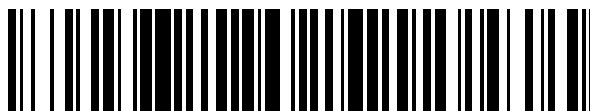


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 396 006**

51 Int. Cl.:

H01Q 9/28 (2006.01)

H01P 1/203 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **07.11.2008** **E 08875626 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.09.2012** **EP 2345104**

54 Título: **Sistema de antena bipolo diferencial con estructura radiante coplanaria y dispositivo de emisión/recepción**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
18.02.2013

73 Titular/es:

**COMMISSARIAT À L'ÉNERGIE ATOMIQUE ET
AUX ÉNERGIES ALTERNATIVES (100.0%)
Bâtiment "Le Ponant D" 25, rue Leblanc
75015 Paris, FR**

72 Inventor/es:

**BOURTOUTIAN, RAFFI y
DELAVEAUD, CHRISTOPHE**

74 Agente/Representante:

AZNÁREZ URBIETA, Pablo

ES 2 396 006 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 BIPOLO DIFERENCIAL CON ESTRUCTURA RADIANTE COPLANARIA Y DISPOSITIVO DE EMISIÓN/RECEPCIÓN

5

La presente invención se refiere a un sistema de antena dipolo diferencial adaptado para aplicaciones de emisión/recepción de señales diferenciales con banda ancha pasante. Se refiere igualmente a un dispositivo de emisión y/o recepción correspondiente.

10

Los sistemas de emisión/recepción de radiofrecuencia alimentados por señales eléctricas diferenciales son muy atractivos para los sistemas de comunicaciones sin cable actuales y futuros, principalmente para los concebidos como objetos comunicantes autónomos. Una alimentación diferencial es una alimentación
15 mediante dos señales de igual amplitud en oposición de fase. Contribuye a reducir, incluso a eliminar, el ruido denominado “de modo común” indeseable en los sistemas de emisión y de recepción.

20

En el campo de la telefonía móvil por ejemplo, cuando se utiliza un sistema no diferencial, se observa en efecto una degradación importante del rendimiento de la radiación cuando el operador sostiene un combinado provisto con tal sistema. Dicha degradación está causada por la variación, debida a la mano del operador, de la distribución de la corriente en la estructura (chasis) del combinado utilizado como plano de masa. La utilización de una alimentación
25 diferencial origina un sistema simétrico y reduce de este modo la concentración de corriente en la caja del combinado: el combinado es entonces menos sensible al ruido de modo común producido por la mano del operador.

30

En el campo de las antenas, una alimentación no diferencial provoca la radiación de un componente cruzado indeseable debido al modo común que circula en los cables de alimentación no simétricos. La utilización de una alimentación diferencial elimina la radiación cruzada de los cables de medida y

permite de este modo la obtención de medidas reproducibles e independientes del contexto de medida así como diagramas de radiación perfectamente simétricos.

- 5 En el campo de los componentes activos, los amplificadores de potencia de tipo “push-pull” cuya estructura es diferencial presentan varias ventajas, tales como el desdoblamiento de la potencia de salida y la eliminación de los armónicos de órdenes superiores. En recepción, los amplificadores diferenciales con bajo ruido presentan varias perspectivas en términos de reducción del factor de ruido.
- 10 También, la utilización de una estructura diferencial impide la activación indeseable de los osciladores por el ruido de modo común. El cuanto al estado de la técnica, la patente US 2005/162240 A1 describe una antena con alimentación diferencial que incluye un filtro pasa-banda.
- 15 La antena dipolo eléctrica es la antena diferencial en la que más naturalmente puede pensarse. Es una antena constituida por dos brazos idénticos y simétricos, alimentados por dos señales de igual amplitud y en oposición de fase. Recientemente, los dipolos gruesos conocidos por sus anchas bandas pasantes fueron muy utilizados para las comunicaciones de alto caudal,
- 20 conforme a los diferentes estándares de comunicación UWB (del inglés “Ultra Wide Band”) referidos a comunicaciones con anchas bandas pasantes. Cuando son utilizadas en dispositivos no simétricos, estas antenas presentan problemas de ruido de modo común que la alimentación diferencial permite eliminar.
- 25 Por razones de optimización del lugar ocupado, dichas antenas están además ventajosamente realizadas con tecnología coplanaria, principalmente con tecnología CPS diferencial (del inglés “CoPlanar Stripline”) para “línea en banda coplanaria”. Por otra parte, la tecnología CPS diferencial permite aprovechar
- 30 ventajas de estructuras diferenciales permitiendo al mismo tiempo una integración coplanaria simple con elementos discretos: no es necesario crear uniones de tipo vía para unir los elementos entre sí. La ausencia de plano de

masa permite también realizar una unión simple y menos perturbadora con otros elementos diferenciales coplanarios. Por lo tanto, cada vez más dispositivos diferenciales están diseñados con esta tecnología.

- 5 La invención se refiere por tanto más precisamente a una antena que comprende, en una misma cara de un sustrato dieléctrico, una primera mitad de dipolo radiante grueso, una primera banda conductora de una línea bifilar de alimentación en señal diferencial, estando dicha primera banda conductora unida a la primera mitad de dipolo radiante grueso, una segunda mitad de dipolo
10 radiante grueso y una segunda banda conductora de la línea bifilar de alimentación, estando esta segunda banda conductora unida a la segunda mitad de dipolo radiante grueso.

- Tal antena dipolo diferencial está descrita, por ejemplo, en el documento
15 “Differential and single ended elliptical antennas for 3.1-10.6 GHz ultra wide-band Communications”, de Powell y al, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Proceedings, vol.3, páginas 2935-2938 (2004). En este documento, el dipolo grueso comprende dos mitades radiantes de forma elíptica alimentadas por una línea bifilar diferencial. Garantiza un funcionamiento
20 en un campo de frecuencias que abarcan de 3,1 a 10,6 GHz para aplicaciones de tipo UWB. En particular, el estándar WiMedia UWB proporciona una banda pasante comprendida entre 4,2 y 4,8 GHz en Europa, para garantizar una compatibilidad con los estándares americanos. Una antena dipolo diferencial elíptica de este tipo se describe igualmente en el documento “Planar elliptical
25 element ultra-wideband dipole antenna”, de Schantz, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Proceedings, vol.3, páginas 44-47 (2002).

- En el documento “A novel CPS-fed balanced wideband dipole for ultra-wideband
30 applications”, de Chan y al, Proceeding of the European conference on antennas and propagation, EuCAP 2006, páginas 235.1 (2006), el dipolo grueso

comprende dos mitades radiantes en forma de medio disco alimentadas por dos bandas conductoras de una línea bifilar diferencial.

Más generalmente, se entiende por “dipolo grueso”, todo dipolo cuyas mitades radiantes ocupan una superficie geométrica compacta, tal como un polígono (en particular un triángulo), una elipse, un disco, una semielipse o un medio disco.

Se señala también que cuánto más gruesa es una antena dipolo y de transición lenta de las líneas de campos entre sus brazos, mayor banda pasante presenta.

10 Varias formas geométricas permiten alcanzar bandas pasantes más o menos importantes. Por ejemplo, una antena de tipo “mariposa”, cuyos brazos son de forma triangular, presenta una banda pasante relativa, definida por la relación $\Delta f/f_0$ donde Δf es el ancho de la banda pasante y f_0 es la frecuencia central de funcionamiento de la antena, del orden de 20%. Una antena elíptica puede, en

15 algunos casos, presentar una banda pasante relativa que excede el 100%.

Las antenas anteriormente citadas son bastante compactas y de ancho de banda pasante, pero tienen generalmente la dimensión de una media onda con frecuencia de funcionamiento baja, es decir 30 a 40 mm a 4 GHz. En numerosas

20 aplicaciones en que se requiere una muy alta miniaturización, siguen siendo no obstante demasiado voluminosas. Principalmente, las aplicaciones generalmente consideradas son aquellas que utilizan protocolos de comunicación de tipo USB sin cable, en tarjetas USB de muy pequeños tamaños para los cuales las dimensiones anteriormente citadas no son convenientes.

25 Lamentablemente, la mayoría de las técnicas clásicas de miniaturización conocidas no son válidas para estructuras simétricas diferenciales coplanarias. Por otra parte, las leyes de la física y del electromagnetismo prevén una disminución de la banda pasante con la disminución del tamaño de las antenas,

30 lo que no resulta conveniente principalmente en las aplicaciones anteriormente citadas.

- Por otra parte, una antena debe estar conectada generalmente a un dispositivo de filtro pasa-banda. En efecto, una antena es un dispositivo que emite y recibe potencia electromagnética. Un filtro pasa-banda se utiliza por tanto para limitar la banda de frecuencia en la cual la antena va a emitir o recibir señales electromagnéticas. Esto permite reducir el ruido captado fuera de banda e impedir la interferencia de las señales emitidas o recibidas por la antena con las señales emitidas por otros sistemas de comunicación que funcionan en otras bandas de frecuencias algunas veces próximas.
- 5
- 10 De un modo clásico, se conectan a las antenas unos filtros fabricados independientemente. Esto requiere la mayoría de la veces la utilización de circuitos de adaptación o de largas transiciones, costosas en términos de tamaño de o pérdidas agregadas al sistema global.
- 15 Para reducir las dimensiones de un sistema de antena filtrante y mejorar su rendimiento, la solicitud de patente Europea publicada con el número EP 1 548 872 prevé realizar una antena filtrante con tecnología multicapas. En este documento, el elemento radiante de la antena está ubicado en una capa superior y un filtro con resonadores acoplados está realizado con una
- 20 multiplicidad de capas inferiores de la estructura entre la estructura radiante y un plano de masa. No obstante, aunque compacta, dicha antena filtrante presenta una banda pasante estrecha por la utilización de una antena de tipo patch. Además, su realización requiere dominar una tecnología multicapas bastante costosa y difícil de implementar.
- 25
- En efecto, pocos trabajos han abordado la integración de una antena y de un filtro con tecnología diferencial. Sin embargo, la realización de un conjunto integrado de antena filtrante con tecnología diferencial permite conectarlo directamente a los circuitos activos, generalmente realizados igualmente con
- 30 tecnología diferencial, y así evitar los circuitos transformadores (o balunes) que incrementan el coste y la ocupación de espacio de un sistema de emisión/recepción y reducen su rendimiento.

- Tal antena filtrante diferencial de banda ancha se describe no obstante en el documento "Co-designed CPS UWB filter-antenna system" de Yang y al, IEEE Antennas Propagation International Symposium Proceedings, junio 2007, páginas 1433-1436. Esta antena filtrante está realizada con tecnología CPS
- 5 diferencial. Además, el dispositivo de filtrado de dicha antena garantiza la adaptación de impedancia de la antena bucle de alta impedancia utilizada. Dicha antena filtrante diferencial presenta entonces varias ventajas, como la eliminación de circuitos de adaptación de impedancia y la supresión de balunes.
- 10 Sin embargo, más allá de que el dispositivo de filtrado de dicha antena garantiza la adaptación de impedancia y la simetrización de la antena bucle, no existe realmente una concepción conjunta de estos dos elementos, ya que ni la antena, que es una antena bucle ordinaria, ni el filtro, que está realizado con
- 15 bandas pasantes rectilíneas con salto de impedancia, son óptimos en cuestión de tamaño. En efecto, el conjunto de antena filtrante propuesto en este documento ocupa un tamaño importante, del orden de un largo de onda guiada, lo que lo hace difícilmente integrable en los sistemas móviles de telecomunicaciones actuales.
- 20 Ante el estado de la técnica anteriormente citada, existe una necesidad de integración de filtros pasa-banda con antenas miniaturas para reducir las dimensiones de un sistema de antena filtrante. Esta estrategia que busca concentrar en el seno de un mismo componente varias funciones, en este caso radiación y filtrado, presenta varias dificultades, sobre todo para las nuevas
- 25 aplicaciones que requieren estructuras con señales diferenciales muy anchas de banda. De este modo, según dicha estrategia, cada elemento del mismo componente debe estar diseñado para garantizar el funcionamiento óptimo de los demás elementos del componente, limitando al mismo tiempo las interconexiones que reducen sus cualidades globales, agregando pérdidas
- 30 suplementarias. En este tipo de componentes, conviene también intentar suprimir algunos elementos que ocupan mucho espacio tales como los simetrizadores.

Es deseable por lo tanto prever un sistema de antena dipolo diferencial que responda a dicha necesidad de integración.

Según un aspecto, la invención intenta remediar al menos una parte de los
5 problemas y obstáculos anteriormente citados presentando un sistema de antena diferencial de tamaño optimizado con tecnología coplanaria.

La invención tiene así por objeto un sistema de antena dipolo diferencial que comprende, en una misma cara de un sustrato dieléctrico, una primera mitad de
10 dipolo radiante grueso, una primera banda conductora de una línea bifilar de alimentación en señal diferencial, estando esta primera banda conductora unida a la primera mitad de dipolo radiante grueso, una segunda mitad de dipolo radiante grueso y una segunda banda conductora de la línea bifilar de alimentación, con esta segunda banda conductora unida a la segunda mitad de
15 dipolo radiante grueso, con el sistema de antena que comprende además en esa misma cara una banda conductora suplementaria creando un corto-circuito que une la primera mitad y la segunda mitad del dipolo grueso, y un dispositivo de filtrado diferencial resonador cuya banda pasante está diseñada para combinarse con la resonancia engendrada por el corto-circuito de modo que se
20 produzca una adaptación de impedancia de la antena.

En primer lugar surge que la adición de un corto-circuito entre las dos mitades de dipolo radiante grueso del sistema de antena dipolo diferencial coplanario permite obtener una reducción significativa de su superficie total. En efecto, el
25 corto-circuito se comporta como una red de adaptación de impedancia y garantiza una resonancia a una frecuencia más baja que la frecuencia natural de resonancia de la antena. De este modo, a tamaño constante, las longitudes de onda de funcionamiento aumentan. Dicho de otro modo, para una longitud de onda alta de funcionamiento determinada, el tamaño del sistema de antena se
30 reduce significativamente a dimensiones inferiores a la media longitud de onda aparente.

Pero la utilización de una antena en corto-circuito en aplicaciones UWB puede parecer en un primer momento impensable en la medida en que, por su resonancia elevada, presenta una banda pasante menos ancha alrededor de la frecuencia de resonancia.

5

De este modo, dicha concepción conjunta de una antena en corto-circuito y de un dispositivo de filtrado resonante le permite al dispositivo de filtrado ampliar la banda pasante de la antena, y a la antena mejorar las propiedades de rechazo fuera de banda del dispositivo de filtrado.

10

De modo opcional, la banda conductora suplementaria es rectilínea y está colocada en una dirección ortogonal con respecto a la dirección principal de la línea de alimentación.

15

De modo opcional igualmente, la banda conductora suplementaria se coloca a una distancia predeterminada de un punto de alimentación de las dos mitades del dipolo radiante por la línea bifilar de alimentación, estando dicha distancia seleccionada suficientemente baja para orientar hacia las bajas frecuencias una resonancia engendrada por el corto-circuito en el dipolo radiante.

20

De modo óptimo igualmente, las primera y segunda mitades de dipolo radiante grueso son de forma semielíptica, elíptica o triangular.

25

De modo opcional igualmente, el dispositivo de filtrado radiante resonante comprende un par de resonadores acoplados colocados en la misma cara, comprendiendo cada resonador dos bandas conductoras posicionadas de modo simétrico con respecto a un eje de dicha cara, estando estas dos bandas conductoras unidas respectivamente a dos conductores de un puerto bifilar de conexión a una línea bifilar de transmisión de una señal diferencial.

30

De modo opcional igualmente, cada banda conductora de cada resonador está plegada sobre sí misma de modo que forme un acoplamiento capacitivo entre sus dos extremos.

- 5 De este modo, el pliegue de cada banda conductora sobre sí misma permite un tamaño de filtro inferior, principalmente una longitud de filtro inferior a la media longitud de onda aparente, por razones geométricas. Además, el hecho de que dicho pliegue sea diseñado de modo que forme un acoplamiento capacitivo entre los dos extremos de cada banda conductora crea al menos un cero de
10 transmisión en frecuencia suplementaria que garantiza una gran eficacia en ancho de banda pasante y en rechazo fuera de banda del dispositivo de filtrado. Finalmente, como el acoplamiento capacitivo por pliegue genera también un acoplamiento magnético, el tamaño de cada banda conductora puede ser reducido sin dejar de garantizar una misma función filtrante del conjunto.

15

- Finalmente, también de modo opcional, un sistema de antena dipolo diferencial según la invención puede comprender además una línea cuarto de onda con dos bandas conductoras coplanarias colocada de forma que conecte, en adaptación de impedancia, la línea bifilar de alimentación de la antena al
20 dispositivo de filtrado, estando dicha línea de cuarto de onda conformada en forma de circuito impreso para presentar discontinuidades de estructura generadoras de al menos un salto de impedancia y al menos un acoplamiento capacitivo entre sus dos bandas conductoras de modo que se reproduzca un desfase cuarto de onda.

25

La invención tiene igualmente por objeto un dispositivo de emisión y/o recepción de una señal con banda pasante ancha, que comprende un sistema de antena tal como está definido anteriormente.

- 30 Por señal con ancha banda pasante se entiende una señal emitida o recibida para una comunicación con alto caudal, conforme a uno de los diferentes

estándares de comunicación UWB referidos a comunicaciones con bandas pasantes anchas.

Finalmente, la invención tiene igualmente por objeto una antena dipolo
 5 diferencial que comprende, en una misma cara de un sustrato dieléctrico, una primera mitad de dipolo radiante grueso, una primera banda conductora de una línea bifilar de alimentación en señal diferencial, estando esta primera banda conductora conectada a la primera mitad de dipolo radiante grueso, una segunda mitad de dipolo radiante grueso y una segunda banda conductora de la
 10 línea bifilar de alimentación, estando esta segunda banda conductora conectada a la segunda mitad de dipolo radiante grueso, comprendiendo además la antena, en dicha misma cara, una banda conductora suplementaria que conforma un corto-circuito que conecta la primera mitad y la segunda mitad del dipolo grueso, pudiendo ser conectada a un dispositivo de filtrado diferencial
 15 resonante para formar un sistema de antena tal como está definido anteriormente.

La invención se comprenderá mejor con la descripción que se encuentra a continuación, dada sólo a título de ejemplo y con referencia a los dibujos en
 20 anexo en los cuales:

- La figura 1 representa esquemáticamente la estructura general de una antena dipolo diferencial según un modo de realización de la invención,
- La figura 2 ilustra la característica de una respuesta frecuencial en
 25 reflexión de la antena dipolo diferencial de la figura 1,
- La figura 3 ilustra la característica de una respuesta frecuencial en transmisión de la antena dipolo diferencial de la figura 1,
- La figura 4 representa un esquema eléctrico equivalente de la antena dipolo diferencial de la figura 1,
- La figura 5 representa esquemáticamente la estructura general de un
 30 ejemplo de dispositivo de filtrado para la realización de un sistema de antena dipolo diferencial según la invención,

- La figura 6 ilustra la característica de una respuesta frecuencial en transmisión y en rechazo del dispositivo de filtrado de la figura 5,
- La figura 7 representa un esquema eléctrico equivalente de un sistema de antena dipolo diferencial según la invención,
- 5 - La figura 8 representa esquemáticamente la estructura general de un ejemplo de línea bifilar diferencial cuarto de onda para la realización de un sistema de antena dipolo diferencial según la invención,
- La figura 9 representa esquemáticamente la estructura general de un sistema de antena dipolo diferencial según un primer modo de realización
- 10 de la invención,
- La figura 10 ilustra la característica de una respuesta frecuencial en reflexión del sistema de antena dipolo diferencial de la figura 9,
- La figura 11 ilustra la característica de una respuesta frecuencial en transmisión del sistema de antena dipolo diferencial de la figura 9,
- 15 - Las figuras 12 y 13 representan esquemáticamente la estructura general de un sistema de antena dipolo diferencial según un segundo y tercer modos de realización de la invención.

20 La antena dipolo diferencial 10 ilustrada en la figura 1 comprende, en una misma cara 12 de un sustrato dieléctrico, un primer brazo de antena 14 y un segundo brazo de antena 16, colocados de modo simétrico con respecto a un eje D.

25 El primer brazo de antena 14 comprende una primera mitad 18 de dipolo radiante grueso y una primera banda conductora 20 de una línea bifilar de alimentación en señal diferencial.

30 La primera mitad 18 de dipolo radiante grueso es concretamente, en el ejemplo ilustrado en dicha figura, una semielipse cuyo gran eje es paralelo al eje D y constitutivo de uno de los bordes laterales de la cara 12 del sustrato dieléctrico en el cual está impresa la antena 10: en el referencial de la figura 1, se trata más precisamente del borde lateral izquierdo.

La primera banda pasante 20 es de forma rectilínea y se extiende paralelamente al eje D y próxima a él, del lado de la primera mitad 18 de dipolo radiante grueso. Uno de sus extremos, el 22, forma un primer conductor de un puerto bifilar 24 de conexión a un dispositivo diferencial externo (no representado). El otro de sus extremos, el 26, comprende un codo hacia la izquierda para unir la primera banda conductora 20 a la parte convexa de la primera mitad 18 de dipolo radiante grueso, a nivel del eje pequeño de la semielipse.

De modo simétrico, el segundo brazo de antena 16 comprende una segunda mitad 28 de dipolo radiante grueso y una segunda banda conductora 30 de la línea bifilar de alimentación en señal diferencial.

Más concretamente, como se ve en el ejemplo de esta página, la segunda mitad 28 de dipolo radiante grueso es una semielipse cuyo gran eje es paralelo al eje D y constitutivo del borde lateral derecho de la cara 12 del sustrato dieléctrico en el cual está impresa la antena 10.

La segunda banda conductora 30 es de forma rectilínea y se extiende paralelamente al eje D y próxima al él, del lado de la segunda mitad 28 de dipolo radiante grueso. Uno de sus extremos, el 32, forma el segundo conductor del puerto bifilar 24 de conexión a un dispositivo diferencial externo. El otro extremo, el 34, comprende un codo hacia la derecha para unir la segunda banda conductora 30 a la parte convexa de la segunda mitad 28 de dipolo radiante grueso, a nivel del eje pequeño de la semielipse.

Se define un punto P de alimentación de la antena dipolo diferencial 10 como la intersección entre el eje D y el eje de los bordes superiores de los dos codos 26 y 34 cuya dirección es ortogonal al eje D.

La antena dipolo diferencial 10 es de forma general cuadrada. Si estuviera constituida simplemente por los dos brazos anteriormente descritos, cada

lado de dicha forma cuadrada sería del orden de una media longitud de onda aparente.

5 Pero en efecto, según un primer aspecto de la invención, la antena dipolo 10 comprende además, en la misma cara 12 del sustrato dieléctrico, una banda conductora suplementaria 36 que une la primera mitad 18 y la segunda mitad 28 del dipolo grueso. De este modo, la banda conductora suplementaria 36 origina un corto-circuito entre la primera mitad 18 y la segunda 28 del dipolo grueso. Tiene un espesor w de forma rectilínea y una dirección principal
10 ortogonal al eje D, es decir ortogonal a la dirección principal de las dos bandas conductoras de la línea bifilar de alimentación diferencial, o paralela a la dirección de los bordes superiores de los dos codos 26 y 34. Está situada a una distancia d del punto de alimentación P.

15 Este corto-circuito permite obtener una reducción significativa de la superficie total de la antena. En efecto, se comporta como una red de adaptación de impedancia y garantiza una resonancia a una frecuencia más baja que la frecuencia natural de resonancia de la antena 10 si la misma estuviera simplemente constituida por dos brazos de antena 14 y 16. De este modo, a
20 tamaño constante de la antena, las longitudes de onda de funcionamiento aumentan. Dicho de otro modo, para una longitud de onda alta con un funcionamiento dado, el tamaño de la antena se reduce significativamente. De modo más preciso, de este modo es posible ganar un 60% en cada dimensión, es decir diseñar una antena con forma general cuadrada en la
25 que cada lado sea del orden de un quinto de la longitud de onda aparente.

El gráfico ilustrado en la figura 2 representa la característica de una respuesta de frecuencia en reflexión de la antena dipolo diferencial 10 descrita anteriormente, para frecuencias de funcionamiento cercanas a 5
30 GHz.

Se puede observar en este gráfico que la presencia del corto-circuito engendra una resonancia. Dicha resonancia varía en función de la distancia d entre el corto-circuito 36 y el punto de alimentación P. Para una primera distancia $d=d_1$, por ejemplo 5 mm, el coeficiente de reflexión S_{11} de la respuesta de frecuencia presenta una resonancia de 5,6 GHz. Para una segunda distancia $d=d_2$ inferior a d_1 , por ejemplo 2 mm, el coeficiente de reflexión S_{11} de la respuesta de frecuencia presenta una resonancia más acentuada de 5,2 GHz. Para una tercera distancia $d=d_3$ inferior a d_2 , por ejemplo 0,5 mm, el coeficiente de reflexión S_{11} de la respuesta de frecuencia presenta una resonancia, aún más acentuada, de 4,6 GHz. Se concluye de estas observaciones que cuanto más baja sea la distancia d entre el corto-circuito 36 y el punto de alimentación P, más puede miniaturizarse la antena 10 mediante un fenómeno de disminución de su frecuencia de resonancia. Contrariamente, se observa también que cuanto más baja sea la distancia d , más reducida es la banda pasante de la antena 10 por acentuación de dicha resonancia.

Por lo tanto, la distancia d entre la banda conductora suplementaria que origina el corto-circuito 36 y el punto de alimentación P debe ser lo suficientemente baja para derivar hacia las bajas frecuencias la resonancia engendrada por el corto-circuito en el dipolo radiante y alcanzar la miniaturización deseada, pero lo suficientemente importante para conservar una banda pasante aceptable en función de la utilización requerida de la antena 10.

A título puramente ilustrativo, la antena dipolo está alimentada, por ejemplo, por una línea bifilar de $100\ \Omega$ (optimizada para presentar una impedancia de entrada de $100\ \Omega$) y realizada en un sustrato con las características siguientes: $\epsilon_r = 3,38$, $\text{tg}(\delta) = 0,003$ y espesor = 0,5 mm. Las bandas conductoras de la línea de alimentación se eligen con un ancho de 1,5 mm y espaciadas de 0,25 mm entre sí. Las semielipses de las dos mitades de dipolo tienen un gran eje de 8,5 mm y un eje pequeño de 7 mm. El ancho w

del corto-circuito 36 se elige de 0,5 mm y la distancia d es regulable para hacer variar la resonancia engendrada por el corto-circuito según la aplicación o la reducción deseada. Para una distancia d igual a 0,5 mm, se obtiene de este modo una antena dipolo diferencial que presenta una superficie de 17x17,85 mm. Dicho tamaño permite integrar la antena en dispositivos de comunicación también pequeños. Con estas dimensiones se verá que la antena presenta una adaptación de impedancia entre $|S_{11}| \leq -10dB$ (banda pasante generalmente admitida para las antenas) comprendida entre 4 y 5 GHz.

El gráfico ilustrado en la figura 3 representa la característica de una respuesta de frecuencia en transmisión de la antena dipolo diferencial 10 descrita anteriormente, para frecuencias de funcionamiento próximas a 5 GHz.

El coeficiente de transmisión S_{21} de dicha respuesta de frecuencia presenta una pendiente de rechazo importante en banda baja, bastante más importante que en banda alta. La antena dipolo diferencial 10 puede estar entonces asociada a un filtro pasa alto de primer orden. Esta antena con respuesta de frecuencia filtrante está particularmente indicada para estar integrada a un filtro pasa banda, ya que la respuesta de frecuencia de la antena puede contribuir a mejorar el rechazo en banda baja de tal filtro. Pero este filtro debe ser seleccionado también para poder adaptar la impedancia de la antena, que se ve reducida con el agregado del corto-circuito muy resonante.

La antena en corto-circuito puede ser modelizada mediante un circuito eléctrico equivalente 40 ilustrado en la figura 4. El agregado del corto-circuito 36 a la antena inicialmente sin corto-circuito crea, en efecto, un resonador de tipo L, C agregado en paralelo a la impedancia de entrada Z de la antena inicialmente sin corto-circuito.

Dicho circuito eléctrico 40, que modeliza la antena en corto-circuito, comprende entonces dos cables conductores 42 y 44, entre los cuales está colocado un circuito LC paralelo 46 que modeliza el resonador de tipo L, C. Estos dos cables conductores están conectados a uno de sus extremos con la carga de impedancia Z de la antena 10 considerada sin su corto-circuito. Los otros dos extremos libres están destinados a ser conectados a un dipolo externo no representado. El cable conductor 44, por convención, se representa además conectado a la masa.

Tal como se indicó anteriormente, considerando el estado actual de la técnica citada y según la figura 3, existe una necesidad de integración de filtros pasa banda con antenas en miniatura tales como la descrita anteriormente, para reducir las dimensiones de un conjunto que forma una antena filtrante. Igualmente, tal como se indicó, dicha estrategia tiene por finalidad concentrar en el seno de un mismo componente varias funcionalidades, en este caso radiación y filtrado, plantea varias dificultades, sobre todo para las nuevas aplicaciones que requieren estructuras con señales diferenciales con bandas muy anchas. De este modo, según esta estrategia, cada elemento del mismo componente debe ser diseñado para garantizar el funcionamiento óptimo de los demás elementos del componente limitando al mismo tiempo las interconexiones que reducen su eficacia global agregando pérdidas suplementarias. También conviene intentar suprimir en este tipo de componente algunos elementos voluminosos, tales como los simetrizadores. Esto se puede lograr eligiendo una arquitectura diferencial por otra parte bien adaptada a las arquitecturas de los circuitos integrados activos.

Según un segundo aspecto de la invención, una antena dipolo diferencial tal como la descrita anteriormente comprende por tanto ventajosamente un dispositivo de filtrado diferencial resonante, cuya banda pasante está diseñada para combinarse con la resonancia engendrada por el corto-circuito de modo que se produzca una adaptación de impedancia de la antena.

De este modo, un sistema de antena dipolo diferencial filtrante según el segundo aspecto de la invención aprovecha, por una parte, la alta resonancia introducida por el corto-circuito de la antena para reforzar el filtrado en banda baja del dispositivo de filtrado pasa banda diferencial directamente conectado a la antena, y, por otra parte, la banda pasante del dispositivo de filtrado para adaptar mejor la antena y ampliar su banda pasante.

Además, al acercar el corto-circuito al punto de alimentación de la antena filtrante, se mejora el filtrado realizado, así como la adaptación de impedancia.

Para una mejor integración del dispositivo de filtrado en la antena dipolo diferencial descrita anteriormente, el mismo está ventajosamente diseñado con tecnología coplanaria. De este modo, puede comprender un par de resonadores acoplados dispuestos en una misma cara de un sustrato dieléctrico, comprendiendo cada resonador dos bandas conductoras posicionadas de modo simétrico con respecto a un plano perpendicular a dicha cara, estando las dos bandas pasantes conectadas respectivamente a dos conductores de un puerto bifilar de conexión a una línea bifilar de transmisión de una señal diferencial.

Este dispositivo de filtrado puede por ejemplo estar diseñado conforme al ejemplo ilustrado en la figura 12 del documento "Broadband and compact coupled coplanar stripline filters with impedance steps", de Ning Yang y al, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55, nº 12, diciembre 2007.

No obstante, la compacidad de dicho dispositivo de filtrado podría ser ventajosamente mejorada. Combinada con la compacidad mejorada de la antena en corto-circuito anteriormente descrita, permitiría concebir una antena dipolo diferencial filtrante aún más compacta.

En un modo de realización preferido, el dispositivo de filtrado se mejora pues en compacidad plegando cada banda pasante de cada resonador del dispositivo de filtrado sobre sí misma de manera que conforme un acoplamiento capacitivo entre sus dos extremos. Esto permite obtener al
 5 final una antena filtrante ultra miniatura que puede ser alimentada mediante señales anchas de banda diferenciales.

Tal dispositivo de filtrado con compacidad mejorada será detallado a continuación con referencia a la figura 5. El dispositivo 50 de filtrado
 10 diferencial con resonadores acoplados representado en la figura 5 comprende al menos un par de resonadores 52 y 54, acoplados entre sí por acoplamiento capacitivo y colocados en una misma cara plana 56 de un sustrato dieléctrico.

El primer resonador 52, constituido por una porción de línea bifilar, está
 15 unido a dos conductores E1 y E2 de un puerto bifilar de conexión a una línea de transmisión de una señal diferencial. Estos dos conductores E1 y E2 del puerto bifilar son simétricos con respecto a un eje D', por el cual pasa un plano perpendicular a la cara plana 56 y que forma un plano de masa
 20 eléctrico virtual. Tienen un ancho w' y distan entre sí con una distancia s , definiendo estos dos parámetros s y w' la impedancia del puerto bifilar.

Asimismo, el segundo resonador 54, también constituido por una porción de
 25 línea bifilar está conectado a dos conductores S1 y S2 de un puerto bifilar de conexión a una línea de transmisión de una señal diferencial. Estos dos conductores S1 y S2 del puerto bifilar son igualmente simétricos con respecto al eje D'.

Los dos resonadores 52 y 54 son también simétricos con respecto a un eje
 30 perpendicular al eje D'. Por lo tanto, el dispositivo de filtrado 50 es simétrico entre su entrada y su salida diferenciales de modo que las mismas pueden ser totalmente invertidas. De este modo, en la continuación de la descripción

del modo de realización representado en la figura 5, los dos conductores E1 y E2 serán seleccionados, de manera convencional, como el puerto bifilar de entrada del dispositivo de filtrado 50, para la recepción de una señal diferencial no filtrada. Los dos conductores S1 y S2 serán seleccionados de manera convencional como el puerto bifilar de salida del dispositivo de filtrado 50, para la provisión de la señal diferencial filtrada.

Más precisamente, el primer resonador 52 comprende dos bandas conductoras identificadas por sus referencias LE1 y LE2. Estas dos bandas conductoras LE1 y LE2 están posicionadas de modo simétrico con respecto al eje D'. Están respectivamente conectadas a los dos conductores E1 y E2 del puerto de entrada. El segundo resonador 54 comprende dos bandas conductoras identificadas por sus referencias LS1 y LS2. Estas dos bandas conductoras LS1 y LS2 están igualmente posicionadas en forma simétrica con respecto al eje D'. Están respectivamente conectadas a los dos conductores S1 y S2 del puerto de salida.

El acoplamiento capacitivo de los dos resonadores 52 y 54 está garantizado por la disposición frente a frente, pero sin contacto de sus respectivas pares de bandas conductoras. De este modo, las bandas conductoras LE1 y LS1, situadas en un mismo lado con respecto al eje D', están colocadas frente a frente, a una distancia e una de otra. Asimismo, las bandas conductoras LE2 y LS2, situadas del otro lado con respecto al eje D', están colocadas frente a frente a la misma distancia e una de otra.

Esta distancia e entre los dos resonadores 52 y 54 influencia principalmente la banda pasante del dispositivo de filtrado 50 y tiene un efecto secundario en su impedancia característica. Cuanto más disminuye e, es decir cuando más fuerte es el acoplamiento capacitivo entre los dos resonadores, mayor ancho tiene la banda pasante. Esto también tiene por efecto aumentar la impedancia. Más precisamente, la banda pasante es ampliada mediante la aparición de dos ceros de reflexión distintos en el interior de dicha banda

pasante, que corresponden a dos frecuencias de resonancia distintas, cuando e es suficientemente pequeño para permitir el acoplamiento capacitivo entre los dos resonadores. Cuánto más baja es la distancia e , más se alejan entre sí los dos ceros de reflexión creados, ampliando de este modo la banda pasante. Sin embargo, si están demasiado alejados, pueden provocar la separación de la banda pasante ampliada en dos bandas pasantes distintas por la reaparición de una reflexión importante entre los dos ceros, lo que va en contra del efecto buscado. Por lo tanto, la distancia debe ser lo suficientemente pequeña para aumentar la banda pasante pero también lo suficientemente importante para no generar una reflexión no deseada en el interior de la banda pasante.

De un modo clásico, para un buen funcionamiento de los resonadores de un dispositivo de filtrado con resonadores acoplados, cada banda conductora debe tener una longitud de $\lambda/4$, siendo λ la longitud de onda aparente, para un sustrato considerado, correspondiente a la frecuencia alta de funcionamiento del dispositivo de filtrado. De este modo, si las bandas conductoras estuvieran colocadas en forma lineal en la prolongación de los puertos de entrada y salida del dispositivo de filtrado 50, el conjunto alcanzaría una longitud próxima a $\lambda/2$: en la práctica, para una frecuencia de 3 GHz, se obtendría por ejemplo una longitud próxima a 3 cm.

Pero de hecho, las bandas conductoras LE1, LE2, LS1 y LS2 están ventajosamente plegadas sobre sí mismas, de modo que conformen localmente unos acoplamientos capacitivos y magnéticos suplementarios entre sus dos extremos. El tamaño del dispositivo de filtrado 50 se reduce así por dos razones al menos: los pliegues engendran geométricamente una reducción de tamaño del conjunto, pero además, debido a los acoplamientos capacitivos y magnéticos, el tamaño de cada banda pasante puede reducirse aún más garantizando al mismo tiempo un buen funcionamiento de los resonadores. Este acoplamiento capacitivo y magnético genera además una retroacción entre la entrada y la salida de cada banda conductora, de modo

que se creen uno o varios ceros de transmisión suplementarios a frecuencias superiores al límite superior de la banda pasante del dispositivo de filtrado 50. De este modo, mejora el rechazo en banda alta.

- 5 En el modo de realización ilustrado en la figura 5, las cuatro bandas conductoras tienen una forma general anular, con sus extremos plegados en el interior de dicha forma general anular en una porción de las mismas de longitud predeterminada.
- 10 Para un buen funcionamiento del dispositivo de filtrado 50, el pliegue de los extremos de cada banda conductora está situado en una porción de dicha banda conductora colocada frente a la otra banda conductora del mismo resonador. De este modo, los pliegues de los extremos de las bandas conductoras LE1 y LE2 están colocados frente a frente en ambas partes del
- 15 eje D' y próximos al mismo.

- Más precisamente, la banda conductora LE1 tiene una forma general rectangular y está constituida por segmentos conductores rectilíneos. Un primer segmento LE1, que comprende un primer extremo libre de la banda
- 20 conductora LE1 se extiende hacia el interior del rectángulo formado por la banda conductora en una longitud L y en una dirección ortogonal al eje D'. Un segundo segmento LE1₂, conectado a este primer segmento con ángulo recto, constituye una parte del lado del rectángulo paralelo al eje D' y cercano al mismo. Un tercer segmento LE1₃, conectado a este segundo
- 25 segmento con ángulo recto, constituye el lado del rectángulo ortogonal al eje D' y unido al conductor E1 del puerto de entrada. Un cuarto segmento LE1₄, unido a este tercer segmento con ángulo recto, constituye el lado del rectángulo paralelo al eje D' y cercano a un borde exterior del sustrato. Un quinto segmento LE1₅, conectado a dicho cuarto segmento con ángulo recto,
- 30 constituye el lado del rectángulo ortogonal al eje D' y opuesto al lado LE1₃. Un sexto segmento LE1₆, conectado a dicho quinto segmento con ángulo recto, constituye, como el segundo segmento LE1₂, una parte del lado del

rectángulo paralelo al eje D' y próximo al mismo. Finalmente, el séptimo segmento LE1₇ que comprende el segundo extremo libre de la banda conductora LE1, conectado al sexto segmento con ángulo recto, se extiende hacia el interior del rectángulo en una longitud L y en una dirección ortogonal al eje D', es decir en forma paralela al segmento LE1₁ y en frente del mismo en toda la longitud L de pliegue.

Los segmentos LE1₁ y LE1₇ están distanciados a una distancia constante e_s en toda su longitud lo que garantiza su acoplamiento capacitivo.

La banda conductora LE1 puede también estar constituida por una banda conductora principal plegada, conectada en uno de sus extremos al conductor E1, comprendiendo dicha banda conductora principal los segmentos LE1₁, LE1₂ y la parte del segmento LE1₃ situada entre el segmento LE1₂ y el conductor E1, y por una derivación de tipo "stub" plegada en la banda conductora principal, comprendiendo dicha derivación tipo "stub" la otra parte del segmento LE1₃, y los segmentos LE1₄ a LE1₇. La derivación de tipo "stub" se considera entonces como colocada en la unión entre la banda conductora principal y el conductor E1. Debería presentar teóricamente una longitud total de $\lambda/4$, pero los acoplamientos capacitivos y magnéticos engendrados por el pliegue de la banda conductora LE1 sobre sí misma permiten reducir dicho largo, principalmente del 10 al 20 % en la derivación en "stub".

Resulta también interesante señalar que un tamaño suficientemente reducido del segmento LE1₄ permite acercar los segmentos LE1₃ y LE1₅, pero también los segmentos LE1₃ y LE1₁, o los segmentos LE1₅ y LE1₇ de modo que se multiplique la cantidad de acoplamientos capacitivos y magnéticos engendrados por el pliegue de la banda conductora LE1 sobre sí misma. Estos múltiples acoplamientos mejoran el funcionamiento del dispositivo de filtrado 50.

La longitud L de acoplamiento entre los dos extremos plegados, i.e. los dos segmentos $LE1_1$ y $LE1_7$, influencia principalmente la banda pasante del dispositivo de filtrado 50, pero tiene igualmente un efecto secundario en el rechazo en banda alta. Cuanto más aumenta, más se reduce la banda pasante, pero mayor es la mejora del rechazo en banda alta.

La distancia e_s entre los dos extremos plegados afecta principalmente el rechazo en banda alta del dispositivo de filtrado 50: cuanto más reducida es, mayor es la mejora del rechazo en banda alta. Se señalará sin embargo que dicha distancia no puede ser inferior a un límite impuesto por la precisión del grabado de la banda conductora $LE1$ en el sustrato.

La banda conductora $LE2$ está constituida, como la banda conductora $LE1$, por siete segmentos conductores $LE2_1$ a $LE2_7$ colocados en la cara plana 56 del sustrato de modo simétrico a los siete segmentos $LE1_1$ a $LE1_7$ con respecto al eje D' . Las dos bandas conductoras $LE1$ y $LE2$ distan entre sí en una distancia constante e_1 , correspondiente a la distancia que separa los segmentos $LE1_2$ y $LE1_6$, por una parte, de los segmentos $LE2_2$ y $LE2_6$ por otra.

Esta distancia e_1 afecta principalmente la impedancia del primer resonador 52, es decir la impedancia de entrada del dispositivo de filtrado 50, pero tiene igualmente un efecto secundario en la banda pasante del dispositivo de filtrado 50. Cuanto más aumenta, más aumenta la impedancia y de modo menos marcado, más se reduce la banda pasante.

Como las dos resonadores 52 y 54 son simétricos con respecto a un eje perpendicular al eje D' , las bandas conductoras $LS1$ y $LS2$ están constituidas cada una, como las bandas conductoras $LE1$ y $LE2$, por siete segmentos conductores $LS1_1$ a $LS1_7$ y $LS2_1$ a $LS2_7$ respectivamente, impresos en la cara plana 56 del sustrato de modo simétrico a los segmentos de las bandas conductoras $LE1$ y $LE2$ con respecto a dicho eje. Por simetría igualmente,

las dos bandas conductoras LS1 y LS2 están distanciadas en una distancia constante e_2 igual a e_1 , correspondiente a la distancia que separa los segmentos LS1₂ y LS1₆ por una parte, de los segmentos LS2₂ y LS2₆ por otra.

5

Esta distancia e_2 afecta igual y principalmente la impedancia del segundo resonador 54, es decir la impedancia de salida del dispositivo de filtrado 50, pero tiene igualmente un efecto secundario en la banda pasante del dispositivo de filtrado 50. Cuanto más aumenta, más aumenta la impedancia y de modo menos marcado, más se reduce la banda pasante.

10

La distancia e que separa los dos resonadores 52 y 54 corresponde a la distancia que separa los segmentos LE1₅ y LE2₅, de los segmentos LS1₅ y LS2₅. El acoplamiento capacitivo entre los dos resonadores 52 y 54 se establece entonces a lo largo de los segmentos LE1₅ y LE2₅ por una parte y de los segmentos LS1₅ y LS2₅ por otra.

15

En una tipología tal como la ilustrada en la figura 5, donde el largo del rectángulo formado por cualquiera de las bandas conductoras es aproximadamente dos veces superior a su ancho y donde el pliegue de longitud L se hace en la mitad de la longitud del rectángulo, en el interior del mismo, se obtienen dimensiones del rectángulo formado por cada banda conductora próximas a $\lambda/30$ por $\lambda/60$, o sea dimensiones del dispositivo de filtrado 50 próximas a $\lambda/15$ por $\lambda/30$. Estas dimensiones permiten alcanzar una compacidad mucho mejor que las de los dispositivos de filtrado existentes.

20

25

El gráfico ilustrado en la figura 6 representa la característica de una respuesta de frecuencia en transmisión y en reflexión del dispositivo de filtrado descrito anteriormente.

30

El coeficiente de transmisión S_{11} de dicha respuesta de frecuencia muestra una banda pasante a -10 dB (definición generalmente admitida de la banda pasante en reflexión) comprendida entre aproximadamente 3,2 y 4,4 GHz. Tal como se indica anteriormente, la banda pasante está ampliada por la presencia de dos ceros de reflexión distintos en el interior de dicha banda pasante, debiéndose estos dos ceros a la presencia de los dos resonadores acoplados distantes en e en el dispositivo de filtrado 50. No obstante, se observa con claridad en la figura 6 que si están demasiado alejados, la porción de curva S_{11} situada entre estos dos ceros de reflexión se puede incrementar por encima de -10 dB, lo que origina una separación de la banda pasante ampliada en dos bandas pasantes distintas. Por lo tanto, la distancia e no debe ser demasiado baja para no provocar una reflexión superior a -10 dB en la banda pasante ampliada.

El coeficiente de reflexión S_{21} de la respuesta de frecuencia muestra una banda pasante a -3 dB (definición generalmente admitida de la banda pasante en transmisión) comprendida entre aproximadamente 2,7 y 4,5 GHz, así como dos ceros de transmisión de aproximadamente 5,1 y 6,9 GHz.

Uno de estos dos ceros de transmisión fuera de banda es debido al acoplamiento entre los dos resonadores del dispositivo de filtrado 50 a lo largo de sus porciones $LE1_5$, $LE2_5$ por una parte y $LS1_5$, $LS2_5$ por otra. El otro de estos dos ceros de transmisión es debido a los acoplamientos intra-resonadores suplementarios creados por el pliegue de las bandas conductoras sobre sí mismas.

Estos dos ceros de transmisión producen un fuerte rechazo del filtro de banda alta y una asimetría de la respuesta de frecuencia por el rechazo medio en banda baja. Pero esta asimetría resulta ventajosa para una aplicación de integración directa del dispositivo de filtrado 50 en la antena dipolo diferencial 10 anteriormente descrita para proveer una antena dipolo diferencial filtrante, conforme al segundo aspecto de la invención. En efecto,

la respuesta de frecuencia de esta antena presenta fuertes resonancias con baja frecuencia y equivale por lo tanto a un filtro pasa-alto, lo que compensa la asimetría del dispositivo de filtrado 50 al mejorar su rechazo en banda baja.

5

La figura 7 presenta esquemáticamente un circuito eléctrico equivalente de una antena dipolo diferencial filtrante conforme al segundo aspecto de la invención.

10 En este circuito, un primer inversor 60 representa un salto de impedancia, de Z_0 a Z_1 , en la entrada del dispositivo de filtrado 50. La impedancia Z_0 está determinada por los parámetros s y w' de los conductores E1 y E2 del puerto de entrada del dispositivo de filtrado 50, mientras que la impedancia Z_1 está determinada principalmente por la distancia e_1 entre las bandas conductoras LE1 y LE2.

15

Un segundo inversor 62 representa el salto de impedancia correspondiente, de Z_1 a Z_0 a la salida del dispositivo de filtrado 50.

20 Los resonadores acoplados primero y segundo 52 y 54 están representados cada uno por un circuito LC con capacidad C e inductancia L en paralelo. Estos dos circuitos LC están conectados, por una parte, respectivamente a los primer y segundo inversores 60 y 62 y, por otra parte, a la masa.

25 Finalmente, el pliegue de las bandas conductoras LE1, LE2, LS1 y LS2 crea acoplamientos suplementarios, en el interior de cada resonador pero igualmente entre los resonadores, pudiendo estar representados por un circuito LC de retroacción 64, con capacidad C_1 e inductancia L_1 en paralelo, conectado, por una parte, a la unión 66 entre el primer resonador 52 y el primer inversor 60 y, por otra parte, a la unión 68 entre el segundo resonador

30 54 y el segundo inversor 62. Dicho circuito LC de retroacción 64 mejora el

rechazo en banda alta del dispositivo de filtrado 50 mediante el agregado de uno o varios ceros de transmisión en las altas frecuencias.

5 La unión de la antena radiante 10 y del dispositivo de filtrado 50 está modelizada en dicho circuito por el empalme del inversor 62 a los extremos libres de los dos cables conductores 42 y 44 del circuito eléctrico 40, vía la masa en lo que se refiere al cable conductor 44.

10 La adición del corto-circuito en la estructura de la antena crea un resonador que resuena en baja frecuencia: el circuito LC paralelo 46. La adición de dicho resonador al dispositivo de filtrado 50 aumenta su orden y mejora de este modo su eficacia. En efecto, crea en la banda pasante del dispositivo de filtrado un cero de reflexión suplementario que contribuye a la ampliación de la banda pasante del conjunto y a una mejora de la adaptación de impedancia en la banda pasante.

Además, la resonancia del corto-circuito, al realizarse en una baja frecuencia, contribuye a mejorar el rechazo del dispositivo de filtrado que presenta un rechazo moderado en su banda inferior.

20 Según el segundo aspecto de la invención, de modo opcional, una antena dipolo diferencial filtrante con compacidad mejorada puede comprender además una línea cuarto de onda destinada a mejorar la adaptación de impedancia entre el dispositivo de filtrado y la parte radiante de la antena. Ventajosamente, esta línea cuarto de onda tiene también una compacidad mejorada. Está colocada entre el dispositivo de filtrado y la parte radiante de la antena para unir, en adaptación de impedancia, la línea bifilar de alimentación de la antena a uno de los puertos bifilares del dispositivo de filtrado.

30 Tal línea cuarto de onda con compacidad mejorada y apta para transmitir una señal diferencial está representada en la figura 8. Está conformada por

un circuito impreso para presentar discontinuidades de estructura generadoras de al menos un salto de impedancia y de al menos un acoplamiento capacitivo entre sus dos bandas pasantes, cumpliendo de este modo las mismas funciones que una línea cuarto de onda clásica.

5

En esta figura, una línea bifilar cuarto de onda 70 comprende dos bandas conductoras 72 y 74 colocadas en una misma cara plana 76 de un sustrato dieléctrico.

10

La banda conductora 72 comprende un primer extremo E'1 y un segundo extremo S'1. Asimismo, la segunda banda conductora 74 comprende un primer extremo E'2 y un segundo extremo S'2.

15

Los dos primeros extremos E'1 y E'2 de las dos bandas conductoras 72 y 74 forman respectivamente dos conductores de un primer puerto bifilar 78 de conexión a un primer dispositivo diferencial externo (no representado en esta figura) y los dos segundos extremos S'1 y S'2 de las dos bandas conductoras forman respectivamente dos conductores de un segundo puerto bifilar 80 de conexión a un segundo dispositivo diferencial externo (no representado en esta figura). Los extremos E'1 y E'2, por una parte, y S'1 y S'2, por otra, son simétricos con respecto a un eje D'' de la cara plana 76.

20

25

El acoplamiento capacitivo y los saltos de impedancia de la línea bifilar 70, que le confieren un desfase de línea cuarto de onda, están generados directamente por discontinuidades de estructura, que también generan una inductancia y una capacidad. Más precisamente, estas discontinuidades de estructura comprenden, por una parte, unas rupturas de linealidad de las bandas conductoras 72 y 74 y por otra, formaciones de ramas conductoras suplementarias que se extienden a partir de las bandas conductoras 72 y 74.

30

Las rupturas de linealidad permiten hacer variar la distancia entre las dos bandas conductoras para la realización de al menos un salto de impedancia.

De este modo, la primera banda conductora 72 presenta varias rupturas de linealidades que permiten que una porción 72A de dicha banda conductora 72 este más alejada del eje D" que las porciones E'1 y S'1 que forman los extremos de dicha banda conductora 72, manteniendo al mismo tiempo las porciones E'1, S'1 y 72A paralelas al eje D". Dichas rupturas de linealidad están realizadas por una porción 72B de la banda conductora 72, que se extiende lateralmente y en forma ortogonal al eje D" desde un extremo de la porción E'1 hacia un extremo de la porción 72A, y por una porción 72C de la banda conductora 72, que se extiende lateralmente y en forma ortogonal al eje D" desde el otro extremo de la porción 72A hacia un extremo de la porción S'1.

Por simetría, la segunda banda pasante 74 presenta varias rupturas de linealidades que le permiten a una porción 74 de dicha banda conductora 74 estar más alejada del eje D" que las porciones E'2 y S'2 que forman los extremos de dicha banda pasante 74, manteniendo al mismo tiempo las porciones E'2, S'2 y 74A paralelas con respecto al eje D". Dichas rupturas de linealidad están realizadas mediante una porción 74B de la banda conductora 74, que se extiende lateralmente y en forma ortogonal al eje D" desde un extremo de la porción E'2 hacia un extremo de la porción 74A, y mediante una porción 74C de la banda conductora 74, que se extiende lateralmente y en forma ortogonal al eje D" desde otro extremo de la porción 74A hacia un extremo de la porción S'2.

Por lo tanto, la línea bifilar 70 presenta una primera discontinuidad de estructura, de aumento de la distancia entre sus dos bandas conductoras 72 y 74 realizada por las porciones 72B y 74B, para la realización de un primer salto de impedancia por aumento de dicha impedancia. En efecto, la impedancia aumenta con la distancia entre las dos bandas conductoras.

Presenta igualmente una segunda discontinuidad de estructura, consistente en la reducción de la distancia entre sus dos bandas conductoras 72 y 74,

realizada por las porciones 72C y 74C, para la realización de un segundo salto de impedancia por reducción de dicha impedancia.

- 5 Estas dos discontinuidades de estructura crean una zona rectangular, esencialmente delimitada por las porciones 72B, 72A, 72C, 74C, 74A y 74B, en la cual la línea bifilar 70 presenta una separación entre sus bandas conductoras 72 y 74 superior a la separación entre los dos conductores E'1, E'2 y S'1, S'2 de cada uno de sus puertos bifilares de conexión 78 y 80.
- 10 Las formaciones de brazos conductores suplementarios que se extienden a partir de las bandas pasantes 72 y 74 permiten crear al menos una capacidad interdigital para la realización del acoplamiento capacitivo entre las dos bandas conductoras 72 y 74.
- 15 Concretamente, en el ejemplo de la figura 8, una capacidad interdigital está formada por dos dedos conductores 72D y 74D que se extienden en forma paralela entre sí y en forma ortogonal al eje D'', frente a frente en al menos una parte de su largo. El dedo conductor 72D está constituido por una porción de banda pasante rectilínea una de cuyas extremidades es solidaria
- 20 con la porción 72A de la primera banda conductora 72 mientras que la otra permanece libre, estando el dedo conductor 74D constituido por una porción de banda conductora rectilínea una de cuyas extremidades es solidaria con la porción 74A de la segunda banda conductora 74 y la otra permanece libre.
- 25 El par de dedos conductores se extiende por tanto lateralmente hacia el interior de la zona rectangular definida anteriormente a partir de las porciones 72A y 74A de las dos bandas conductoras 72 y 74, lo que permite aprovechar la zona del sustrato en la cual la línea bifilar 70 presenta una separación mayor entre sus bandas conductoras 72 y 74 para conformar la
- 30 capacidad interdigital.

- Como variante, es posible crear varias capacidades interdigitales paralelas en la zona rectangular definida anteriormente. Esto permite aumentar la capacidad del circuito impreso formado por la línea bifilar 70 sin cambiar su inductancia. En otros términos, se trata de un parámetro suplementario de regulación de la impedancia característico de la línea bifilar 70 con desfase
5 dado. Se señala sin embargo que la adición de capacidades interdigitales aumenta la longitud y por lo tanto la ocupación de espacio de la línea bifilar, lo que no siempre es deseable.
- 10 De modo concreto, resulta simple para el profesional en la materia regular las dimensiones de los diferentes elementos anteriormente citados de la línea bifilar 70, de modo que se obtenga una línea cuarto de onda por regulación, principalmente, de su acoplamiento capacitivo y de sus saltos de impedancia.
- 15 La longitud l de la línea bifilar 70 así realizada es claramente inferior a la de una línea bifilar cuarto de onda del estado actual de la técnica, que estaría constituida por dos bandas conductoras rectilíneas y paralelas, debido a las discontinuidades de estructura. Por ello resulta que la línea bifilar 70
20 presenta una mejor compacidad, conservando al mismo tiempo las mismas características que una línea bifilar cuarto de onda del estado actual de la técnica.
- Una antena dipolo diferencial filtrante 82 con compacidad mejorada, resultado de una realización conjunta de la antena radiante 10 representada
25 en la figura 1, del dispositivo de filtrado 50 representado en la figura 5 y de la línea cuarto de onda 70 representada en la figura 8, se representa en la figura 9.
- 30 Uno de los dos puertos bifilares del dispositivo de filtrado 50 está unido a uno de los dos puertos bifilares de la línea cuarto de onda 70, que cumple la

función de inversor de impedancia. El otro de los dos puertos bifilares de la línea cuarto de onda 70 está unido al puerto bifilar 24 de la antena dipolo 10.

El ejemplo presentado en esta figura está diseñado para funcionar en la banda de frecuencias 4,2-5 GHz atribuida a las comunicaciones de alto caudal UWB en Europa. Dicha antena es conveniente particularmente para las comunicaciones mediante dispositivos de tipo USB. Está grabada en un sustrato de alta permisividad ($\epsilon_r = 10$) para aumentar aún más su miniaturización.

La ocupación de espacio global de la antena filtrante 82 cuadrada así realizada es de aproximadamente un quinto de longitud de onda aparente para cada lado. Se señala que dichas dimensiones son prácticamente las de la antena en corto circuito sola, ilustrada en la figura 1, constituyendo el dispositivo de filtrado 50 a la miniaturización de la antena, garantizando su adaptación de impedancia en baja frecuencia.

El gráfico ilustrado en la figura 10 representa las características comparadas de una respuesta de frecuencia en reflexión de la antena radiante 10, del dispositivo de filtrado 50 y de la antena filtrante 82.

Se observa que el coeficiente de reflexión S_{11} de la respuesta de frecuencia de la antena filtrante 82 presenta una banda pasante a -10 dB claramente más ancha que la del dispositivo de filtrado 50 solo o de la antena radiante 10 sola. El coeficiente de reflexión S_{11} de la respuesta de frecuencia de la antena radiante 10 sola no se adapta a la aplicación UWB deseada, sino a una banda más estrecha comprendida entre 4,45 y 5,05 GHz. En cuanto al dispositivo de filtrado solo, está adaptado entre 4,25 y 4,9 GHz. Sin embargo, la combinación de la antena radiante y del dispositivo de filtrado, por un efecto de adaptación de impedancia de la antena radiante, está adaptada entre 4,15 y 5 GHz, la banda de frecuencias deseada.

Además, los rechazos en bandas baja y alta son igualmente mejorados y se reequilibrados. Finalmente, aumenta el orden del filtrado.

5 El gráfico ilustrado en la figura 11 representa las características comparadas de una respuesta frecuencial en transmisión de la antena radiante 10, del dispositivo de filtrado 50 y de la antena filtrante 82.

10 Allí se observa que el coeficiente de transmisión S_{21} de la respuesta de frecuencia de la antena filtrante 82 presenta una banda pasante de -3dB claramente más selectiva que la del dispositivo de filtrado 50 solo. Además, los rechazos en bandas baja y alta se mejoran igualmente y se reequilibran por la combinación del efecto filtrante pasa-alto del primer orden de la antena en corto circuito y del filtrado asimétrico inicial del dispositivo de filtrado 50.

15 Surge entonces con claridad que el corto circuito tiene un primer efecto en la propia antena radiante, al permitir su miniaturización, pero también un segundo efecto en la antena filtrante al actuar en la banda pasante del filtrado para mejorar los rechazos en bandas baja y alta y permitir la emisión/recepción de señales diferenciales de banda ancha.

20 El doble efecto anteriormente citado del corto-circuito en la antena filtrante anteriormente descrita no se limita a esta forma de antena dipolo. Otras formas de dipolos gruesos radiantes son también convenientes, ya sean con banda pasante baja, media o ancha.

25 De este modo, la figura 12 representa una antena dipolo diferencial filtrante 82' resultado de una realización conjunta de una antena radiante en corto-circuito 10' de tipo mariposa, del dispositivo de filtrado 50 representado en la figura 5 y de la línea cuarto de onda 70 representada en la figura 8. Sus dos
30 mitades de dipolo son de forma triangular y están conectadas a la línea de alimentación bifilar de la antena por uno de sus vértices, para una banda pasante relativamente baja.

La figura 13 representa una antena dipolo diferencial filtrante 82” que resulta de una realización conjunta de una antena radiante en corto-circuito 10” de tipo elíptico, del dispositivo de filtrado 50 representado en la figura 5 y de la línea cuarto de onda 70 representada en la figura 8. Sus dos mitades de dipolo son de forma elíptica y están conectadas a la línea de alimentación bifilar de la antena por un extremo de su eje pequeño, para una banda pasante alta.

El dispositivo de filtrado 50 descrito anteriormente constituye una buena solución para ser integrado en estos diferentes tipos de antenas, por su respuesta de frecuencia asimétrica particularmente adaptada para una concepción con antenas en corto-circuito, pero también porque permite alcanzar una amplia gama de bandas pasantes relativas que van del 15% al 70%. También son convenientes otros filtros que presentan una respuesta de frecuencia asimétrica semejante.

Resulta evidente que una antena dipolo diferencial tal como una de las descritas anteriormente puede alcanzar una compacidad mucho mayor y un tamaño bastante más pequeño que las antenas dipolos diferenciales conocidas realizadas con una tecnología CPS diferencial, conservando al mismo tiempo la posibilidad de poder emitir y recibir señales diferenciales de banda ancha, conforme a las exigencias de las aplicaciones de comunicación UWB.

Su compacidad y su eficacia la hacen además ventajosa para objetos miniaturas comunicantes, principalmente dispositivos portátiles de tipo USB sin cable.

La estructura coplanaria de dicha antena dipolo diferencial facilita por otra parte su realización con una tecnología híbrida y su integración con tecnología monolítica, con estructuras que comprenden elementos discretos montados en superficie. Principalmente, resulta simple diseñarla integrada

con un dispositivo de filtrado pasa-banda realizado con tecnología coplanaria, tal como fue ilustrado en varios ejemplos, por grabado químico o mecánico en sustratos con baja o alta permisividad, según las aplicaciones y rendimientos requeridos.

5

Esta antena podría estar fabricada principalmente en un sustrato de bajo coste, pero en este caso las pérdidas engendradas podrían reducir su rendimiento. No obstante, dicha solución puede ser válida para algunas aplicaciones destinadas al gran público.

10

Esta antena puede tener también aplicaciones en la banda de las frecuencias milimétricas, en la cual su pequeño tamaño y sus grandes rendimientos le permiten estar integrada con bajos costes en tecnología monolítica con circuitos activos de emisión o de recepción.

15

Resulta igualmente evidente que cuando dicha antena integra un dispositivo de filtrado pasa-banda, su corto-circuito tiene como efecto poder mejorar el rechazo del filtro en banda baja y ampliar su banda pasante.

20

La antena filtrante así realizada posee entonces características óptimas en términos de tamaño, de banda pasante, de radiación, de consumo y de rechazo de los ruidos y señales interferentes.

REIVINDICACIONES

1. Sistema de antena dipolo diferencial (10 ; 82 ; 82' ; 82'') que comprende, en una misma cara (12) de un sustrato dieléctrico, una primera mitad (18) de dipolo radiante grueso, una primera banda conductora (20) de una línea bifilar de alimentación en señal diferencial, estando esta primera banda conductora (20) conectada a la primera mitad (18) de dipolo radiante grueso, una segunda mitad (28) de dipolo radiante grueso y una segunda banda conductora (30) de la línea bifilar de alimentación, estando esta segunda banda conductora (30) conectada a la segunda mitad (28) de dipolo radiante grueso, caracterizado porque comprende:
 - en dicha misma cara (12) una banda conductora suplementaria (36) que forma un corto-circuito que une la primera mitad (18) y la segunda mitad (28) del dipolo grueso, y
 - un dispositivo (50) de filtrado diferencial resonante cuya banda pasante está diseñada para combinarse con la resonancia generada por el corto-circuito de forma que se produzca una adaptación de impedancia de la antena.
2. Sistema de antena dipolo diferencial (10 ; 82 ; 82' ; 82'') según la reivindicación 1, en el que la banda conductora suplementaria (36) es rectilínea y está colocada en una dirección ortogonal con respecto a la dirección principal de la línea de alimentación (20, 30).
3. Sistema de antena dipolo diferencial (10 ; 82 ; 82' ; 82'') según la reivindicación 1 o 2, en el que la banda conductora suplementaria (36) está colocada a una distancia (d) predeterminada de un punto de alimentación (P) de las dos mitades (18, 28) del dipolo radiante por la línea bifilar de alimentación (20, 30), estando dicha distancia (d) seleccionada suficientemente baja para desplazar hacia las bajas

frecuencias una resonancia engendrada por el corto-circuito en el dipolo radiante.

4. Sistema de antena dipolo diferencial (10 ; 82 ; 82' ; 82'') según cualquiera
5 de las reivindicaciones 1 a 3, en el que las mitades primera (18) y segunda (28) de dipolo radiante grueso tienen una forma elíptica o semi-elíptica.
5. Sistema de antena dipolo diferencial (10 ; 82 ; 82' ; 82'') según cualquiera
10 de las reivindicaciones 1 a 3, en el que las mitades primera (18) y segunda (28) de dipolo radiante grueso tienen una forma triangular.
6. Sistema de antena dipolo diferencial (10 ; 82 ; 82' ; 82'') según cualquiera
15 de las reivindicaciones 1 a 5, en el que el dispositivo (50) de filtrado diferencial resonante comprende un par de resonadores (52, 54) acoplados colocados en dicha misma cara (56), comprendiendo cada resonador (52, 54) dos bandas conductoras (LE1, LE2, LS1, LS2) posicionadas de modo simétrico con respecto a un eje de dicha misma cara (56), estando estas dos bandas conductoras (LE1, LE2, LS1, LS2)
20 conectadas respectivamente a dos conductores (E1, E2, S1, S2) de un puerto bifilar de conexión a una línea bifilar de transmisión de una señal diferencial.
7. Sistema de antena dipolo diferencial (10 ; 82 ; 82' ; 82'') según la
25 reivindicación 6, en el que cada banda conductora (LE1, LE2, LS1, LS2) de cada resonador (52, 54) está plegada sobre sí misma de modo que se conforme un acoplamiento capacitivo entre sus dos extremos.
8. Sistema de antena dipolo diferencial (10 ; 82 ; 82' ; 82'') según cualquiera
30 de las reivindicaciones 1 a 7, que comprende una línea cuarto de onda (70) de dos bandas conductoras coplanarias (72, 74) colocada de modo que se una, en adaptación de impedancia, la línea bifilar (20, 30) de

- 5 alimentación de la antena al dispositivo de filtrado (50), con dicha línea cuarto de onda, conformada por un circuito impreso para presentar discontinuidades de estructura (72B, 72C, 72D, 74B, 74C, 74D) generadoras de al menos un salto de impedancia y de al menos un acoplamiento capacitivo entre sus dos bandas conductoras (72, 74) de modo que se reproduzca un desfase cuarto de onda.
- 10 9. Dispositivo de emisión y/o recepción de una señal con banda ancha pasante, que comprende un sistema de antena según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8.
- 15 10. Antena dipolo diferencial (10) que comprende, en una misma cara (12) de un sustrato dieléctrico, una primera mitad (18) de dipolo radiante grueso, una primera banda conductora (20) de una línea bifilar de alimentación en señal diferencial, estando esta primera banda conductora (20) conectada a la primera mitad (18) de dipolo radiante grueso, una segunda mitad (28) de dipolo radiante grueso y una segunda banda conductora (30) de la línea bifilar de alimentación, estando esta segunda banda conductora (30) conectada a la segunda mitad (28) de dipolo radiante grueso, 20 caracterizada porque comprende en dicha misma cara (12) una banda conductora suplementaria (36) que conforma un corto-circuito que une la primera mitad (18) y la segunda mitad (28) del dipolo grueso, y porque resulta apta para ser conectada a un dispositivo (50) de filtrado diferencial resonante, para conformar un sistema de antena según cualquiera de las 25 reivindicaciones 1 a 8.

Fig. 1

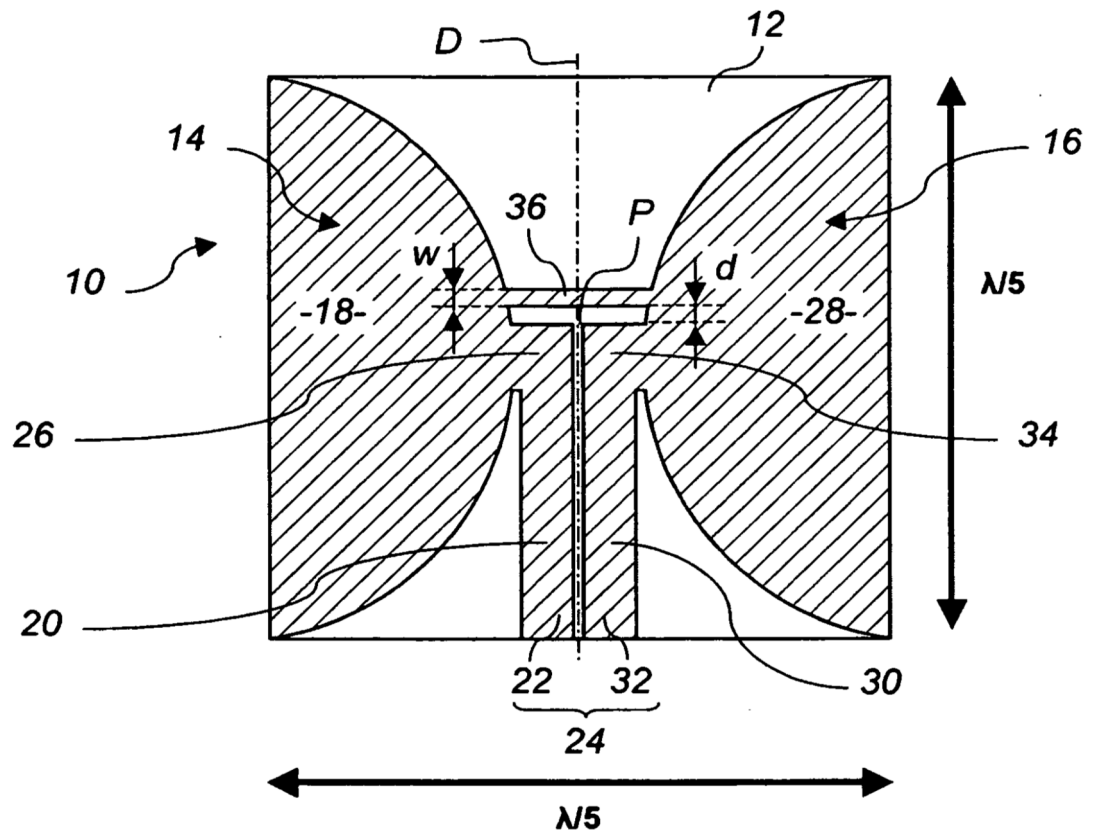


Fig.4

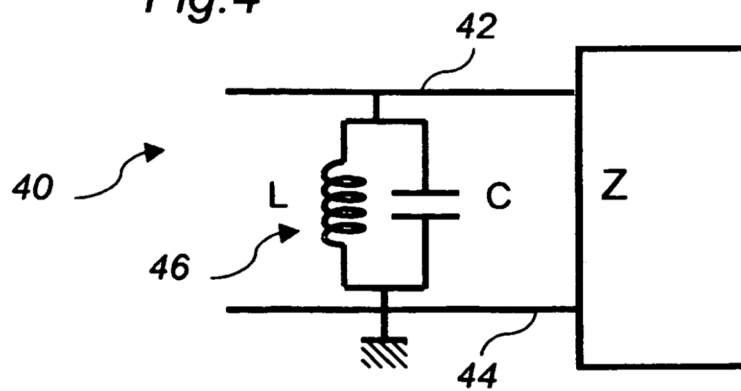


Fig.2

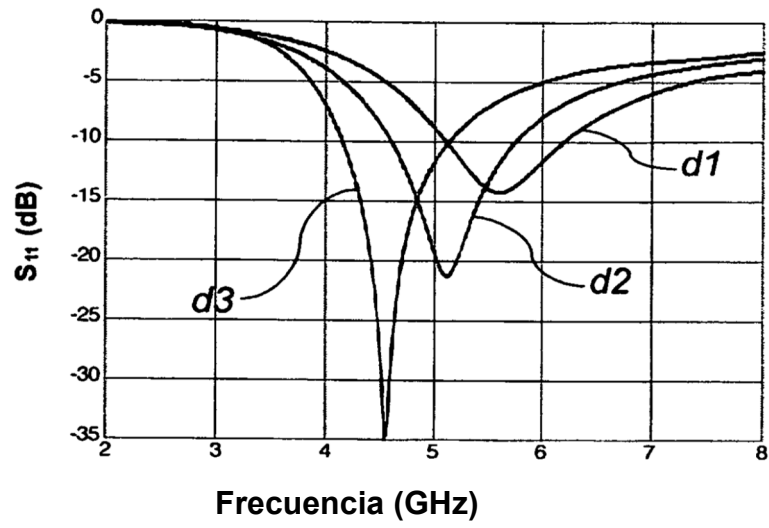


Fig.3

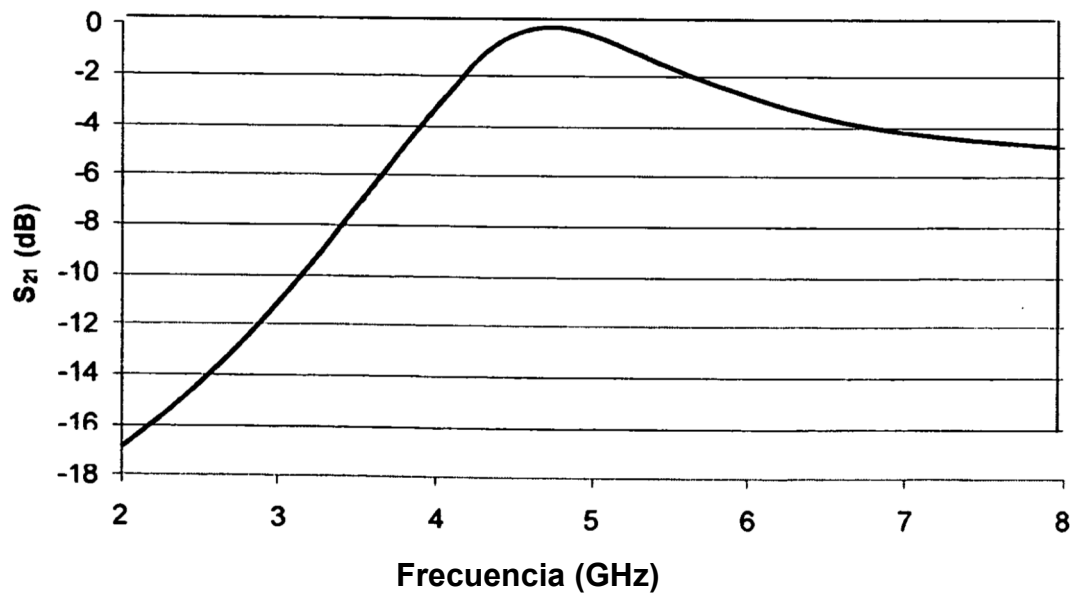


Fig.5

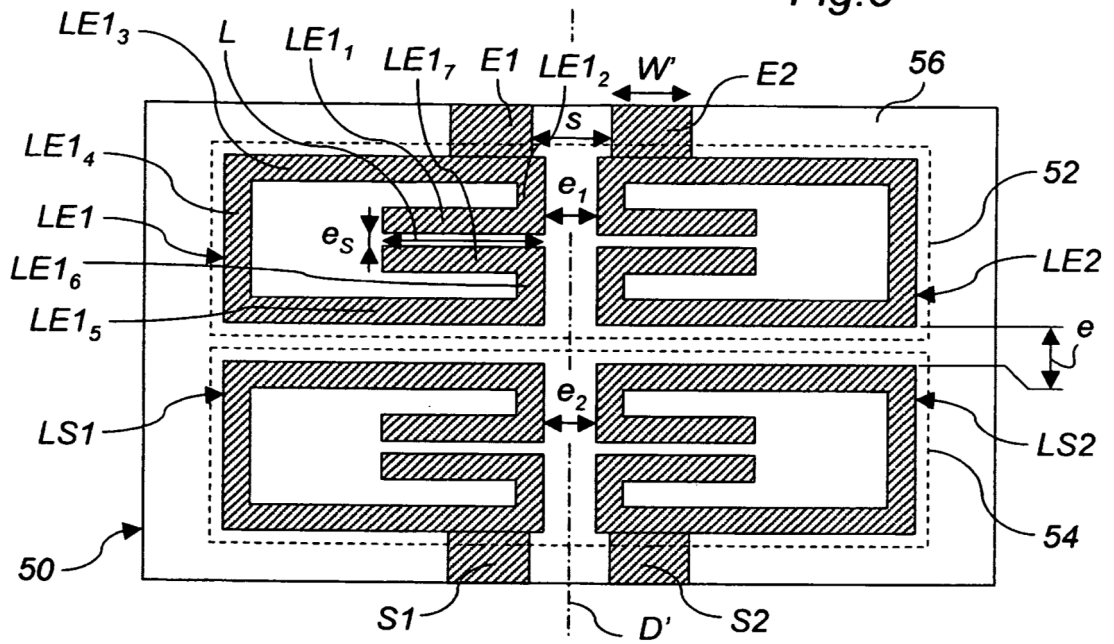


Fig.6

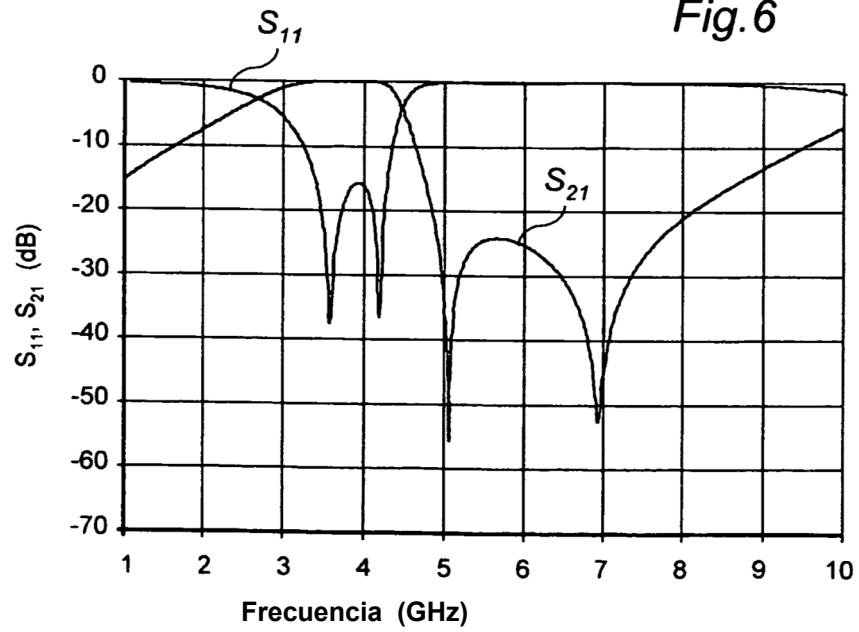


Fig.7

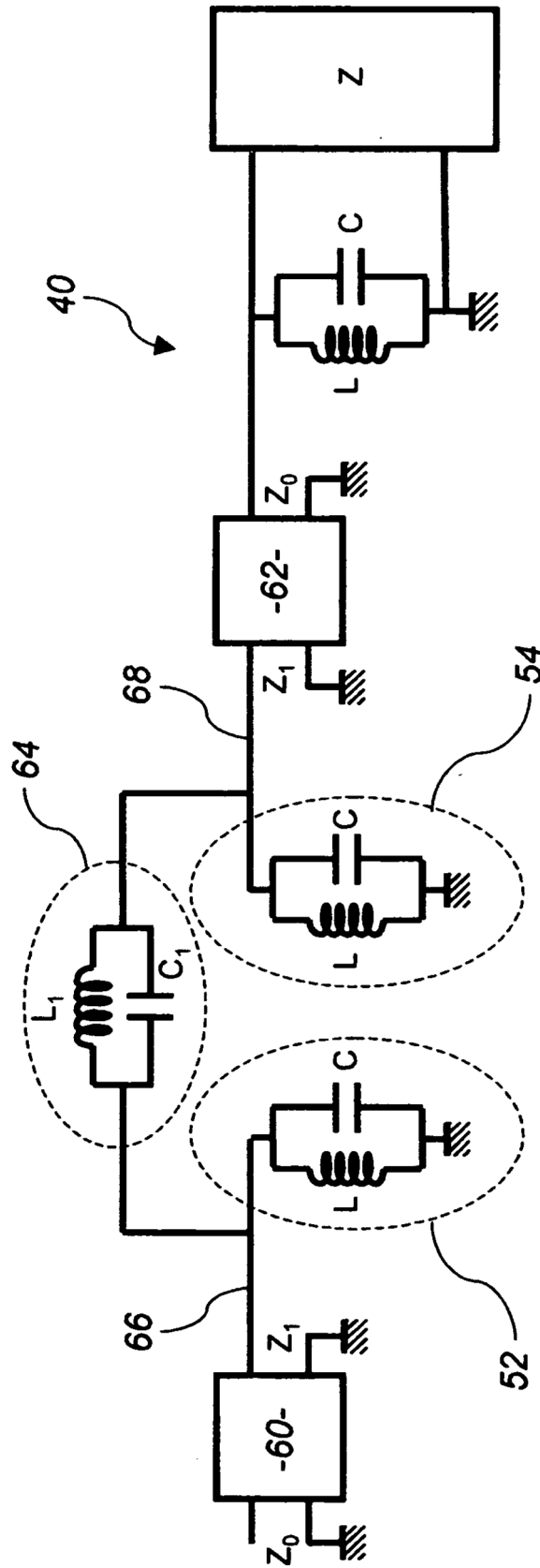


Fig.8

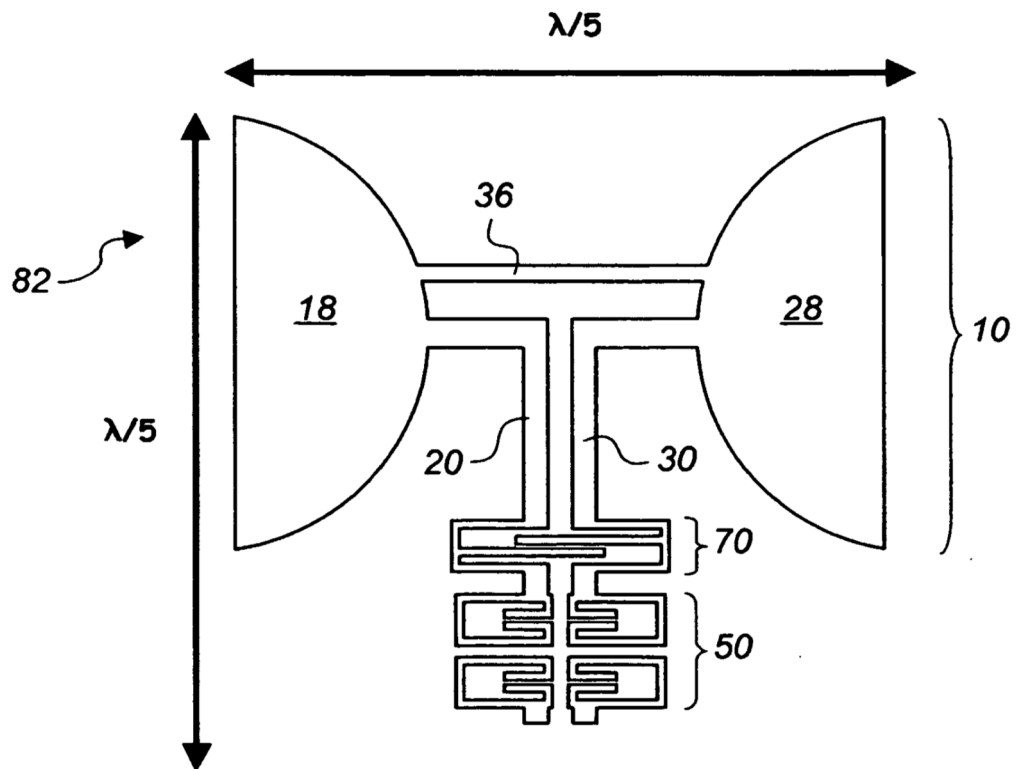
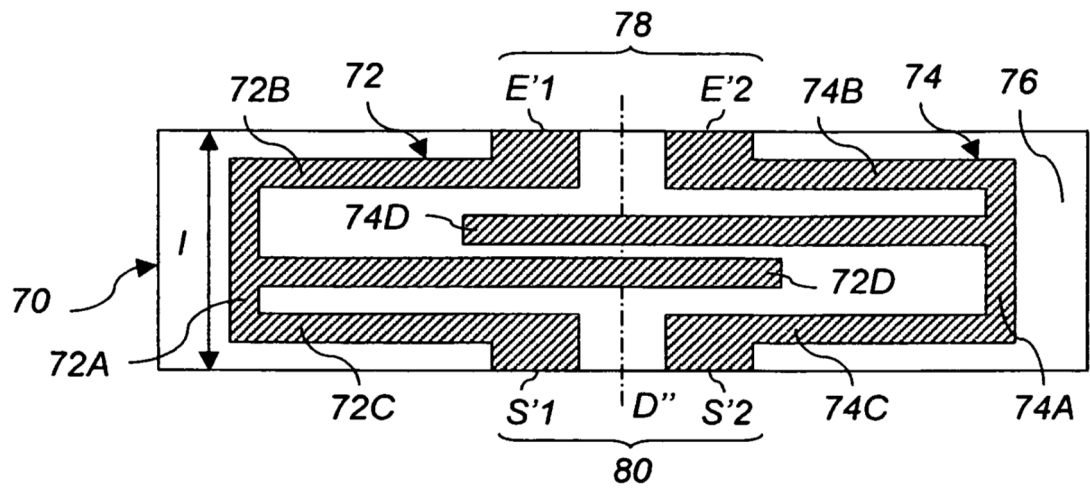


Fig.9

Fig.10

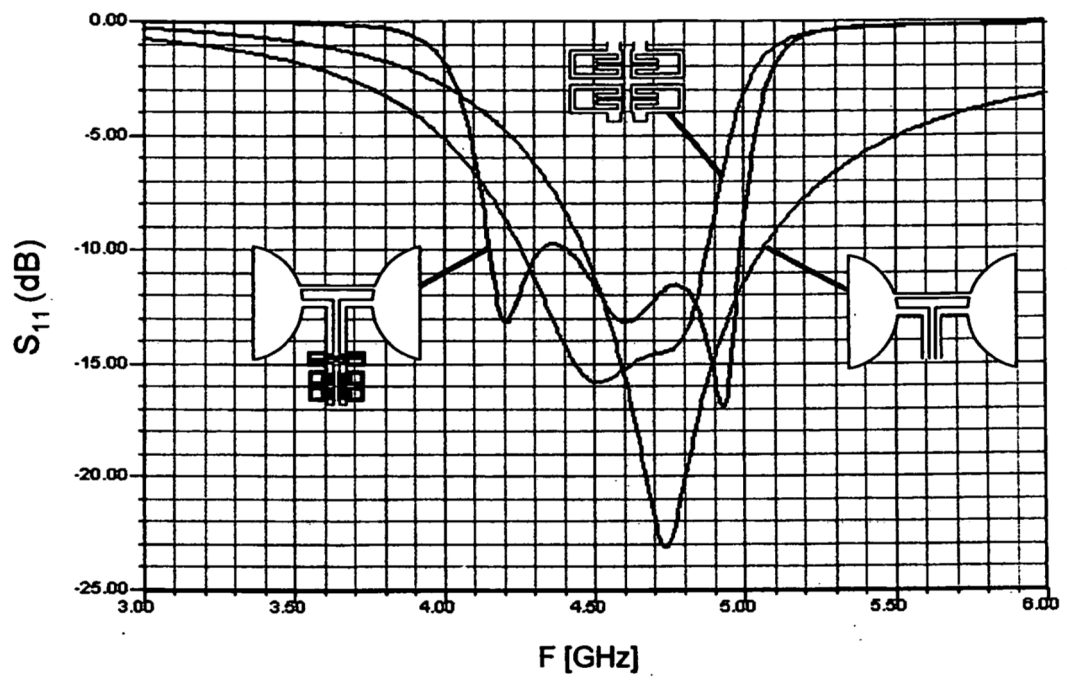


Fig.11

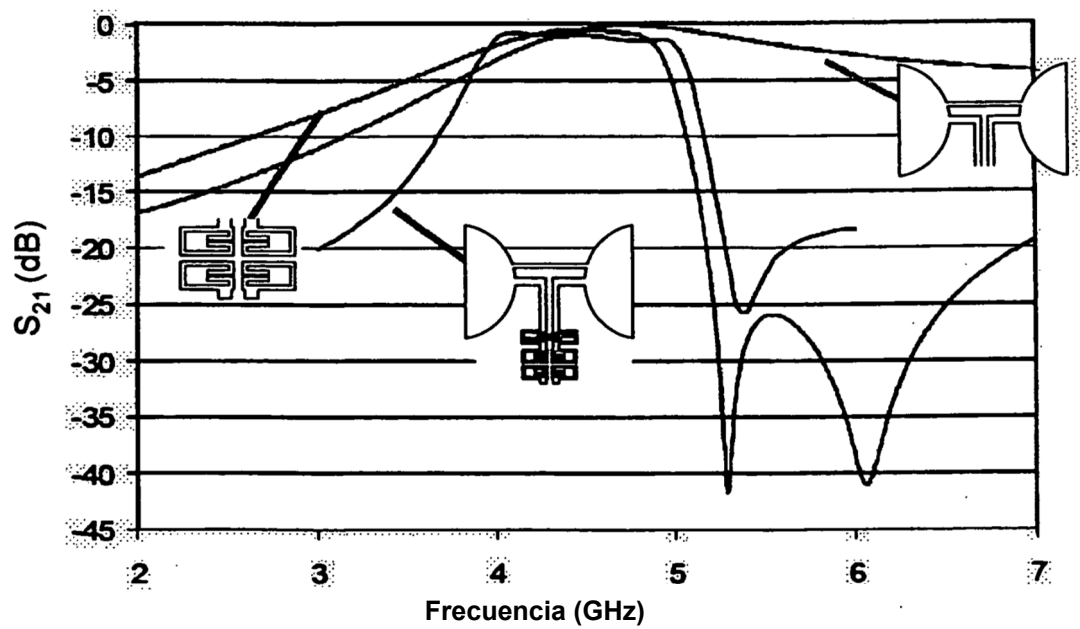


Fig.12

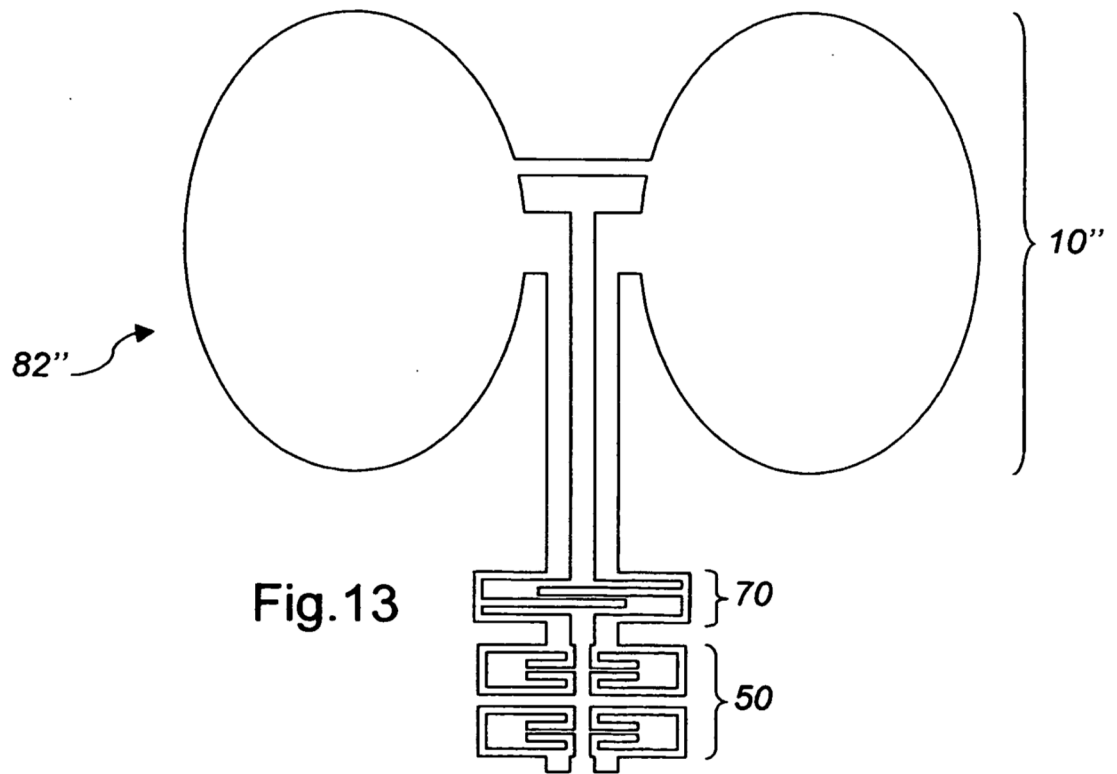
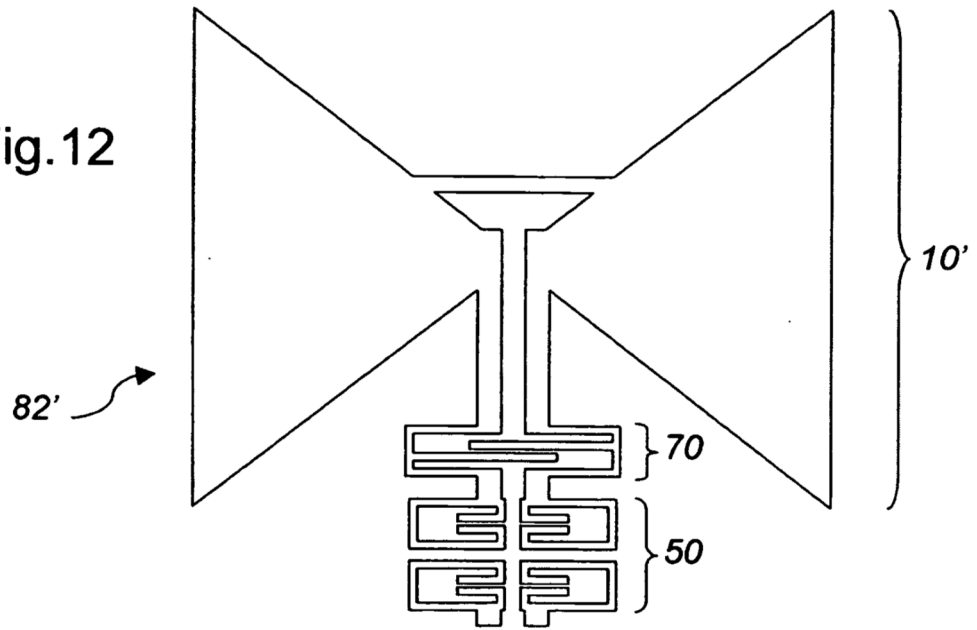


Fig.13