyacentes se juntan, de modo que no pueden aparecer lóbulos laterales parásitos ("lóbulos de rejilla") en la sección correspondiente a través del patrón de antena. De lo contrario, estos lóbulos de rejilla conducirían a una fuerte reducción en la densidad de potencia espectral permitida por la normativa.

En principio, todos los elementos radiantes conocidos que soportan dos polarizaciones ortogonales pueden considerarse elementos radiantes individuales. Estos son, por ejemplo, antenas de bocina rectangulares o redondas.

También es ventajoso que los módulos tengan una geometría al menos aproximadamente rectangular, es decir,

$$\sum_i N_i = N$$

contengan $N_i = n_l \times n_k$ elementos radiantes individuales, donde N_i , n , l , k son números pares, se aplica y N es el número total de elementos radiantes individuales. Dichos módulos rectangulares se pueden combinar en conjuntos de antenas de una manera que ahorra espacio. Además, los módulos rectangulares se pueden alimentar de una manera relativamente simple con redes binarias de líneas de microcinta.

Para implementar antenas con las pérdidas disipativas más bajas posibles, es ventajoso diseñar los elementos radiantes individuales como antenas de bocina, que pertenecen a las antenas de pérdida más baja. En este caso, se pueden usar ambas antenas de bocina con aberturas de apertura rectangular y redonda. Si no se producen lóbulos de rejilla en ninguna sección a través del patrón de antena, las antenas de bocina con una apertura de apertura cuadrada son ventajosas, el tamaño de la apertura de apertura se elige de modo que la distancia entre los centros de fase de las antenas de bocina directamente adyacentes sea menor o igual a la longitud de onda de la frecuencia de transmisión más alta como frecuencia de referencia donde no puede aparecer lóbulos de rejilla.

15 Las bocinas (antenas de bocina) también se pueden diseñar ventajosamente como bocinas rellenas de dieléctrico. La longitud de onda efectiva en las bocinas aumenta entonces según las propiedades dieléctricas del relleno y estas son capaces de soportar anchos de banda mucho mayores de lo que sería el caso sin relleno. Los rellenos dieléctricos conducen a pérdidas parásitas a través del dieléctrico, pero especialmente con bocinas muy pequeñas, estas pérdidas siguen siendo relativamente pequeñas. Entonces, por ejemplo, para aplicaciones en la banda Ka, un relleno dieléctrico con una constante dieléctrica de aproximadamente 2 es suficiente. Con bocinas de solo unos centímetros de profundidad, esto lleva a pérdidas de < 0,2 dB cuando se usan materiales adecuados.

Si las bandas de transmisión y recepción están muy separadas en términos de frecuencia, entonces, según otra realización ventajosa de la invención, las antenas de bocina están diseñadas como bocinas con escalonamiento ("bocinas escalonadas"). Al ajustar el ancho y la longitud de los escalones y el número de escalones, la antena se puede adaptar de manera óptima a las respectivas bandas de frecuencia útiles.

Se puede lograr una mejora adicional en la potencia de recepción, en particular en el caso de antenas de bocina muy pequeñas, equipando las antenas de bocina individuales con un tabique cruzado dieléctrico o una lente dieléctrica. La pérdida de inserción (S_{11}) en la banda de recepción puede reducirse significativamente con tales estructuras, incluso si las áreas de apertura de los elementos radiantes individuales ya son tan pequeñas que una onda de espacio libre se reflejaría casi por completo sin estas estructuras dieléctricas adicionales.

Dado que las pérdidas disipativas, por ejemplo debido a un relleno dieléctrico, ocurren solo una vez en el caso de elementos radiantes individuales alimentados en paralelo, las antenas de bocina del conjunto de antenas se alimentan en paralelo según un desarrollo ventajoso adicional de la invención. Esto es más efectivo cuando las líneas de microcinta y las guías de onda se construyen como árboles binarios, ya que el número de divisores de potencia requeridos es en general mínimo para cualquier valor para el número total de elementos radiantes individuales N y cualquier valor para el número de elementos radiantes individuales en un módulo N_i .

En este caso, los árboles binarios no son ni completos ni completamente simétricos.

50 Sin embargo, si, según un desarrollo adicional ventajoso de la invención, $N_i = 2^n$, con n un número entero, se aplica a todos los módulos del sistema de antena o al menos a la mayoría de los módulos, entonces el número de divisores de potencia requeridos puede reducirse aún más, porque entonces al menos una parte de árboles binarios están completos.

Es particularmente favorable que se $N = 2^n$, con n un número entero, también se aplique. Entonces, las redes de alimentación del sistema de antena pueden diseñarse como árboles binarios completos y completamente simétricos y todos los elementos radiantes individuales pueden tener líneas de alimentación de la misma longitud, es decir, que también tienen amortiguaciones similares.

Además, es ventajoso que las líneas de microcinta estén ubicadas en un sustrato delgado y sean guiadas en cavidades metálicas cerradas, las cavidades típicamente se llenan de aire. Un sustrato se denomina típicamente delgado si su grosor es menor que el ancho de las líneas de microcinta.

Esta estructura similar a una línea coaxial, típicamente llena de aire, da como resultado líneas de alta frecuencia comparativamente de pérdida baja. Se ha demostrado que las pérdidas disipativas de tales líneas, por ejemplo, en las frecuencias de la banda Ka son solo un factor de 5 a 10 más alto que las pérdidas de las guías de onda. Dado que estas líneas solo se utilizan para distancias relativamente cortas, las pérdidas absolutas siguen siendo relativamente

pequeñas. La contribución del ruido de tales líneas al propio ruido del sistema también sigue siendo relativamente pequeña.

La fabricación de sistemas de antena densamente empaquetadas puede verse facilitada en gran medida por el hecho de que están formados por varias capas y las redes de alimentación de línea de microcinta de las dos polarizaciones ortogonales se encuentran entre capas diferentes. Los módulos del sistema de antena se pueden ensamblar a partir de unas pocas capas. Las capas están hechas ventajosamente de aluminio o materiales conductores de electricidad similares, que pueden estructurarse utilizando los métodos de estructuración conocidos (fresado, grabado, láser, electroerosión por hilo, corte con agua, etc.). Las redes de líneas de microcinta están estructuradas en un sustrato utilizando métodos de grabado conocidos.

Las cavidades a través de las cuales son guiadas las líneas de microcinta están ventajosamente estructuradas directamente con las capas metálicas. Si las cavidades están diseñadas como muescas o depresiones en las capas metálicas respectivas que se encuentran por encima y por debajo de la línea de microcinta, la línea de microcinta se encuentra junto con su sustrato en una cavidad que consta de dos medias conchas. Las paredes de la cavidad se pueden cerrar eléctricamente proporcionando al sustrato vías eléctricas. Las "cerchas" de vías pueden evitar casi por completo la pérdida de energía electromagnética en tales disposiciones.

Si la frecuencia de las bandas de recepción y de transmisión de la antena están muy separadas, entonces es posible que las guías de onda estándar (guías de onda rectangulares) ya no puedan soportar el ancho de banda requerido. En este caso, es ventajoso proporcionar a la guía de onda constricciones geométricas (constricciones) a lo largo de la dirección de propagación de la onda electromagnética. Tales constricciones pueden aumentar considerablemente el ancho de banda útil. El número y la disposición de las constricciones dependen del diseño del sistema de antena.

Para anchos de banda útiles muy grandes, las llamadas guías de onda de doble cresta son ventajosas, ya que pueden tener un ancho de banda significativamente más amplio que las guías de onda estándar. Estas guías de onda tienen una constricción geométrica paralela a la dirección de polarización soportada, lo que impide la formación de modos parásitos superiores.

En el caso de frecuencias útiles muy altas o elementos radiantes individuales muy cercanos, un desarrollo adicional ventajoso de la invención es que se utilizan guías de onda con relleno dieléctrico para las redes de alimentación de guía de onda. Tales guías de onda requieren significativamente menos espacio de instalación que las guías de onda llenas de aire. Dependiendo de los requisitos del espacio de instalación, una parte o toda una red de guías de onda puede consistir adicionalmente en guías de onda con relleno dieléctrico. Un relleno parcial también es posible.

Para el procesamiento adicional de las señales, por ejemplo, al acoplar un amplificador de bajo ruido ("Low-Noise Amplifier", LNA) a la red de alimentación de recepción y/o un amplificador de potencia ("High Power Amplifier", HPA) a la red de alimentación de transmisión, puede ser ventajoso equipar las redes de alimentación con diplexores de frecuencia. Dichos diplexores de frecuencia separan las bandas de recepción y transmisión. En este caso, los diplexores de guía de onda son particularmente ventajosos porque pueden lograr un aislamiento muy alto y también son de muy baja pérdida.

El punto en el que los diplexores de frecuencia se insertan en las redes de alimentación depende de la aplicación respectiva. A modo de ejemplo, es concebible que cada módulo del conjunto de antenas directamente en su salida o entrada esté equipado con un diplexor. La entrada o la salida de estos diplexores tiene entonces todas las combinaciones de señal en forma pura: polarización 1 en la banda de recepción, polarización 2 en la banda de recepción, polarización 1 en la banda de transmisión y polarización 2 en la banda de transmisión. Los módulos se pueden conectar entre sí mediante cuatro redes de guía de onda correspondientes. Esta realización tiene la ventaja de que las redes de alimentación de guía de onda no tienen que ser de banda muy ancha en términos de frecuencia porque solo tienen que ser adecuadas para señales de las bandas de recepción y transmisión.

Sin embargo, también es concebible que los diplexores de frecuencia se monten solo en la entrada o la salida de las redes de guía de onda. Dicha realización ahorra espacio de instalación, pero típicamente requiere una configuración de banda ancha de las redes de guía de onda.

Para aplicaciones en las que la transmisión o la recepción se llevarán a cabo en diferentes polarizaciones, o en aplicaciones en las que la polarización de la señal de transmisión o recepción cambia dinámicamente ("diversidad de polarización"), es ventajoso que tanto redes de línea de microcinta intramodulares como las redes de guía de onda intermodulares estén diseñadas de tal manera que puedan soportar las bandas de transmisión y recepción simultáneamente.

Si la antena está provista de diplexores de frecuencia que están conectados a una matriz de conmutación de alta

frecuencia adecuada ("matriz de conmutación"), entonces es posible la conmutación dinámica entre las polarizaciones ortogonales ("conmutación de polarización").

Dichas realizaciones son particularmente ventajosas cuando la antena se va a utilizar en servicios satelitales que funcionan con la denominada tecnología de "haz puntual". Con la tecnología de "haz puntual", se forman áreas de cobertura (celdas) de área relativamente pequeña en la superficie de la tierra (diámetro típico en la banda Ka de aproximadamente 200 km-300 km). Para poder utilizar las mismas bandas de frecuencia en las celdas vecinas ("reutilización de frecuencia"), las celdas vecinas solo se distinguen por la polarización de las señales.

10 Cuando la antena se utiliza en portadoras de movimiento rápido, en particular en aviones, generalmente hay muchos cambios de celdas muy rápidos, y la antena debe poder cambiar la polarización de las señales de recepción o de transmisión rápidamente.

15 Sin embargo, si la antena se utiliza en servicios satelitales donde la polarización de señal de recepción o de transmisión es fija y no cambia en el tiempo o la geografía, es ventajoso que la primera red de microcinta intramodular y la red de guía de onda intermodular asociada esté diseñada para la banda de recepción de la antena, y la segunda red de microcinta intramodular y la red de guía de onda intermodular asociada está diseñada para la banda de transmisión del sistema de antena.

20 Esta realización tiene la ventaja de que las respectivas redes de alimentación pueden optimizarse para la respectiva banda de frecuencia útil, y por lo tanto se crea un sistema de antena de muy baja pérdida de muy alto rendimiento.

Si los elementos radiantes del sistema de antena están diseñados para dos polarizaciones lineales ortogonales, entonces las redes de alimentación están, según una realización ventajosa de la invención, equipadas con los denominados acopladores híbridos de 90°. Los acopladores híbridos de 90° son, en este caso, cuatro puertas que convierten dos señales ortogonales polarizadas linealmente en dos señales ortogonales polarizadas circularmente o viceversa. Con tales disposiciones, también es posible enviar o recibir señales polarizadas circularmente.

25 Alternativamente, el conjunto de antenas también puede estar equipado con un denominado polarizador para recibir y transmitir señales polarizadas circularmente. Típicamente, estas son capas metálicas adecuadamente estructuradas ("capas") que se encuentran en un plano aproximadamente perpendicular a la dirección de propagación de la onda electromagnética. La estructura metálica actúa, en este caso, de tal manera que actúa capacitivamente en una dirección e inductivamente en la dirección ortogonal. Para dos señales polarizadas ortogonalmente, esto significa que se imprime una diferencia de fase en las dos señales. Si la diferencia de fase ahora se establece de modo que sea 90° antes de que pase a través del polarizador, entonces dos señales ortogonales polarizadas linealmente se convierten en dos señales ortogonales polarizadas circularmente o viceversa.

Para obtener grandes anchos de banda útiles, el polarizador consiste ventajosamente en varias capas que están dispuestas a una cierta distancia (típicamente en la región de un cuarto de longitud de onda) entre sí.

40 Una realización particularmente adecuada del polarizador es un polarizador meandro multicapa. En este caso, las estructuras metálicas de meandro de dimensiones adecuadas se estructuran sobre un sustrato típicamente delgado utilizando los métodos de estructuración habituales. Los sustratos estructurados de esta manera se pegan a placas de espuma o se laminan para formar sándwiches. Como las espumas son una posibilidad, por ejemplo, espumas de celda cerrada de baja pérdida tales como Rohacell o XPS.

En este caso es ventajosa una secuencia de láminas de espuma, láminas adhesivas y sustratos estructurados, colocados uno encima del otro y presionados con una prensa. Entonces se produce un polarizador de bajo peso adecuado de una manera relativamente simple.

50 Según una realización ventajosa adicional de la invención, se logran anchos de banda útiles muy altos y altos aislamientos de polarización cruzada si el polarizador no está montado exactamente perpendicular a la dirección de propagación de la onda electromagnética frente al conjunto de antenas, sino que está ligeramente inclinado. En estas disposiciones, la distancia típica entre el polarizador y el área de apertura del conjunto de antenas está en el intervalo de una longitud de onda de la frecuencia útil y el ángulo de inclinación con respecto al plano de apertura está en el intervalo de 2° a 10°.

60 Dado que el patrón de antena ("patrón de antena") del sistema de antena en la banda de transmisión debe estar bajo una máscara según la normativa, y para antenas pequeñas solo se pueden transmitir con altas densidades de potencia espectral si el patrón está lo más cerca posible de la máscara, puede ser ventajoso proporcionar al sistema de antena una configuración de amplitud ("disminución de amplitud de apertura"). En particular con aberturas de apertura planas, las configuraciones de amplitud parabólicas de la apertura son particularmente adecuadas para esto. Las

configuraciones de amplitud parabólica se caracterizan en este caso porque las contribuciones de potencia de los elementos radiantes individuales aumentan desde el borde del conjunto de la antena hasta el centro y, por ejemplo, se obtiene un perfil similar a una parábola.

- 5 Dichas configuraciones de amplitud del conjunto de antenas conducen a la supresión de los lóbulos laterales en el patrón de antena y, por lo tanto, a una mayor densidad de potencia espectral permitida por la normativa.

Dado que los lóbulos laterales en aplicaciones en servicios de satélites geoestacionarios tienen que suprimirse solo a lo largo de una tangente a la órbita geoestacionaria en la ubicación del satélite objetivo, la configuración de amplitud del sistema de conjunto de antenas está preferentemente diseñada de tal manera que actúe al menos a lo largo de la dirección a través del sistema de antena en el que los elementos radiantes son densos. Los elementos radiantes, en este caso, son densos en la dirección en que la distancia entre los centros de fase de los elementos radiantes individuales es menor o igual a la longitud de onda de la frecuencia de transmisión más alta, en la que no pueden producirse lóbulos laterales parásitos significativos (lóbulos de rejilla).

15 Además, se pueden ver ventajas y características adicionales de la presente invención a partir de la descripción de realizaciones preferidas. Las características descritas en ella pueden implementarse solas o en combinación con una o más de las características mencionadas anteriormente. La siguiente descripción de las realizaciones preferidas se da con referencia a los dibujos adjuntos.

20 BREVE DESCRIPCIÓN DE LAS FIGURAS

Las figuras 1a-b muestran esquemáticamente un módulo de antena según la invención, que consiste en un conjunto de 8 x 8 elementos radiantes individuales;

25 Las figuras 2a-b muestran redes de alimentación de microcinta ejemplares para un módulo de antena de 8 x 8; Las figuras 3a-d ilustran esquemáticamente la estructura ejemplar de una antena según la invención a partir de módulos de antena y la conexión en red de los módulos a través de redes de guía de onda;

30 Las figuras 4a-d muestran la estructura detallada de una sola antena de bocina de cuatro crestas ("quad-ridged"); La figura 5 muestra esquemáticamente la estructura detallada de un módulo de antena 2 x 2 que consta de antenas de bocina de cuatro crestas ("quad-ridged");

Las figuras 6a-b muestran un módulo de antena de 8 x 8 ejemplar, que consiste en antenas de bocina rellenas de dieléctrico;

35 Las figuras 7a-d ilustran la estructura detallada ejemplar de una única antena de bocina rellena de dieléctrico; La figura 8 muestra esquemáticamente la estructura detallada de un módulo 2 x 2 que consta de antenas de bocina rellenas de dieléctrico;

La figura 9 muestra un módulo según la invención que está provisto de una rejilla dieléctrica para mejorar la adaptación de la impedancia;

Las figuras 10a-b muestran un módulo según la invención en tecnología de capas;

40 Las figuras 11a-d muestran la estructura detallada de un módulo según la invención en tecnología de capas; La figura 12 muestra esquemáticamente el modelo de vacío de un módulo según la invención; La figura 13 muestra la estructura ejemplar de un divisor de potencia de guía de onda que se compone de guías de onda de doble cresta ("double-ridged");

La figura 14 muestra esquemáticamente una posición de un polarizador;

45 Las figuras 15a-b muestran a modo de ejemplo una configuración de amplitud esquemática de un sistema de antena según la invención y la densidad EIRP espectral conforme a la normativa máxima resultante; La figura 16 muestra una posible estructura de un sistema de antena según la invención con una polarización fija para las señales de transmisión y de recepción en forma de diagrama de bloques;

La figura 17 muestra una posible estructura de un sistema de antena según la invención con polarización variable para las señales de transmisión y de recepción usando acopladores híbridos de 90° en forma de diagrama de bloques;

50 La figura 18 muestra esquemáticamente la estructura de un sistema de antena según la invención con polarización variable para las señales de transmisión y de recepción usando un polarizador en forma de diagrama de bloques.

Las realizaciones ejemplares de la antena y sus componentes mostrados en los dibujos se explican con más detalle a continuación.

La figura 1 muestra una realización ejemplar de un módulo de antena de una antena según la invención. Los elementos radiantes individuales 1 están diseñados en este caso como antenas de bocina rectangulares, que pueden soportar dos polarizaciones ortogonales.

60 Las redes de línea de microcinta intramodulares 2, 3 para las dos polarizaciones ortogonales se encuentran entre diferentes capas.

El módulo de antena consta de un total de 64 elementos radiantes individuales primarios 1 que están dispuestos en un conjunto de antenas de 8 x 8 ($N_i = 64$). Las dimensiones de los elementos radiantes individuales y el tamaño de sus áreas de apertura se eligen de modo que la distancia entre los centros de fase de los elementos radiantes individuales a lo largo de ambos ejes principales sea menor que λ_{\min} , donde λ_{\min} denota la longitud de onda de la frecuencia útil más alta. Esta distancia asegura que los lóbulos laterales parásitos, llamados "lóbulos de rejilla", no pueden aparecer en ninguna dirección en el patrón de antena hasta la frecuencia útil más alta (frecuencia de referencia).

10 En el caso ejemplar del módulo de antena que se muestra en la figura 1, ambas redes de microcinta representan un divisor de potencia de 64:1, ya que combinan las señales de 64 elementos radiantes individuales. Una organización interna ejemplar de las dos redes de microcinta se muestra en la figura 2.

15 Sin embargo, también son concebibles realizaciones para las cuales los módulos comprenden un número menor o mayor de antenas de bocina. Para antenas de banda K/Ka, por ejemplo, los módulos de 4 x 4 son óptimos. Las redes de línea de microcinta representan un divisor de potencia 16:1 que combina las señales de 16 elementos radiantes individuales. En este caso, las líneas de microcinta se vuelven relativamente cortas y su contribución al ruido sigue siendo pequeña.

20 Al diseñar los tamaños de los módulos en consecuencia, se puede construir una antena con parámetros de potencia óptimos dependiendo de la aplicación. Ventajosamente, los módulos solo se hacen tan grandes como sea necesario para poder alimentarlos con guías de onda. Esto minimiza la contribución de ruido parásito de las líneas de microcinta.

25 Las dos redes de línea de microcinta 2, 3 acoplan las señales combinadas, por separado según las polarizaciones en los acoplamientos de microcinta a guía de onda 4, 5, como se muestra en la figura 1b. Estos acoplamientos de guía de onda 4, 5 pueden usarse para acoplar cualquier número de módulos de manera eficiente y con baja atenuación a un sistema de antena según la invención con ayuda de redes de guía de onda.

30 La figura 2 muestra dos ejemplos de redes de línea de microcinta 2, 3 para alimentar los elementos radiantes individuales 1 del módulo de antena 8 x 8 de la figura 1. Ambas redes están diseñadas como divisores de potencia binarios de 64:1.

35 Los dos acoplamientos mutuamente ortogonales de microcinta a guía de onda 6, 7 acoplan las señales polarizadas ortogonalmente dentro y fuera de las antenas de bocina individuales del módulo 8 x 8. La señal de suma está acoplada dentro o fuera de la guía de onda en los acoplamientos de guía de onda 4a y 5a. Dado que las dos redes de línea de microcinta 2, 3 generalmente se encuentran una encima de la otra en dos planos, los bujes de guía de onda 4b y 5b también se encuentran en la placa de circuito correspondiente para crear una perforación y la conexión a los acoplamientos de guía de onda 4a y 5a.

40 Las redes de línea de microcinta 2, 3 pueden producirse utilizando todos los métodos conocidos. Los sustratos de baja pérdida son particularmente adecuados para antenas.

45 La figura 3 muestra un ejemplo de cómo se pueden acoplar diferentes módulos de antena 8 a sistemas de antena según la invención.

Los sistemas de antena según la invención consisten en un número M de módulos, donde M debe ser al menos dos. En la figura 3, los módulos con $N_i = 8 \times 8 = 64$ ($i = 1, \dots, 16$) elementos radiantes individuales 1 se muestran como ejemplo. M es 16 y los módulos están dispuestos en un conjunto de 8 x 2 (véase la figura 3a), lo que da como resultado

$$N = \sum_i N_i = 64 \times 16 = 1024$$

una antena rectangular con

elementos radiantes individuales.

50

Sin embargo, también son concebibles otras disposiciones de los módulos y otros tamaños de módulos. Entonces los módulos, por ejemplo, también se pueden organizar en un círculo. Además, no todos los módulos tienen que ser del mismo tamaño (número de elementos radiantes individuales).

55 Los módulos 8 ahora están conectados entre sí con ayuda de las redes de guía de onda 9, 10. Para este fin, los puntos de acoplamiento de guía de onda 11, 12 correspondientes de las redes de guía de onda 9, 10 están conectados con los acoplamientos de guía de onda 4, 5 correspondientes (véase la figura 1b) de los módulos individuales 8.

60 Las propias redes de guía de onda 9, 10 representan cada una un divisor de potencia $M:1$, de modo que las dos señales polarizadas ortogonalmente pueden alimentarse al sistema de antena 14 y pueden acoplarse fuera del sistema

de antena, a través de los puertos de suma 13.

Dependiendo de la aplicación y el ancho de banda de frecuencia requerido para las redes de guía de onda 9, 10, se utiliza una amplia variedad de guías de onda, tales como, por ejemplo, guías de onda convencionales rectangulares o 5 redondas o de banda ancha con crestas ("ridged"). Las guías de onda con relleno dieléctrico también son concebibles.

A modo de ejemplo, puede ser ventajoso rellenar la parte de la red de guía de onda que se conecta directamente al acoplamiento de guía de onda 4, 5 con un dieléctrico. Las dimensiones de la guía de onda rellena de dieléctrico se reducen considerablemente, por lo que su espacio de instalación se minimiza.

10

La antena que se muestra en la figura 3 está construida según la reivindicación 1:

La antena consiste en un conjunto de antenas de N elementos radiantes individuales 1, donde cada elemento radiante individual 1 puede soportar dos polarizaciones ortogonales independientes y N indica el número total de elementos 15 radiantes individuales 1 del conjunto de antenas.

Además, el conjunto de antenas está formado por los módulos 8, donde módulo contiene N_i elementos radiantes

$$\sum_i N_i = N$$

individuales y se aplica

20 En la realización ejemplar de la figura 3, también se aplica que cada módulo contiene $N_i = n_1 \times n_k$ elementos radiantes

$$\sum_i N_i = N$$

individuales, N_i, n, i, l, k son números enteros y se aplica

Los elementos radiantes individuales 1 están dimensionados (véase la figura 1) de modo que, para al menos una dirección a través del conjunto de antenas, la distancia entre los centros de fase de las antenas de bocina es menor o 25 igual que la longitud de onda de la frecuencia de transmisión más alta a la que no pueden producirse lóbulos de rejilla.

Los elementos radiantes individuales 1 se alimentan por separado para cada una de las dos polarizaciones ortogonales mediante líneas de microcinta (véase la figura 2, acoplamientos de microcinta a guía de onda 6, 7).

30 Las líneas de microcinta de una polarización ortogonal están conectadas a la primera red de línea de microcinta intramodular 2 y las líneas de microcinta de la otra polarización ortogonal están conectadas a la segunda red de línea de microcinta intramodular 3.

La primera red de microcinta intramodular 2 está acoplada a la primera red de guía de onda intermodular 9 y la segunda 35 red de microcinta intramodular 3 está acoplada a la segunda red de guía de onda intermodular 10, de modo que la primera red de guía de onda intermodular 9 combina todas las señales de una única polarización ortogonal en el primer puerto de suma 13 y la segunda red de guía de onda intermodular 10 combina todas las señales de la otra polarización ortogonal en el segundo puerto de suma 14.

40 Además, las redes de línea de microcinta 2, 3 y las redes de guía de onda 9, 10 se construyen en este caso como árboles binarios completos y completamente simétricos, de modo que todos los elementos radiantes 1 individuales se alimentan en paralelo.

Las figuras 3c y 3d muestran una implementación física de un sistema de antena correspondiente. Los módulos 8 45 consisten en elementos radiantes individuales 1 y tienen dos tamaños diferentes, es decir, el número de elementos radiantes individuales 1 por módulo 8 no es el mismo para todos los módulos 8. Los cuatro módulos intermedios 8 tienen, cada uno, 8 elementos radiantes individuales 1 más que los otros cuatro módulos 8. Esto significa que la altura del sistema de antena en el borde izquierdo y derecho es menor que en el área central. Tales realizaciones son particularmente ventajosas cuando el sistema de antena tiene que adaptarse de manera óptima a un radomo 50 aerodinámico.

Los módulos 8 se alimentan con dos redes de guía de onda 9 y 10 por separado para cada polarización. Las redes de guía de onda 9, 10 están en dos capas separadas detrás de los módulos y los módulos están conectados a las redes de guía de onda 9, 10 por los puntos de acoplamiento 11, 12, que están acoplados a los acoplamientos de guía de 55 onda de los módulos 4, 5. Ambas redes de guía de onda 9, 10 se realizan en este caso como entalladuras.

Si las bandas de transmisión y recepción del sistema de antena están muy separadas en términos de frecuencia,

entonces puede surgir el caso de que las dimensiones de los elementos radiantes individuales 1 del conjunto deben ser tan pequeñas que la menor de las dos bandas de frecuencia se acerque a la frecuencia de corte de los elementos radiantes individuales 1, o incluso menor. Las antenas de bocina convencionales, por ejemplo, ya no pueden soportar esta banda de frecuencia o su eficiencia cae bruscamente.

5 Entonces por ejemplo, en una operación de banda K/Ka, la banda de frecuencia de recepción está a aproximadamente 19GHz - 20GHz y la banda de frecuencia de transmisión a aproximadamente 29GHz - 30GHz. Para cumplir con la condición de que el patrón de antena en la banda de transmisión esté libre de lóbulos laterales parásitos ("lóbulos de rejilla"), la apertura de los elementos radiantes individuales 1 puede ser como máximo 1 cm x 1 cm (λ_{\min} es 1 cm).

10 Sin embargo, los elementos radiantes convencionales de doble antena de bocina polarizada, con una apertura de solo 1 cm x 1 cm, apenas funcionan a 19 GHz - 20 GHz ($\lambda_{\max} = 1,58$ cm) porque ya no es posible un ajuste aceptable de la impedancia al espacio libre. Además, la antena de bocina tendría que funcionar muy cerca de la frecuencia de corte más baja, lo que conduciría a pérdidas de disipación muy altas y una eficiencia de antena muy baja.

15 Los elementos radiantes individuales primarios 1 están diseñados como antenas de bocina con crestas ("ridged"). Tales antenas de bocina tienen un ancho de banda de frecuencia muy expandido en comparación con las antenas de bocina convencionales.

20 La adaptación de la impedancia de tales bocinas con crestas al espacio libre se lleva a cabo utilizando métodos físicos de antena. Las bocinas con crestas están diseñadas para soportar dos polarizaciones ortogonales. Esto se logra, por ejemplo, dado que las bocinas tienen simétricamente cuatro crestas ("quad-ridged"). Las señales de las polarizaciones ortogonales se introducen y salen a través de redes de microcinta separadas 2, 3.

25 La figura 4a muestra esquemáticamente la estructura detallada de una antena de bocina equipada con constricciones geométricas simétricas utilizando el ejemplo de una antena de bocina de cuatro crestas 1. La antena de bocina 1 consta de tres segmentos (capas), las dos redes de líneas de microcinta 2,3 están ubicadas entre los segmentos.

Las antenas de bocina 1 están equipadas con constricciones geométricas simétricas 15, 16 correspondientes a las
30 direcciones de polarización ortogonales, que se extienden a lo largo de la dirección de propagación de la onda electromagnética.

Tales bocinas se llaman bocinas "con crestas". La figura 4a muestra una bocina individual de cuatro crestas ejemplar que puede soportar dos polarizaciones ortogonales sobre una banda ancha.

35 Como se muestra en las secciones de las figuras 4b y 4c, las constricciones geométricas se organizan y la distancia entre las constricciones 15, 16 disminuye en la dirección de los puntos de acoplamiento y desacoplamiento. Esto permite lograr un ancho de banda de frecuencia muy grande. En particular, se pueden implementar antenas de bocina 1, que también pueden soportar bandas de transmisión y recepción que están muy distantes en frecuencia sin pérdidas
40 significativas en la eficiencia. Un ejemplo de esto son las antenas satelitales de banda K/Ka. En este caso, la banda de recepción es de 18 GHz - 21 GHz y la banda de transmisión es de 28 GHz - 31 GHz.

La profundidad, el ancho y la longitud de los escalones dependen de las bandas de frecuencia deseadas y pueden determinarse utilizando métodos de simulación numérica.

45 Las señales se acoplan o desacoplan típicamente en las redes de línea de microcinta 2, 3 en el punto más estrecho de las constricciones 15, 16 para la dirección de polarización respectiva, lo que permite una adaptación de impedancia de banda muy ancha.

50 La figura 4d muestra esquemáticamente una parte de la sección longitudinal a través de una bocina con crestas en la ubicación de dos constricciones 16 que se encuentran opuestas entre sí. Las constricciones 16 son de diseño escalonado y la distancia d_i desde los escalones opuestos disminuye desde la apertura de la antena de bocina (arriba) hasta el extremo de la bocina (abajo).

55 Además, la propia bocina está graduada (véase las figuras 4a-c), de modo que en cada escalón la longitud del borde a_i de la apertura de la bocina en la sección transversal correspondiente también disminuye desde la apertura de la bocina hasta el extremo de la bocina.

Las distancias d_i y las longitudes del borde asociadas a_i , o al menos algunas de ellas, ahora están diseñadas para que
60 la frecuencia de corte inferior asociada de la sección de guía de onda con crestas respectiva esté por debajo de la frecuencia útil más baja de la bocina. Solo si se cumple esta condición, la onda electromagnética de la longitud de onda correspondiente puede penetrar en la bocina a un acoplamiento de línea de guía de onda a microcinta y acoplarse

o desacoplarse.

Dado que la amortiguación disipativa aumenta bruscamente cuando se acerca a la frecuencia de corte inferior, las distancias d_i y las longitudes de borde asociadas a_i se eligen ventajosamente de modo que permanezca una distancia suficiente a la frecuencia de corte y la amortiguación no sea demasiado alta.

Además, debe tenerse en cuenta que el acoplamiento mutuo de los elementos radiantes es efectivo en sistemas de antenas que consisten en varias antenas de bocina.

10 Como se ha mostrado, una realización favorable puede describirse, sin embargo, mediante una condición analítica que contiene la longitud del borde a_i de la apertura en la sección transversal correspondiente a través de la bocina y la distancia d_i .

15 La figura 5 muestra esquemáticamente la estructura de un módulo de antena 2×2 según la invención, que consta de cuatro antenas de bocina de cuatro crestas 1, cuatro desacoplamientos 17 en las redes de línea de microcinta 2, 3, dos redes de línea de microcinta 2, 3 separadas para cada una de las dos polarizaciones ortogonales y desacoplamientos de las redes de línea de microcinta 2, 3 al acoplamiento de la guía de onda 4, 5. También se muestran las constricciones como crestas simétricas 15, 16 de la antena de bocina 1.

20 Las dos señales polarizadas ortogonalmente pol 1 y pol 2, la recepción y la radiación de las cuales es soportada por las antenas de bocina 1, se alimentan o extraen de la red de microcinta correspondiente 2, 3 por los puntos de desacoplamiento o acoplamiento 17.

25 Las redes de línea de microcinta 2, 3 a su vez están diseñadas como divisores de potencia binarios 4:1 y acoplan las señales de suma en las guías de onda 4, 5.

30 La distancia entre los centros de fase de dos antenas de bocina adyacentes 1 en la dirección vertical es menor que λ_{\min} , por lo que al menos en esta dirección no pueden aparecer lóbulos laterales parásitos indeseables ("lóbulos de rejilla") en el patrón de antena y las antenas de bocina se encuentran muy juntas en esta dirección.

35 En el ejemplo mostrado en la figura 5, los centros de fase de las antenas de bocina 1 coinciden con los centros de haz de las antenas de bocina 1. En general, sin embargo, este no es necesariamente el caso. Sin embargo, la posición del centro de fase de una antena de bocina 1 de cualquier geometría puede determinarse utilizando métodos de simulación numérica.

40 Las líneas de microcinta son particularmente adecuadas para el acoplamiento y desacoplamiento de las señales soportadas por las antenas de bocina con crestas 1 debido a su naturaleza de banda ancha conocida. Además, las líneas de microcinta requieren muy poco espacio de instalación, por lo que se pueden producir sistemas de antenas de bocina de banda ancha altamente eficientes, cuyos patrones de antena no tienen lóbulos laterales parásitos ("lóbulos de rejilla"), incluso para frecuencias muy altas (por ejemplo, 30 GHz - 40 GHz).

45 La figura 6 muestra una realización adicional de la invención. En este caso, los módulos de antena están formados por antenas de bocina rellenas de dieléctrico 18. Las antenas de bocina 18 rellenas de dieléctrico 19 están dispuestas en este caso, por ejemplo, en un conjunto de antenas de 8×8 y se acoplan entre sí a través de las redes de línea de microcinta 2 y 3.

Las redes de línea de microcinta 2, 3 acoplan las señales de suma en los acoplamientos de guía de onda 4, 5.

50 Las figuras 7a-c muestran la estructura interna de una antena de bocina individual 18 completamente rellena con un dieléctrico. Al igual que la antena de bocina 18, el relleno dieléctrico (dieléctrico) 19 consta de tres segmentos, cada uno de los cuales está definido por las redes de líneas de microcinta 2, 3.

55 Para que los elementos radiantes individuales 1 puedan soportar dos bandas de frecuencia ampliamente separadas, tienen un interior escalonado, como se ejemplifica en las secciones 7b-c. La banda de frecuencia más alta se acopla y desacopla típicamente en el punto más estrecho o más bajo a través de la red de línea de microcinta 3, que está más alejada de la abertura de apertura del elemento radiante 1 individual. La banda de frecuencia más baja se acopla y desacopla en un punto más alejado de la abertura de apertura, por medio de una red de línea de microcinta 2.

60 La profundidad, el ancho y la longitud de los escalones dependen de las bandas de frecuencia deseadas y también se pueden determinar mediante métodos de simulación numérica.

Si los dos puntos de acoplamiento y desacoplamiento de las redes de línea de microcinta 2, 3 están espacialmente lo

suficientemente cerca uno del otro, sin embargo, la antena de bocina 1 también se puede diseñar de manera que tanto los acoplamientos como los desacoplamientos pueden soportar tanto la banda de frecuencia de transmisión como la de recepción.

- 5 El cuerpo de relleno dieléctrico 19 también está diseñado de manera escalonada. La forma del cuerpo de relleno 19 en la superficie de la apertura depende de los requisitos electromagnéticos para el patrón de antena del elemento radiante individual 1. El cuerpo de relleno 19 puede, como se muestra, hacerse plano en la apertura de apertura. Sin embargo, también hay otros diseños posibles, por ejemplo, curvado hacia adentro o hacia afuera.
- 10 Una gran variedad de materiales conocidos, como teflón, polipropileno, polietileno, policarbonato o polimetilpenteno, son adecuados como dieléctricos. Para la cobertura simultánea de la banda K y Ka, por ejemplo, un dieléctrico con una constante dieléctrica de aproximadamente 2 es suficiente (por ejemplo, Teflón, polimetilpenteno).

En la realización ejemplar mostrada en la figura 7, la antena de bocina 18 está completamente rellena con un dieléctrico 15 19. Sin embargo, también son posibles realizaciones con solo relleno parcial.

La ventaja de usar bocinas con relleno dieléctrico es que las bocinas tienen una estructura interna mucho menos compleja que en el caso de las bocinas con crestas.

- 20 Para visualizar antenas altamente eficientes incluso a frecuencias muy altas de GHz, también es concebible, por ejemplo, rellenar la antena de bocina de cuatro crestas con un dieléctrico. También son posibles otras geometrías de bocina con relleno dieléctrico o relleno parcial.

La figura 7d muestra esquemáticamente una realización ventajosa de una antena de bocina rellena de dieléctrico 25 escalón a escalón, que tiene una apertura rectangular.

La figura 7d muestra la vista de la bocina desde arriba (vista superior) con los bordes de apertura k_1 y k_2 , y las secciones longitudinales a través de la antena de bocina a lo largo de las líneas A-A' y B-B'.

- 30 La antena de bocina ahora está diseñada para que haya una primera sección transversal rectangular a través de la bocina, cuya abertura tiene un borde largo k_E , y una segunda sección transversal a través de la bocina, cuya abertura tiene un borde largo k_s .

Si la banda de recepción del sistema de antena ahora es más baja en frecuencia que la banda de transmisión y el 35 borde k_E ahora se selecciona de modo que la frecuencia de corte inferior asociada de una guía de onda rellena de dieléctrico con un borde largo k_E esté por debajo de la frecuencia útil más baja de la banda de recepción del sistema de antena, la antena de bocina puede soportar la banda de recepción.

Si el borde k_s también se selecciona de modo que la frecuencia de corte inferior asociada de una guía de onda rellena 40 de dieléctrico con un borde largo k_s esté por debajo de la frecuencia útil más baja de la banda de transmisión del sistema de antena, entonces la antena de bocina también puede soportar la banda de transmisión, y esto también se aplica si la banda de recepción y la banda de transmisión están muy separadas.

Como en la figura 7d el borde k_s es ortogonal al borde k_E , dos de tales polarizaciones lineales ortogonales están 45 soportadas simultáneamente por dicha antena de bocina, ya que los modos de guía de onda correspondientes están polarizados linealmente y son ortogonales entre sí.

Las antenas de bocina de este tipo también pueden funcionar sin o solo con un relleno dieléctrico parcial, y la 50 realización mostrada en la figura 7d se puede expandir a cualquier número de secciones transversales de bocina rectangulares y, por lo tanto, a cualquier número de bandas útiles.

Si el sistema de antena de bocina del sistema de antena ahora es denso, es decir si no aparecen lóbulos laterales 55 parásitos (lóbulos de rejilla) en el patrón de antena del sistema de antena, entonces, en una realización ventajosa adicional, las longitudes de borde k_1 y k_2 de la apertura rectangular de las antenas de bocina se eligen de modo que tanto k_1 como k_2 sean menores o iguales que la longitud de onda de la frecuencia de referencia, que está en la banda de transmisión de la antena.

En este caso, el espacio disponible se utiliza de manera óptima y se logra una ganancia máxima de antena.

- 60 La figura 8 muestra un módulo de antena 2x2 ejemplar que consta de cuatro antenas de bocina 18 rellenas de dieléctrico. Como se muestra en la figura 7b-c, los acoplamientos y desacoplamientos en las redes microcinta 2, 3 están completamente integrados en el dieléctrico 19. De lo contrario, el módulo no difiere del módulo correspondiente

hecho de antenas de bocina con crestas, como se muestra en la figura 5, las redes de línea de microcinta 2, 3 están conectadas cada una a los acoplamientos de guía de onda 4, 5.

Una realización ventajosa adicional se muestra en la figura 9. En este caso, el módulo está equipado con una rejilla dieléctrica 20 que se extiende sobre toda la abertura de apertura. Tales rejillas dieléctricas 20 pueden mejorar en gran medida la adaptación de la impedancia, en particular en la banda de frecuencia más baja de los elementos radiantes individuales 1, al reducir la longitud de onda efectiva en la vecindad de las aberturas de apertura de los elementos radiantes individuales 1.

10 En el ejemplo que se muestra en la figura 9, esto se consigue porque los cruces dieléctricos están ubicados por encima de los centros de las aberturas de apertura de los elementos radiantes individuales. Sin embargo, también son posibles otras realizaciones tales como cilindros, cuerpos esféricos, cuboides, etc. La red dieléctrica 20 tampoco necesita ser regular o periódica. Entonces es concebible, por ejemplo, que la rejilla para la antena de bocina 1 en el borde de la antena tenga una geometría diferente que para la antena de bocina 1 en el centro. Esto podría usarse por ejemplo, 15 para modular efectos de borde.

La figura 10a-b ilustra un módulo ejemplar que está construido en tecnología en capas. Usando esta tecnología, los módulos según la invención pueden producirse de manera particularmente económica. Además, la reproducibilidad de los módulos está garantizada incluso a frecuencias muy altas (requisitos de alta tolerancia).

20 La primera capa consiste en un polarizador opcional 21, que se usa para señales polarizadas circularmente. El polarizador 21 convierte señales polarizadas linealmente en polarizadas circularmente y viceversa, dependiendo de la polarización de la señal incidente. De esta manera, las señales polarizadas circularmente que inciden en el sistema de antena se convierten en señales polarizadas linealmente para que las antenas de bocina del módulo puedan 25 recibirlas sin pérdida. Por otro lado, las señales polarizadas linealmente emitidas por las antenas de bocina se convierten en señales polarizadas circularmente y luego se emiten al espacio libre.

Las siguientes dos capas forman la parte frontal del conjunto de antenas de bocina, que separa las estructuras de bocina primaria 22 sin unidad de acoplamiento o desacoplamiento incluida.

30 Las siguientes capas 23a, 2 y 23b forman el acoplamiento y desacoplamiento de la primera polarización lineal de las antenas de bocina del conjunto. La red de línea de microcinta 2 de la primera polarización y su sustrato están incrustados en soportes metálicos (capas) 23a, 23b. Los soportes 23a, 23b tienen recortes (muescas) en los puntos en los que discurre una línea de microcinta (véase también la figura 11d, número de referencia 25).

35 Del mismo modo, la red de línea de microcinta 3 de la segunda polarización ortogonal está incrustada con su sustrato en los soportes 23b, 23c.

En la última posición, están las terminaciones de guía de onda 24 de las antenas de bocina y los desacoplamientos de guía de onda 4 y 5.

Las estructuras de bocina primaria 22, los soportes 23a-c y las terminaciones de guía de onda 24 son conductores de la electricidad y pueden producirse de manera económica usando los métodos conocidos de metalurgia, por ejemplo, de aluminio (por ejemplo, fresado, corte por láser, corte por chorro de agua, mecanizado por descarga eléctrica).

45 Sin embargo, también es concebible producir las capas a partir de materiales plásticos, que luego se cubren total o parcialmente con una capa conductora de electricidad (por ejemplo, galvánica o química). Para producir las capas de plástico, por ejemplo, se pueden usar los procesos de moldeo por inyección conocidos. Dichas realizaciones tienen la ventaja respecto a las capas de aluminio u otros metales de que puede dar como resultado una reducción de peso 50 considerable, lo cual es particularmente ventajoso cuando el sistema de antena se usa en un avión.

Con esta tecnología de capa, un módulo de antena altamente eficiente y rentable está disponible incluso a frecuencias muy altas de GHz.

55 La tecnología de capas descrita se puede usar de la misma manera para módulos de antena hechos de bocinas con crestas, así como para módulos hechos de bocinas rellenas de dieléctrico.

Las figuras 11a-d muestran la estructura detallada de las redes de microcinta 2, 3 incrustadas en los soportes metálicos. Los recortes (muescas) 25 están diseñados de tal manera que las líneas de microcinta 26 de las redes de 60 líneas de microcinta 2, 3 discurren en cavidades metálicas cerradas. Esto minimiza las pérdidas de microondas.

Dado que un grosor finito de los sustratos (placa de circuito) de las líneas de microcinta 26 deja un espacio entre las

capas metálicas a través de las cuales podría escapar la energía de microondas, también se prevé que los sustratos se proporcionen con vías chapadas metálicas 27 en los bordes de las muescas, de modo que los soportes metálicos están conectados galvánicamente, por lo que las cavidades están completamente cerradas eléctricamente. Si las vías 27 chapadas son suficientemente densas a lo largo de las líneas de microondas 26, entonces la potencia de 5 microondas ya no puede escapar.

Las vías chapadas 27 están preferentemente al ras con las paredes metálicas de la cavidad 25. Si también se usa un sustrato delgado y de baja pérdida (material de placa de circuito), las propiedades electromagnéticas de dicha estructura son similares a las de una línea coaxial llena de aire. En particular, es posible una línea de microondas de 10 banda muy ancha y los modos parásitos superiores no pueden propagarse. Además, los requisitos de tolerancia son bajos incluso a frecuencias muy altas de GHz.

Con sustratos muy delgados (por ejemplo, $< 20 \mu\text{m}$) y, en consecuencia, frecuencias útiles bajas, las vías chapadas también pueden omitirse, ya que incluso sin vías chapadas prácticamente no puede escapar potencia de microondas 15 a través de las ranuras muy estrechas.

Los acoplamientos o los desacoplamientos 6, 7 de antenas de bocina están integrados directamente en el soporte metálico.

20 La figura 12 muestra el modelo de vacío de un módulo de antena 8 x 8 ejemplar. Las antenas de bocina 1 están empacadas densamente y, sin embargo, queda espacio de instalación más que suficiente para las redes de línea de microcinta 2, 3 y para las terminaciones de guía de onda 28 de los elementos radiantes individuales 1 y los acoplamientos de guía de onda 4, 5. Una rejilla dieléctrica 20 está unida delante del plano de apertura.

25 En una realización ventajosa adicional, las redes de guía de onda que acoplan los módulos entre sí están construidas a partir de guías de onda con crestas. Esto tiene la ventaja de que las guías de onda con crestas pueden tener un ancho de banda de frecuencia mucho mayor que las guías de onda convencionales o pueden diseñarse específicamente para diferentes bandas útiles.

30 Una red ejemplar de guías de onda de doble cresta se muestra esquemáticamente en la figura 13. Las guías de onda rectangulares están provistas de constricciones geométricas simétricas 29, que se complementan con constricciones verticales 30 en la ubicación de los divisores de potencia.

El diseño de la guía de onda con crestas y el divisor de potencia correspondiente se puede llevar a cabo utilizando los 35 métodos de simulación numérica de dichos componentes, según los requisitos de la red.

Las guías de onda de doble cresta no necesariamente tienen que usarse. También es concebible, por ejemplo, la guía de onda con crestas simple o cuádruple.

40 Dichos rellenos pueden reducir significativamente el requisito de espacio de instalación en comparación con las guías de onda sin rellenar a la misma frecuencia útil. En una realización no mostrada, las guías de onda de las redes de guía de onda intermodulares están completa o parcialmente rellenas de un dieléctrico. El resultado son antenas muy compactas con espacio optimizado, que son particularmente adecuadas para aplicaciones en aviones. Tanto las guías de onda estándar como las guías de onda con constricciones geométricas pueden rellenarse con un dieléctrico.

45 En una realización ventajosa adicional, la antena está equipada con un polarizador de meandro multicapa.

La figura 14 muestra un ejemplo de una posición de dicho polarizador.

50 Para lograr relaciones axiales de las señales polarizadas circularmente en la vecindad de 1 (0 dB), se utilizan polarizadores de meandro multicapa.

En una realización que no se muestra, varias de las capas mostradas en la figura 14 están dispuestas una encima de la otra en planos paralelos. Hay una capa de espuma de baja pérdida (por ejemplo, B. Rohacell, XPS) con un grosor 55 en la región de un cuarto de longitud de onda. Si las demandas en la relación axial son menores, se pueden usar menos capas. Del mismo modo, se pueden usar más capas si las demandas en la relación del eje son altas.

Una disposición ventajosa es un polarizador de meandro de 4 capas con una relación de eje de menos de 1 dB, que generalmente es suficiente en la práctica.

60 El diseño de los polarizadores de meandro se basa en las bandas de frecuencia útiles del sistema de antena y puede llevarse a cabo utilizando métodos de simulación numérica de tales estructuras.

En la realización ejemplar de la figura 14, las líneas de meandro 31 se encuentran en un ángulo de aproximadamente 45° con respecto a los ejes principales de la antena. Esto lleva al hecho de que las señales incidentes polarizadas linealmente a lo largo de un eje principal se convierten en señales polarizadas circularmente. Dependiendo del eje principal respecto al cual las señales están polarizadas linealmente, se produce una señal polarizada circularmente hacia la izquierda o polarizada circularmente hacia la derecha.

Dado que el polarizador de meandro es un componente lineal, el proceso es recíproco, es decir del mismo modo, las señales polarizadas circularmente a izquierda o derecha se convierten en señales polarizadas linealmente.

También es concebible utilizar estructuras geométricas que no sean meandros para los polarizadores. Se conocen una gran cantidad de estructuras conductoras geométricas pasivas, con las cuales las señales polarizadas linealmente se pueden convertir en señales polarizadas circularmente. Depende de la aplicación, qué estructuras son las más adecuadas para la antena.

Como se muestra en la figura 10, el polarizador 21 se puede colocar delante de la abertura de apertura. Por lo tanto, es posible utilizar de manera relativamente simple la antena tanto para señales polarizadas linealmente como para señales polarizadas circularmente, sin tener que cambiar la estructura interna para ello.

En una realización ventajosa adicional, la antena está equipada con una configuración de amplitud parabólica, que se implementa mediante un diseño apropiado de los divisores de potencia de las redes de alimentación. Dado que el patrón de antena debe estar bajo una máscara prescrita por la normativa, se pueden lograr densidades EIRP espectrales máximas mucho más altas permitidas en el modo de transmisión mediante tales configuraciones de amplitud que sin tales configuraciones. Esto es particularmente ventajoso para antenas con un área de apertura pequeña, ya que la densidad espectral EIRP máxima que cumple con la normativa es directamente proporcional a la velocidad de datos alcanzable y, por lo tanto, al coste del servicio correspondiente.

Tal configuración de amplitud se muestra esquemáticamente en la figura 15a. Las contribuciones de rendimiento de los cuernos individuales disminuyen desde el centro de la apertura hasta el borde. En la figura 15a, esto se ejemplifica por diferentes grados de ennegrecimiento (oscuro: alta contribución al rendimiento, claro: baja contribución al rendimiento). En este caso las contribuciones de rendimiento disminuyen en ambas direcciones del eje principal (acimut y elevación). Para todos los ángulos de giro ("skew"), esto da como resultado un patrón de antena que se adapta aproximadamente de manera óptima a la máscara de la normativa.

Dependiendo de los requisitos del patrón de antena, también puede ser suficiente ocupar la apertura en una sola dirección.

También es concebible que la configuración de amplitud sea parabólica solo en el área alrededor del centro de la antena, pero se eleva nuevamente al acercarse al borde, de modo que hay una curva cerrada alrededor del centro de la antena y las contribuciones de potencia de los elementos radiantes individuales disminuyen desde el centro de la antena a cada punto de esta curva. Tales configuraciones de amplitud pueden ser particularmente ventajosas para antenas no rectangulares.

La figura 15b muestra, a modo de ejemplo, la densidad EIRP espectral conforme a la normativa máxima (EIRP SD) después de una configuración de amplitud parabólica de una antena rectangular de banda Ka de 64 x 20 en función del ángulo de giro alrededor del eje del haz principal ("skew"). Sin configuración parabólica, la EIRP SD sería aproximadamente 8 dB más baja en el intervalo de 0° de ángulo de giro a aproximadamente 55° de ángulo de giro y aproximadamente 4 dB más bajo en el intervalo de aproximadamente 55° de ángulo de giro a aproximadamente 90° de ángulo de giro.

Las figuras 16-18 muestran la estructura básica de varios sistemas de antenas según la invención con un alcance funcional diferente en forma de diagramas de bloques.

El sistema de antena, cuya estructura básica se muestra en la figura 16, es particularmente adecuado para aplicaciones en la banda K/Ka (banda de recepción de aproximadamente 19,2 GHz - 20,2 GHz, banda de transmisión de aproximadamente 29 GHz - 30 GHz), en el que las polarizaciones de las señales de transmisión y recepción son fijas y ortogonales entre sí (es decir, la dirección de polarización de las señales no cambia).

Como las señales polarizadas circularmente se usan típicamente en la banda K/Ka, inicialmente se proporciona un polarizador 21. Esto es seguido por un conjunto de antenas 32, que se construye a partir de antenas de bocina de cuatro crestas o de antenas de bocina rellenas de dieléctrico. Las aberturas de apertura de las antenas de bocina individuales tienen típicamente dimensiones de menos de 1 cm x 1 cm en este intervalo de frecuencia.

Según la invención, el conjunto de antenas 32 está organizado en módulos, cada elemento radiante individual tiene dos acoplamientos o desacoplamientos de línea de microcinta 33 separados por polarizaciones, que a su vez están conectados por separado a dos redes de línea de microcinta 36 según las polarizaciones.

5 Dado que la polarización de las señales de transmisión y recepción es fija y típicamente ortogonal entre sí, se proporciona en este caso que la red de microcinta 36 de una polarización está diseñada para la banda de transmisión y la red de microcinta 36 de la otra polarización para la banda de recepción.

10 Esto tiene la ventaja de que la red de microcinta 36 de la banda de recepción puede diseñarse para pérdidas mínimas, y por lo tanto la relación G/T de la antena se vuelve óptima.

En la estructura ejemplar de la figura 16, el polarizador 21 está orientado de tal manera que las señales en la banda de transmisión 34 son circulares a la derecha y las señales en la banda de recepción 35 son circulares a la izquierda.

15 Las señales de las dos redes de línea de microcinta 36 de los módulos individuales, separadas según la banda de polarización y frecuencia, ahora están acopladas con acoplamientos de línea de microcinta a guía de onda 37 en dos redes de guías de onda 38.

20 También se proporciona en este caso que las dos redes de guía de onda 38 están optimizadas para la banda apropiada que están destinadas a soportar.

Entonces se pueden utilizar, por ejemplo, diferentes secciones transversales de guía de onda para la red de guía de onda de la banda de recepción y la red de guía de onda de la banda de transmisión. En particular, se pueden usar
25 secciones transversales de guía de onda ampliadas, que pueden reducir en gran medida las pérdidas disipativas en las redes de guía de onda y, por lo tanto, aumentar significativamente la eficiencia de las antenas.

Además, se proporciona un filtro de frecuencia de banda de recepción 39 para proteger el amplificador de recepción de bajo ruido, que normalmente está montado directamente en la salida de la banda de recepción de la antena, de ser
30 sobrecargado por las fuertes señales de transmisión.

Para lograr la supresión de la banda lateral requerida por la normativa en la banda de transmisión, también se proporciona un filtro de banda de transmisión opcional 40. Esto se requiere, por ejemplo, si un amplificador de potencia de banda de transmisión (HPA), no mostrado, no tiene un filtro suficiente en su salida.

35 La estructura de un sistema de antena según la invención mostrada en la figura 16 tiene otra ventaja muy importante, particularmente para antenas de satélite. Dado que la red de alimentación de la banda de transmisión y la red de alimentación de la banda de recepción están completamente separadas entre sí tanto a nivel de las líneas de microcinta como a nivel de la guía de onda, es posible utilizar configuraciones de amplitud diferentes para las dos
40 redes.

Entonces la red de alimentación de banda de recepción, por ejemplo, se puede configurar de manera homogénea, es decir las contribuciones de potencia de todas las antenas de bocina de la antena son las mismas en la banda de recepción y todos los divisores de potencia, tanto a nivel de la red de microcinta de la banda de recepción como a
45 nivel de la red de guía de onda de la banda de recepción, son divisores de potencia simétricos de 3dB si la red de alimentación se construye como un árbol binario completo y completamente simétrico.

Como las configuraciones de amplitud homogéneas conducen a la ganancia de antena máxima posible, el resultado es que la antena se vuelve máximamente eficiente en la banda de recepción y la relación de ganancia de antena y
50 G/T de ruido propio de la antena se vuelve máxima.

Por otro lado, la red de alimentación de banda de transmisión se puede proporcionar con una configuración de amplitud parabólica independientemente de la red de alimentación de la banda de recepción de tal manera que la densidad EIRP espectral que cumple con la normativa se vuelva máxima.

55 Aunque dichas configuraciones de amplitud parabólica reducen la ganancia de la antena, esto no es crítico porque, debido al diseño, esto solo se limita a la banda de transmisión y no afecta a la banda de recepción.

Las características clave de rendimiento de las antenas satelitales, en particular de las antenas satelitales de pequeño
60 tamaño, son G/T y la densidad espectral EIRP máxima que cumple con la normativa.

El G/T es directamente proporcional a la velocidad de datos que se puede recibir a través de la antena. La densidad

espectral EIRP espectral máxima que cumple con la normativa es directamente proporcional a la velocidad de datos que se puede transmitir con la antena.

5 Con los sistemas de antena, que están contruidos según la figura 16, ambas características de rendimiento pueden optimizarse independientemente una de la otra.

10 Con antenas satelitales muy pequeñas, hay otra ventaja. Esto se debe a que existe un problema de que el ancho del haz principal en la banda de recepción puede llegar a ser tan grande que no solo se reciben señales del satélite objetivo sino también señales de los satélites vecinos. Las señales de los satélites vecinos actúan efectivamente como una contribución de ruido adicional, lo que puede conducir a una degradación significativa del G/T efectivo.

15 Con los sistemas de antena según la invención, que están contruidos según la figura 16, este problema puede resolverse al menos parcialmente. Esto es porque, por ejemplo, si la red de alimentación de banda de recepción no está homogéneamente ocupada por la amplitud, sino hiperbólicamente ocupada por la amplitud, entonces el ancho del haz principal de la antena disminuye. Las configuraciones de amplitud de hipérbole se caracterizan porque las contribuciones de potencia de los elementos radiantes individuales del conjunto de antenas aumentan desde el centro hasta el borde.

20 A través de una configuración de amplitud hiperbólica al menos en un área parcial del sistema de antena, se puede lograr que la intensidad de las señales de interferencia recibidas por los satélites vecinos por la antena disminuya y el G/T efectivo aumente en tal escenario de interferencia.

25 La figura 17 muestra la estructura de un sistema de antena según la invención en forma de diagrama de bloques, que permite el funcionamiento simultáneo con las cuatro combinaciones de polarización posibles de las señales.

El sistema de antena consiste inicialmente en un conjunto de antenas 41 de banda ancha, antenas de bocinas de doble polarización, es decir, por ejemplo, antenas de bocina de cuatro crestas, que están organizadas según la invención en módulos.

30 Sin embargo, en contraste con la realización mostrada en la figura 16, en este caso no se usa ningún polarizador, pero cada antena de bocina recibe o envía dos señales polarizadas lineales ortogonales que, sin embargo, también contienen la información completa cuando se opera con señales polarizadas circularmente.

35 La principal diferencia con respecto a la realización en la figura 16 es que a nivel de las redes de alimentación no hay separación en una banda de recepción y una red de alimentación de banda de transmisión, sino que las señales solo se separan según su polarización diferente.

40 Después del desacoplamiento 33 del conjunto de antenas, todas las señales 42 de la misma polarización se unen en la primera red de microcinta, todas las señales de polarización ortogonal 43 en la segunda red de microcinta.

45 Las dos redes 36 de línea de microcinta están diseñadas, en este caso, de tal manera que soportan tanto la banda de transmisión como la banda de recepción. La optimización de las redes de alimentación en una de las cintas solo es posible hasta cierto punto en este caso. Sin embargo, las cuatro combinaciones de polarización están disponibles simultáneamente.

50 Mientras que las redes de líneas de microcinta 36 según la invención son típicamente de banda tan ancha por diseño (estructura similar a una línea coaxial) que pueden soportar la banda receptora y la banda de transmisión simultáneamente, después de la transición 37 de microcinta a guía de onda, las redes de guía de onda 44, si se requieren anchos de banda muy grandes, deben estar especialmente diseñadas para ello. Esto se puede hacer, por ejemplo, por la guía de onda con crestas descrita en la figura 13. Sin embargo, también es posible utilizar, por ejemplo, una guía de onda con relleno dieléctrico.

55 Para separar las señales de la banda de recepción y las señales de la banda de transmisión, se proporcionan dos diplexores de frecuencia 45, 46, uno para cada polarización. Los diplexores de frecuencia 45, 46 son, por ejemplo, diplexor de guía de onda de baja atenuación.

60 Cuando se opera con señales polarizadas linealmente, todas las combinaciones de polarización lineal están disponibles simultáneamente en la salida de los dos diplexores: en cada caso dos señales lineales polarizadas ortogonalmente tanto en la banda de recepción 49 como en la banda de transmisión 50.

Cuando se opera con señales polarizadas circularmente, se proporcionan adicionalmente dos acopladores híbridos de 90° 47, 48, uno para la banda de recepción 49 y otro para la banda de transmisión 50, con ayuda de los cuales las

señales polarizadas lineales presentes en la salida de los diplexores de frecuencia 45, 46 se pueden combinar con señales polarizadas circularmente. Los acopladores híbridos de 90° 47, 48 son por ejemplo, acopladores de guía de onda de baja pérdida.

5 A la salida de los dos acopladores híbridos de 90° 47, 48, las cuatro señales polarizadas circularmente posibles (en la banda de recepción 49 y en la banda de transmisión 50, circular derecha e izquierda) están presentes simultáneamente.

10 Si se instalan interruptores de HF y/o acopladores de HF correspondientes entre diplexores 45, 46 y acopladores híbridos de 90° 47, 48 y las señales polarizadas linealmente se acoplan, entonces se puede utilizar el sistema de antena también se puede usar para operación simultánea con cuatro señales polarizadas linealmente diferentes y cuatro señales polarizadas circularmente diferentes. También son posibles muchas otras opciones de combinación y las configuraciones de antena correspondientes.

15 La figura 18 muestra la estructura de un sistema de antena según la invención en forma de diagrama de bloques, que tiene el mismo alcance funcional que la antena mostrada en la figura 16, pero está organizado de manera diferente.

20 En la estructura según la figura 18, se usa un polarizador 21 para operar con señales polarizadas circularmente en lugar de los acopladores híbridos de 90° 47, 48 de estructura según la figura 17.

Las redes de alimentación 36, 44 procesan nuevamente dos polarizaciones ortogonales por separado (en este caso circular izquierda y circular derecha) y están diseñadas para ser de banda ancha para la banda de recepción y la banda de transmisión.

25 Las cuatro combinaciones de polarización de señales polarizadas circularmente se presentan simultáneamente directamente en la salida de los diplexores de frecuencia 45, 46. En el diplexor de frecuencia 45 para la primera polarización circular, la señal en la banda de recepción y de transmisión, en el diplexor de frecuencia 46 para la segunda polarización circular (ortogonal a la primera), la señal en la banda de recepción y de transmisión.

30 Al usar dos acopladores híbridos de 90° (no mostrados), que están conectados a los diplexores 45, 46 de una manera similar a la estructura en la figura 17, la estructura en la figura 18 también puede diseñarse para operar con señales polarizadas linealmente, o con la matriz de conmutación correspondiente, es posible la operación simultánea con señales polarizadas circular y linealmente.

35 La ventaja de la estructura según la figura 18 es que no se requieren acopladores híbridos de 90° cuando se opera con señales polarizadas circularmente. Dependiendo de la aplicación, esto puede, por ejemplo, ahorrar espacio de instalación o peso. También pueden ventajas de coste surgir bajo ciertas circunstancias.

40 La ventaja de la estructura según la figura 17, por otro lado, es que cuando se opera con señales polarizadas circularmente, la relación axial de las señales polarizadas circularmente se puede ajustar en principio libremente a través de las respectivas contribuciones de potencia en la entrada de los acopladores híbridos de 90° 47, 48.

45 Esto puede ser ventajoso, por ejemplo, si la antena se opera bajo un radomo. Se sabe que, especialmente para frecuencias altas de GHz, los radomos pueden tener anisotropías de polarización debido al material de radio y la curvatura del radomo, lo que conduce a que la relación del eje de las señales polarizadas circularmente cambie mucho a medida que pasan a través del radomo.

50 El resultado de esto es que el aislamiento de polarización cruzada puede caer bruscamente, lo que puede afectar en gran medida a la separación de canal alcanzable y, en última instancia, conducir a una degradación de la velocidad de datos alcanzable.

55 Una estructura de la antena de la figura 17 ahora permite que la relación axial de las señales polarizadas circularmente, se ajuste, por ejemplo, en modo de transmisión, de modo que se compensa una distorsión de polarización posterior causada por el paso a través del radomo. Por lo tanto, el aislamiento de polarización cruzada no se degrada efectivamente.

REIVINDICACIONES

1. Sistema de antena

con al menos cuatro elementos radiantes individuales (1), en el que los elementos radiantes individuales están
5 diseñados como antenas de bocina, las antenas de bocina (1) soportan dos polarizaciones lineales mutuamente ortogonales y tienen constricciones (15, 16) en ambos planos de polarización,

caracterizado porque

las paredes de las antenas de bocina (1) y las constricciones geométricas (15, 16) están al menos parcialmente
10 escalonadas y la apertura de las antenas de bocina (1) es en cualquier caso aproximadamente rectangular, la distancia entre dos constricciones (15, 16) opuestas entre sí y la sección transversal de la apertura de la antena de bocina desde la apertura al extremo de bocina de la antena de bocina (1) disminuye de un escalón a otro, al menos para algunos de los escalones, los escalones están diseñados de tal manera que para la distancia d_i de los escalones i -ésimos enteros, con $i \geq 0$, dos constricciones que se encuentran opuestas (15, 16) y la longitud del borde asociada a_i de la apertura de la sección de la bocina en el escalón entero i -ésimo

15

$$d_i \leq p_1 \frac{2\pi}{\lambda_E} a_i^2 - p_2 a_i$$

se aplica si λ_E denota la longitud de onda del espacio libre de la frecuencia útil más baja del sistema de antena, p_1 está entre 0,3 y 0,4 y p_2 está entre 0,25 y 0,35, en el que $p_1 = 0,35$ y $p_2 = 0,29$ preferentemente.

20

2. Sistema de antena según la reivindicación 1, **caracterizado porque** las constricciones (15, 16) se forman simétricamente al eje central de la antena de bocina.

3. Sistema de antena según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** los
25 escalones en las paredes de la bocina (1) y los escalones de las constricciones geométricas simétricas (15, 16) se adaptan óptimamente a la impedancia entre sí a frecuencias útiles del sistema de antena.

4. Sistema de antena según la reivindicación 3, **caracterizado porque** la distancia entre dos constricciones
30 (15, 16) opuestas desde la apertura hasta el extremo de bocina de la antena de bocina (1) disminuye de un escalón a otro, y en cada escalón la frecuencia de corte inferior que pertenece a la distancia respectiva de la sección de bocina que pertenece al escalón respectivo es más pequeña que la frecuencia útil más baja del sistema de antena.

5. Sistema de antena según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** la
35 apertura de la antena de bocina (1) es en cualquier caso aproximadamente cuadrada, y

35

$$\lambda_s \geq a_0 \geq \frac{\lambda_s}{2}$$

se aplica, donde a_0 denota la longitud del borde de la apertura y λ_s la longitud de onda del espacio libre de la frecuencia
40 útil más alta del sistema de antena y $p_1 = 0,35$ y $p_2 = 0,29$.

40

6. Sistema de antena según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** algunas de las antenas de bocina (1) o todas las antenas de bocina (1) están equipadas con un tabique transversal dieléctrico y/o una lente dieléctrica.

45 7. Sistema de antena según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** la antena de bocina (1) está parcial o completamente llena de un dieléctrico (19).

8. Sistema de antena según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** al menos algunas de las antenas de bocina (1) están dimensionadas de manera que la distancia entre los centros de fase de
50 dos antenas de bocina (1) directamente adyacentes es menor o como máximo igual a la longitud de onda de una frecuencia de referencia que se encuentra en la banda de transmisión del sistema de antena.

9. Sistema de antena según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** las antenas de bocina (1) para la primera de las polarizaciones lineales ortogonales se alimentan con una primera línea

de microcinta (2) y para la segunda de las polarizaciones lineales ortogonales se alimentan con una segunda línea de microcintas (3) y las líneas de microcinta (2) para la primera polarización y las líneas de microcinta (3) para la segunda polarización forman, cada una, redes de líneas de microcinta separadas (2, 3).

- 5 10. Sistema de antena según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** las líneas de microcinta de las redes de líneas de microcinta (2, 3) están en un sustrato delgado y están guiadas en cavidades, cuyas paredes son al menos parcialmente conductoras de la electricidad.
11. Sistema de antena según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** el sistema de antena está compuesto de diferentes capas (22, 23a, 23b, 23c, 24) y una red de línea de microcinta (2) de una polarización y una red de línea de microcinta (3) de la otra polarización están, en este caso, separadas entre sí entre las capas.
- 10 12. Sistema de antena según la reivindicación 11, **caracterizado porque** las diferentes capas (22, 23a, 23b, 15 23c, 24) forman un módulo de antena (8) y están hechas de metal, las líneas de microcinta (26) de las redes de líneas de microcinta (2, 3) son guiadas en las cavidades, las cuales están diseñadas como muescas (25) en las capas (23a, 23b, 23c), en el que una muesca (25) está situada arriba y otra debajo de la línea de microcinta (26).
13. Conjunto de antenas con una pluralidad de sistemas de antena según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprenden redes de guía de onda (9, 10) y están acopladas entre sí por medio de ellas.
- 20 14. Conjunto de antenas según la reivindicación 13, **caracterizado porque** una primera red de guía de onda (9) fusiona todas las señales de la primera polarización y una segunda red de guía de onda (10) fusiona todas las señales de la segunda polarización.
- 25 15. Conjunto de antenas según cualquiera de las reivindicaciones 13 o 14, **caracterizado porque** al menos algunas de las redes de guía de onda (9, 10) tienen al menos una constricción geométrica (15, 16) a lo largo de la dirección de propagación de la onda electromagnética.
- 30 16. Conjunto de antenas según la reivindicación 15, **caracterizado porque** al menos algunas de las redes de guía de onda (9, 10) están diseñadas como guías de onda de una o dos crestas.

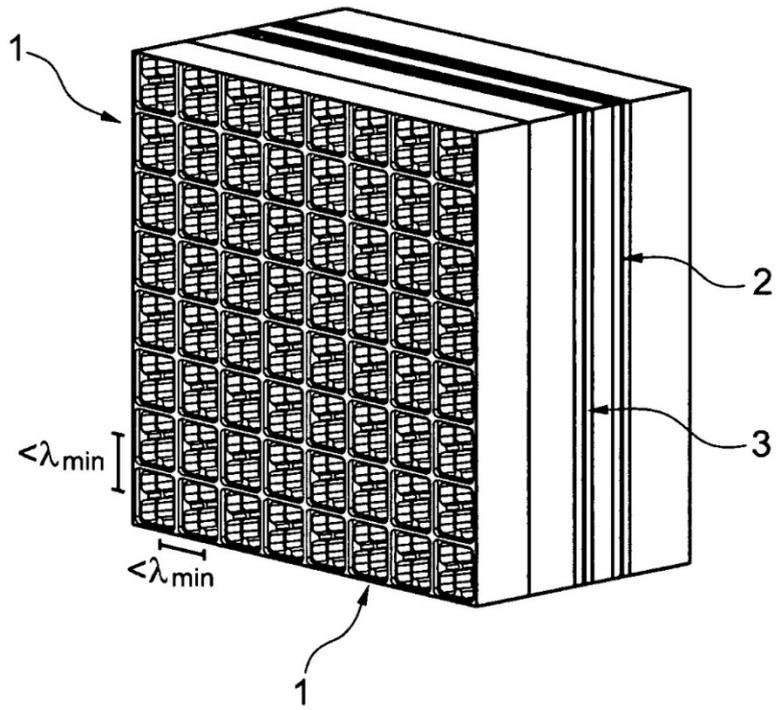


Fig. 1a

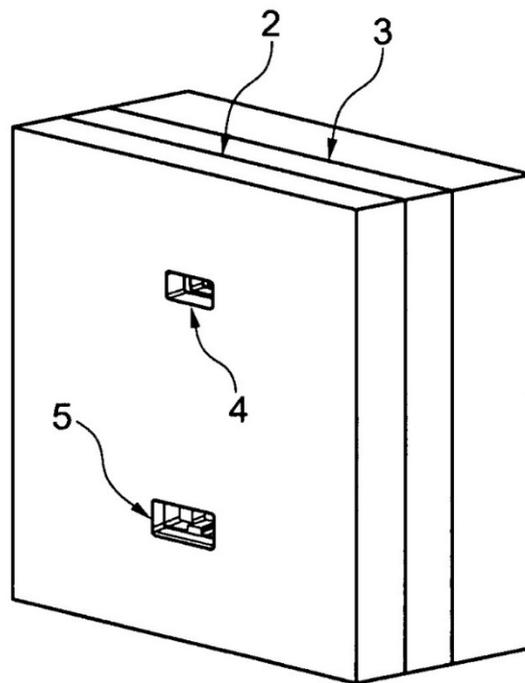


Fig. 1b

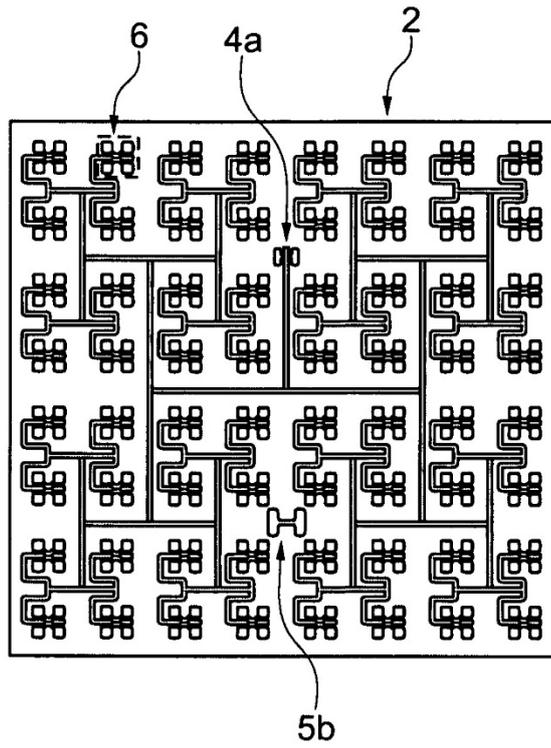


Fig. 2a

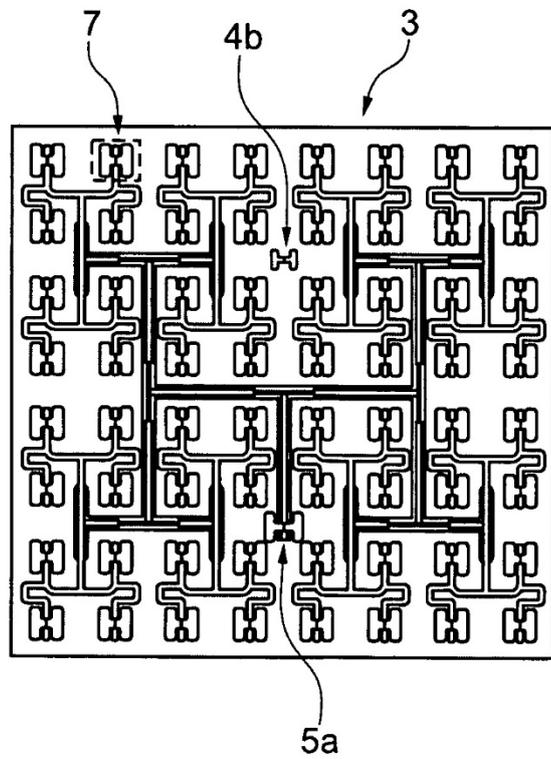


Fig. 2b

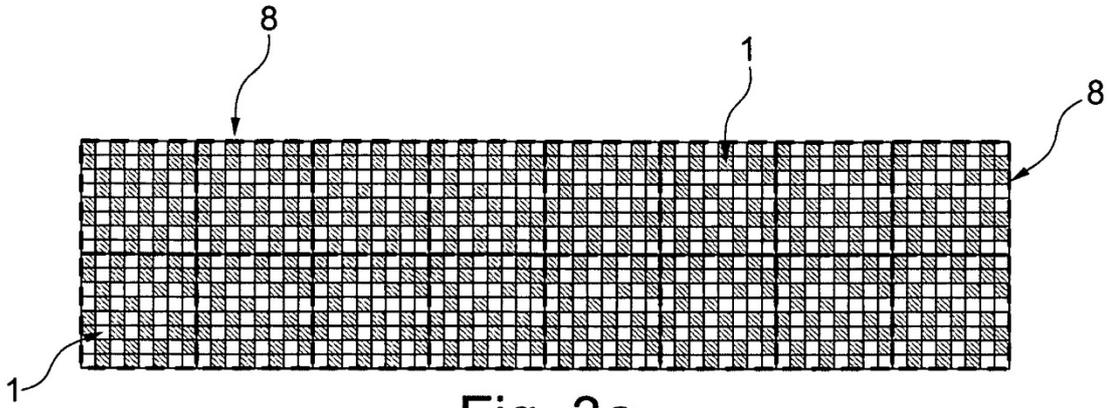


Fig. 3a

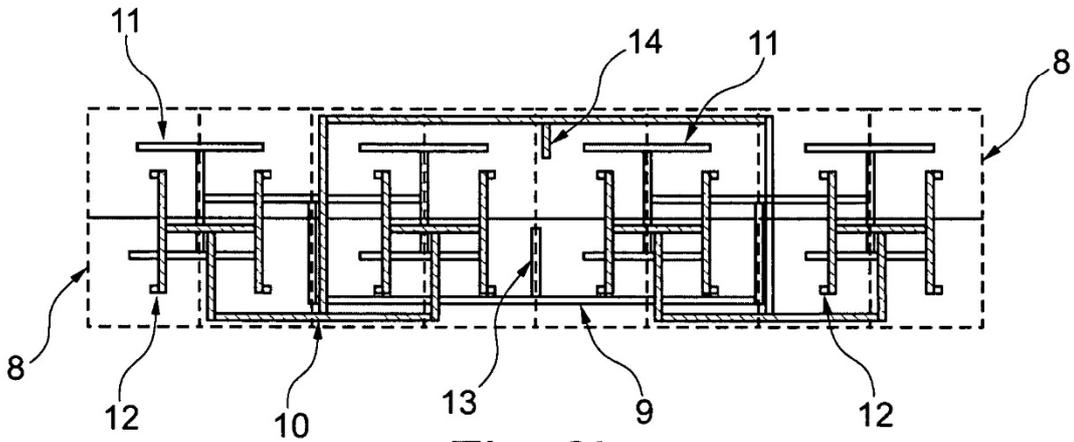


Fig. 3b

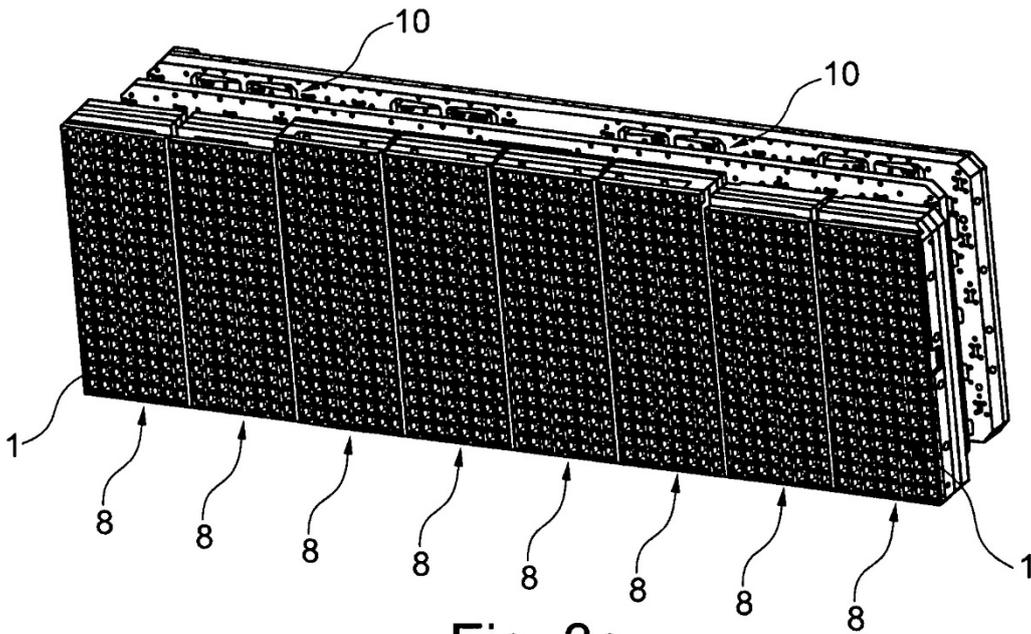


Fig. 3c

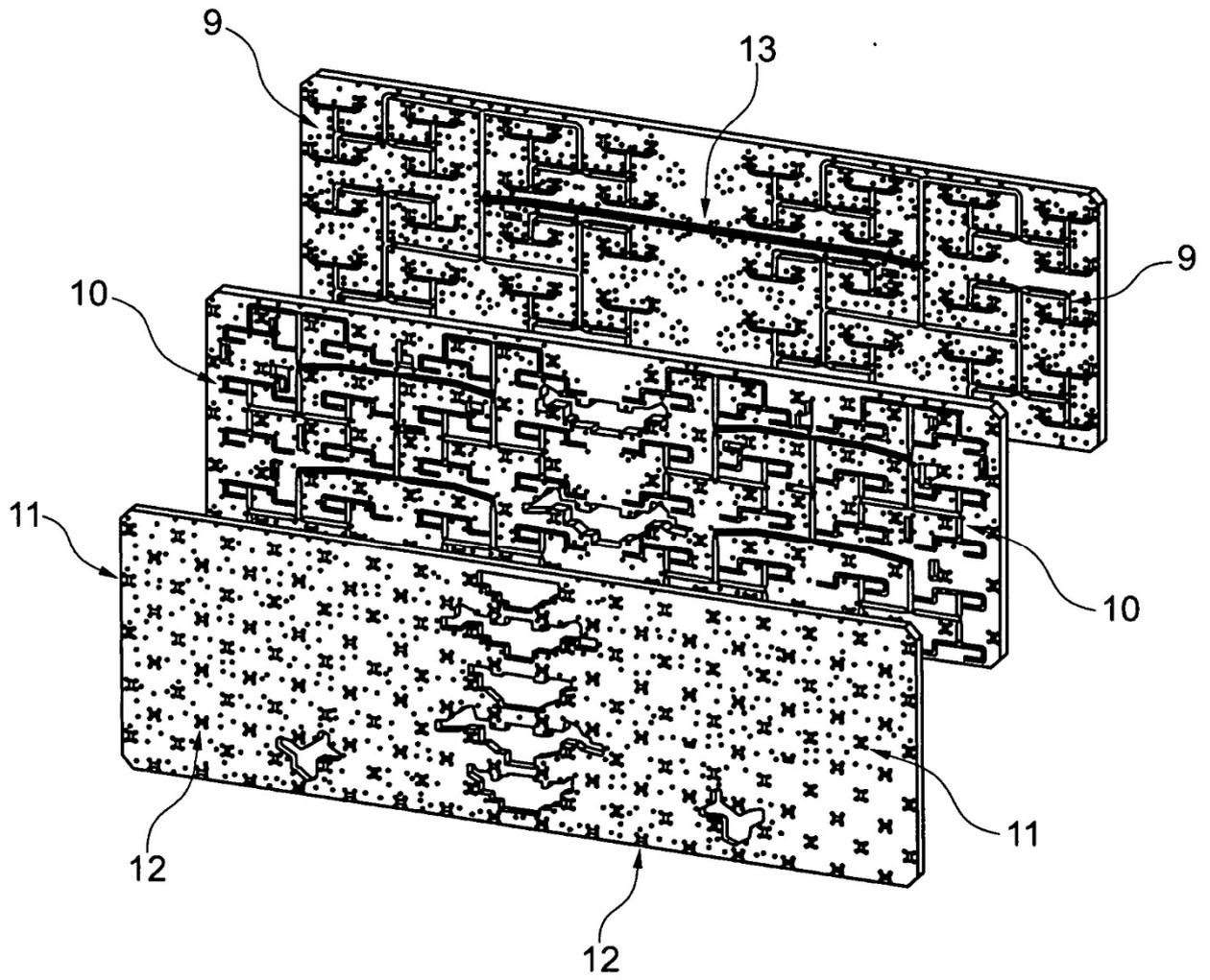
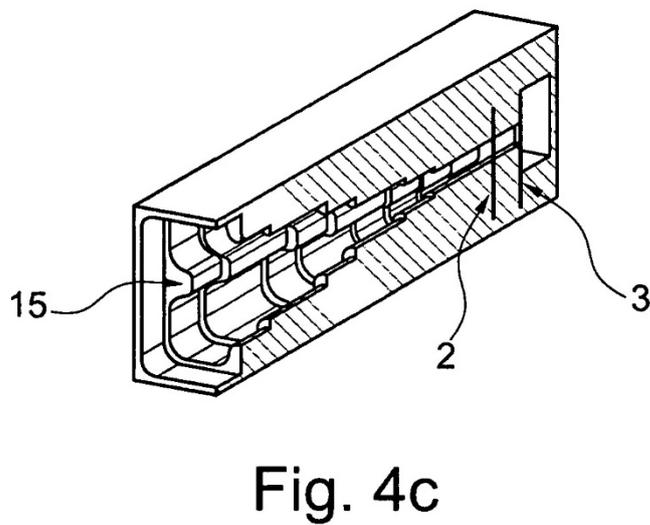
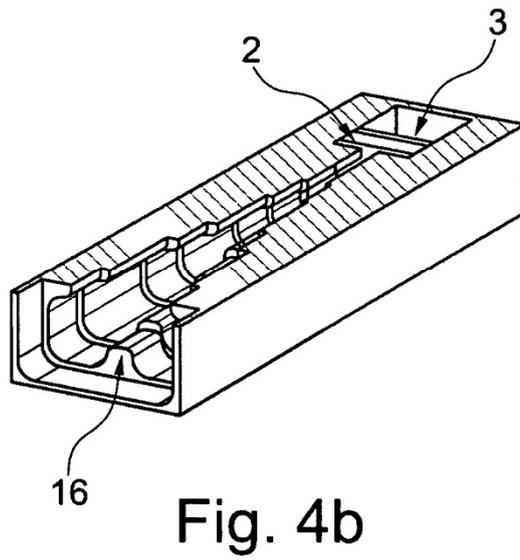
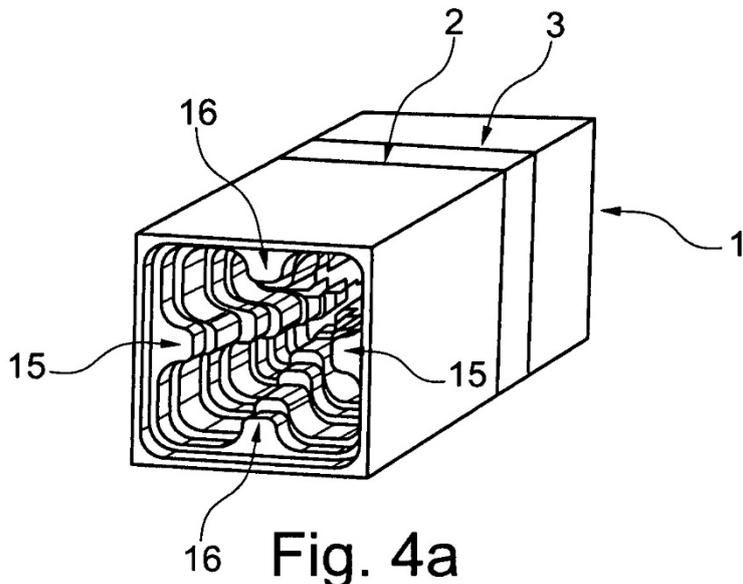


Fig. 3d



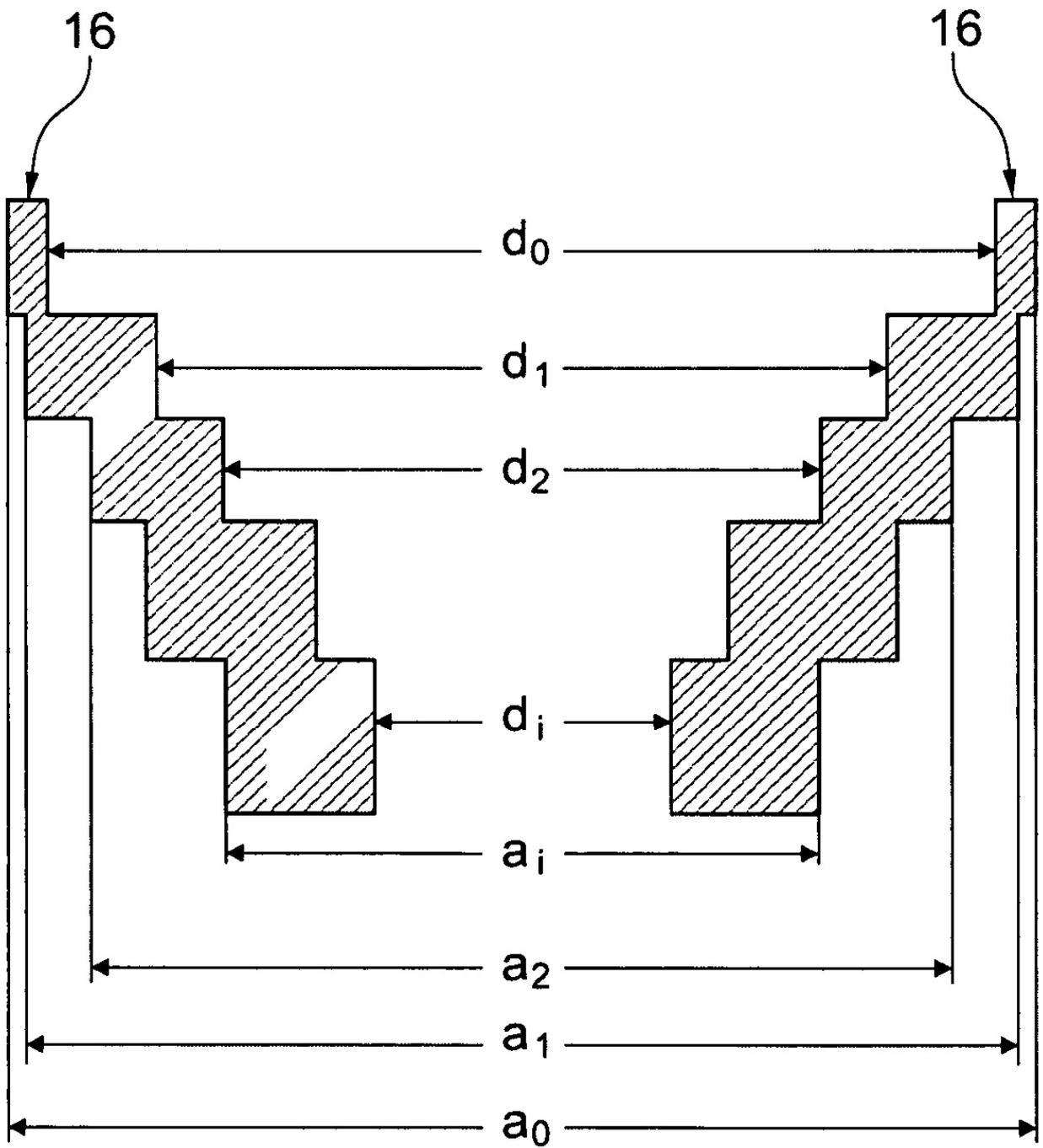


Fig. 4d

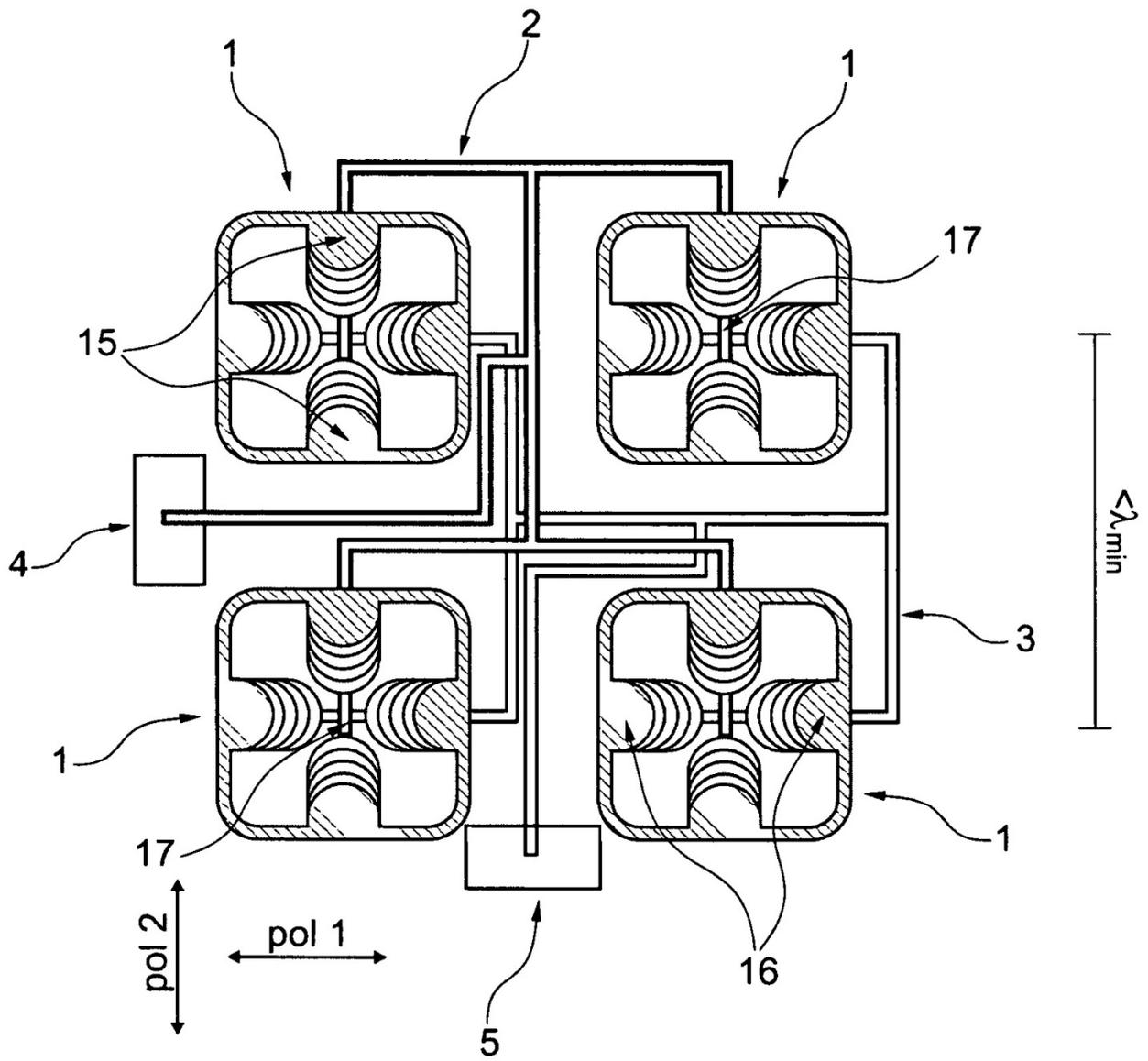


Fig. 5

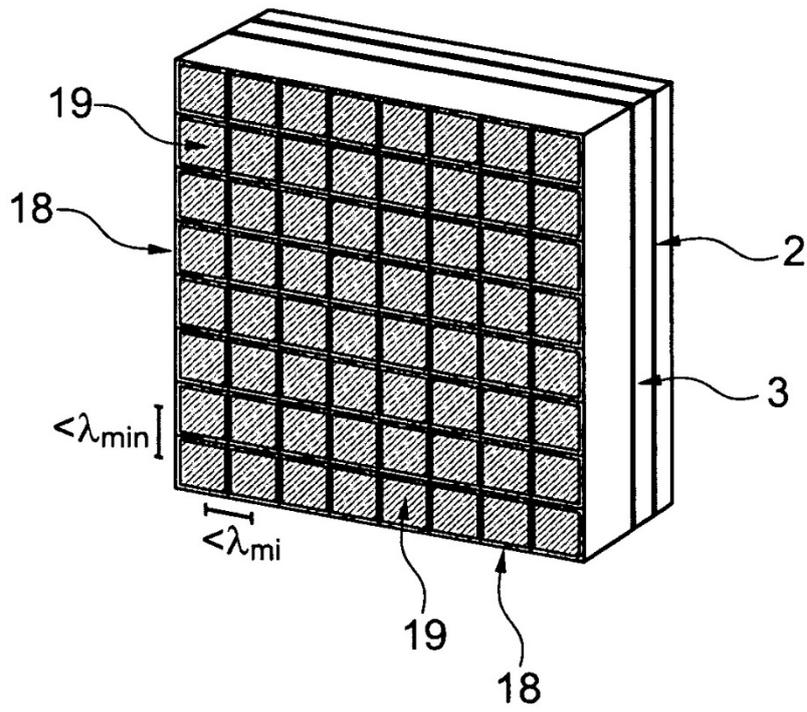


Fig. 6a

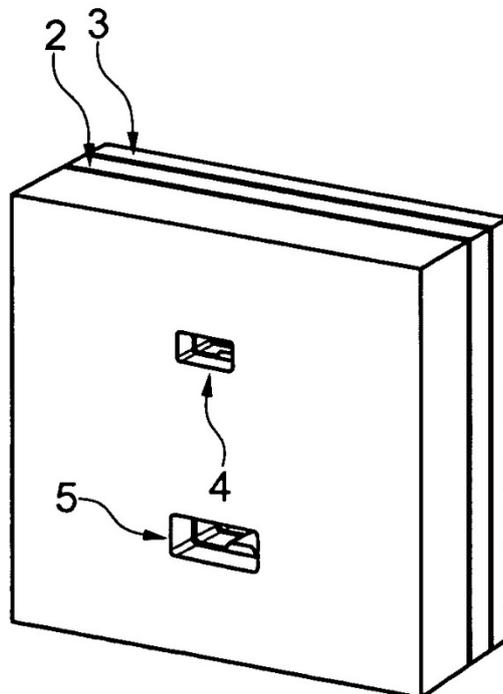


Fig. 6b

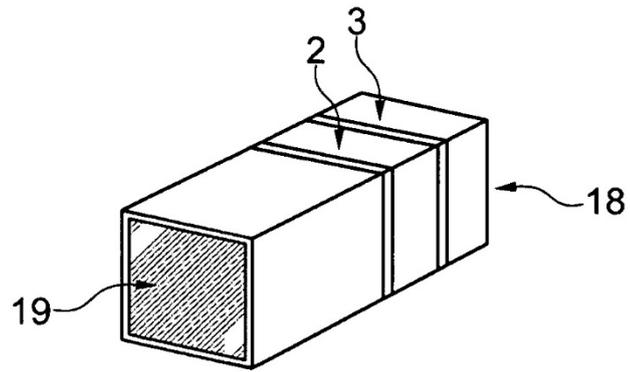


Fig. 7a

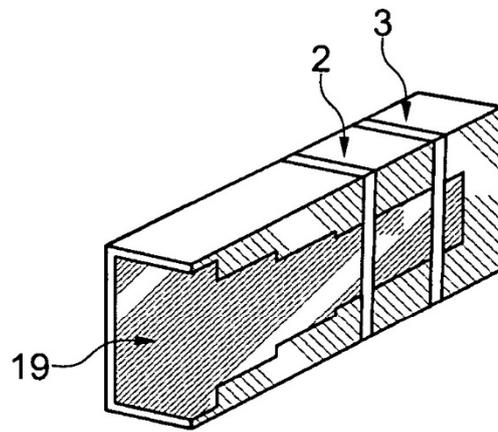


Fig. 7b

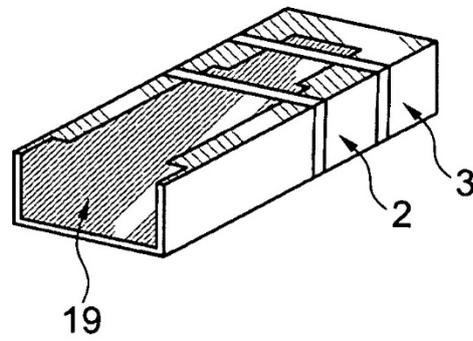


Fig. 7c

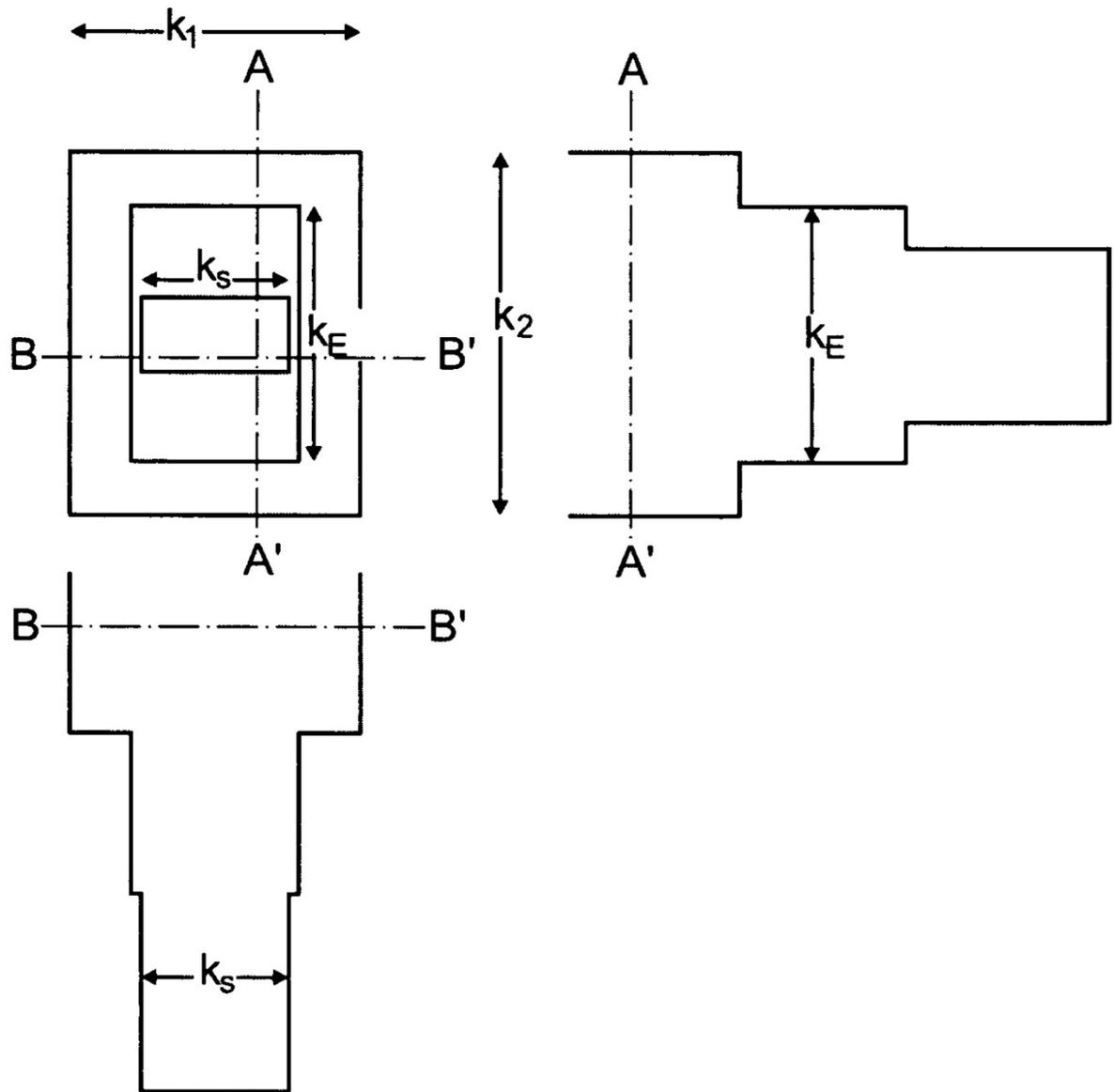


Fig. 7d

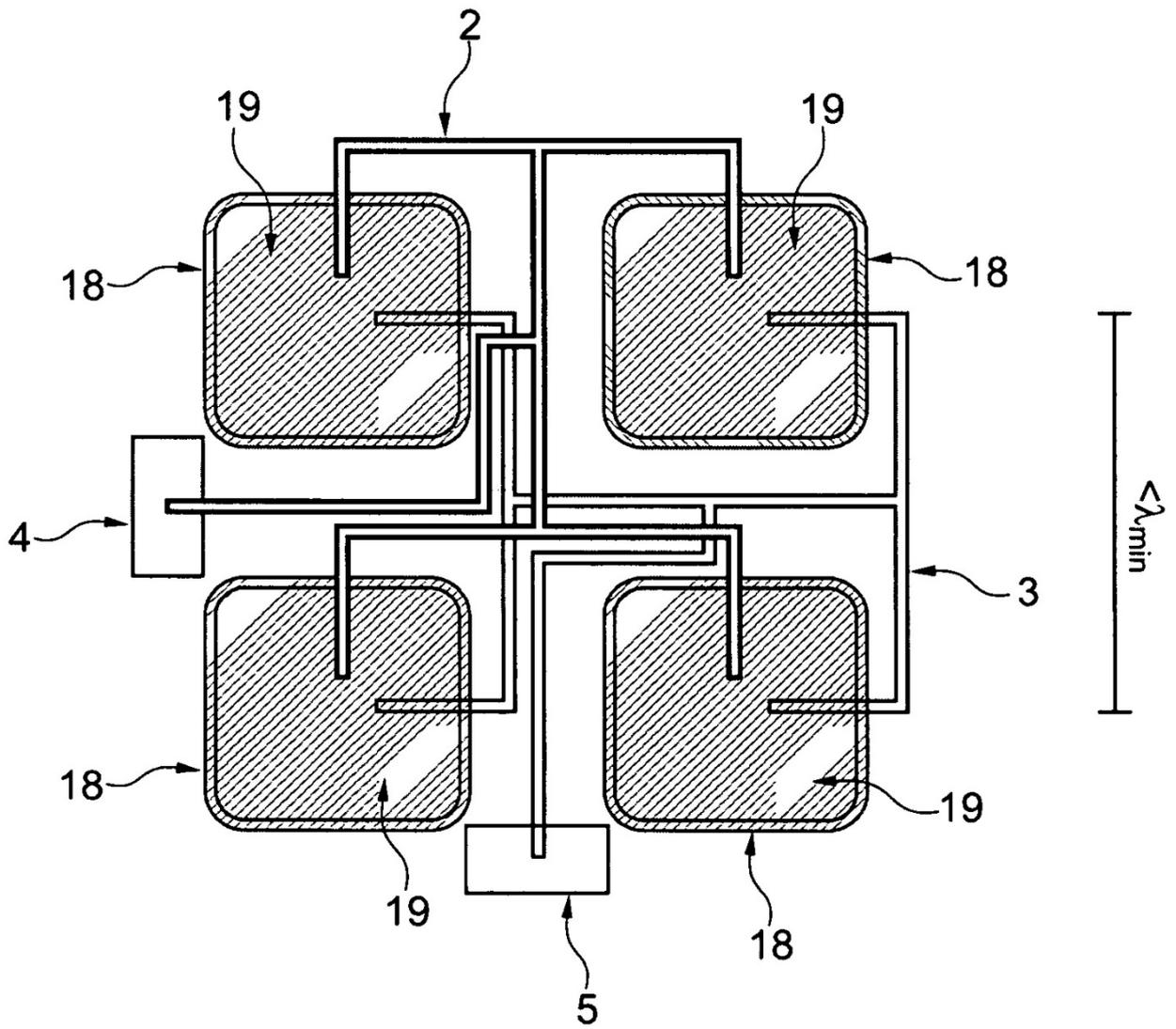


Fig. 8

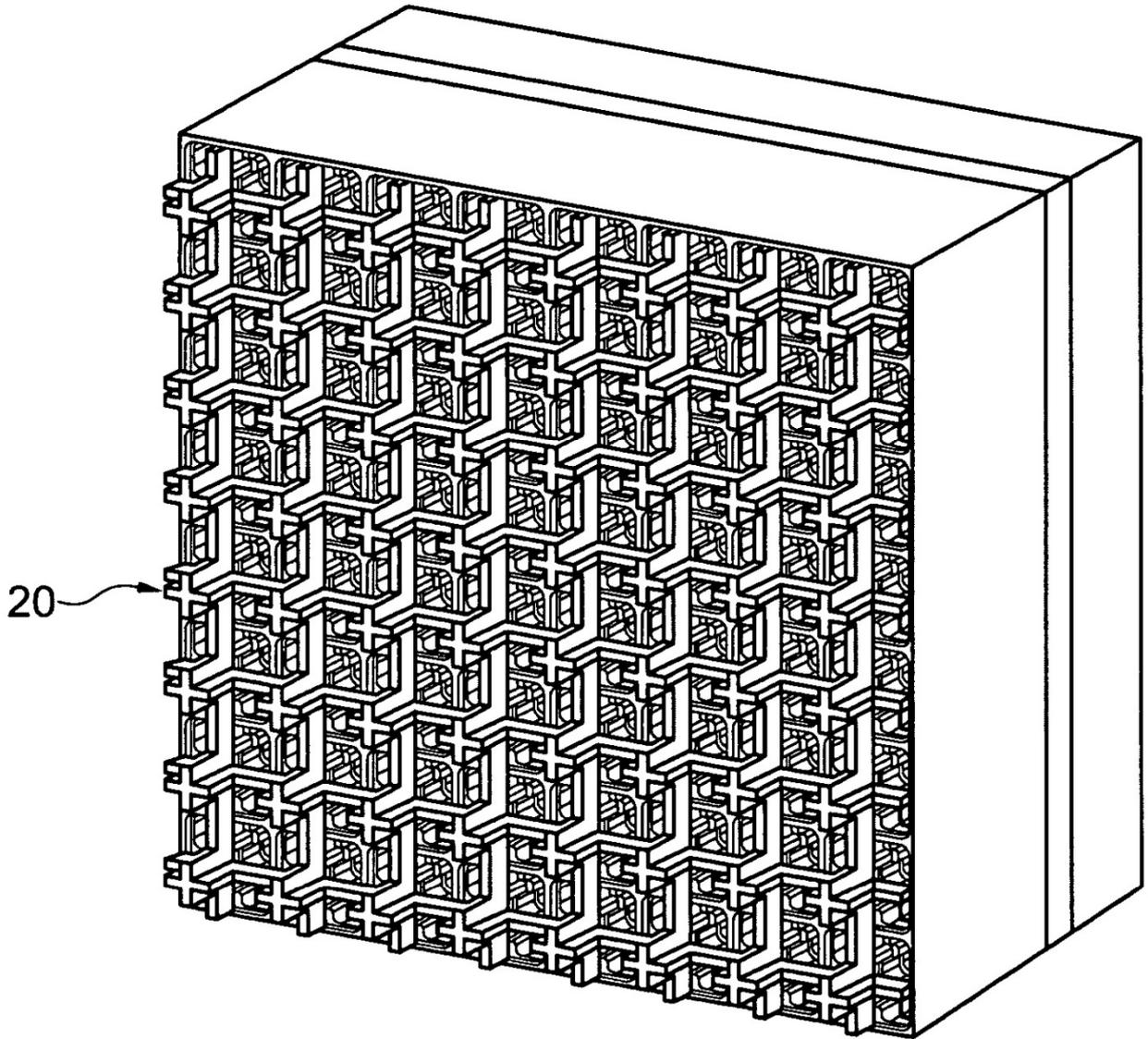


Fig. 9

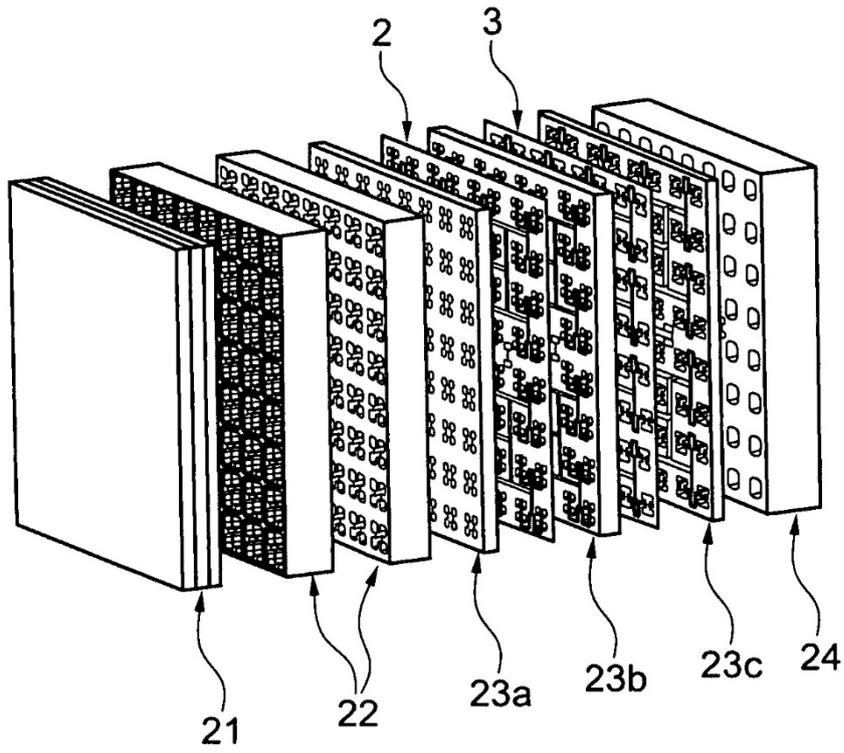


Fig. 10a

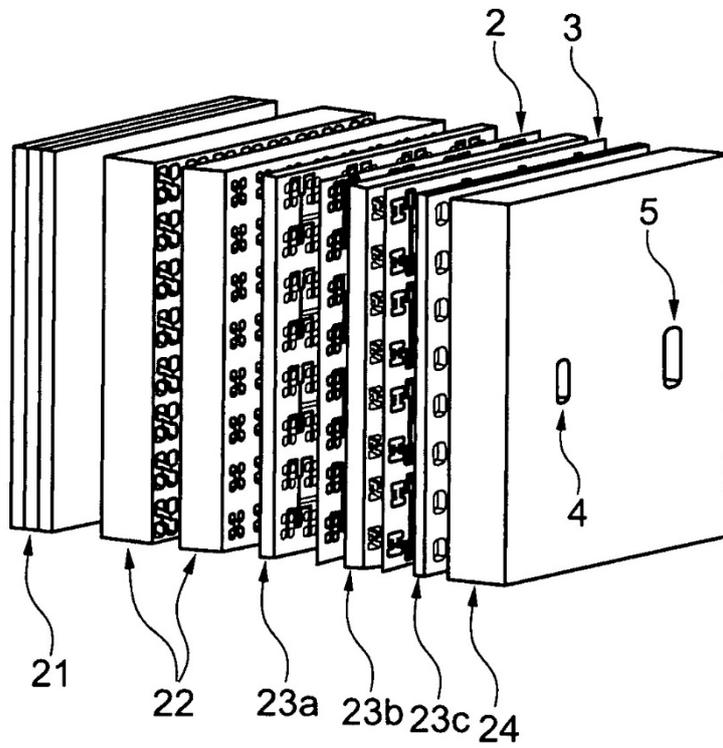


Fig. 10b

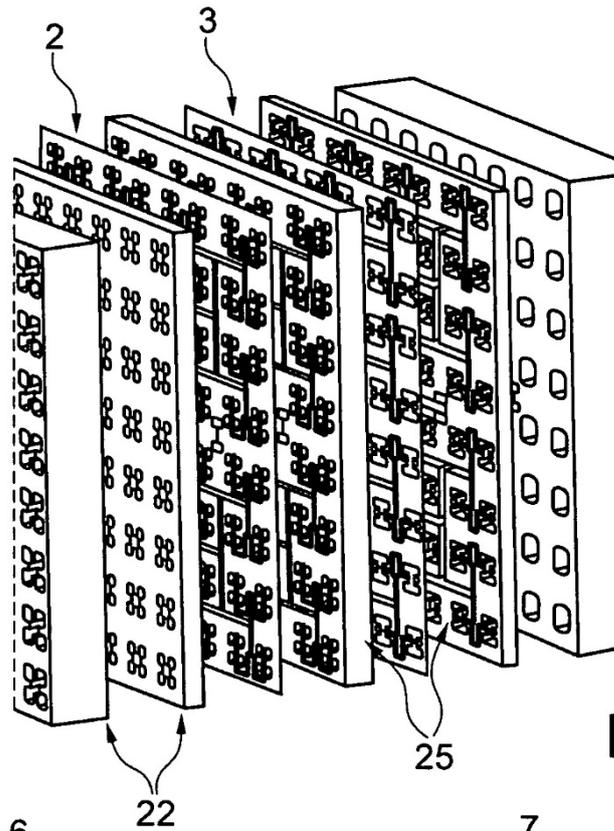


Fig. 11a

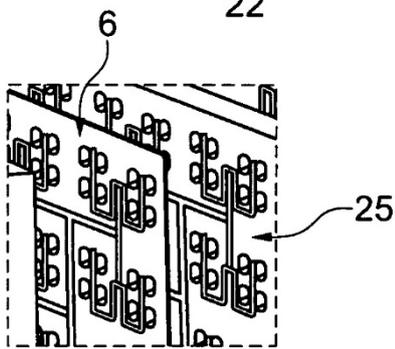


Fig. 11b

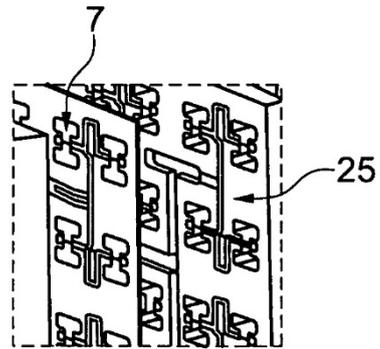


Fig. 11c

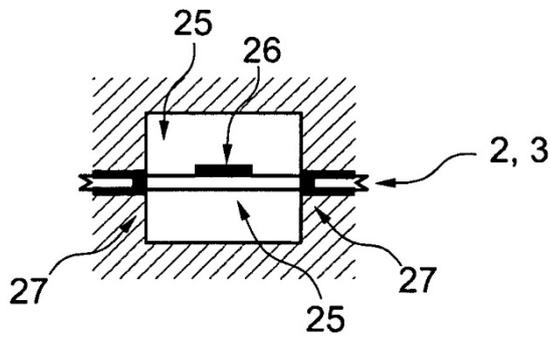


Fig. 11d

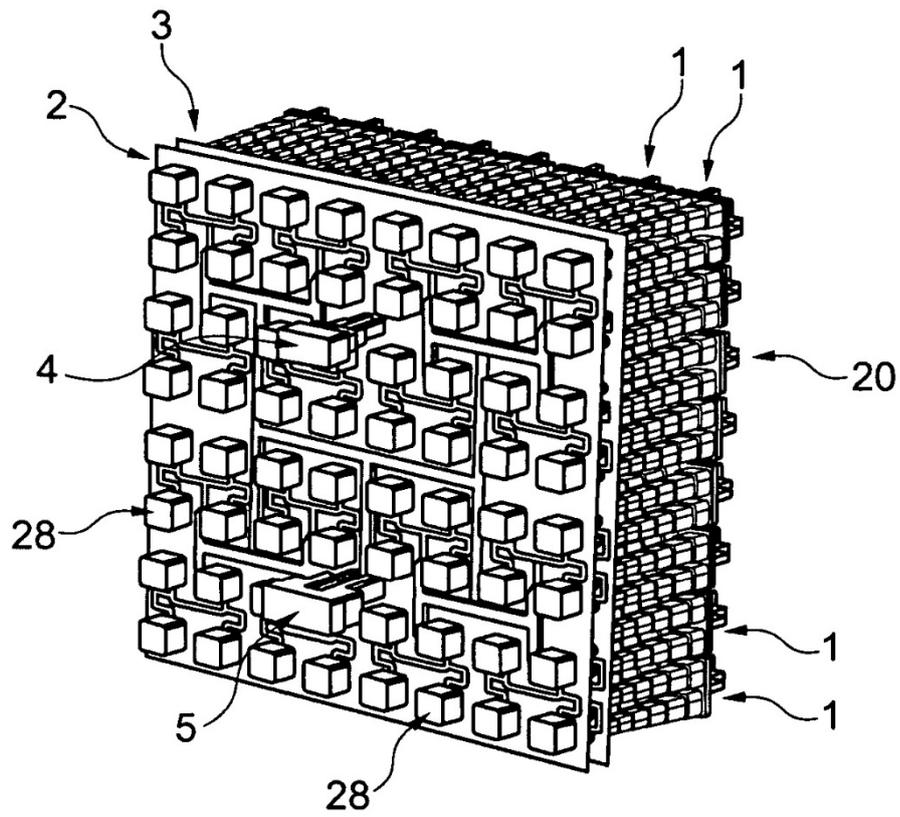


Fig. 12

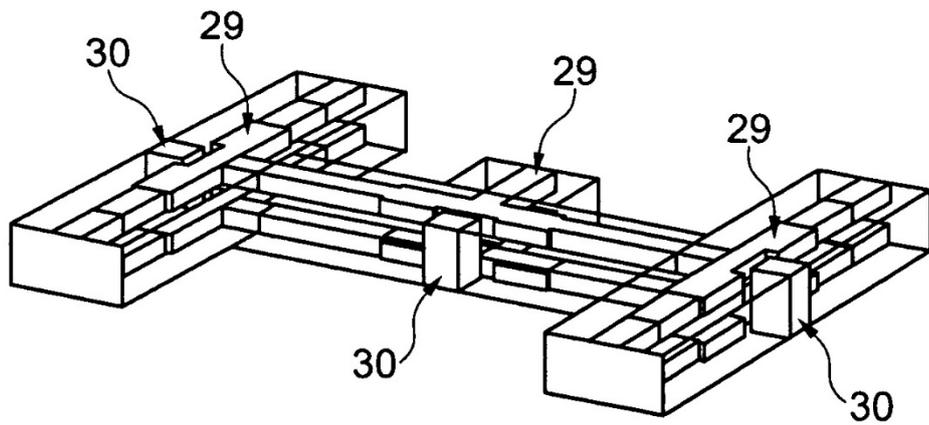


Fig. 13

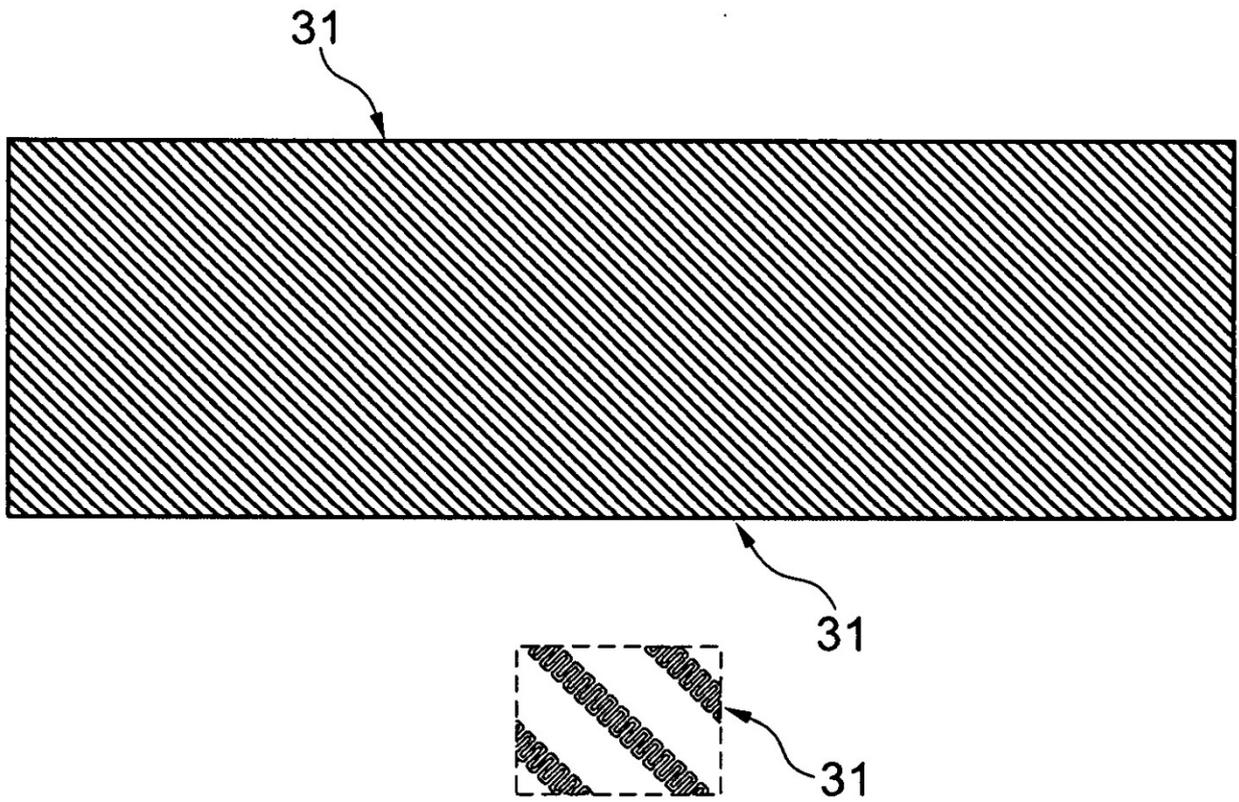


Fig. 14

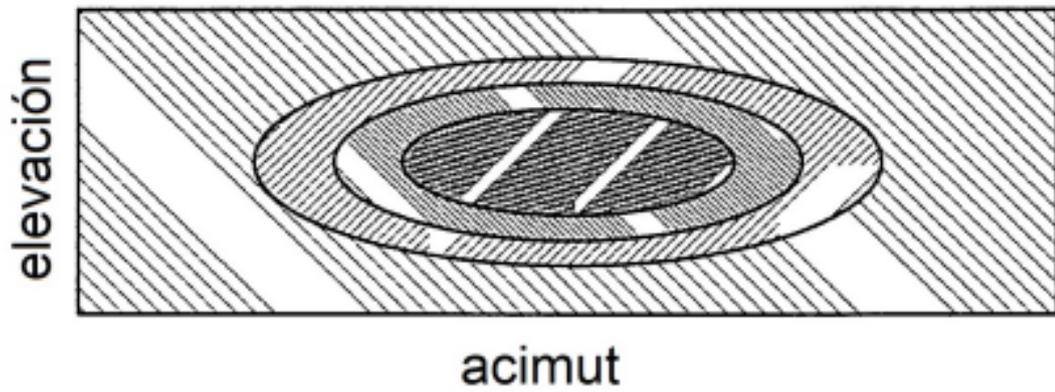


Fig. 15a

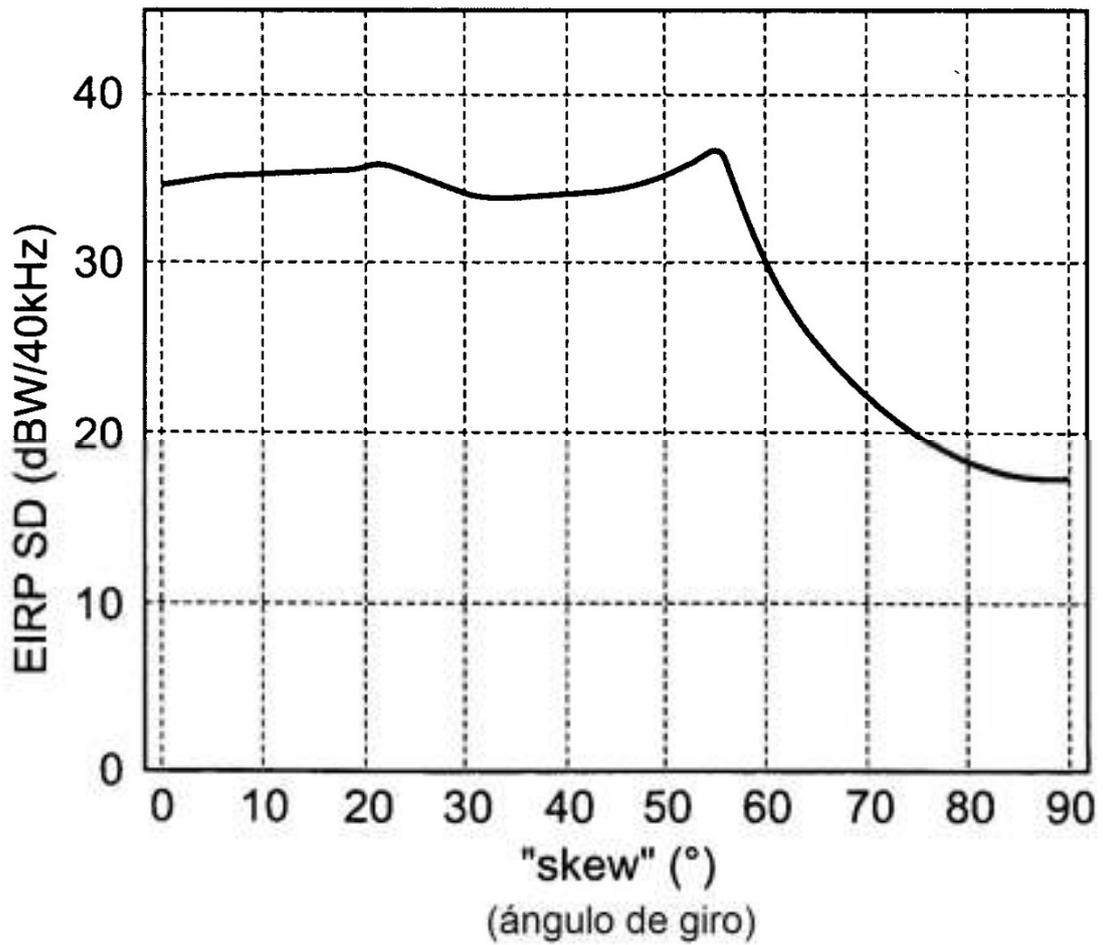


Fig. 15b

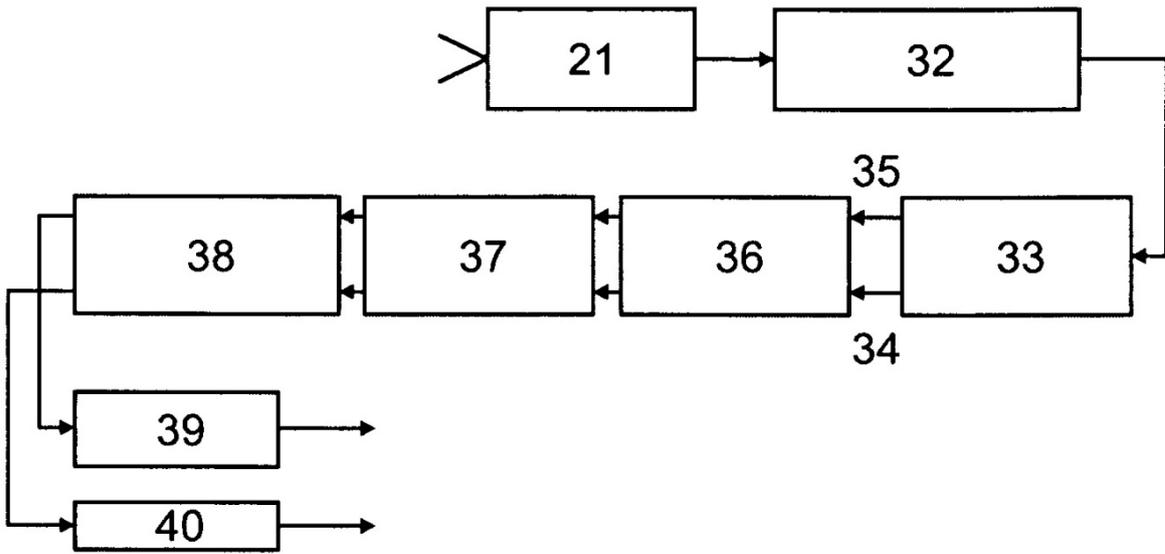


Fig. 16

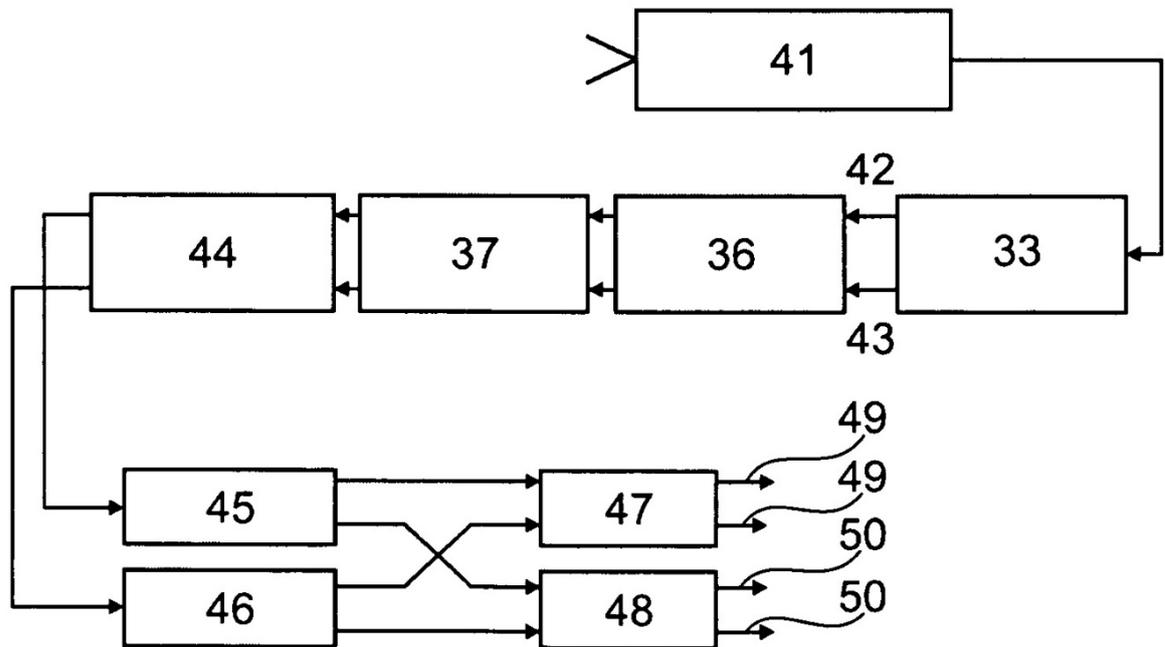


Fig. 17

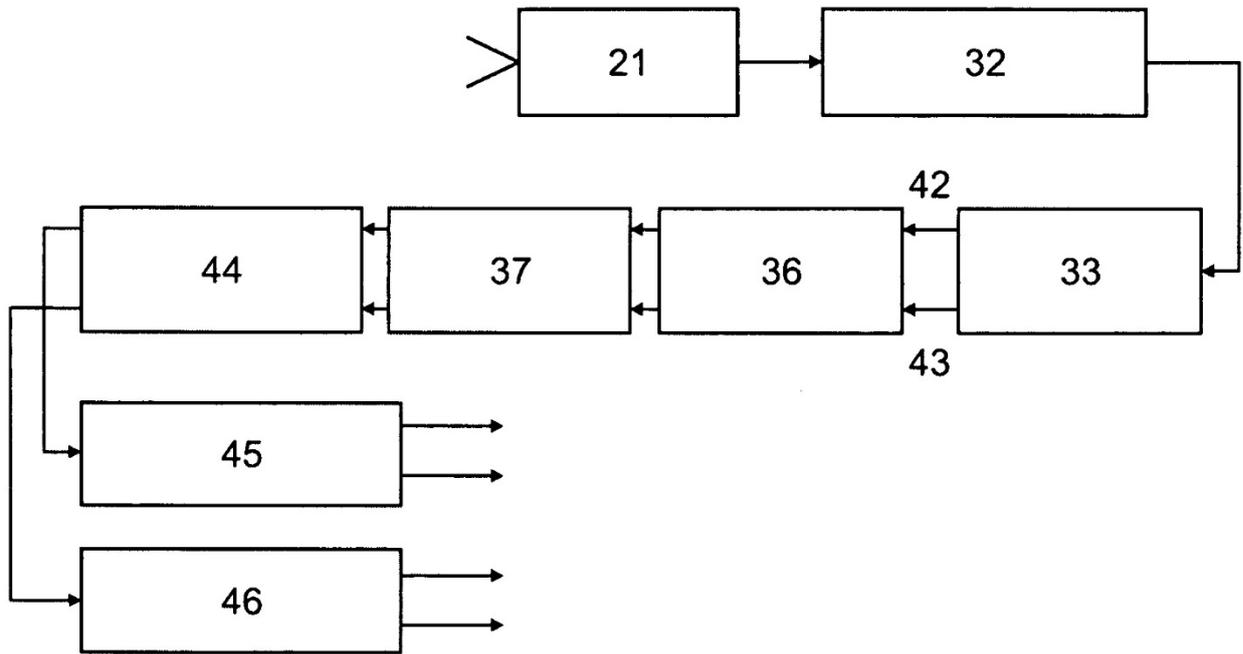


Fig. 18