



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



⑪ Número de publicación: **2 186 568**

⑫ Número de solicitud: 200102177

⑤① Int. Cl.7: **H03H 9/30**

⑫

PATENTE DE INVENCION

B1

⑫② Fecha de presentación: **19.09.2001**

⑫③ Fecha de publicación de la solicitud: **01.05.2003**

Fecha de la concesión: **16.07.2004**

⑫⑤ Fecha de anuncio de la concesión: **16.08.2004**

⑫⑤ Fecha de publicación del folleto de la patente:
16.08.2004

⑦③ Titular/es: **Universidad Pública de Navarra.
Campus de Arrosadia, Otri Edif. El Sario
31006 Pamplona, Navarra, ES**

⑦② Inventor/es: **Gómez Laso, Miguel Ángel;
Benito Pertusa, David;
Lopetegui Beregaña, José María;
Erro Beltrán, María José;
Garde Alduncin, María José y
Sorolla Ayza, Mario**

⑦④ Agente: **No consta**

⑤④ Título: **Sistema de análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad.**

⑤⑦ Resumen:

Sistema de análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad.

Sistema de análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad, basado en la variación de la impedancia característica de un dispositivo eléctrico pasivo en tecnología de circuitos planos de microondas, sobre una línea de transmisión de tipo microstrip modificada, con una respuesta en frecuencia que presenta un retardo de grupo lineal en reflexión en una determinada banda en la que las pérdidas son aproximadamente constantes, y que puede conseguirse mediante una perturbación de la pista conductora o del plano de tierra de la línea microstrip.

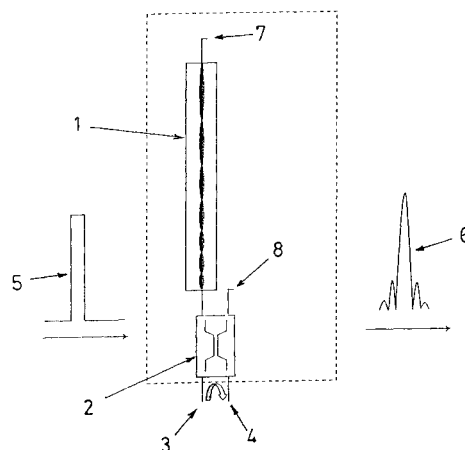


Fig.3

ES 2 186 568 B1

Aviso: Se puede realizar consulta prevista por el art. 37.3.8 LP.

DESCRIPCION

Sistema de análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad.

Sector de la técnica al que se refiere la invención

La invención se refiere a un dispositivo eléctrico pasivo en tecnología de circuitos planos de microondas tipo microstrip. La geometría de un circuito microstrip consta de una estrecha pista de material conductor sobre un fino sustrato plano dieléctrico cubierto, en la superficie contraria, por una placa conductora puesta a tierra. El invento está caracterizado en la frecuencia eléctrica por una respuesta en fase cuadrática y unas pérdidas de inserción aproximadamente constantes, que se logran tras modificar de una forma continua el parámetro eléctrico de la impedancia característica de la línea de transmisión microstrip.

Estado de la técnica anterior

En el rango de frecuencias eléctricas próximas a las compatibles con microstrip se han propuesto diferentes dispositivos con respuesta en fase cuadrática [M. Skolnik, RADAR Handbook, Second Edition, McGraw-Hill, Inc., NY, 1990], principalmente como elementos básicos de receptores-compresores de pulsos en aplicaciones RADAR. Algunos de estos dispositivos son difíciles de construir, mientras que otros no se ajustan fácilmente a las especificaciones de diseño.

Hasta ahora los filtros de fase cuadrática empleados en sistemas para el análisis espectral en tiempo real, de carácter similar a la invención objeto de esta patente, han sido solamente propuestos usando dispositivos en tecnología de ondas acústicas de superficie (SAW, Surface Acoustic Wave) [H. R. Fetterman, P.E. Tannenwald, C.D. Parker, J. Melngailis, R.C. Williamson, P. Woskoboinikow, H.C. Praddaude, and W. J. Mulligan, "Real-time spectral analysis of far-infrared laser pulses using a SAW dispersive delay line", Appl. Phys. Lett. Vol. 34, no. 2, pp. 123-125, January 1979], o de ondas magnetostáticas (patentes número US4400669 y US4554519) para señales eléctricas de baja velocidad, y usando largas distancias de fibra óptica o redes de difracción en fibras ópticas para señales de longitudes de onda ópticas [Y.C. Tong, L.Y. Chan, and H.K. Tsang, "Fibre dispersion or pulse spectrum measurement using a sampling oscilloscope", Electron. Lett., vol. 33, no. 11, pp. 983-985, May 1997], [M. A. Muriel, J. Azaña, and A. Carballar, "Real-Time Fourier transformer based on fiber gratings", Opt. Lett., vol. 24, no. 1, pp. 1-3, January 1999].

Existe una conocida analogía entre las ecuaciones matemáticas que rigen la difracción espacial paraxial y aquellas para la dispersión temporal en sistemas de fase cuadrática, que conduce a la denominada teoría de la dualidad espacio-tiempo, y que establece como fenómenos duales en dominios distintos la propagación paraxial de haces por el espacio libre y la transmisión temporal de pulsos por un filtro de fase cuadrática. En el contexto de dicha teoría, estos sistemas con fase cuadrática para el análisis espectral de señales (la fibra óptica, la red de difracción de fibra óptica, o el filtro basado en tecnología SAW, o de ondas magnetostáticas) son equivalentes temporales de la difracción espacial de Fraunhofer (campo lejano) en condiciones paraxiales (Fresnel). Algunos autores [Brian H. Kolner, "Space-Time duality and the theory of temporal imaging", IEEE J. of Quantum Electron., vol. 30, no. 8, pp. 1951-1963, August 1994], [Athanasios Papoulis, "Pulse compression, fiber communications, and diffraction: a unified approach", J. Opt. Soc. Am. A, vol. 11, no. 1, pp. 3-13, January 1994], [M. A. Jack, P. M. Grant, and J. H. Collins, "The theory, design, and applications of surface acoustic wave Fourier-Transform processors", Proc. of the IEEE, vol. 68, no. 4, pp. 450-468, April 1980], extienden la teoría y proponen también sistemas (teóricos en los dos primeros casos, o sobre filtros de tipo SAW en el último caso) equivalentes a algunos montajes espaciales con lentes conocidos para la realización, por ejemplo, de análisis espectral de señales usando en combinación con el filtro de fase cuadrática elementos duales a las lentes espaciales en el dominio del tiempo (moduladores de fase).

Descripción detallada de la invención

Según la invención se propone un sistema para el análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad, basado en la variación de la impedancia en una línea de transmisión microstrip. Dicha perturbación de la impedancia se lleva a cabo, por ejemplo, mediante una variación en la anchura de la pista que siga una función matemática suave, periódica y continua tras haber sido modulada en frecuencia y con una amplitud suavizada hacia los extremos del dispositivo mediante la aplicación de técnicas denominadas de "enventanado", comunes en diversos campos de la ingeniería.

Se propone además otra alternativa de realización, que también logra la modulación de impedancia

adecuada, retirando el conductor del plano de tierra según un patrón cuya forma sigue el mismo tipo de función indicada anteriormente, mientras que en la superficie contraria del sustrato la pista es esta vez de anchura constante.

El dispositivo construido por uno u otro procedimiento tiene, en reflexión, un retardo de grupo lineal, de elevada pendiente, en una determinada banda de frecuencias en la cual las pérdidas son aproximadamente constantes. Son ajustables durante el diseño tanto la frecuencia central de funcionamiento como el ancho de banda y la pendiente del retardo lineal, dentro de los límites del “estado del arte” de la tecnología microstrip.

Otros planteamientos y técnicas de implementación del perfil de la impedancia del dispositivo microstrip también están comprendidos en la invención, siempre y cuando consigan el efecto del retardo de grupo lineal de elevada pendiente con pérdidas constantes con la frecuencia que se especifica en el párrafo anterior, tal y como se describe en la presente memoria.

Se propone el uso de este filtro de fase cuadrática junto con un acoplador direccional, necesario para explotar la respuesta en reflexión del filtro, para realizar el análisis espectral en tiempo real de señales eléctricas de alta velocidad. El sistema toma como entrada la señal eléctrica y entrega, como salida en el dominio del tiempo, otra señal cuya forma es proporcional a la densidad espectral de energía de la señal de entrada.

Como el sistema objeto de la patente puede ser diseñado para el análisis en tiempo-real de la densidad espectral de energía de señales eléctricas de gran ancho de banda, también permite la aplicación en el procesamiento temporal de señales de alta velocidad o en otros usos industriales; y al estar inspirado por la dualidad espacio-tiempo puede verse, a la luz de dicha teoría, como el equivalente temporal en tecnología microstrip de la difracción espacial de campo lejano en condiciones de propagación paraxial. Por tanto, el uso de dicho sistema en montajes (para análisis espectral o con otros fines) equivalentes en el tiempo a otros espaciales con lentes, es inmediato si se usan además moduladores de la fase de la señal eléctrica adecuados.

De esta forma, entre las aplicaciones inmediatas del invento están el procesamiento de Fourier de señales eléctricas de alta velocidad y su uso en sistemas de procesamiento en el dominio del tiempo de señales eléctricas de gran ancho de banda, por ejemplo, para el filtrado en frecuencia usando técnicas conocidas como “de división en el tiempo”. Otras aplicaciones concretas pueden ser la estimación del desplazamiento en frecuencia entre dos señales mediante la medida de los retardos de sus correspondientes respuestas a la salida del sistema, así como la proyección de la separación temporal existente entre señales (por ejemplo, al propagarse una misma señal por caminos diferentes) en cambios de la frecuencia del patrón de interferencia oscilatorio obtenido a la salida del dispositivo. Asimismo podría ser el elemento básico de sistemas de compresión de pulsos en el procesamiento de señales RADAR, correladores / convolucionadores programables, líneas de retardo variable en función de la frecuencia de múltiples propósitos, y analizadores de redes y espectros usando o no, en combinación con él, moduladores de la fase de la señal eléctrica.

El invento goza de un sencillo método de diseño, el funcionamiento práctico real es muy ajustado a las especificaciones de partida, y tiene todas las ventajas de los circuitos microstrip: construcción sencilla sobre una tecnología madura, reducidos costes y compatibilidad con circuitos monolíticos (circuitos integrados).

El diseño del filtro de fase cuadrática en tecnología microstrip, objeto de la invención, se basa en modificar de forma continua la impedancia característica de una línea de transmisión microstrip, por ejemplo al introducir una variación en la anchura de la pista conductora que siga una función matemática suave, periódica y continua tras haber sido modulada en frecuencia y con una amplitud suavizada hacia los extremos del dispositivo mediante la aplicación de técnicas de “enventanado”. Una modulación adecuada de la impedancia puede realizarse también retirando el conductor del plano de tierra según un patrón cuya forma siga una función similar a la indicada anteriormente mientras que, en la superficie contraria del sustrato, la pista tiene una anchura constante.

De esta manera, la condición de adaptación de fases para el acoplamiento (de energía) resonante de tipo Bragg entre el modo quasi-TEM (modo quasi-transversal electromagnético) que se propaga en la línea microstrip y el mismo modo pero con sentido de propagación opuesto se cumple, de una forma ideal, en una única posición del filtro para cada componente espectral, desde la cual esta frecuencia espectral será reflejada. En concreto, si la perturbación introducida (variando la anchura de la pista, retirando el

conductor según un patrón en el plano de tierra situado bajo la pista, o siguiendo otro procedimiento) está linealmente modulada en frecuencia, el lugar donde se produce el acoplamiento entre las dos ondas contrapropagantes variará de una forma lineal con la frecuencia espectral y, por tanto, el retardo de grupo en reflexión también variará de una forma lineal con respecto a la frecuencia espectral.

Consideremos que la impedancia de la línea microstrip perturbada, $Z_0(z)$, en ohmios (Ω), viene dada por $Z_0(z) = f_{\zeta(z)}(z)$, donde $\zeta(z)$ representa la modulación de la frecuencia angular espacial local, en radianes divididos por metro (rad/m), de una función suave, periódica y continua $f(z)$, y z es el eje a lo largo del cual se extiende el filtro desde $z=-L/2$ hasta $z=L/2$, siendo L , en metros (m), la longitud total del dispositivo. En el caso de que $\zeta(z)=\zeta_0+2\cdot C\cdot z$, entonces $Z_0(z)$ consigue una posición del acoplamiento de energía entre ondas distribuida linealmente en el espectro de frecuencias reflejado. El parámetro C , con unidades de metros elevados a la potencia -2 (m^{-2}), fija la velocidad de variación de la frecuencia angular espacial local y $\zeta_0 = \zeta(z=0)$ es el valor de la frecuencia angular espacial local en el punto central del filtro.

El filtro así construido refleja un ancho de banda, $\Delta\omega$, en torno a una frecuencia central, ω_0 , ambos en unidades de hertzios por radián (Hz·rad). Las expresiones que relacionan el ancho de banda y la frecuencia central del filtro con los parámetros físicos del sistema vienen dadas por

$$\Delta\omega = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{eff}|_{50\Omega}}} \cdot |C| \cdot L \text{ y } \omega_0 = \frac{c\cdot\pi}{a_0\cdot\sqrt{\varepsilon_{eff}|_{50\Omega}}},$$

respectivamente, donde $c = 2.998\cdot 10^5$ kilómetros divididos por segundo (Km/s) es la velocidad de la luz en el vacío, $\varepsilon_{eff}|_{50\omega}$ es la constante dieléctrica efectiva, en el sustrato que se emplee en la construcción, para una línea microstrip de impedancia 50 ohmios (Ω) en el régimen de baja frecuencia, y

$$a_0 = \frac{2\pi}{\zeta_0},$$

en metros (m), es el período de la perturbación en la posición central del dispositivo. Además, la pendiente del retardo de grupo (o coeficiente de dispersión de primer orden) dentro del ancho de banda del dispositivo es

$$\text{disp} = \frac{2}{C} \cdot \left(\frac{\sqrt{\varepsilon_{eff}|_{50\Omega}}}{c} \right)^2,$$

en unidades de segundos al cuadrado divididos por radián (s^2/rad).

Una modulación de impedancia que cumple con las relaciones de diseño anteriores podría ser:

$$1) Z_0(z) = 50 \cdot \exp \left(A \cdot W(z) \cdot \sin \left(\frac{2\pi}{a_0} \cdot z + C \cdot z^2 - C \cdot \left(\frac{L}{2} \right)^2 \right) \right),$$

en el caso de modificar la anchura de la pista;

$$2) Z_0(z) = 50 \cdot \exp \left(A \cdot W(z) \cdot \left(1 - \sin \left(\frac{2\pi}{a_0} \cdot z + C \cdot z^2 - C \cdot \left(\frac{L}{2} \right)^2 + \frac{\pi}{2} \right) \right) \right),$$

en el caso de retirar un patrón del conductor del plano de tierra bajo la pista.

En las expresiones anteriores A es un factor de amplitud (sin unidades) de la modulación de la impedancia, y $W(z)$ es la función de “enventanado” utilizada para suavizar las transiciones de impedancia hacia los puntos finales del filtro con el fin de evitar resonancias del tipo Fabry-Perot, entre los extremos del dispositivo, que degradarían su comportamiento como filtro cuadrático de fase. Las dos expresiones anteriores para la impedancia son esencialmente la misma, diferenciándose estos dos casos porque con la técnica de variación de la anchura de la pista pueden lograrse impedancias superiores e inferiores a la nominal de los puertos (50 ohmios, Ω), mientras que con la técnica del plano de tierra sólo pueden conseguirse impedancias superiores a la de los puertos.

C se escoge negativo de modo que las altas frecuencias, que son las de mayores pérdidas, sean reflejadas al inicio del dispositivo con el fin de que las pérdidas por reflexión sean aproximadamente constantes en todo el ancho de banda. De cualquier forma, incluso si la posición del acoplo de ondas está linealmente distribuida con la frecuencia como en este caso y C es negativo, las pérdidas por reflexión podrían no estar suficientemente bien ecualizadas en el ancho de banda del filtro porque, para la mayoría de los sustratos microstrip, las pérdidas del conductor, proporcionales a la raíz cuadrada de la frecuencia, son mucho más significativas que las debidas al dieléctrico, linealmente proporcionales a la frecuencia. Por

eso, la función de “enventanado”, de la impedancia se escoge en cada caso de modo que se compensen las pérdidas de las bajas frecuencias reflejadas hacia el final del dispositivo.

Una variación de la impedancia como las anteriores minimiza además las interferencias de frecuencia de las bandas reflejadas en los armónicos de la frecuencia central de diseño sobre la banda principal alrededor de ω_0 , y mejora el comportamiento general del filtro ya que la respuesta en frecuencia presenta menos rizado (oscilaciones rápidas). Además, si se escoge $\underline{L}$ de modo que sea un múltiplo de a_0 , las impedancias de entrada y salida son automáticamente 50 ohmios (Ω).

La base del diseño para el uso de este filtro cuadrático de fase como sistema de análisis espectral es la analogía entre las ecuaciones matemáticas que describen la difracción de haces en el espacio, en condiciones paraxiales, y la dispersión de pulsos temporales en dieléctricos modelados como filtros de fase cuadrática. Todo medio dispersivo puede moderarse, en su comportamiento frente a una señal que lo atraviesa, como un sistema lineal invariante en el tiempo (filtro), caracterizado por una determinada función de transferencia en el dominio de la frecuencia. Supongamos que sobre un determinado ancho de banda, $\Delta\omega$, dicha función de transferencia presenta amplitud plana (pérdidas constantes) y fase cuadrática, es decir, retardo de grupo lineal. El parámetro que define, fundamentalmente, dicho medio es el coeficiente de dispersión de primer orden o la pendiente del retardo de grupo. En este caso, la respuesta al impulso que caracteriza la transmisión de pulsos con un ancho de banda menor que $\Delta\omega$ presenta estructura matemática idéntica a la respuesta al impulso que describe la propagación de luz monocromática en el espacio libre, en condiciones paraxiales o de Fresnel.

En concreto, un dispositivo microstrip del tipo anteriormente descrito, en su comportamiento en reflexión, es uno de los medios dispersivos que verifica las condiciones expuestas: sobre un ancho de banda limitado presenta, aproximadamente, pérdidas constantes y retardo de grupo lineal. La ventaja fundamental que presenta este componente es que la perturbación que lo constituye puede diseñarse específicamente para que el dispositivo tenga las características de retardo de grupo deseadas sobre el ancho de banda requerido, de manera sencilla y ajustada al funcionamiento real. Esto hace del dispositivo en tecnología microstrip (filtro de fase cuadrática) un componente óptimo para el diseño de equivalentes en el dominio temporal, en el rango de frecuencias eléctricas, de sistemas espaciales ya propuestos y contrastados.

El sistema de análisis espectral objeto de la patente consiste en la utilización del filtro de fase cuadrática en tecnología microstrip descrito, como equivalente temporal de la difracción espacial de luz monocromática en condiciones paraxiales y en el régimen de Fraunhofer o de campo lejano. En dichas condiciones, la radiación tras la difracción toma la forma de la transformada de Fourier de la función de apertura espacial del extremo de emisión de la luz. En consecuencia, si el dispositivo objeto de la patente en tecnología microstrip, que se usa como elemento análogo a la propagación por el espacio libre, se diseña para la verificación de condiciones equivalentes, en el dominio temporal, a las de Fraunhofer en el dominio espacial, el pulso resultante toma la forma de la transformada de Fourier del pulso de entrada.

La condición equivalente en el tiempo a la de Fraunhofer en el espacio puede expresarse a través de la ecuación

$$\frac{\Delta t_0^2}{2\pi|\text{disp}|} \ll 1,$$

donde Δt_0 representa la anchura temporal del pulso o señal de entrada. La expresión anterior implica que el filtro de fase cuadrática debe diseñarse para que verifique la condición de Fraunhofer (condición de análisis espectral) para pulsos de entrada de una anchura temporal previamente fijada. Así pues, el sistema de análisis espectral actúa adecuadamente sobre señales de duración en un rango de diseño determinado. La duración mínima de la señal viene fijada por el ancho de banda del filtro,

$$\Delta t_{0,min} \cong 4\pi/\Delta\omega,$$

y la máxima por el coeficiente de dispersión a través de la desigualdad de Fraunhofer. Sin embargo, estos valores de anchuras temporales máxima y mínima deben considerarse sólo como valores de referencia, ya que los espectros de señales diferentes podrían tener contenidos en frecuencia muy distintos, incluso aunque se supongan señales de la misma anchura temporal, y el dispositivo podría tener más o menos dificultades para alinear en el tiempo sus respectivos espectros siguiendo la característica lineal de retardo vs. frecuencia del filtro. Por lo tanto, el rango de sintonía temporal real depende mucho del tipo de señal incidente. Habitualmente se obtienen resultados satisfactorios incluso si la condición de Fraunhofer se relaja, y el valor de referencia, para la máxima anchura temporal de la señal, es

$$\Delta t_{0,max} \cong \sqrt{2\pi|disp|}.$$

La señal de entrada puede ser también una secuencia de pulsos. En este caso, la pendiente del retardo de grupo debe ser lo suficientemente grande para asegurar la condición de Fraunhofer de alineamiento temporal de las componentes espectrales para la duración total de la secuencia. Además, el ancho de banda del dispositivo debe ser como mínimo tan ancho como el espectro de cada constituyente individual de la secuencia.

Por tanto, en el diseño de un filtro de fase cuadrática en tecnología microstrip para su aplicación como analizador de la densidad espectral de energía de pulsos con una anchura temporal Δt_0 , éste debe presentar una pendiente en la característica de retardo de grupo en reflexión de modo que se verifique la condición de Fraunhofer, y debe reflejar con pérdidas aproximadamente constantes un ancho de banda $\Delta\omega$, que cubra el ancho de banda del pulso de entrada que puede ser estimado como

$$\approx 2\pi/\Delta t_0,$$

en unidades de hertzios por radián (Hz·rad), es decir,

$$\Delta\omega > \frac{2\pi}{\Delta t_0}$$

Además, el pulso de microondas debe tener una frecuencia portadora alrededor de la frecuencia central del filtro. Con estas condiciones, la desigualdad de Fraunhofer puede ser expresada en función de los parámetros físicos del filtro, $\underline{L}$ y $\underline{C}$, como:

$$L \gg \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}|50\Omega}} \cdot \Delta t_0 \quad \text{y} \quad |C| \ll \pi \cdot \left(\frac{2\sqrt{\epsilon_{eff}|50\Omega}}{c \cdot \Delta t_0} \right)^2.$$

De esta manera, cuando un pulso o señal de anchura temporal Δt_0 , que modula en amplitud una portadora en torno a la frecuencia central de filtro, se hace incidir en el dispositivo microstrip diseñado de forma que se verifican las desigualdades anteriores para $\underline{L}$ y $\underline{C}$ y el ancho de banda es superior al de la señal, se refleja un pulso cuya potencia media tiene una variación temporal que muestra la forma de la densidad espectral de energía de la envolvente del pulso de microondas incidente, de tal manera que cada instante de tiempo $\underline{t}$ en el pulso reflejado se corresponde con una frecuencia angular (componente espectral) ω del pulso de entrada, según la relación

$$\omega - \omega_0 = \frac{t - t_0}{disp},$$

donde t_0 es el retardo de grupo experimentado por la frecuencia angular ω_0 del pulso de microondas de entrada o, equivalentemente, por la componente continua de la envolvente de la señal de entrada, si ω_0 es la frecuencia de la portadora.

Dado que el filtro debe trabajar en reflexión, debe incluirse, como parte del sistema, un acoplador direccional para el correcto encaminamiento de las señales temporales desde la entrada a la salida del sistema. Los acopladores direccionales son dispositivos cuyo diseño es totalmente conocido en el rango de frecuencias eléctricas que cubre la tecnología microstrip, y pueden adquirirse comercialmente.

Descripción de los dibujos

La figura 1 muestra un esquema de la geometría del filtro de fase cuadrática en tecnología de circuitos planos de microondas, según la realización que consiste en modificar de una forma continua la impedancia característica de una línea de transmisión tipo microstrip al introducir una variación en la anchura de la pista conductora como se describe en el apartado anterior.

La figura 2 es un esquema de un filtro como el anterior, según la realización que consiste en modificar de una forma continua la impedancia de una línea de transmisión tipo microstrip, al retirar el conductor del plano de tierra como se describe en el apartado anterior.

La figura 3 es un diagrama de bloques del sistema para el análisis de la densidad espectral de energía en tiempo real de pulsos de microondas, usando como elemento básico un filtro cuadrático de fase como el de la figura 1 ó el de la figura 2.

La figura 4A es una gráfica de la reflexión en magnitud del filtro de fase cuadrática en tecnología microstrip en la realización que consiste en variar la anchura de pista de la figura 1.

La figura 4B es una gráfica del retardo de grupo en reflexión del filtro de fase cuadrática en la misma realización anterior.

La figura 5A es una gráfica de la potencia media del pulso de entrada en un ejemplo de utilización del filtro de fase cuadrática en tecnología microstrip como analizador de la densidad espectral de energía de señales en tiempo real.

La figura 5B es una gráfica donde se compara la potencia media de la señal de salida (línea gruesa) del sistema de la figura 3, utilizando un filtro de fase cuadrática en tecnología microstrip según la realización de la figura 1, con la densidad espectral de energía teórica (línea fina) de la señal de entrada representada en la figura 5A.

Modo de realización de la invención

La invención se refiere a un sistema para el análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad, utilizando un filtro de fase cuadrática en tecnología microstrip.

El sistema se basa en la variación de la impedancia en una línea microstrip, pudiendo realizarse dicha modulación de la impedancia variando la anchura de la pista conductora en el dispositivo de una manera que siga una función matemática suave, periódica y continua tras haber sido modulada en frecuencia y con una amplitud suavizada hacia los extremos, como en el esquema de la figura 1.

La modulación de la impedancia se puede realizar también, según el mismo objeto de la invención, retirando el conductor del plano de tierra del dispositivo microstrip, según un patrón como el del esquema de la figura 2.

En la figura 3 se representa un diagrama del sistema para el análisis de la densidad espectral de energía en tiempo real de pulsos de microondas, comprendiendo dos componentes conectados eléctricamente. El componente (1) es un filtro de fase cuadrática en tecnología de circuitos microstrip (logrado tras variar la anchura de la pista o tras retirar el conductor del plano de tierra según un patrón de anchura variable) diseñado apropiadamente para que se satisfaga la condición de Fraunhofer (o condición para el análisis espectral) en un ancho de banda que abarque al menos las componentes en frecuencia presentes en el pulso de entrada. El componente (2) es un acoplador direccional de microondas que se usa para encaminar la señal en el sentido requerido desde la entrada a la salida, según indican las flechas en el dibujo. En el esquema se muestra un ejemplo de funcionamiento en el caso de aplicar un pulso cuadrado de microondas a la entrada del sistema, de modo que si el filtro de fase cuadrática (1) verifica, la condición de Fraunhofer para pulsos de entrada de anchuras como la del incidente y el ancho de banda es mayor que la de este pulso, entonces, a la salida del sistema, se obtiene otra señal cuya potencia media es proporcional a la densidad espectral de energía de la señal de entrada.

En la representación, la señal (5) de entrada y la señal (6) de salida están dibujadas en el eje del tiempo; debiendo estar adaptadas la salida (7) del filtro (1) y una de las salidas (8) del acoplador direccional, es decir, conectadas a una carga de 50 ohmios (Ω).

A continuación se describen dos formas de realización de un filtro cuadrático de fase en tecnología microstrip para su aplicación como sistema de análisis espectral análogo en el tiempo a la difracción espacial de campo lejano. En particular se considera el filtro primero siguiendo una técnica de variación de la anchura de la pista conductora y, después, siguiendo una técnica de grabado de un patrón de anchura variable retirando el conductor en el plano de tierra, de modo que actúe en ambos casos como procesador de Fourier de pulsos de duración en torno a $\Delta t_0 = 0.6$ nanosegundos (ns). El procedimiento de diseño de esta realización doble tiene una etapa inicial común y una etapa final diferenciada:

Etapas de diseño común: En un sustrato de constante dieléctrica relativa $\epsilon_r = 10.2$ y de 1.27 milímetros (mm) de espesor, la constante dieléctrica efectiva para una línea de transmisión microstrip de 50 ohmios (Ω) en la aproximación de cuasi-estática (régimen de baja frecuencia) es

$$\epsilon_{eff}|_{50\Omega} \cong 6.8.$$

De esta manera, si tomamos una frecuencia central de diseño entorno a 9 gigahertzios (GHz), el período espacial de la perturbación en el centro del dispositivo es $a_0 = 6.4$ milímetros (mm). La condición para el análisis espectral, o condición de Fraunhofer, se verifica si la longitud del dispositivo, $\underline{L}$, es mucho

ES 2 186 568 B1

mayor que 3.5 centímetros (cm) y si, simultáneamente, el parámetro $\underline{C}$ cumple que $|C|$ es mucho menor que $2600 \cdot 1/\text{metros cuadrados (m}^{-2}\text{)}$ aproximadamente. En este caso límite, el filtro tendría un ancho de banda entorno a

$$\Delta\omega \cong 10 \text{ gigahertzios por radián (GHz} \cdot \text{rad)},$$

que apenas cubriría el ancho de banda de la señal. Debe hacerse notar, además, que este ancho de banda del filtro teórico disminuye debido al “enventanado” de la impedancia. Existen dos maneras distintas de incrementar el ancho de banda: aumentar $|C|$, lo cual es incompatible con la condición de Fraunhofer, o bien aumentar $\underline{L}$. Fijaremos

$$L = 50 \cdot a_0 \cong 32 \text{ centímetros (cm)}.$$

$\underline{C}$ debe ser negativo para una respuesta en frecuencia con pérdidas ecualizadas en todo el ancho de banda, y su magnitud ni muy grande como para que no se cumpla la condición de Fraunhofer, ni muy pequeña como para reducir el ancho de banda de operación de manera importante. Un valor adecuado es

$$C = -2080 \cdot 1/\text{metros cuadrados (m}^{-2}\text{)}.$$

Etapas de diseño diferenciada: En este punto el procedimiento de diseño se bifurca en función de si la variación de impedancia de la línea microstrip se determina como perturbación en la pista conductora o en el plano de tierra:

1) Si la modulación de la impedancia de la línea microstrip se determina como variaciones en la anchura de la pista conductora, entonces se parte de la expresión

$$Z_0(z) = 50 \cdot \exp(A \cdot W(z) \cdot \sin(\frac{2\pi}{a_0} \cdot z + C \cdot z^2 - C \cdot (\frac{L}{2})^2)),$$

y se obtiene en cada posición la anchura de pista que proporciona dicha impedancia (este es un cálculo clásico en el diseño de circuitos microstrip). En este ejemplo tomaremos el factor de amplitud $A=0.4$, y la función de suavizado

$$W(z) = \exp(-4 \cdot (\frac{z-L/4}{L})^2).$$

Con esta colección de valores, la impedancia varía entre 35 y 75 ohmios (Ω) y la anchura de la pista entre 0.5 y 2.5 milímetros (mm) para el sustrato considerado.

2) Si, por el contrario, la modulación de la impedancia de la línea microstrip se determina como variaciones en la anchura del patrón de conductor eléctrico retirado del plano de tierra, entonces se parte de la expresión

$$Z_0(z) = 50 \cdot \exp(A \cdot W(z) \cdot (1 - \sin(\frac{2\pi}{a_0} \cdot z + C \cdot z^2 - C \cdot (\frac{L}{2})^2 + \frac{\pi}{2}))),$$

y se obtiene en cada posición de la dimensión longitudinal del dispositivo dicha anchura para que proporcione la impedancia descrita por esta ecuación. Mediante simulaciones electromagnéticas en un ordenador, por medio de algoritmos comerciales o desarrollados *ex profeso* para esta aplicación, es posible obtener una colección de valores que relacionan la anchura de dicho patrón y la impedancia local del dispositivo. En este ejemplo tomaremos $A=0.3$, y la función de suavizado

$$W(z) = \exp(-4 \cdot (\frac{z-L/4}{L})^2).$$

De esta forma la impedancia varía entre 50 y 90 ohmios (Ω), y la anchura máxima del patrón grabado en el plano de tierra es 6.1 milímetros (mm).

Una simulación electromagnética usando algoritmos desarrollados para un ordenador personal, que tienen en cuenta la propagación de los campos eléctricos y magnéticos en el interior del dispositivo, da, para el primer caso de anchura de la pista variable, el resultado de la respuesta en frecuencia de las figuras 4A y 4B. El ancho de banda del dispositivo, figura 4A, está en torno a 12 gigahertzios (GHz), y la pendiente del retardo, figura 4B, en torno a -0.5 nanosegundos divididos por gigahertzio (ns/GHz), o bien, en otras unidades, -0.08 nanosegundos al cuadrado divididos por radián (ns²/rad), adecuados para el análisis espectral de señales de anchura alrededor de 0.6 nanosegundos (ns)

$$(\Delta t_{0,min} \cong 0.16 \text{ nanosegundos (ns)} \quad \text{y} \quad \Delta t_{0,max} \cong 0.7 \text{ nanosegundos (ns)}).$$

Las oscilaciones rápidas presentes en las respuestas en frecuencia no tienen influencia importante sobre la forma del pulso reflejado, ya que el ancho de banda del pulso es mayor que la separación entre las oscilaciones, de manera que sólo es relevante el valor medio de las respuestas.

Es de hacer notar, finalmente, que aunque la gama comercial de sustratos dieléctricos para microondas es actualmente muy amplia en valores de constantes dieléctricas y espesores, siguiendo este procedimiento pueden diseñarse analizadores espectrales en microstrip para anchuras de pulsos incidentes que, al final, están limitadas también por la disponibilidad de sustratos de características apropiadas.

Se expone a continuación un ejemplo del uso del filtro de fase cuadrática en tecnología microstrip realizado, para el análisis de la densidad espectral de energía.

Como consecuencia del retardo de grupo lineal de alta pendiente del filtro, tiene lugar un proceso de reordenamiento temporal de las distintas componentes espectrales de la señal aplicada a la entrada del sistema de la figura 3. De este modo, la forma de la envolvente de la señal de salida del sistema, $\hat{S}_0(t)$, es proporcional a la magnitud de la transformada de Fourier de la envolvente de la señal de entrada, $\hat{S}_i(t)$. En otras palabras, la potencia media de salida, $\hat{S}_0^2(t)$, coincide con la densidad espectral de energía de $\hat{S}_i(t)$. Siguiendo la curva del retardo de grupo de la figura 4B (caso de la anchura de la pista variable), el eje de frecuencias angulares, ω , y el eje temporal de salida, $\underline{t}$, están relacionados por el valor de la pendiente de dicha curva a través de

$$\omega = \frac{t-t_0}{disp},$$

con $disp = -0.08$ nanosegundos al cuadrado divididos por radián (ns^2/rad), y siendo $t_0 = 3.8$ nanosegundos (ns) el valor del retardo de grupo experimentado por la componente de continua en $\hat{S}_i(t)$, es decir, el retardo de la frecuencia portadora, que debe estar dentro del ancho de banda del filtro y que en este caso es 8 gigahertzios (GHz), del pulso de microondas de entrada cuya anchura temporal debe a su vez estar comprendida entre 0.16 y 0.7 nanosegundos (ns). La correspondencia entre el eje temporal de la señal de salida y el eje de frecuencias es aproximadamente de 1.9 gigahertzios por cada nanosegundo ($1.9 GHz/ns$).

En la figura 5A se muestra un pulso cuadrado de entrada de 0.6 nanosegundos (ns) dado en potencia media normalizada (unidades arbitrarias). El pulso a la salida del sistema está dado en la figura 5B, en línea gruesa, también en potencia media normalizada (unidades arbitrarias). La densidad espectral de energía teórica del pulso de entrada, del tipo $\sin^2 x/x^2$, es la línea fina de la figura 5B y se representa con el objeto de comparar con ella la estimada por el sistema. Puede observarse como la potencia media de salida reproduce fielmente la forma de la densidad espectral de energía del pulso cuadrado de entrada.

REIVINDICACIONES

1. Sistema de análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad en tecnología de circuitos planos de microondas, **caracterizado** por que se basa en la variación de la impedancia característica de una línea de transmisión tipo microstrip.

2. Sistema de análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad en tecnología microstrip, en todo de acuerdo con la primera reivindicación, **caracterizado** por que dicha variación de la impedancia característica se realiza alterando de una forma periódica y continua las condiciones eléctricas de una línea de transmisión tipo microstrip de modo que se comporta como un filtro de fase cuadrática que tiene en reflexión un retardo de grupo lineal de elevada pendiente en una banda de frecuencias en la cual las pérdidas son aproximadamente constantes, siendo ajustables los parámetros de la frecuencia central de funcionamiento, el ancho de banda y la pendiente de retardo lineal, en los límites de la tecnología microstrip.

3. Sistema de análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad, en todo de acuerdo con las reivindicaciones 1 y 2, **caracterizado** por que la modulación de la impedancia característica en la línea microstrip se consigue al introducir una variación en la anchura de la pista conductora del dispositivo, siguiendo una función matemática suave, periódica y continua tras haber sido modulada en frecuencia de una forma lineal y con una amplitud suavizada hacia los extremos del dispositivo mediante técnicas de “enventanado”.

4. Sistema de análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad, en todo de acuerdo con la reivindicación 3, **caracterizado** por que la función matemática que determina la variación de la anchura de la pista conductora de la línea microstrip es

$$Z_0(z) = 50 \cdot \exp(A \cdot W(z) \cdot \sin(\frac{2\pi}{\alpha_0} \cdot z + C \cdot z^2 - C \cdot (\frac{L}{2})^2))$$

donde $Z_0(z)$ es la impedancia de la línea microstrip, $\underline{A}$ es un factor de amplitud (sin unidades) de la modulación de la impedancia, $W(z)$ es la función de “enventanado” utilizada, α_0 es el periodo de la perturbación en la posición central del dispositivo, $\underline{C}$ es el parámetro que fija la velocidad de variación de la frecuencia angular local, y $\underline{L}$ es la longitud total del dispositivo a lo largo de su eje $\underline{z}$.

5. Sistema de análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad, en todo de acuerdo con las reivindicaciones 1 y 2, **caracterizado** por que la modulación de la impedancia característica de la línea microstrip se consigue al retirar el conductor del plano tierra del dispositivo, según un patrón cuya forma sigue una función matemática suave, periódica y continua tras haber sido modulada en frecuencia de una forma lineal y con una amplitud suavizada hacia los extremos del dispositivo mediante técnicas de “enventanado”.

6. Sistema de análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad, en todo de acuerdo con la reivindicación 5, **caracterizado** por que la función matemática que determina el patrón de retirada del conductor del plano de tierra es

$$Z_0(z) = 50 \cdot \exp(A \cdot W(z) \cdot (1 - \sin(\frac{2\pi}{\alpha_0} \cdot z + C \cdot z^2 - C \cdot (\frac{L}{2})^2 + \frac{\pi}{2})))$$

donde $Z_0(z)$ es la impedancia de la línea microstrip, $\underline{A}$ es un factor de amplitud (sin unidades) de la modulación de la impedancia, $W(z)$ es la función de “enventanado” utilizada, α_0 es el periodo de la perturbación en la posición central del dispositivo, $\underline{C}$ es el parámetro que fija la velocidad de variación de la frecuencia angular local, y $\underline{L}$ es la longitud total del dispositivo a lo largo de su eje $\underline{z}$.

7. Sistema de análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad, en todo de acuerdo con la reivindicación 1 ó con la reivindicación 2, **caracterizado** por que se basa en la analogía entre la propagación de señales temporales en medios dispersivos y la difracción de señales espaciales en el régimen de campo lejano o Fraunhofer en condiciones paraxiales o de Fresnel, o que use como medio dispersivo cualquier otro componente o sistema, trabajando bien en reflexión o bien en transmisión, que consiga, en tecnología microstrip, un comportamiento dispersivo.

8. Sistema de análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad, en todo de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** por su aplicación en el encaminamiento o conmutación de señales en tecnología microstrip.

9. Sistema de análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad, en todo de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, **caracterizado** por su aplicación en la compresión de pulsos en procesado de señales RADAR en tecnología microstrip.

5 10. Sistema de análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad, en todo de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, **caracterizado** por su aplicación en la correlación/convolución programable en tecnología microstrip.

10 11. Sistema de análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad, en todo de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, **caracterizado** por su aplicación como línea de retardo variable en función de la frecuencia en tecnología microstrip.

15 12. Sistema de análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad, en todo de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, **caracterizado** por su aplicación en instrumentación de análisis espectral o de análisis de redes en tecnología microstrip.

20 13. Sistema de análisis espectral de señales eléctricas de alta velocidad, en todo de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, **caracterizado** por su aplicación en sistemas de filtrado en tecnología microstrip.

25

30

35

40

45

50

55

60

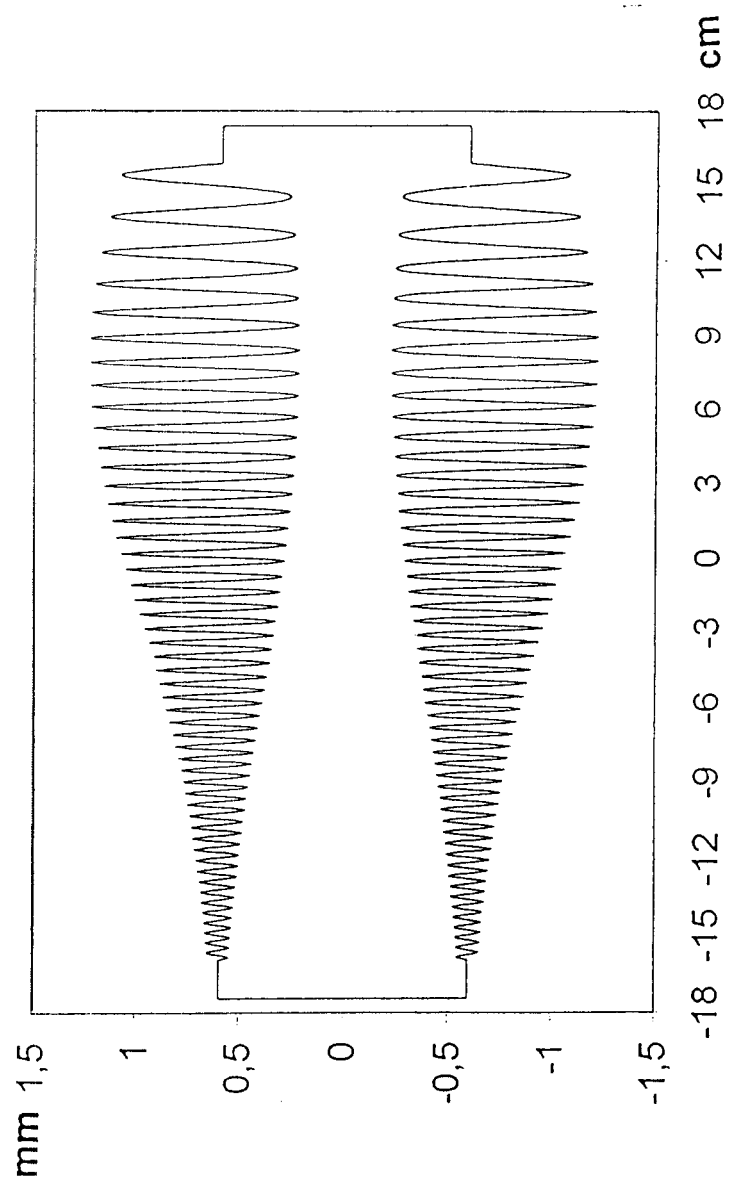


Fig.1

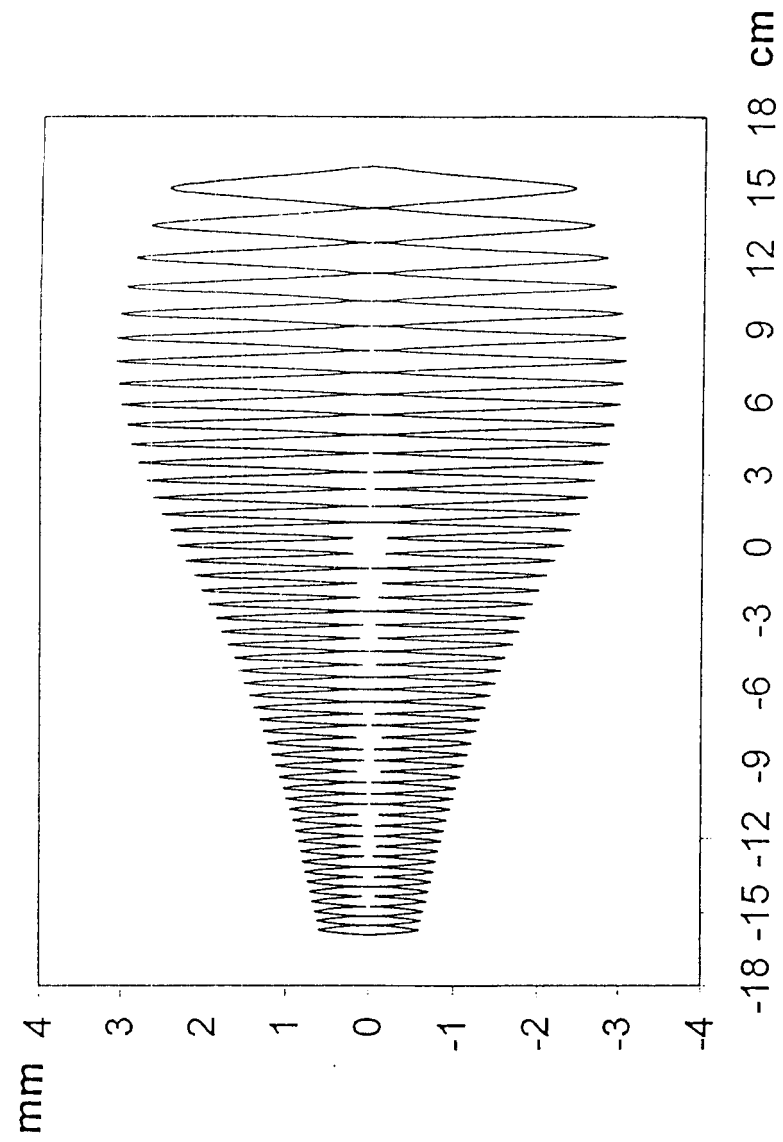


Fig. 2

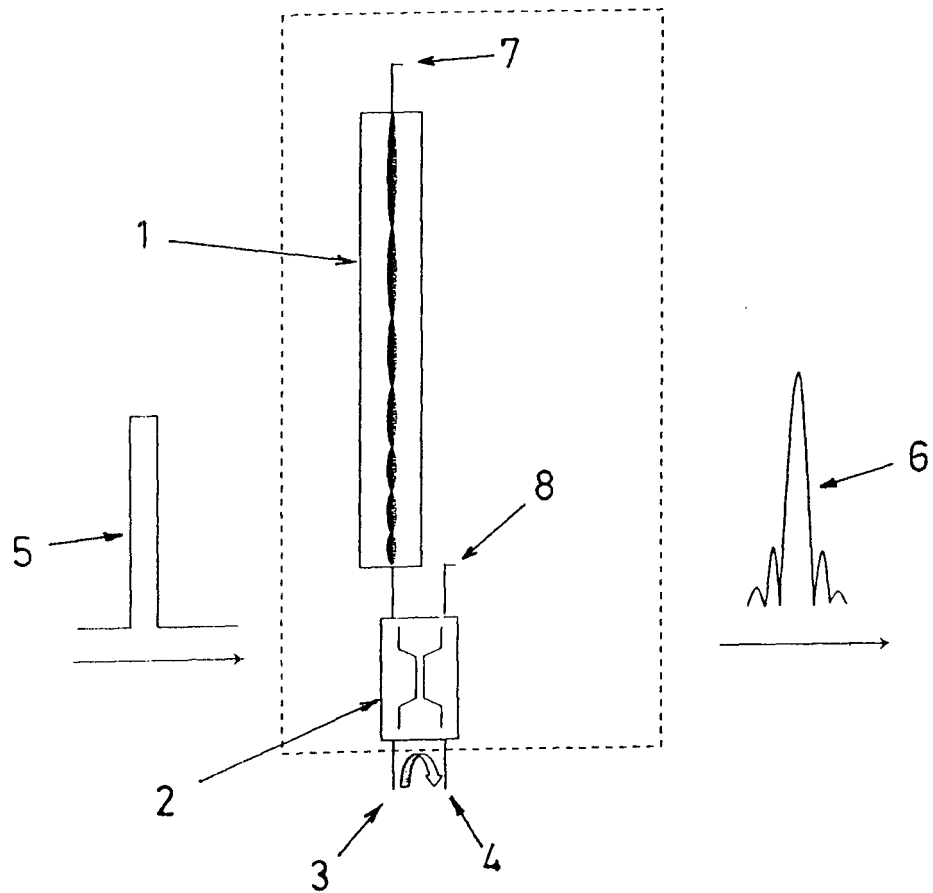


Fig. 3

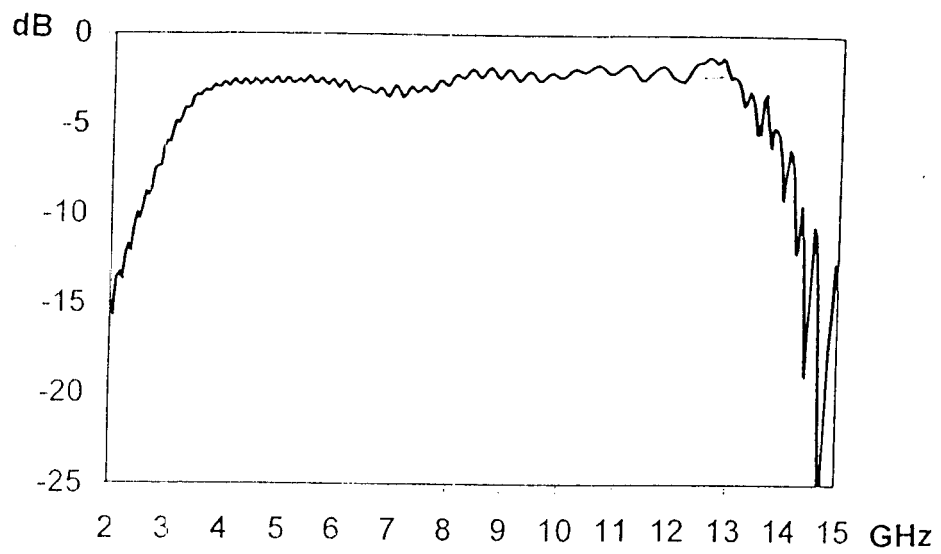


Fig. 4A

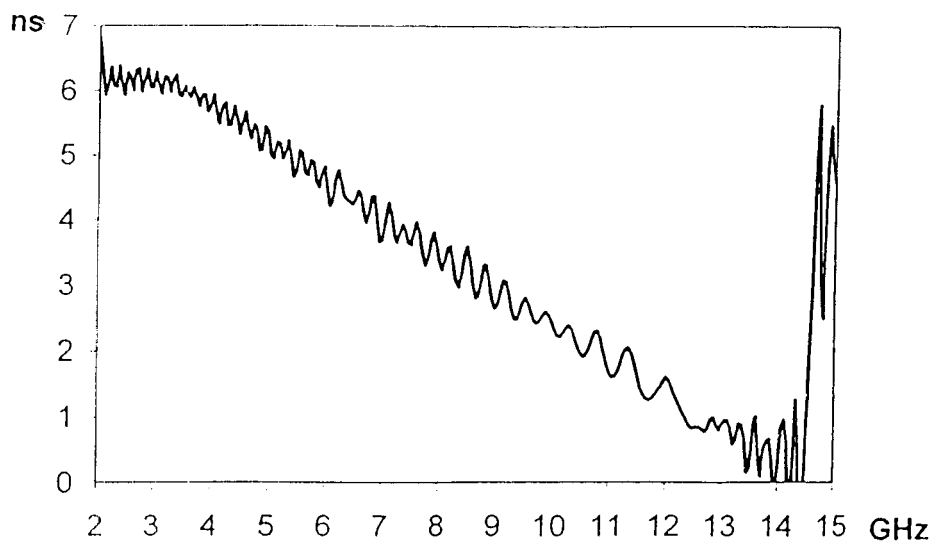


Fig. 4B

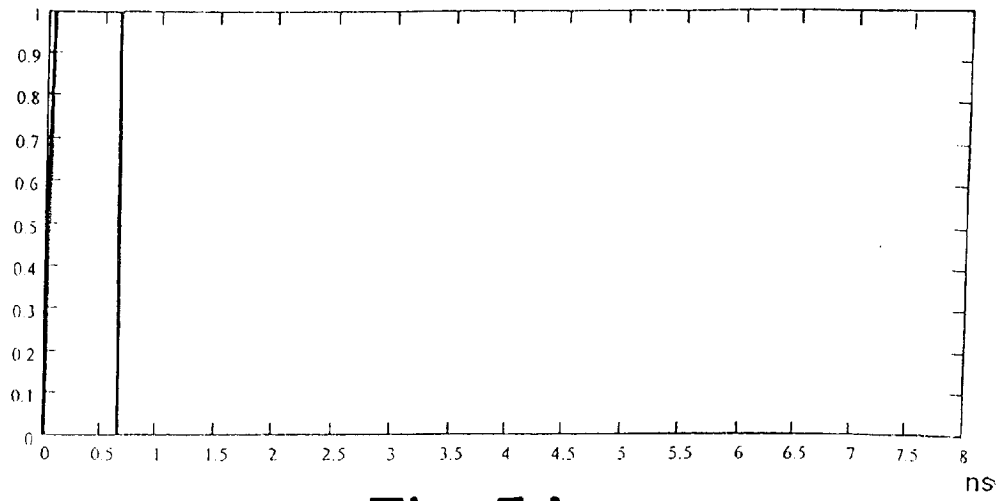


Fig.5A

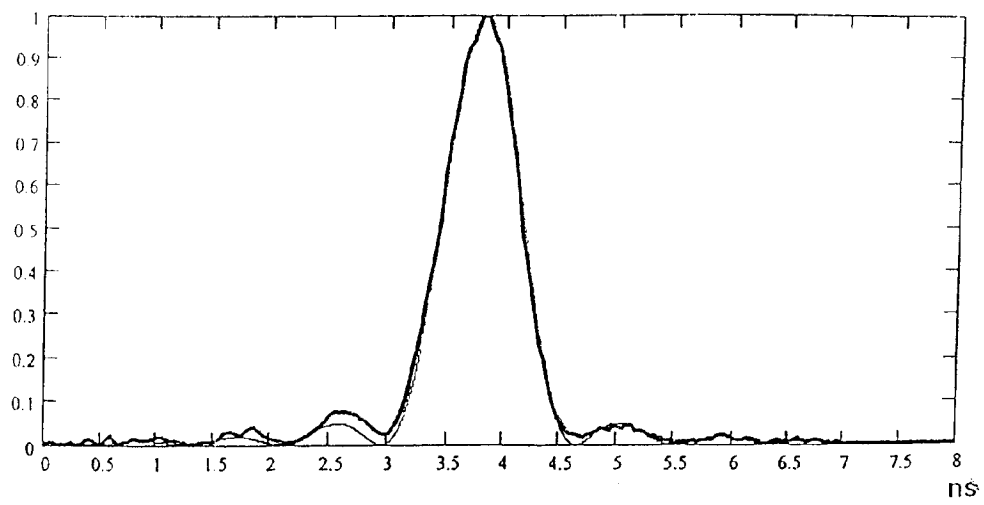


Fig.5B



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

⑪ ES 2 186 568

⑫ Nº de solicitud: 200102177

⑬ Fecha de presentación de la solicitud: 19.09.2001

⑭ Fecha de prioridad:

INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TÉCNICA

⑮ Int. Cl.7: H03H 9/30

DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	Documentos citados	Reivindicaciones afectadas
E	US 6356165 B1 (KIM et al.) 12.03.2002, todo el documento.	1-13
Y	US 4716390 A (ELLIOTT et al.) 29.12.1987, todo el documento.	1-13
Y	SU 1803947 A1 (SARATOVSKIJ I RADIOTEKHNIKI I) 23.03.1993, todo el documento.	1-13
A	US 4985709 A (NISHIKAWA et al.) 15.01.1991, todo el documento.	1-13

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

26.03.2003

Examinador

M. Fluvía Rodríguez

Página

1/1