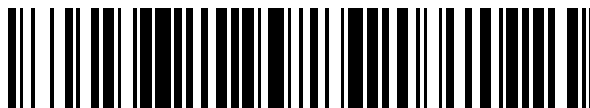


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 384 062**

21 Número de solicitud: 201001553

51 Int. Cl.:

**H01P 5/18** (2006.01)

**H01P 3/08** (2006.01)

12

## PATENTE DE INVENCION CON EXAMEN PREVIO

B2

22 Fecha de presentación:

**03.12.2010**

43 Fecha de publicación de la solicitud:

**29.06.2012**

Fecha de la concesión:

**17.04.2013**

45 Fecha de publicación de la concesión:

**29.04.2013**

73 Titular/es:

**UNIVERSIDAD DE MÁLAGA (50.0%)**

**PLAZA DE EL EJIDO, S/N**

**29071 MÁLAGA (Málaga) ES y**

**AT4 WIRELESS (50.0%)**

72 Inventor/es:

**MOSCOSO MARTIR, Alvaro y**

**MOLINA FERNANDEZ, Iñigo**

54 Título: **ACOPLADOR DIRECCIONAL ACOPLADO POR RANURA Y PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DE DICHO ACOPLADOR**

57 Resumen:

Acoplador direccional acoplado por ranura y procedimiento de diseño de dicho acoplador. Permite compensar el efecto parásito introducido por las discontinuidades en la propagación de los dos modos par e impar del acoplador, aprovechando por un lado el hecho de la ortogonalidad existente entre los modos par e impar, y por otro lado aprovechando el hecho de que en un acoplador direccional acoplado por ranura, la ranura es transparente al modo impar. Por tanto, mediante el procedimiento aquí descrito se permite el diseño de acopladores direccionales de altas prestaciones, con capacidad de trabajar a frecuencias elevadas, y con un ancho de banda y un nivel de acoplamiento variables en función de las necesidades y requerimientos de cada aplicación.

ES 2 384 062 B2

**ACOPLADOR DIRECCIONAL ACOPLADO POR RANURA Y  
PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DE DICHO ACOPLADOR**

**D E S C R I P C I Ó N**

5

**OBJETO DE LA INVENCION**

10 La presente invención pertenece al sector de las tecnologías de la información y las telecomunicaciones, y más concretamente a acopladores direccionales de aplicación en tecnología planar.

15 El objeto principal de la presente invención es un acoplador direccional, del tipo acoplado por ranura, que destaca fundamentalmente por sus altas prestaciones en tecnología planar integrada.

**ANTECEDENTES DE LA INVENCION**

20 Actualmente el diseño de componentes electrónicos en tecnologías planares es objeto de gran interés científico. El objetivo es integrarlos directamente en placas de circuito impreso junto al resto de la circuitería de radiofrecuencia, permitiendo así minimizar el uso de componentes de montaje superficial, mejorando la fiabilidad de los equipos y reduciendo los costes y el tiempo de montaje. Además, el disponer de dispositivos integrables  
25 directamente en placa elimina la necesidad de usar conectores, lo que permite mejorar las prestaciones finales del componente.

30 Los acopladores direccionales son unos de los componentes más importantes en el ámbito de las microondas, (ondas electromagnéticas de longitudes de onda comprendidas entre 1mm a 1m, y rango de frecuencias

entre 0.3GHz y 300GHz), usándose así en equipos de medida, en aplicaciones de monitorización de potencia, amplificadores y mezcladores balanceados, moduladores, receptores, redes de alimentación de arrays de antena, etc.

Aunque actualmente existen diversas alternativas para el diseño de acopladores en tecnología planar a frecuencias de microondas, los acopladores basados en líneas TEM (modo transversal electromagnético en el que no existe ninguna componente de campo eléctrico ni magnético en la dirección de propagación) acopladas son los que permiten alcanzar mejores prestaciones, ya que las velocidades de fase de los dos modos, par e impar, son iguales de forma natural, por lo que su comportamiento se acerca más al modelo analítico.

Más concretamente, un acoplador direccional acoplado por ranura es una estructura multicapa, implementable tanto en materiales plásticos como cerámicos, en la que dos líneas o pistas microstrip se acoplan a través de una ranura abierta en un plano de masa común a ambas. La sección transversal de esta estructura se muestra en la figura 1A, donde "W" es la anchura de la pista en la zona de acoplamiento, "G" es la anchura de la ranura abierta en el plano de masa común, "t" es el espesor de las pistas de cobre, y "h" es la altura del substrato dieléctrico. Pese a que la estructura no es homogénea, y por tanto, no soporta modos TEM puros, en una primera aproximación, el comportamiento del acoplador direccional acoplado por ranura es esencialmente el mismo que el de un acoplador con modos TEM, en el cual se satisfacen las siguientes ecuaciones conocidas:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0o}Z_{0e}}$$

$$C(dB) = 20 \log \left( \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \right)$$

Con estas ecuaciones se obtienen los valores de las impedancias

características par e impar para un nivel de acoplamiento arbitrario. A partir de éstas, es posible calcular unas dimensiones iniciales de la estructura a partir del método cuasi-estático presentado en [Wong Dic1991], o mediante un análisis modal 2-D de su sección transversal.

5

El problema de esta estructura es que al no ser homogénea, sus modos par e impar tienen diferente velocidad de propagación, lo cual degrada la directividad. Además, los efectos parásitos debidos a la modificación abrupta de las ranuras en las discontinuidades afectan a la longitud eléctrica de la estructura y a su comportamiento en fase, deteriorando sus prestaciones. Todos estos problemas se agravan al subir en frecuencia, imposibilitando el diseño de acopladores direccionales de banda ancha a frecuencias elevadas.

10

La forma más sencilla de diseñar acopladores de banda ancha es mediante el uso de “estructuras enterradas homogéneas” como las líneas stripline acopladas, con el objetivo de que los modos en el interior de la estructura sean TEM puros [Gruszczynski Sep2006] y [Gruszczynski Nov2006]. Los inconvenientes de estas tecnologías son:

15

- a) es necesario el uso de complicadas transiciones para poder acceder a los acopladores integrados, lo que degrada las prestaciones de los mismos, y
- b) es necesario utilizar complejas estructuras de capas que reducen la repetibilidad e incrementan los costes de fabricación.

20

Para evitar estos inconvenientes es especialmente interesante el uso de tecnologías planares compatibles con la tecnología microstrip. Los principales inconvenientes que surgen a la hora de afrontar el diseño de estos “acopladores en tecnologías compatibles con la microstrip” son:

25

- a) conseguir altos niveles de acoplamiento, y
- b) compensar las velocidades de fase de los modos (que al ser modos

30

quasi-TEM no tienen la misma constante dieléctrica efectiva) para conseguir altas prestaciones en toda la banda de operación.

En el diseño de acopladores de banda ancha, la opción más utilizada es utilizar “acopladores de múltiples secciones”, con un pequeño rizado en el acoplamiento, mediante técnicas basadas en polinomios de Chebyshev [Cristal Sep1965]. Los inconvenientes de estas estructuras son:

- a) la necesidad de secciones con un nivel de acoplamiento elevado,
- b) cada una de las secciones debe conseguir una directividad elevada por separado, y
- c) el efecto parásito de las discontinuidades tiende a deteriorar el comportamiento del acoplador.

El “acoplador direccional acoplado por ranura” [Tanaka Dic1988], es capaz de conseguir un altísimo nivel de acoplamiento, pero debido a que no es una estructura homogénea y al efecto parásito de las discontinuidades no es posible conseguir buenas prestaciones a alta frecuencia, [Abbosh Feb2007], [Abbosh Sep2007] y [Moscoso-Mártir Mar2009].

Frente a los acopladores de múltiples secciones, los “acopladores no uniformes” parecen una alternativa que soluciona definitivamente el problema de las discontinuidades [Uysal 1989] y [Duncan Dic1998]. Pero éstos presentan otros inconvenientes respecto a los acopladores de múltiples secciones como son:

- a) el aumento de la longitud eléctrica de la estructura,
- b) la necesidad de un mayor nivel de acoplamiento, y
- c) un diseño altamente complicado.

Cabe señalar asimismo que son conocidos en el estado de la técnica acopladores planares que emplean “corrugados” en las pistas para igualar las

velocidades de fase de los modos par e impar [Uysal 1989], [Duncan Dic1998], no obstante sus prestaciones a frecuencias de microondas siguen siendo bajas, y su diseño de construcción resulta complejo.

5            Todo lo anterior demuestra que el diseño de acopladores de banda ancha, integrados directamente en placa, con altas prestaciones es un problema técnico que aún no se ha resuelto satisfactoriamente. Sería por tanto deseable poder implementar acopladores con una sencillez en el diseño similar al de los acopladores de múltiples secciones pero sin el problema de los  
10           efectos parásitos de las discontinuidades y de que la estructura no sea homogénea. De esta manera no sería necesario ni recurrir a las estructuras enterradas homogéneas, lo que abarataría los costes de fabricación y mejoraría la repetibilidad, ni abordar un diseño tan complicado como el de los acopladores no uniformes.

## 15            DESCRIPCIÓN DE LA INVENCION

Mediante la presente invención se solucionan los inconvenientes anteriormente citados proporcionando un acoplador direccional, basado en el  
20           acoplador direccional acoplado por ranura, mediante el cual es posible optimizar considerablemente sus prestaciones en tecnología planar integrada, haciendo posible la compensación del efecto parásito introducido por las discontinuidades de las ranuras, así como la compensación de las velocidades de fase de sus dos modos de propagación, par e impar, siendo dicho  
25           acoplador direccional implementable en una o varias secciones, simétrico o asimétrico.

Para ello, dado que los modos par e impar que se propagan en un  
30           acoplador direccional acoplado por ranura son intrínsecamente ortogonales, y

que se ha comprobado que las diferentes discontinuidades mantienen dicha ortogonalidad, es posible modelar y simular la propagación de ambos modos por separado a partir de sus circuitos equivalentes. La recuperación del comportamiento final del acoplador a partir de las matrices de parámetros “S” de la propagación de ambos modos por separado se realiza de la siguiente forma [Monghia 1999]:

$$S_{\text{modo\_par}} = \begin{pmatrix} S_{11_{\text{par}}} & S_{12_{\text{par}}} \\ S_{21_{\text{par}}} & S_{22_{\text{par}}} \end{pmatrix}$$

$$S_{\text{modo\_impar}} = \begin{pmatrix} S_{11_{\text{impar}}} & S_{12_{\text{impar}}} \\ S_{21_{\text{impar}}} & S_{22_{\text{impar}}} \end{pmatrix}$$

$$S_A = \begin{pmatrix} \frac{S_{11_{\text{par}}} + S_{11_{\text{impar}}}}{2} & \frac{S_{12_{\text{par}}} + S_{12_{\text{impar}}}}{2} \\ \frac{S_{21_{\text{par}}} + S_{21_{\text{impar}}}}{2} & \frac{S_{22_{\text{par}}} + S_{22_{\text{impar}}}}{2} \end{pmatrix}$$

$$S_B = \begin{pmatrix} \frac{S_{11_{\text{par}}} - S_{11_{\text{impar}}}}{2} & \frac{S_{12_{\text{par}}} - S_{12_{\text{impar}}}}{2} \\ \frac{S_{21_{\text{par}}} - S_{21_{\text{impar}}}}{2} & \frac{S_{22_{\text{par}}} - S_{22_{\text{impar}}}}{2} \end{pmatrix}$$

$$S_{\text{acoplador}} = \begin{pmatrix} (S_A) & (S_B) \\ (S_B) & (S_A) \end{pmatrix}$$

Para evaluar esta estructura se simula la propagación de ambos modos, par e impar, de forma independiente, con el objetivo de poder disociar

cómo afectan en ambos casos las discontinuidades y la velocidad de propagación del modo correspondiente. Por otro lado, para separar el efecto de las discontinuidades del de la propia propagación dentro de cada modo, éstas se simulan por separado y se unen mediante un modelo circuital. Por último, la constante de propagación se modela a partir de la información obtenida en el análisis modal 2-D de las distintas secciones transversales.

Una vez se han realizado los pasos anteriores, se dispone de un modelo del acoplador que permite determinar de forma clara y precisa cómo la velocidad de propagación y las discontinuidades afectan al comportamiento de cada modo (par e impar) por separado, alejándolo del deseado. Conocida la problemática del acoplador a diseñar, el procedimiento de diseño es el que se explica en los siguientes párrafos.

Para el caso del modo impar, la ranura es transparente al campo eléctrico, por lo que el circuito equivalente no es más que un simple circuito en tecnología microstrip. Cuando el espesor del substrato dieléctrico es suficientemente fino a la frecuencia de trabajo, el efecto parásito de las discontinuidades no estropea el comportamiento en fase de la señal, sólo su comportamiento en módulo, por lo que es fácilmente compensable. Así, mediante ajuste fino de la anchura y la longitud de las pistas es posible conseguir la respuesta buscada del acoplador para este modo. Sin embargo, si el espesor del substrato no es suficientemente fino a la frecuencia de trabajo, el efecto parásito de las discontinuidades estropea el comportamiento en fase de la señal. En este caso, dado que el circuito equivalente no es más que un simple circuito en tecnología microstrip, es posible recurrir a las técnicas clásicas de compensación utilizadas a frecuencias de microondas para esta tecnología.

Para el caso del modo par, la ranura se comporta como un conductor



magnético perfecto, imponiendo como condición de contorno que la componente normal del campo eléctrico sea nula. Esto provoca que el campo eléctrico esté menos concentrado en el interior del substrato y por tanto la permitividad eficaz para el modo par sea menor que para el modo impar. Consecuentemente, la velocidad de propagación del modo par es mayor que la del modo impar, o de forma equivalente, la longitud eléctrica de la estructura es menor para el modo par que para el impar. Esta diferencia es mayor cuanto mayor es la diferencia entre las impedancias características par e impar. Por otro lado, la aparición de la ranura o la modificación de su anchura de forma abrupta en las discontinuidades entre las distintas secciones del acoplador provocan un efecto reactivo que aumenta la longitud eléctrica de las mismas y estropea su comportamiento en fase.

Ambos efectos son en parte contrarios y, en función del nivel de acoplamiento, el ancho de banda y la frecuencia de trabajo, predominan uno u otro. Por esto, es fundamental disponer de un modelo circuital que establezca de forma clara y precisa en qué medida están afectando cada uno de ellos.

En primer lugar, para solucionar el problema de las discontinuidades, en la presente invención se propone compensar su efecto parásito en los dos modos del acoplador por separado. Así, se comienza por el modo impar en el que la compensación se puede realizar ajustando la anchura y la longitud de las pistas. Una vez ajustadas y dimensionadas las pistas, se pasa a compensar los parásitos del modo par actuando esta vez sobre la ranura. La solución propuesta es suavizar las discontinuidades en la ranura introduciendo una transición ( $L_{\text{transición}}$ ) que modifica la longitud eléctrica de la estructura para el modo par, lo que permite compensar su efecto reactivo de forma transparente al modo impar. El procedimiento de definición de las transiciones depende de la posición de las diferentes discontinuidades a compensar. Para suavizar las discontinuidades entre ranuras adyacentes, la

transición introducida se define desde el extremo de la ranura cuya longitud eléctrica se desea alargar hacia la siguiente o siguientes, reduciendo la longitud efectiva de la ranura o ranuras adyacentes. En el caso de que la ranura se encuentre en uno de los extremos del acoplador, la transición se extiende eliminando parte del plano de masa de las pistas de acceso a la estructura. Así, no sólo se logra corregir el comportamiento en fase de la estructura para el modo par, sino ajustar ligeramente las longitudes de las distintas secciones para este modo de forma transparente al modo impar.

En segundo lugar, para incrementar la longitud eléctrica de las secciones para el modo par, y así igualarlas a su longitud para el modo impar, en la presente invención se propone nuevamente explotar que la ranura en el plano de masa es transparente al modo impar. Para ello, lo que se hace es introducir un corrugado, preferentemente formado por unos dientes rectangulares, con una anchura muy inferior a la longitud de onda en los laterales de las ranuras. Estos dientes son transparentes al modo impar pero logran incrementar la longitud eléctrica de la estructura para el modo par gracias a las reactancias que introducen. Esta técnica se comporta mejor cuanto menor es la anchura de los dientes ( $W_{\text{corrugado}}$ ) respecto a la longitud de onda, ya que así las discontinuidades no introducen efectos parásitos indeseados a la propagación. Por ello, lo más recomendable es introducir los dientes en los laterales de la ranura con un tamaño y separación lo más cercano posible al tamaño mínimo de fabricación tecnológico estándar de la tecnología disponible.

Por último, se simula la estructura modificando la longitud de los dientes ( $L_{\text{corrugado}}$ ) y la anchura ( $G$ ) de la nueva ranura para que su anchura media con el corrugado sea igual a la anchura inicial (ver siguiente ecuación). Este proceso se realiza hasta igualar las pendientes de las constantes de fase de ambos modos.

$$G_{nueva} = G_{inicial} + L_{diente} \longrightarrow \overline{G}_{nueva} = G_{inicial}$$

Cabe señalar que, a diferencia del estado de la técnica, el acoplador direccional de la presente invención destaca porque el “corrugado” es aplicado en los laterales de la ranura, aprovechando así la citada invisibilidad de la ranura para el modo impar.

Se describe a continuación el procedimiento de diseño del acoplador direccional arriba descrito, el cual comprende las siguientes etapas:

- a) Seleccionar el número de secciones y el conjunto de impedancias que ha de tener el acoplador en función del nivel de acoplamiento, el ancho de banda y la respuesta deseados.
- b) Obtener las dimensiones iniciales del acoplador a partir de un análisis modal 2-D de la estructura.
- c) Simular el acoplador direccional en un modelo circuital para establecer qué es lo que provoca el deterioro de la estructura.
- d) Optimizar la respuesta del modo impar a partir de su circuito equivalente modificando la longitud y el ancho de las pistas para conseguir una respuesta en módulo con un rizado uniforme acorde a las especificaciones del diseño y fase lineal en el ancho de banda de operación.
- e) Optimizar el modo par para conseguir una respuesta en módulo con rizado uniforme, acorde a las especificaciones del diseño y fase lineal

en el ancho de banda de operación, con las dimensiones de las pistas obtenidas en la etapa anterior y las anchuras de las ranuras (G) obtenidas en la etapa b). Esta etapa de optimización del modo par e) va a depender de las características del acoplador a diseñar. Si los efectos parásitos de las discontinuidades estropean el comportamiento en fase de la estructura para el modo par hay que continuar por la etapa f), si no están afectando hay que continuar por la etapa g).

f) Incluir unas transiciones entre las discontinuidades de las ranuras y modificar su longitud ( $L_{\text{transición}}$ ) hasta conseguir que el comportamiento en fase del modo par sea lineal y con una pendiente lo más paralela posible a la del modo impar sin estropear su comportamiento en módulo. Si con esto se consigue un desfase constante de  $180^\circ$  entre ambos modos se puede continuar con la etapa h). En el caso de que la pendiente en la fase del modo par sea menor que la del impar (longitud equivalente menor) continuar por la etapa g).

g) Introducir un corrugado en las secciones que sea necesario, eligiendo la anchura del corrugado ( $W_{\text{corrugado}}$ ) lo suficientemente pequeña para que sea mucho menor que la longitud de onda (normalmente es posible escogerla al valor mínimo que permita la tecnología de fabricación escogida). Modificar la anchura de las ranuras (G) y la longitud de los dientes ( $L_{\text{corrugado}}$ ) del corrugado hasta conseguir igualar la respuesta en módulo de la estructura para ambos modos y que exista un desfase constante de  $180^\circ$  entre ellos en toda la banda de diseño. Una vez conseguido, continuar por la etapa i).

h) Modificar la anchura de las ranuras (G) y por tanto también de las transiciones ( $L_{\text{transición}}$ ) para ajustar la respuesta del modo par en

módulo. Esto apenas afecta a la respuesta en fase.

- i) Simular el acoplador completo y realizar el ajuste fino de alguno de los parámetros si es necesario.

5

Por tanto, mediante el acoplador direccional objeto de invención, se aprovecha por un lado el hecho de la ortogonalidad de los modos par e impar que se propagan, y por otro lado se aprovecha el hecho de que en el acoplador direccional acoplado por ranura, la ranura es transparente al modo impar. De esta manera se permite la compensación de los parásitos introducidos por las discontinuidades mediante el empleo de transiciones en las ranuras, y la compensación y ajuste de las velocidades de fase de los modos par e impar mediante la técnica del corrugado. Todo esto hace posible el diseño de acopladores direccionales de altas prestaciones, con capacidad de trabajar a frecuencias elevadas, y con un ancho de banda y un nivel de acoplamiento variables en función de las necesidades y requerimientos de cada aplicación.

10

15

20

## DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

Para complementar la descripción que se está realizando y con objeto de ayudar a una mejor comprensión de las características de la invención, de acuerdo con un ejemplo preferente de realización práctica de la misma, se acompaña como parte integrante de dicha descripción, un juego de dibujos en donde con carácter ilustrativo y no limitativo, se ha representado lo siguiente:

25

Figura 1A.- Muestra la sección transversal de un acoplador direccional acoplado por ranura conocido en el estado de la técnica.

30

Figura 1B.- Circuito equivalente de la invención utilizado en la simulación de la propagación de modo par en la estructura. Consiste en una pista microstrip en el que se añade una condición de contorno de conductor magnético perfecto en la zona del plano de masa donde debería estar situada la ranura.

Figura 1C.- Circuito equivalente de la invención utilizado en la simulación de la propagación de modo impar en la estructura. Consiste en una simple pista microstrip.

Figura 2.- Esquema conceptual simplificado del modelo circuital utilizado para establecer el efecto de las discontinuidades y de la propagación en cada uno de los modos por separado, válido para un acoplador de 1 a N secciones, ya sea simétrico o asimétrico.

Figura 3.- Muestra la introducción de una transición para compensar el efecto parásito provocado en las discontinuidades entre ranuras con un ancho diferente.

Figura 4.- Muestra una ranura que presenta un corrugado en los laterales de su sección central para incrementar la longitud eléctrica equivalente de dicha sección para el modo par.

Figura 5.- Muestra el trazado de un acoplador híbrido de tres secciones, de acuerdo con una primera realización preferente de la invención.

Figura 6.- Muestra la capa intermedia del híbrido de tres secciones de la figura anterior.

Figura 7.- Muestra el trazado de un acoplador de 10 dB de cinco

secciones, de acuerdo con una segunda realización preferente de la invención.

Figura 8.- Muestra la capa intermedia del acoplador de cinco secciones de la figura anterior.

5

Figura 9.- Muestra un diagrama de flujo del procedimiento de diseño del acoplador direccional objeto de invención.

## REALIZACIÓN PREFERENTE DE LA INVENCION

10

Haciendo referencia a las figuras arriba citadas, en la figura 1A puede apreciarse una vista de la sección transversal de un acoplador (1) direccional acoplado por ranura, conocido actualmente en el estado de la técnica. Dicho acoplador (1) comprende una estructura multicapa formada por dos pistas (2) microstrip acopladas a través de una ranura (3) abierta en un plano de masa común, y dos capas de sustrato (4) dieléctrico.

15

20

A efectos ilustrativos, y sin que ello suponga ninguna limitación respecto al objeto fundamental de la invención, se describen a continuación dos posibles realizaciones de acopladores de banda ancha que hacen uso de la técnica de compensación de discontinuidades mediante transiciones (5, 6) de tipo lineal en las ranuras (3), y de ajuste de las velocidades de fase de los modos par e impar mediante la técnica del corrugado (7). Cabe señalar que la elección de una transición (5, 6) de tipo lineal y el corrugado (7) de tipo rectangular se debe a la facilidad en su implementación, pero es posible utilizar no obstante otros perfiles que presenten efectos similares, pudiendo presentar el corrugado (7) formas triangulares.

25

30

Para ello, dado que los modos par e impar que se propagan por un acoplador direccional acoplado por ranura son intrínsecamente ortogonales y

que se ha comprobado que las diferentes discontinuidades mantienen dicha ortogonalidad, es posible modelar y simular la propagación de ambos modos de forma independiente a partir de sus circuitos equivalentes mostrados en la figuras 1B y 1C.

5           Para el caso del modo impar, mostrado en la figura 1C, la ranura (3) es transparente al campo eléctrico, por lo que el circuito equivalente no es más que un simple circuito en tecnología microstrip. En este caso el efecto parásito de las discontinuidades es fácilmente compensable mediante ajuste fino de la anchura y la longitud de las pistas (2).

10           Para el caso del modo par, mostrado en la figura 1B, la ranura (3) se comporta como un conductor magnético perfecto, imponiendo como condición de contorno que la componente normal del campo eléctrico sea nula. Esto provoca que el campo eléctrico esté menos concentrado en el interior del  
15           substrato (4) y por tanto la permitividad eficaz para el modo par sea menor que para el modo impar. Por otro lado, la aparición de la ranura (3) o la modificación de su anchura de forma abrupta en las discontinuidades, provoca un efecto reactivo que aumenta la longitud eléctrica de la estructura.

20           El conjunto de ambos efectos provoca que el modo par presente una respuesta indeseada y variable en función de las características del acoplador (1) que se desee diseñar. A frecuencias de trabajo no muy elevadas, es posible compensar en gran medida estos efectos ajustando la anchura y la longitud de ranuras (3) y pistas (2), a costa de deteriorar un poco el  
25           comportamiento de la estructura para el caso del modo impar, consiguiendo un comportamiento final aceptable. Pero, para frecuencias de trabajo superiores, este compromiso no es realizable.

30           Para evaluar cuál es el efecto de los problemas que presenta esta estructura se simula la propagación de ambos modos par e impar por



separado, con el objetivo de poder disociar cómo afectan estos problemas en ambos casos. Además, para separar el efecto de las discontinuidades, éstas se simulan de forma independiente y se unen en un modelo circuital (8) representado en la figura 2, donde:

$\beta_i^{par}$  : Constante de propagación del modo par en la sección i-ésima.

$\beta_i^{impar}$  : Constante de propagación del modo impar en la sección i-ésima.

$Z_{0i}^{par}$  : Impedancia característica del modo par en la sección i-ésima.

$Z_{0i}^{impar}$  : Impedancia característica del modo impar en la sección i-ésima.

En la figura 3 se puede apreciar la inserción de unas transiciones (5, 6) suaves cuya longitud se representa como  $L_{transición}$ , las cuales se encuentran ubicadas entre ranuras (3) que presentan un ancho diferente. Esto permite compensar el efecto parásito provocado en las discontinuidades, y así poder corregir y optimizar el comportamiento en fase de la estructura reduciendo la longitud eléctrica equivalente para el modo par. Esta ranura (3) está situada en el plano de masa (capa intermedia (12) del acoplador (1) direccional acoplado por ranura). En este caso las transiciones (5, 6) presentan un perfil lineal.

Por su parte, en la figura 4 se observa una ranura (3) que dispone de un corrugado (7) en los laterales de una de sus secciones, en concreto la sección central. Mediante este corrugado (7) se consigue incrementar la longitud eléctrica equivalente de dicha sección central para el modo par. En este caso se propone un corrugado (7) rectangular formado por unos dientes cuya anchura ( $W_{corrugado}$ ) y longitud ( $L_{corrugado}$ ) vienen determinados por la tecnología de fabricación (aunque puede modificarse). Modificando la

longitud de los dientes del corrugado (7) se consigue ajustar la longitud eléctrica de la estructura.

De acuerdo con una primera realización preferente, mostrada en la figura 5, se describe a continuación un acoplador híbrido en cuadratura de tres secciones (100) simétrico con rizado uniforme, que trabaja en la banda de 3.1 a 10.6 GHz, y que ha sido diseñado según el procedimiento descrito anteriormente. Más concretamente, dicho acoplador de tres secciones (100) se ha diseñado sobre un substrato (4) plástico RO4350B ( $\epsilon_r=3.66$ ,  $h=12\text{mils}$ ), pudiendo no obstante ser fabricado sobre cualquier otro material plástico o cerámico. Cabe recordar que el “mil” es una unidad de longitud inglesa equivalente a la milésima parte de una pulgada, esto es,  $1\text{mil}=0,0254\text{mm}$ .

Tal y como puede apreciarse en la figura 5, dicho acoplador híbrido de tres secciones (100) comprende una capa superior (10) y una capa inferior (11), correspondientes con los niveles de metalización del acoplador, comprendiendo a su vez cada una de dichas capas (10, 11) dos puertos (13, 14, 15, 16), los cuales constituyen el puerto de entrada (13), el puerto de salida (14), el puerto acoplado (15) y el puerto aislado (16). Dichos puertos (13, 14, 15, 16) acceden a una estructura formada por dos pistas (2) que se acoplan a través de una ranura (3) abierta en el plano de masa común, que se corresponde con la capa intermedia (12) mostrada de manera independiente en la figura 6. El objetivo aquí es diseñar un híbrido de banda ancha con un desbalanceo en amplitud entre los puertos de salida (14) y acoplado (15) menor de 0.4 dB, con pérdidas de retorno y aislamiento lo mejores posibles.

Las pistas (2) tienen forma rectangular y en ellas se distinguen tres secciones claramente diferenciadas, representadas en la figura 5. Las secciones laterales, 1 y 3 ( $W_{1,3}$ ) son iguales, ya que la estructura es

simétrica. La sección central, esto es, la sección 2 es una pista (2) con una anchura ( $W_2$ ) mucho mayor que las de las secciones 1 y 3 ( $W_{1,3}$ ), pues dicha sección central tiene que conseguir un acoplamiento muy superior a los 3dB.

5                      Respecto a las ranuras (3), en el plano de masa se distinguen tres ranuras (3a, 3b, 3c) rectangulares, mostradas en la figura 6, entre las cuales aparecen dos transiciones (5, 6) lineales de 0.4 mm de longitud. Estas transiciones (5, 6) se trazan a partir del extremo de la ranura de la sección central (3b) hacia las ranuras (3a, 3c) de las secciones 1 y 3 reduciendo su longitud efectiva, siendo esta la clave de cómo se logra modificar la longitud eléctrica de la estructura para el modo par sin afectar al modo impar, para el que la ranura (3) es transparente.

10

Los valores de las dimensiones de la estructura mostrada en las figuras 5 y 6, para esta realización concreta son:

15

	Sección 1	Sección 2	Sección3
L (mm)	6.25	6.05	6.25
W (mm)	0.89	3.55	0.89
G (mm)	0.8	6.8	0.8
$L_{\text{corrugado}}(\mu\text{m})$	-	400	-
$W_{\text{corrugado}}(\mu\text{m})$	-	100	-
$L_{\text{transición}}(\mu\text{m})$	-	400	-

Las prestaciones de este acoplador híbrido de tres secciones (100) se muestran en la siguiente tabla:

20

Pérdidas de Retorno	30 dB
Aislamiento	30 dB

Desbalanceo en amplitud	0.4 dB
Desbalanceo en fase	0.7°

De acuerdo con una segunda realización preferente de la invención, mostrada en la figura 7, se describe un acoplador de cinco secciones (200) con un nivel de acoplamiento de 10 dB que trabaja en la banda de 1.2 a 12 GHz. Análogamente al ejemplo anterior, este acoplador de cinco secciones (200) ha sido diseñado sobre un substrato (4) plástico RO4350B ( $\epsilon_r=3.66$ ,  $h=12\text{mils}$ ), siguiendo para ello el procedimiento de diseño descrito más arriba. El objetivo ahora es diseñar un acoplador que consiga 10 dB de acoplamiento, con un rizado menor de 0.6 dB, y con pérdidas de retorno y aislamiento lo mejores posibles en un ancho de banda de una década.

Tal y como se puede observar en dicha figura 7, se dispone de tres capas, capa superior (10'), capa inferior (11') y capa intermedia (12'), existiendo cuatro puertos (13', 14', 15', 16') microstrip que acceden a una estructura formada por dos pistas (2') que se acoplan a través de una ranura (3') abierta en el plano de masa común. Dicha estructura comprende cinco secciones diferentes, siendo éste un acoplador asimétrico, donde, tal y como refleja la figura 7:

$W_i$ : Anchura de la pista (2') de la sección i-ésima, siendo 'i' de 1 a 5.

$G_i$ : Anchura de la ranura (3') de la sección i-ésima, siendo 'i' de 1 a 5.

$L_i$ : Longitud de la sección i-ésima, siendo 'i' de 1 a 5.

Debido al bajo nivel de acoplamiento de la estructura los efectos parásitos de las discontinuidades no afectan a su comportamiento. Por ello, sólo ha sido necesario utilizar una pequeña transición de longitud ( $L_{\text{transición}}$ ) 75  $\mu\text{m}$  en la primera sección de la ranura (3'), como se puede apreciar en la figura 8. Sin embargo, al tratarse de una estructura larga (cinco secciones) y

con un gran ancho de banda, el efecto de la diferencia en las velocidades de fase de los modos par e impar en las diferentes secciones es muy importante. Debido a esto, es necesario utilizar la técnica de corrugado (7) propuesta en todas las ranuras (3') para ajustar el comportamiento de la estructura.

La capa intermedia (12), en la cual se encuentran las ranuras (3') con sus cinco secciones, se ha representado de forma independiente en la figura 8 para mayor claridad. Los valores de las dimensiones de la estructura para esta realización concreta son:

	Sección 1	Sección 2	Sección 3	Sección 4	Sección 5
L (mm)	6.43	6.53	6.62	6.64	6.68
W (mm)	1.57	1.25	1.01	0.86	0.76
G (mm)	2.35	1.59	1.11	0.79	0.57
$L_{\text{corrugado}}(\mu\text{m})$	280	140	100	100	100
$W_{\text{corrugado}}(\mu\text{m})$	117	119	120	288	121
$L_{\text{transición}}(\mu\text{m})$	75	-	-	-	-

Las prestaciones obtenidas mediante este acoplador de cinco secciones (200) se muestran en la siguiente tabla:

Pérdidas de Retorno	35 dB
Aislamiento	40 dB
Acoplamiento	$10 \pm 0.6$ dB

Por último, en la figura 9 se puede observar un diagrama de flujo que ayuda a entender el paso por las distintas etapas del procedimiento de diseño del acoplador direccional objeto de invención, haciendo uso de la técnica de

compensación de discontinuidades y de la técnica de corrugado anteriormente descritas.

5

10

15

20

25

30

## **REIVINDICACIONES**

1.- Acoplador (1) direccional acoplado por ranura, de especial aplicación en tecnología planar a frecuencias de microondas, existiendo en dicho acoplador (1) un efecto parásito de las discontinuidades producidas en sus dos modos de propagación, par e impar, comprendiendo dicho acoplador (1) una estructura multicapa en la que dos pistas (2) microstrip se encuentran acopladas a través de una ranura (3) abierta en el plano de masa común a ambas, y dos capas de sustrato (4) dieléctrico, **caracterizado porque** la ranura (3) comprende unas transiciones (5, 6) para compensar el efecto parásito de las discontinuidades y modificar las longitud de las diferentes secciones para el caso del modo par de forma transparente al modo impar, así como un corrugado (7) transparente al modo impar, que permite incrementar la longitud eléctrica de la estructura para el modo par gracias a las reactancias que introducen, haciendo así posible que las longitudes eléctricas del modo para e impar sean iguales.

2.- Acoplador (1) direccional acoplado por ranura, de acuerdo con reivindicación 1, caracterizado porque el corrugado (7) se encuentra dispuesto en los laterales de la ranura (3), y porque las transiciones (5, 6) se encuentran definidas desde el extremo de la ranura (3) cuya longitud eléctrica se desea alargar hacia la siguiente o siguientes, reduciendo la longitud efectiva de la ranura (3) o ranuras (3) adyacentes, o se extiende eliminando parte del plano de masa de las pistas de acceso a la estructura en el caso de que dicha ranura (3) esté situada en uno de los extremos del acoplador (1).

3.- Acoplador (1) direccional acoplado por ranura, de acuerdo con reivindicación 1, caracterizado porque el corrugado (7) comprende unos dientes con forma rectangular o triangular, así como transiciones (5, 6) con un perfil arbitrario.

4.- Acoplador (1) direccional acoplado por ranura, de acuerdo con reivindicación 1, caracterizado porque el corrugado (7) presenta una dimensión en anchura muy inferior a la longitud de onda de la señal transmitida.

5

5.- Acoplador (1) direccional acoplado por ranura, de acuerdo con reivindicación 1, caracterizado porque la ranura (3) presenta al menos una sección.

10

6.- Acoplador (1) direccional acoplado por ranura, de acuerdo con reivindicación 1, caracterizado porque presenta una configuración simétrica o asimétrica.

7.- Acoplador (1) direccional acoplado por ranura, de acuerdo con reivindicación 1, caracterizado porque es de material plástico.

15

8.- Acoplador (1) direccional acoplado por ranura, de acuerdo con reivindicación 1, caracterizado porque es de material cerámico.

20

9.- Procedimiento de diseño del acoplador (1) descrito en cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, **caracterizado porque** comprende las siguientes etapas:

25

a) selección del número de secciones y el conjunto de impedancias que ha de tener el acoplador (1) en función del nivel de acoplamiento, el ancho de banda y la respuesta deseados,

b) obtención de las dimensiones iniciales del acoplador (1) a partir de un análisis modal 2-D de la estructura,

c) simulación del acoplador (1) direccional en un modelo circuital (8) con objeto de establecer qué es lo que provoca el deterioro de la estructura,

30

d) optimización de la respuesta del modo impar a partir de su circuito



equivalente modificando la longitud y el ancho de las pistas (2),

- e) simulación del modo par a partir de las dimensiones de las pistas (2) obtenidas en la etapa anterior y las anchuras (G) de las ranuras (3) obtenidas en la etapa de obtención de dimensiones b),
- 5 f) inclusión de unas transiciones (5, 6) entre las discontinuidades de las ranuras (3) y modificación de su longitud ( $L_{\text{transición}}$ ) hasta conseguir que el comportamiento en fase del modo par sea lineal y con una pendiente lo más paralela posible a la del modo impar sin estropear su comportamiento en módulo,
- 10 g) Introducción de un corrugado (7) en las secciones de las ranuras (3), eligiendo la anchura ( $W_{\text{corrugado}}$ ) del corrugado (7) lo suficientemente pequeña para que sea mucho menor que la longitud de onda,
- h) modificación de la anchura (G) de las ranuras (3) y por tanto también de la longitud ( $L_{\text{transición}}$ ) de las transiciones (5, 6) para ajustar la
- 15 respuesta del modo par en módulo, y
- i) simulación del acoplador (1) completo.

10.- Procedimiento de diseño de acuerdo con la reivindicación 9, caracterizado porque la etapa de simulación del modo par e) depende de las

20 características del acoplador (1) a diseñar, de manera que si los efectos parásitos de las discontinuidades estropean el comportamiento en fase de la estructura para el modo par se continúa por la etapa de inclusión de transiciones (5, 6) f), y si no están afectando se continúa por la etapa de introducción del corrugado (7) g).

25 11.- Procedimiento de diseño de acuerdo con la reivindicación 9, caracterizado porque si en la etapa de inclusión de transiciones (5, 6) f) se consigue un desfase constante de  $180^\circ$  entre los modos par e impar se continúa por la etapa de modificación de la anchura (G) de las ranuras (3) h).

12.- Procedimiento de diseño de acuerdo con la reivindicación 9, caracterizado porque si en la etapa de inclusión de transiciones (5, 6) f) la pendiente en la fase del modo par es menor que la pendiente del modo impar se continúa por la etapa de introducción del corrugado (7) g).

5

13.- Procedimiento de diseño de acuerdo con la reivindicación 9, caracterizado porque en la etapa de introducción del corrugado (7) g) se modifica la anchura (G) de las ranuras (3) y la longitud ( $L_{\text{corrugado}}$ ) de los dientes del corrugado (7) hasta conseguir igualar la respuesta en módulo de la estructura para ambos modos par e impar, y que exista un desfase constante de  $180^\circ$  entre ellos en toda la banda de diseño.

10

14.- Procedimiento de diseño de acuerdo con la reivindicación 13, caracterizado porque se continúa por la etapa de simulación final del acoplador (1) i).

15

15.- Procedimiento de diseño de acuerdo con la reivindicación 9, caracterizado porque tras la etapa de simulación i) se realiza un ajuste fino de alguno de los parámetros del acoplador (1).

20

25

30

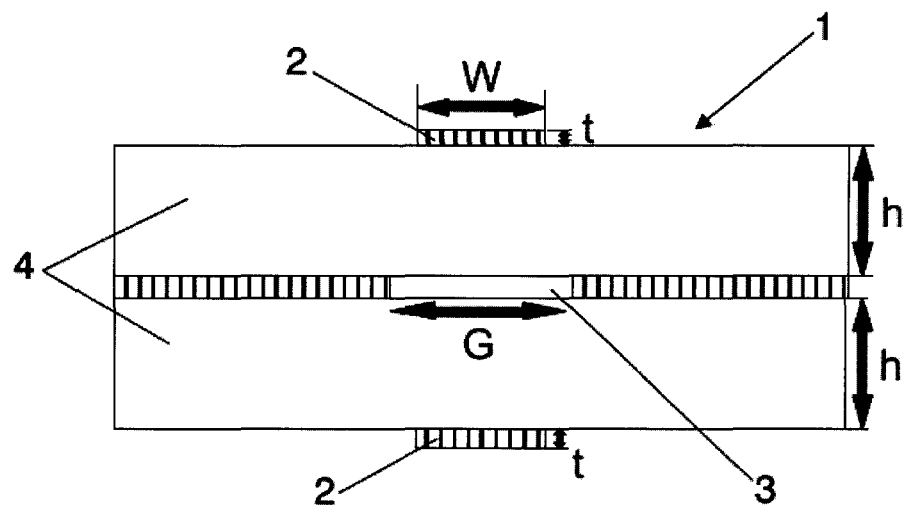


FIG. 1A  
ESTADO DE LA TÉCNICA

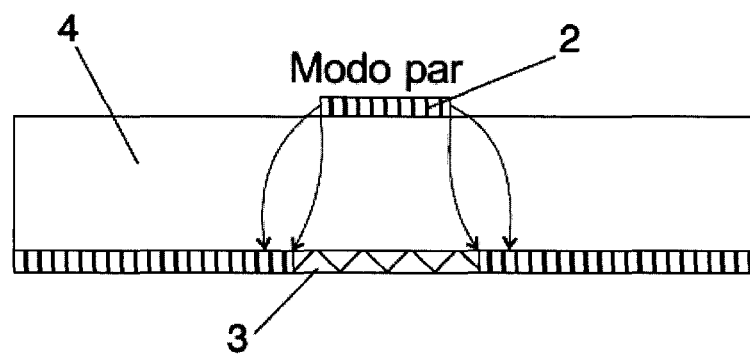


FIG. 1B

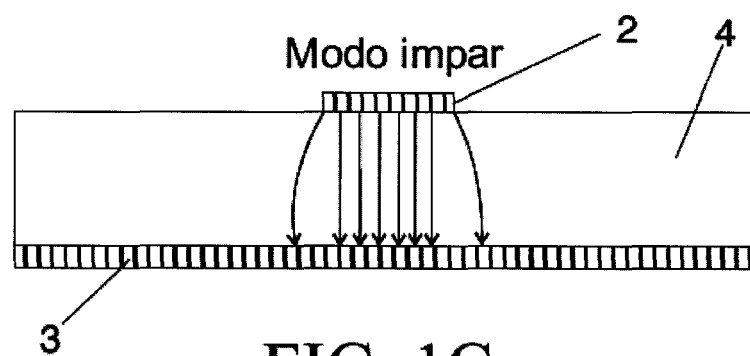


FIG. 1C

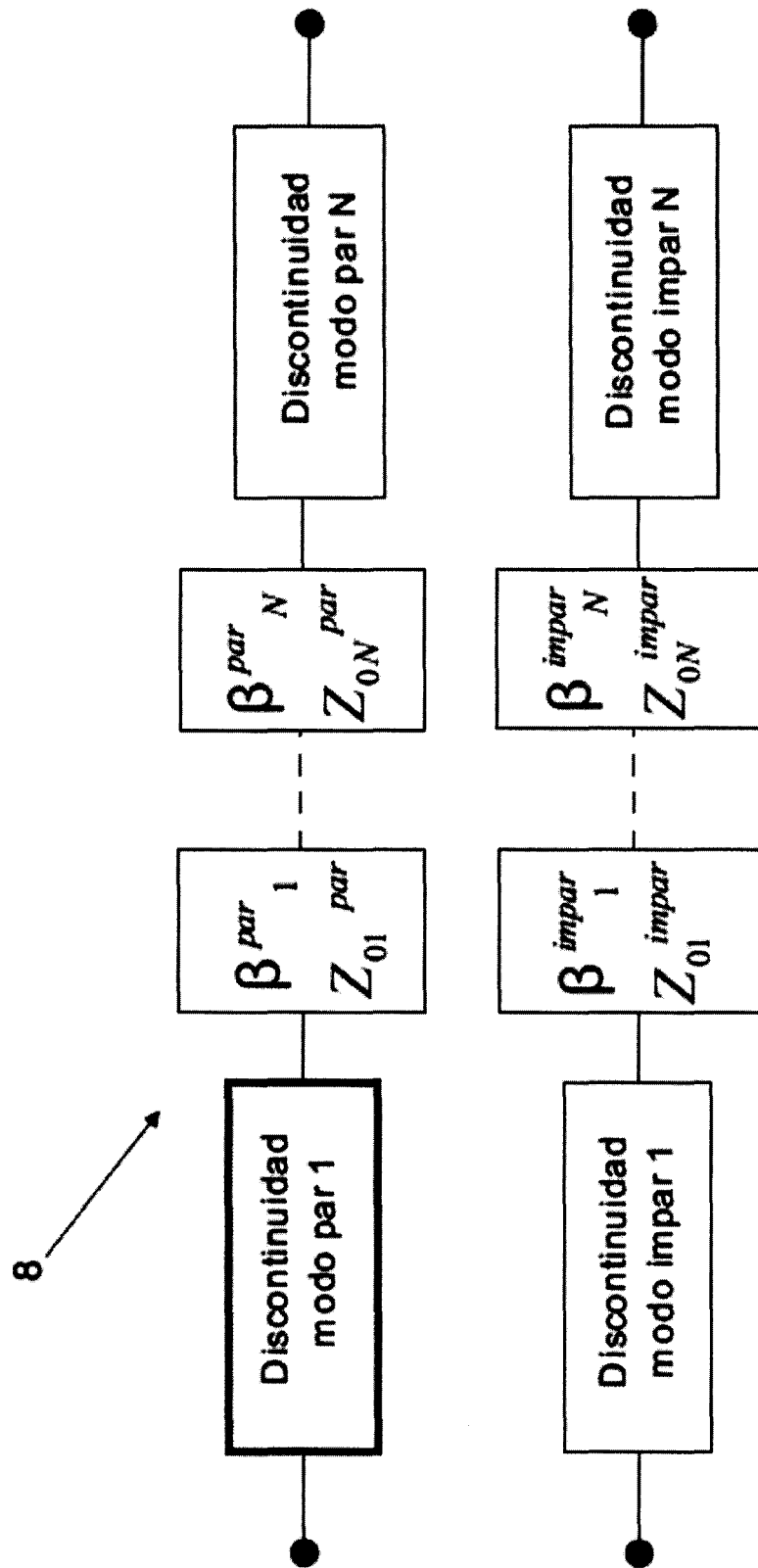


FIG. 2

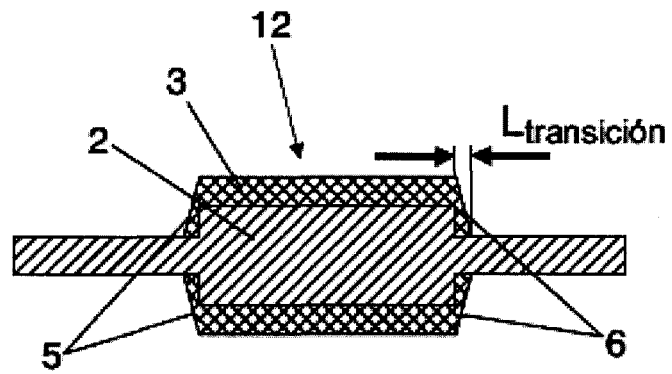


FIG. 3

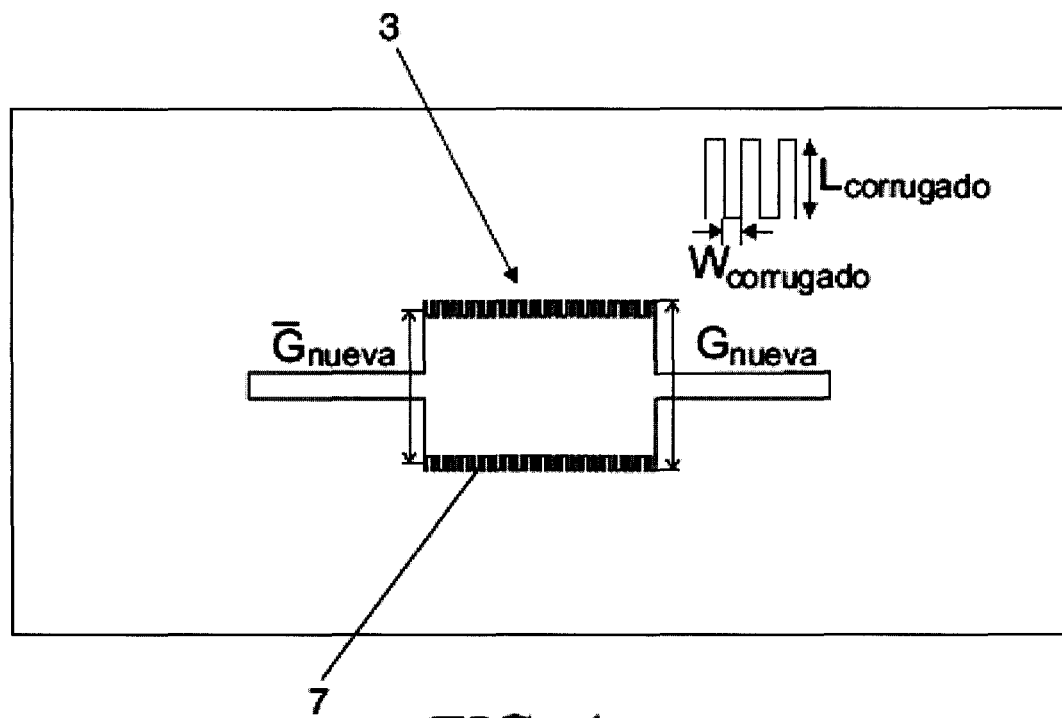
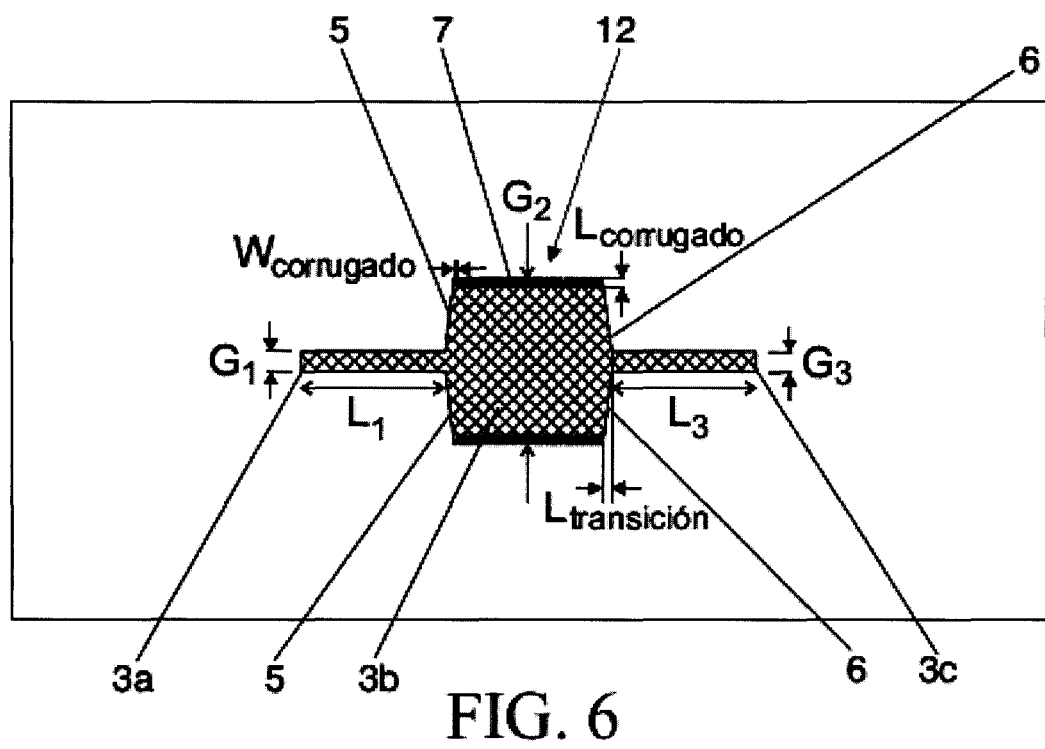
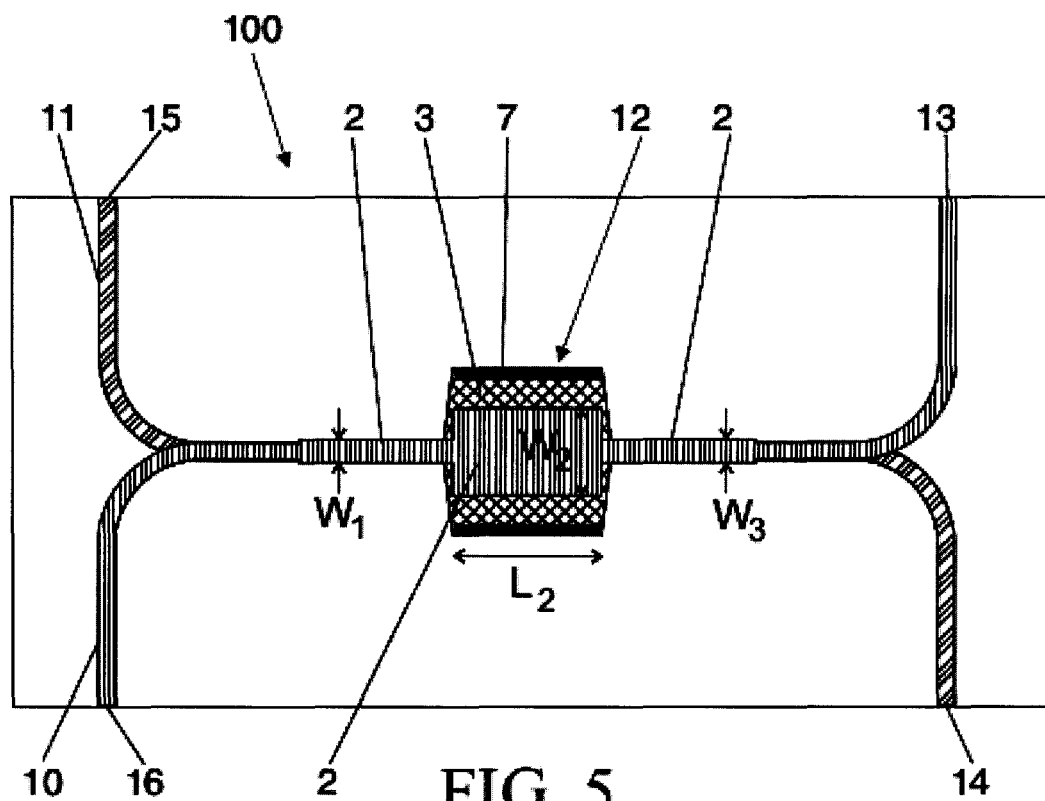


FIG. 4



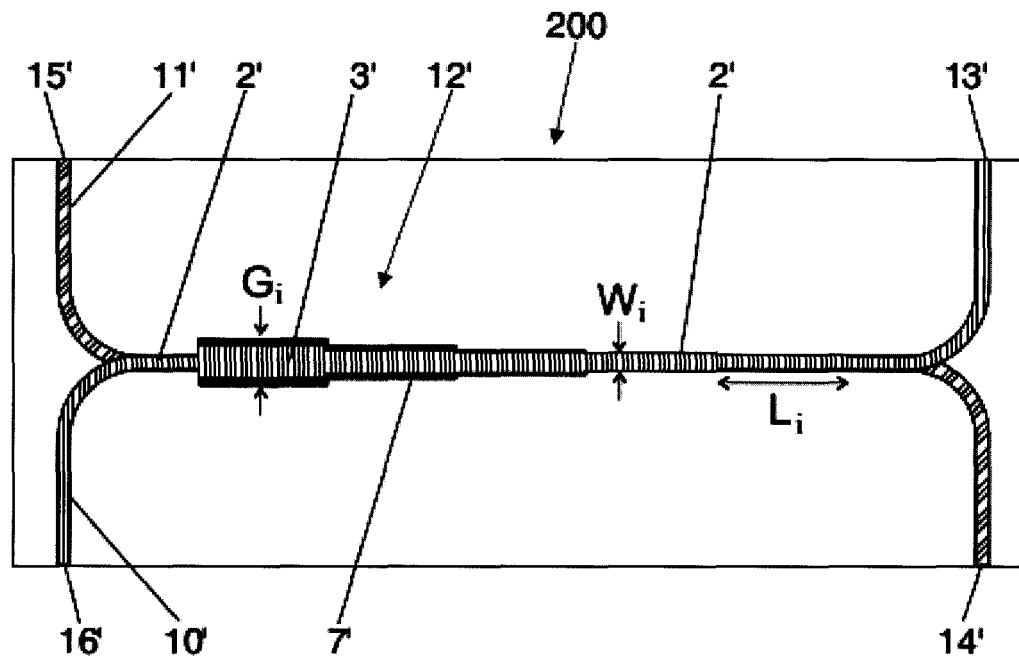


FIG. 7

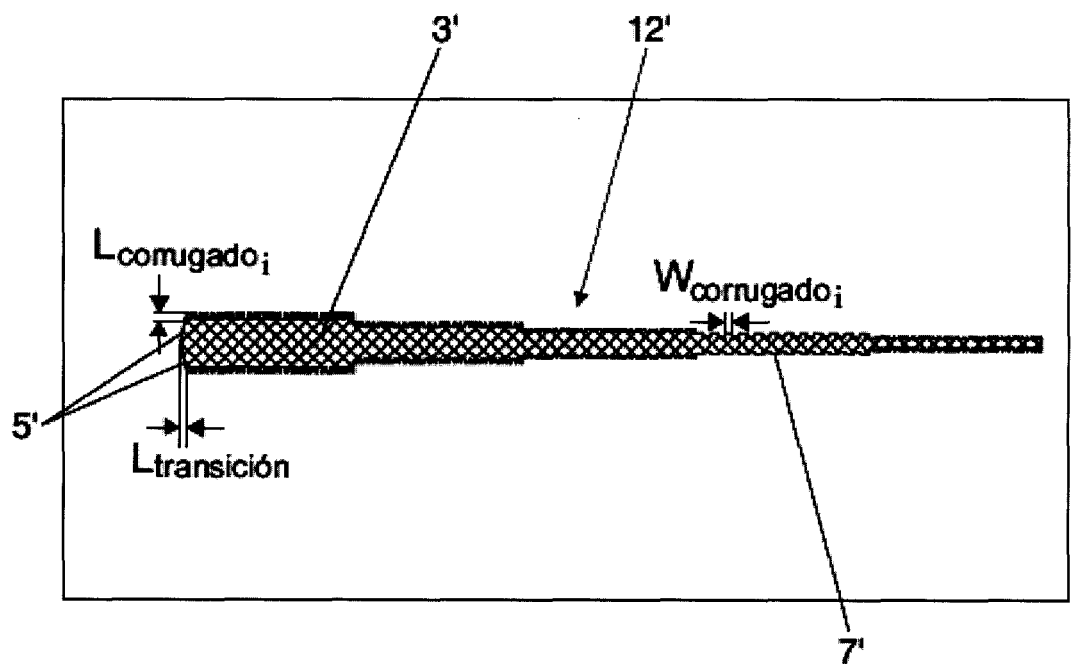


FIG. 8

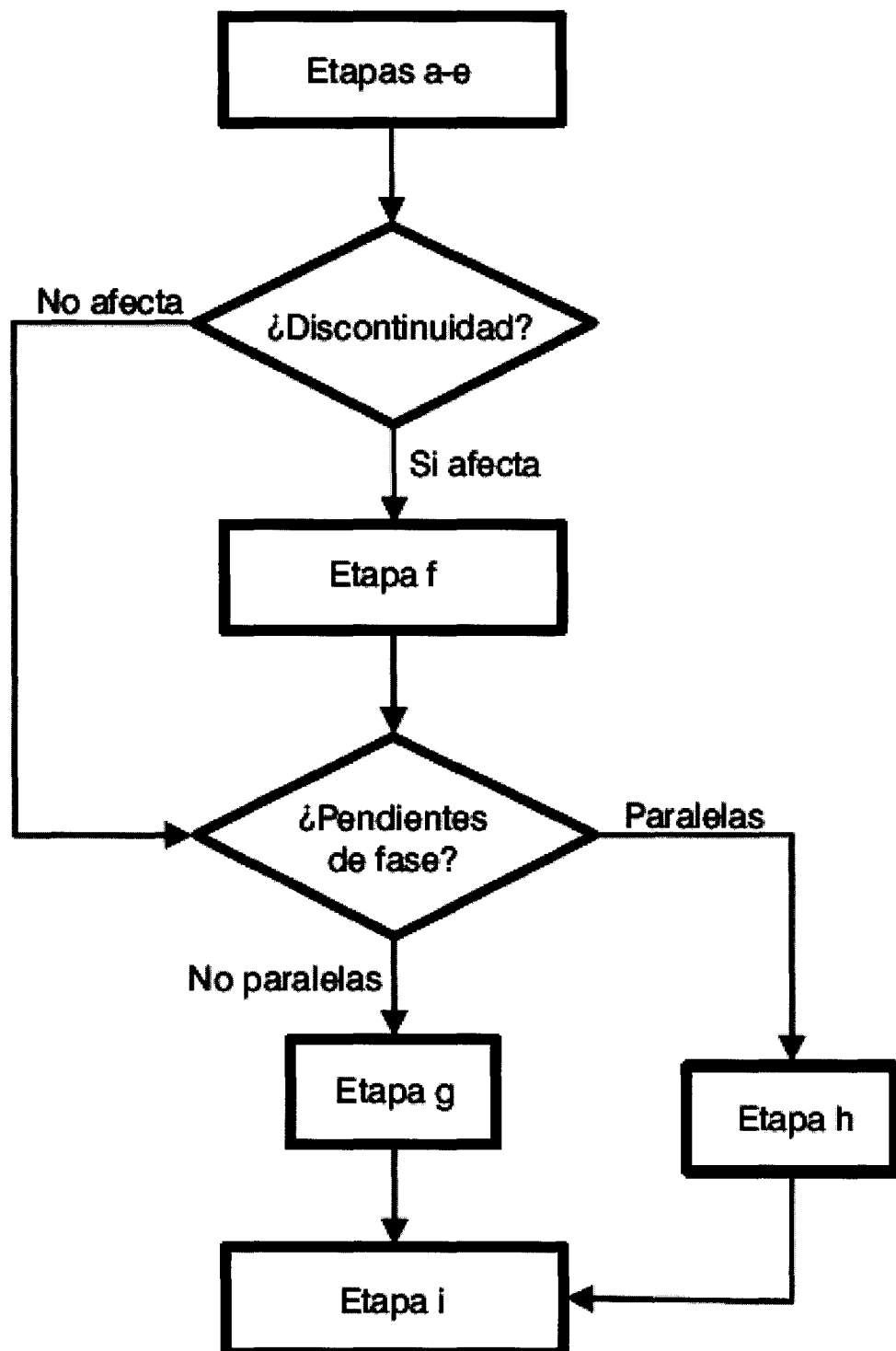


FIG. 9





OFICINA ESPAÑOLA  
DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

②① N.º solicitud: 201001553

②② Fecha de presentación de la solicitud: 03.12.2010

③② Fecha de prioridad:

## INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TÉCNICA

⑤① Int. Cl.: **H01P5/18** (2006.01)  
**H01P3/08** (2006.01)

### DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	⑤⑥ Documentos citados	Reivindicaciones afectadas
A	MOSCOSO-MÁRTIR A. et al.. "Slot-Coupled Multisection Quadrature Hybrid for UWB Applications". IEEE Microwave And Wireless Components Letters, 20090301 IEEE Service Center, NEW YORK, NY, US. Vol. 19 , No. 3 , Páginas: 143 - 145 XP011347482 ISSN 1531-1309.	1-15
A	AMIN M. ABBOSH et al. "Design of Compact Directional Couplers for UWB Applications". IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, 20070201 IEEE Service Center, PISCATAWAY, NJ, US. Vol. 34 , No.2 , Páginas: 189 - 194 XP011163675 ISSN 0018-9480.	1-15

#### Categoría de los documentos citados

X: de particular relevancia

Y: de particular relevancia combinado con otro/s de la misma categoría

A: refleja el estado de la técnica

O: referido a divulgación no escrita

P: publicado entre la fecha de prioridad y la de presentación de la solicitud

E: documento anterior, pero publicado después de la fecha de presentación de la solicitud

#### El presente informe ha sido realizado

☒ para todas las reivindicaciones

☐ para las reivindicaciones nº:

Fecha de realización del informe  
28.05.2012

Examinador  
J. Botella Maldonado

Página  
1/4

Documentación mínima buscada (sistema de clasificación seguido de los símbolos de clasificación)

H01P

Bases de datos electrónicas consultadas durante la búsqueda (nombre de la base de datos y, si es posible, términos de búsqueda utilizados)

INVENES, EPODOC, WPI,NPL, XPESP, XPAIP, XPI3E, INSPEC.

Fecha de Realización de la Opinión Escrita: 28.05.2012

**Declaración****Novedad (Art. 6.1 LP 11/1986)**

Reivindicaciones 1-15  
Reivindicaciones

**SI**  
**NO**

**Actividad inventiva (Art. 8.1 LP11/1986)**

Reivindicaciones 1-15  
Reivindicaciones

**SI**  
**NO**

Se considera que la solicitud cumple con el requisito de aplicación industrial. Este requisito fue evaluado durante la fase de examen formal y técnico de la solicitud (Artículo 31.2 Ley 11/1986).

**Base de la Opinión.-**

La presente opinión se ha realizado sobre la base de la solicitud de patente tal y como se publica.

**1. Documentos considerados.-**

A continuación se relacionan los documentos pertenecientes al estado de la técnica tomados en consideración para la realización de esta opinión.

Documento	Número Publicación o Identificación	Fecha Publicación
D01	MOSCOSO-MÁRTIR A. et al.. "Slot-Coupled Multisection Quadrature Hybrid for UWB Applications". IEEE Microwave And Wireless Components Letters, 20090301 IEEE Service Center, NEW YORK, NY, US. Vol. 19 , No. 3 , Páginas: 143 - 145 XP011347482 ISSN 1531-1309.	
D02	AMIN M. ABBOSH et al. "Design of Compact Directional Couplers for UWB Applications". IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, 20070201 IEEE Service Center, PISCATAWAY, NJ, US. Vol. 34 , No. 2 , Páginas: 189 - 194 XP011163675 ISSN 0018-9480.	

**2. Declaración motivada según los artículos 29.6 y 29.7 del Reglamento de ejecución de la Ley 11/1986, de 20 de marzo, de Patentes sobre la novedad y la actividad inventiva; citas y explicaciones en apoyo de esta declaración**

El documento D01, presenta un acoplador híbrido en cuadratura de tres secciones para UWB en el que dos pistas microstrip se encuentran acopladas a través de una ranura en el plano de masa común. El documento D02, presenta un acoplador direccional constituido por dos líneas microstrip con forma elíptica acopladas a través de una ranura en el plano común de masa, con forma también elíptica.

Consideramos que ninguno de estos documentos anticipa la invención tal como se representa en las reivindicaciones de la 1ª a la 15, ni hay en ellas sugerencias que dirijan al experto en la materia hacia el objeto reivindicado en las citadas reivindicaciones. Por consiguiente, la invención reivindicada en las reivindicaciones de la 1ª a la 15ª posee novedad y actividad inventiva.