

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 491 105**

51 Int. Cl.:

H01P 1/16 (2006.01)

H01P 3/06 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **29.03.2011** **E 11718269 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **14.05.2014** **EP 2553757**

54 Título: **Estructura de conductores coaxiales**

30 Prioridad:

30.03.2010 DE 102010013384

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

05.09.2014

73 Titular/es:

**SPINNER GMBH (100.0%)
Aiblinger Str. 30
83620 Westerham, DE**

72 Inventor/es:

**NEUMAIER, CHRISTOPH;
LORENZ, MARTIN;
SPAETH, NATALIE;
NUMSSEN, KAI y
KREUZMAIR, JOSEF**

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 491 105 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Estructura de conductores coaxiales

Campo técnico

5 La invención se refiere a un procedimiento para la fabricación de una estructura de conductores coaxiales para la transmisión sin interferencias de un modo-TEM, que es el único modo apto de propagación, de una onda de señales-HF dentro de al menos una banda de n bandas de frecuencia, que se configuran en el marco de una relación de dispersión. Además, se describe una utilización de la estructura de conductores coaxiales.

Estado de la técnica

10 La calidad de la transmisión de conductores coaxiales para el modo básico-TEM de ondas de señales-HD se reduce a medida que se incrementan las frecuencias de las señales, puesto que a frecuencias más elevadas en el transcurso de procesos de conversión de modos a lo largo de la línea coaxial se configuran modos capaces de propagación, no deseados, de orden superior, por ejemplo modos-TE₁₁, TE₂₁, etc. que se solapan con el modo básico-TEM.

15 Así, por ejemplo, a partir del Artículo de Douglas E. Mode, "Spurious Modes in Coaxial Transmission Line Filters", Proceedings of the I.R.E, Vol. 38, 1950, S. 176-180, DOI 10.1109/JRPROC. 1950.230399 se deduce una investigación de la frecuencia límite inferior de un modo-TE más bajo que se configura con efecto de interferencia a lo largo de una línea coaxial, a los largo de la cual se colocan las llamadas inductividades-Shunt, en forma de barras que conectan el conductor interior y el conductor exterior de la línea coaxial. Para la determinación analítica de la frecuencia límite inferior se adoptan hipótesis simplificadoras, por ejemplo se toma como base un conductor hueco
20 rectangular modificado que representa la línea coaxial. No se calculan relaciones de dispersión para el modo TEM y TE₁₁.

25 En particular, con respecto a las ampliaciones o bien modificaciones futuras de zonas de transmisión existentes para señales-HF, que están establecidas en el plan de utilización de frecuencias para la República Federal Alemana, a frecuencias más elevadas, es aplicable buscar medidas, con las que se posibilite una transmisión de señales de alta frecuencia, lo más libres de interferencias posible, del modo básico-TEM de señales-HF a través de líneas coaxiales con un diámetro lo más grande posible.

30 La solución del cometido planteado se indica en la reivindicación 1. Las configuraciones y desarrollos ventajosos del procedimiento de acuerdo con la solución para la fabricación de una estructura de conductores coaxiales se indican en las reivindicaciones dependientes así como en la descripción siguiente con referencia a los ejemplos de realización.

35 El procedimiento de acuerdo con la solución para la fabricación de una estructura de conductores coaxiales parte de reconocimiento de que el comportamiento de transmisión de líneas coaxiales se modifica en una medida significativa para ondas de señales-HF, si entre el conductor exterior y el conductor interior están colocadas unas estructuras de conexión conductoras de electricidad a distancias periódicamente equidistantes, respectivamente, a lo largo de la línea coaxial. Si se considera el comportamiento de propagación del modo básico-TEM a lo largo de una línea coaxial convencional, es decir, que el conductor exterior y el conductor interior están aislados eléctricamente por medio del dieléctrico intercalado, entonces se puede establecer que existe una relación lineal entre la frecuencia, o bien frecuencia circular ω y la constante de propagación β de la onda de señales-HF con la forma $e^{j(\omega t - \beta z)}$, es decir, $\omega = c \cdot \beta$. Esta relación lineal se representa en un diagrama de dispersión $\omega(\beta)$, por decirlo así, como recta de la velocidad de la luz. A partir de una frecuencia límite inferior – la llamada Frecuencia-cut-off (f_{∞}) para el modo-TE₁₁ - a medida que se incrementan las frecuencias se configuran a lo largo de la línea coaxial convencional modos de propagación no deseados de orden superior TE₁₁, TE₂₁, TE₃₁, TE₄₁, TM₀₁, TM₁₁, etc. de manera que a frecuencias por encima de (f_{∞}), el modo básico-TEM está superpuesto siempre por modos de orden de excitación más altos.

45 En cambio, si se prevén estructuras conductoras de electricidad de la manera indicada anteriormente entre el conductor exterior y el conductor interior de la línea coaxial, entonces se configuran bandas de frecuencia, en las que el modo básico-TEM es apto de propagación así como también huecos de banda que se encuentran entre las bandas de frecuencia, en los que el modo básico-TEM es evanescente, es decir, que no es apto de propagación. Este resultado parece a primera vista desfavorable, puesto que la zona de transmisión específica de la frecuencia para el modo básico-TEM se recorta frente a un conductor coaxial convencional, aunque este inconveniente se
50 puede aprovechar de la manera acorde con la solución.

Por otro lado, se ha reconocido que a través de la adición de las estructuras de unión conductoras de electricidad entre el conductor exterior y el conductor interior de la línea coaxial aparece el sistema de ventanas de frecuencia esbozado anteriormente del modo básico-TEM, respectivamente, en bandas de frecuencia concretas capaces de propagación, respectivamente, también en los modos de excitación de orden superior, es decir, que también en los
55 modos de excitación TM₁₁, TM₂₁, etc. se configuran zonas de frecuencia, en los que los modos son capaces de

propagación y otras zonas de frecuencia, en las que son evanescentes.

La idea que sirve de base para la invención se basa en la consideración de que a través de la selección adecuada de parámetros de diseño constructivo para la configuración de una línea coaxial con estructuras de conexión conductas de electricidad entre conductor exterior y conductor interior se ejerce una influencia selectiva o bien controlada sobre las posiciones, dependientes de la frecuencia, de las bandas de frecuencia designadas anteriormente, de tal manera que al menos una banda de frecuencia, en la que el modo básico-TEM es apto de propagación, se lleva a cobertura o bien a solape con una banda o zona de frecuencia, en la que todos los modos de excitación de orden superior son evanescentes.

Para la determinación conceptual adicional se parte de que en la estructura de conductores coaxiales fabricada de acuerdo con la solución que se va a describir, se configura un número "n" de bandas de frecuencia concretas, en las que el modo básico-TEM es apto de propagación. Aquí el parámetro de recuento "n" comienza en uno y representa un número positivo natural. De la misma manera se configuran "m" bandas de frecuencia concretas, en las que el modo TE₁₁ es apto de propagación, de manera que también "m" representa un número natural positivo como parámetro de recuento. Se renuncia a una descripción más exhaustiva con respecto a la aparición de modos de excitación de orden superior, puesto que éstos aparecen a frecuencias, cuya aplicabilidad técnica se considera al menos actualmente como menos relevante, aunque estos modos de excitación se pueden tener en cuenta en aplicación equivalente de la idea de la solución.

Una construcción de línea coaxial fabricada de acuerdo con la solución para la transmisión libre de interferencias de un modo básico-TEM monomodo de una onda de señales-HF dentro de al menos una banda de n bandas de frecuencia que se configuran en el marco de una relación de dispersión, presenta los siguientes componentes:

- a) un conductor interior que presenta una sección transversal redonda circular con un diámetro del conductor interior D_i, pero también son concebibles formas de la sección transversal que se aproximan a la forma circular, por ejemplo con un contorno circunferencial de n esquinas,
- b) un conductor exterior, que rodea el conductor interior radialmente con un diámetro interior del conductor exterior D_a, con preferencia lo rodea radialmente equidistante, pero también son concebibles formas de la sección transversal que se aproximan a la forma circular, por ejemplo con contorno circunferencial con n-esquinas, y
- c) una sección de conductor común que se extiende axialmente de conductor interior y conductor exterior, a lo largo de la cual están previstas a distancias equidistantes p, respectivamente, s ≥ 1 estructuras en forma de barra que conectan eléctricamente el conductor interior y el conductor exterior con un diámetro de la barra D_s. Con preferencia, son adecuadas barras redondas circulares en la sección transversal, aunque las secciones transversales de la barra pueden estar configuradas también con n-esquinas, etc. Para una propagación sin interferencias de modos de excitación más elevados, que se configuran al menos en forma de un modo- TE₁₁ dentro de m bandas de frecuencia, del modo básico-TEM a lo largo de la estructura de conductor coaxial, deben seleccionarse los parámetros anteriores D_i, D_a, D_s, p, s, de tal manera que se cumplan las dos condiciones siguientes:

i) una frecuencia límite inferior f_u(TEM) del modo-TEM que se propaga dentro de una ≥ 2 banda es igual a la frecuencia límite superior f_o(TE₁₁) del modo-TE₁₁ que se configura en la m banda, y

ii) una frecuencia límite superior f_o(TEM) del modo-TEM que se propaga dentro de la n ≥ 2 banda es igual a la frecuencia límite inferior f_u(TEM) del modo-TE₁₁ que se configura dentro de la (m+1) banda.

Se entiende que los requerimientos de relación matemáticos anteriores se aplican un poco suavizados en el sentido de acuerdo con la solución, es decir, que una propagación monomodo técnicamente aceptable del modo-TEM se puede utilizar también cuando se aplica:

i)

$$\left| f_u(TEM, n) - f_o(TE_{11}, m) \right| < \frac{1}{3} (f_o(TEM, n) - f_u(TEM, n))$$

así como

ii)

$$\left| f_o(TEM, n) - f_u(TE_{11}, m + 1) \right| < \frac{1}{3} (f_o(TEM, n) - f_u(TEM, n))$$

Se ha mostrado que en una zona, en la que existe un solape insignificante del modo-TEM capaz para propagación y del modo-TE₁₁, es posible una utilización técnica del modo-TEM sin perjuicios considerables para la calidad. Esta zona de tolerancia Δf es como máximo 1/3 de la anchura de banda-TEM.

5 Además, se ha mostrado que las medidas de acuerdo con la solución para la creación de una ventana de la frecuencia apta para la propagación libre de interferencias para el modo-TEM a lo largo de la estructura de conductor coaxial se pueden aplicar también con éxito en una estructura de conductor coaxial, en la que la sección transversal del conductor interior y/o la sección transversal del conductor exterior del conductor coaxial se desvía de la forma redonda circular, pero presenta la misma resistencia a las ondas que el conductor coaxial redondo. Por ejemplo, la sección transversal del conductor exterior y la sección transversal del conductor interior pueden estar configuradas en este caso de n esquinas. Las otras consideraciones se refieren, sin embargo, a formas de la sección transversal redondas circulares, respectivamente.

10 Como se muestra en las otras formas de realización, es posible a través de la selección adecuada de los parámetros de diseño constructivo D_i, D_a, D_s, p, s, establecer estructuras de conductores coaxiales, que en zonas de frecuencia por encima de la frecuencia-cut-off (f_∞) para el modo-TE₁₁ posibilitan una propagación completamente libre de interferencias del modo básico-TEM, sin modos de excitación de orden superior de ningún tipo y esto a frecuencias tan altas, a las que son inevitables modos de excitación de orden superior en el caso de conductores coaxiales convencionales.

15 De la misma manera es posible a través de establecimiento constructivo adecuado de la estructura de conductor coaxial fabricada de acuerdo con la invención desplazar la frecuencia-cut-off (f_∞) hacia valores de frecuencia más elevados y de esta manera dilatar la primera banda de frecuencia, en la que el modo básico-TEM monomodo es apto para la propagación, en la dirección de frecuencias más altas.

20 Una estructura de cable coaxial de este tipo fabricada de acuerdo con la solución se caracteriza por los parámetros D_i, D_a, D_s, p, s, constructivos explicados anteriormente, de manera que estos parámetros se pueden seleccionar de tal manera que la frecuencia límite superior f_o(TEM) del modo-TEM que se propaga dentro de la primera banda, es decir n = 1, es menor o igual que la frecuencia límite inferior f_u(T₁₁) del modo-T₁₂ que se configura en la primera banda, es decir, m = 1, de manera que se aplica:

$$f_o(\text{TEM}) = \frac{c}{2p} \quad \text{y} \quad f_u(\text{TE}_{11}) = \sqrt{\frac{6a}{3+a} f_o^2 + f_\infty^2}$$

de tal forma que se aplica

$$\frac{c}{2p} \leq \sqrt{\frac{6a}{3+a} f_o^2 + f_\infty^2}$$

30 En este caso, se aplica:

$$f_o = \frac{c}{2\pi p}, \quad f_\infty \cong \frac{c}{\pi} \frac{2}{D_a + D_i} \quad \text{y} \quad a = \frac{sZ_{\text{TEM}} p}{2cL_{\text{stab}}} \quad \text{y} \quad Z_{\text{TEM}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{D_a}{D_i}$$

Para las relaciones anteriores se presupone que c representa la velocidad de la luz en el dieléctrico, normalmente aire. Se observa que para esta estructura de cable coaxial de acuerdo con la solución, la frecuencia límite inferior del modo- T₁₁ se eleva en la primera banda y, por lo tanto, el modo-TEM monomodo se eleva a

$$f_u(\text{TE}_{11}) = \sqrt{\frac{6a}{3+a} f_o^2 + f_\infty^2}$$

35 comparar con f_i(TE₁₁) = (f_∞) de una línea coaxial convencional.

40 Además de los criterios de diseño explicados anteriormente para estructuras de conductores coaxiales, que prevén muy esencialmente el empleo de estructuras conductoras de electricidad que conectan el conductor exterior y el conductor interior y que posibilitan al menos en determinadas bandas de frecuencia propiedades de transmisión libres de interferencias, exclusivamente para el modo básico-TEM, precisamente las estructuras conductoras de electricidad contribuyen a una disipación selectiva del calor del conductor interior, que está sometido a un calentamiento considerable, especialmente en la transmisión de señales-HF de fuerte potencia. Puesto que las estructuras de conexión conductoras de electricidad están constituidas con preferencia en forma de estructuras en forma de barra de un material metálico, con preferencia del material del conductor interior y/o del conductor exterior, disponen de una alta conductividad térmica. Por lo tanto, los materiales conductores de electricidad son adecuados para estas estructuras, que disponen de una conductividad térmica especialmente alta.

Breve descripción de la invención

A continuación se describe de forma ejemplar la invención sin limitación de la idea general de la invención con la ayuda de ejemplos de realización con referencia a los dibujos. En este caso.

5 La figura 1 muestra una representación de una sección de una estructura de conductor coaxial configurada de acuerdo con la solución, y

La figura 2 muestra un diagrama de dispersión TEM.

La figura 3 muestra una representación del diagrama de la impedancia de Bloch para el modo-TEM así como

La figura 4 muestra un diagrama con todas las relaciones de dispersión hasta una frecuencia máxima determinada. Comparación del diagrama equivalente con una simulación-EM de ondas completas.

10 Modos de realización de la invención, aplicabilidad industrial

En la figura 1 se representa una estructura de conductor coaxial fabricada de acuerdo con la solución. La sección representa una especie de célula elemental para la formación de una línea coaxial, que se caracteriza en último término por un repetición periódica de la sección ilustrada. Dentro del conductor exterior AL representado transparente, que presenta un diámetro interior D_a del conducto exterior, está introducido un conductor interior IL de la longitud p con una sección transversal redonda circular del conductor y un diámetro D_i del conductor interior. En el centro de la extensión longitudinal p del conductor interior están previstas $s = 3$ estructuras S en forma de barra, que establecen un contacto conductor de electricidad o bien una conexión conductora de electricidad con el conductor exterior AL. Las estructuras S en forma de barra están fabricadas de un material buen conductor de electricidad y buen conductor térmico, en particular con preferencia del mismo material, a partir del cual están fabricados el conductor interior y el conductor exterior. Las estructuras S pueden presentar una sección redonda circular o de n-esquinas. Para la consideración matemática adicional se supone que las estructuras poseen un diámetro D_s .

En principio, es posible prever una única estructura S, es decir, $s = 1$, en forma de barra por cada célula elemental. Las consideraciones siguientes y los cálculos correspondientes muestran que se consiguen propiedades de transmisión especialmente favorables de la línea coaxial cuando es $s = 2, 3$ ó 4 . En el caso de $s = 1$ o $s = 2$ se ofrece disponer estructuras en forma de barra, dispuestas a distancias p equidistantes correspondientes a lo largo de la línea coaxial con relación a la dirección circunferencial del conductor interior y del conductor exterior de tal manera que las estructuras en forma de barra están dispuestas en una proyección axial con respecto a la sección común del conductor, que se extiende axialmente, respectivamente, en coincidencia unas detrás de las otras, o están dispuestas, respectivamente, desplazadas con un desplazamiento angular $\Delta\alpha$ idéntico, orientado en la dirección circunferencial del conductor interior y del conductor exterior IL, AL. Por ejemplo, en el caso de $s = 1$ o 2 es ventajoso disponer dos estructuras axialmente sucesivas en forma de barra giradas, respectivamente, alrededor de $\Delta\alpha = 0^\circ$ alrededor del eje longitudinal del conductor coaxial, para reducir al mínimo eventuales acoplamientos magnéticos entre las barras.

Por lo demás, con la ayuda de la célula elemental representada en la figura 1 para la formación de una línea coaxial fabricada de acuerdo con la solución, se describe el diseño electromagnético de una línea de este tipo, para poder cortar a medida relaciones de dispersión deseadas del modo básico-TEM utilizado técnicamente y del modo TE₁₁ de interferencias. El objetivo es diseñar estructuras de conductores coaxiales con diámetros D_a relativamente grandes, que tienen en una zona de frecuencia deseada, delimitada por una frecuencia límite inferior f_u y una frecuencia límite superior f_o , solamente un único modo apto para propagación, a saber, el modo básico-TEM. Todos los otros modos deben ser evanescentes en esta zona de frecuencia.

La célula elemental simétrica representada en la figura 1 tiene la ventaja de que sus impedancias de entrada son iguales en la entrada E y en la salida A. La célula está constituida por dos líneas L1, L2 con la impedancia

$$Z = Z_{TEM} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{D_a}{D_i},$$

45 constante de propagación $\gamma = j \frac{\omega}{c}$, y la longitud $l = p/2$ y con una admitancia-Shunt $Y = 1/j\omega L$ interconectada. Las barras se pueden describir aproximadamente a través de una inductividad L con

$$L = \frac{L_{Stab}}{s}, L_{Stab} \approx \frac{(D_a - D_i)}{2} \frac{\mu}{4\pi} \ln \frac{D_a}{D_s},$$

en la que s es el número de las barras radiales.

Las secciones individuales de la célula elemental, L1, L, L2, se puede describir a través de matrices ABCD, que se puede conmutar sucesivamente de manera sencilla por multiplicación de la matriz. La matriz-ABCD de la línea L1, L2 se da por

$$5 \quad ABCD_{TL} = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma l) & Z \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{pmatrix}, \quad (1)$$

y la inductividad-Shunt L por

$$ABCD_L = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{j\omega L} & 1 \end{pmatrix}. \quad (2)$$

De esta manera se obtiene para toda la célula elemental

$$ABCD_{cell} = ABCD_{TL} ABCD_L ABCD_{TL} \quad (3)$$

10 Ahora se puede realizar el análisis de Bloch, en el que se utilizan condiciones marginales periódicas, es decir, que la tensión + corriente en la salida es igual a la tensión + corriente en la entrada multiplicada por un factor de fases $\exp(j\varphi)$. De esta manera se obtiene

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = ABCD_{cell} \begin{pmatrix} U_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = e^{j\varphi} \begin{pmatrix} U_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (4)$$

15 y reconoce un problema de valor propio con dos valores propios $e^{j\varphi}$. Aquí se deduce que se aplica: $\varphi_1 = \varphi_2$, es decir, que se trata, respectivamente, de una onda de avance y una onda de retorno. Para el cálculo del valor propio deben desaparecer los siguientes determinantes:

$$\begin{vmatrix} A - e^{j\varphi} & B \\ C & D - e^{j\varphi} \end{vmatrix} = 0. \quad (5)$$

Después de cálculo más prolongado se obtiene

$$\cos \frac{p\omega}{c} + \frac{Z}{2\omega L} \sin \frac{p\omega}{c} = \cos \varphi \quad (6)$$

20 Aquí se ofrece normalizar la frecuencia a

$$x = \frac{p}{c} \omega = \frac{2\pi p}{c} f$$

y se obtiene

$$\cos x + \frac{a}{x} \sin x = \cos \varphi \quad (7)$$

25 en el que $a = \frac{Zp}{2cL}$ representa un parámetro a dimensional para la llamada interferencia a través de L. Esta ecuación se puede resolver según φ . Si se distribuye x sobre

$$\varphi(x) = \arccos\left(\cos x + \frac{a}{x} \sin x\right)$$

entonces se obtiene finalmente el diagrama de dispersión TEM mostrado en la figura 2, aquí se muestra para diferentes valores de a .

5 Se puede reconocer claramente cómo se generan las bandas de inductividad-Shunt periódicas B y los huecos de las bandas BL. En las bandas B existe una onda-TEM apta para propagación, en cambio en el caso de frecuencias dentro del hueco de la banda, la onda es evanescente y se amortigua.

Para $a = 0$, (es decir, L es infinita, las barras transversales desaparecen, curva de trazos) se determina la recta de la velocidad de la luz típica

10 $f = \frac{c}{2\pi p} \varphi$ de la línea coaxial no perturbada, el zig-zag se pliega en la primera *Zona-Brillouin*. El otro caso extremo es $\alpha = \infty$, $L = 0$; entonces se obtienen resonadores desacoplados de la línea de la longitud p con las frecuencias de resonancia $x = n\pi$, es decir $\lambda/2$ -resonadores. Aquí se retraen las bandas a frecuencias puntuales.

Puesto que el lado izquierdo de la ecuación (7) se desarrolla en serie en los lugares $x = n\pi$ hasta el 2º orden y se coloca igual a (-1)ⁿ, se pueden calcular aproximadamente para interferencias pequeñas $a \ll 3n$ las frecuencias límite (f_u, f_o) de las bandas individuales y se obtiene para la primera banda con la frecuencia más baja

$$x_{1,o} = \pi$$

$$x_{1,u} \cong \sqrt{\frac{6a}{3+a}} \approx \sqrt{2a} \quad (8)$$

15

y para la n banda con $n > 1$:

$$x_{n,o} = n\pi$$

$$x_{n,u} \cong (n-1)\pi + \frac{2a/(n-1)/\pi}{1 + 2a/(n-1)^2/\pi^2} \approx (n-1)\pi + \frac{2a}{(n-1)\pi} \quad (9)$$

Para interferencias muy grandes $a \gg 3n$ resulta, en cambio, para la n -banda ($n \geq 1$):

$$x_{n,o} = n\pi$$

$$x_{n,u} \cong n\pi - \frac{n\pi a}{n^2\pi^2 + 2a} \left(\sqrt{1 + \frac{8}{a} + \frac{4n^2\pi^2}{a^2}} - 1 \right) \approx n\pi - \frac{2n\pi}{a} \quad (10)$$

20

25 De esta manera se caracteriza totalmente la dispersión-TEM y se puede cortar a medida en función de la geometría. Típicamente, se utilizará una banda para la transmisión, de tal manera que la zona de frecuencia utilizable realmente es claramente mayor que la requerida. De este modo se pueden compensar tolerancias de fabricación, se pueden reducir al mínimo amortiguaciones de inserción altas en virtud de la velocidad mínima de los grupos (gradiente = 0) en los límites de la banda y se pueden reducir al mínimo las reflexiones altas en virtud de la desviación creciente de la impedancia de Bloch en función de la frecuencia desde la impedancia de destino en los límites de la banda.

La llamada impedancia de Bloch Z_a es una impedancia efectiva de la línea periódica - es la impedancia de entrada de una estructura periódica de longitud infinita. Para que la estructura periódica se pueda conectar en una línea coaxial convencional con la resistencia de las ondas Z_w a ser posible libre de reflexión, Z_B debería estar lo más cerca posible de Z_w .

30 La impedancia de Bloch se puede calcular a partir de la tensión y la corriente de una célula elemental en condiciones marginales periódicas, es decir, los dos componentes del vector propio del problema de valor propio (4).

$$Z_B(\omega) = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_2}{I_2} = -\frac{B}{A - e^{j\varphi}} = \frac{B}{\sqrt{A^2 - 1}} = Z_{TEM} \frac{\sin \frac{p\omega}{c} + \frac{Z_{TEM}}{2\omega L_{TEM}} \left(1 - \cos \frac{p\omega}{c}\right)}{\sqrt{1 - \left(\cos \frac{p\omega}{c} + \frac{Z_{TEM}}{2\omega L_{TEM}} \sin \frac{p\omega}{c}\right)^2}} \quad (11)$$

La fuerte dependencia de la frecuencia de la impedancia de Bloch Z_B , que se puede desviar en el caso extremo de la impedancia de la línea coaxial Z_{TEM} no perturbada, se muestra en el diagrama ilustrado en la figura 3. En este ejemplo, se ha utilizado para $a = 7,8$, $p = 72$ mm y $Z_{TEM} = 28 \Omega$.

- 5 En los huecos de la banda BL, Z_B es puramente imaginaria, como debe ser para una carga realista, que no recibe ninguna potencia activa. En cambio, en las bandas de transmisión B, Z_B es real y se aproxima a las bandas más elevadas, donde la interferencia actúa más débilmente a través de las inductancias, aproximándose cada vez más al valor de la línea Z_{TEM} no perturbada. Se ve fácilmente también cómo en las bandas pared la impedancia de Bloch se vuelve negativa, lo que está relacionado con la velocidad negativa de los grupos (es decir, gradiente $d\omega/d\beta < 0$), de manera que la corriente cambia su signo.

Con preferencia, se proyectará una estructura periódica, de tal manera que en la zona de transmisión B la reflexión

$r = \frac{Z_B - Z_w}{Z_B + Z_w}$ permanece en cuanto al importe menor que un r_{max} dado, por ejemplo $|r| < r_{max} = 0,1$. Esto representa una condición secundaria para la determinación u bien la optimización de los parámetros geométricos.

- 15 El modo TE_{11} se puede modelar de una manera similar al modo básico TEM descrito anteriormente, puesto que la estructura de la célula elemental y el diagrama equivalente conectado con ella son iguales, como en el caso del modo básico TEM, solamente en las guías de ondas la constante de propagación y la impedancia son fuertemente dependientes de la frecuencia:

$$Z(f) = \frac{\ln \frac{D_o}{D_i}}{\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{1}{\sqrt{1 - f_{co}^2 / f^2}}, \quad (12)$$

$$\gamma(f) = j \frac{2\pi f}{c} \sqrt{1 - f_{co}^2 / f^2},$$

con la frecuencia TE_{11} -cutoff aproximada

$$f_{co} \cong \frac{c}{\pi D_a + D_i}.$$

20 Cuando se realiza ahora el mismo cálculo que en el caso TEM de forma similar a (6), se obtiene la siguiente ecuación para el modo- TE_{11} :

$$\cos \frac{p\omega}{c} \sqrt{1 - f_{co}^2 / f^2} + \frac{2Z_{TEM}}{2\omega L_{TE}} \sqrt{1 - f_{co}^2 / f^2} \sin \frac{p\omega}{c} \sqrt{1 - f_{co}^2 / f^2} = \cos \varphi \quad (13)$$

- 25 Puesto que en la impedancia y en la constante de propagación emerge la misma raíz, se puede transformar como en el caso-TEM a una frecuencia normalizada x y obtiene realmente la misma ecuación de nuevo

$$\cos x_{TE} + \frac{a_{TE}}{x_{TE}} \sin x_{TE} = \cos \varphi, \quad (14)$$

pero ahora con la frecuencia normalizada

$$x_{TE} = \frac{2\pi p}{c} \sqrt{f^2 - f_{co}^2}, \quad \text{o bien} \quad f = \sqrt{\left(\frac{x_{TE} c}{2\pi p}\right)^2 + f_{co}^2} \quad \text{y con la interferencia} \quad a_{TE} = \frac{Z_{TEM} p}{cL_{TE}}.$$

Si se utilizan, como en el caso de aplicación preferido, cuatro, es decir, $s = 4$, barras radiales para impedir la conversión de modos TEM \leftrightarrow TE₁₁, entonces es $L_{TEM} = L_{Stab} / 4$ y $L_{TE} = L_{Stab} / 2$, puesto que la onda TE-11 solamente "ve" dos barras dispuestas paralelamente al campo-E. De esta manera, el parámetro de interferencia en

5 ambos casos es $a_{TEM} = a_{TE} = \frac{2Z_{TEM} p}{cL_{Stab}}$, lo que significa de nuevo que también las frecuencias límite normalizadas (x_u, x_o) de las bandas TEM y TE₁₁ son iguales!

10 Por lo tanto la quinta esencia es: las dispersiones de los modos TEM y TE₁₁ en estructuras periódicas con cuatro estructuras periódicas con cuatro estructuras de unión están enlazadas muy estrechamente entre sí. El único parámetro, que ha permitido una influencia individual de ambos modos es la frecuencia cut-off f_{co} del modo-TE₁₁ en la línea coaxial, que desplaza las bandas-TE₁₁ hacia arriba.

En las Tablas siguientes se representan resumidas las frecuencias límite (normalizadas) de las bandas TEM y TE₁₁ de geometrías de 4 barras:

Interferencia pequeña $a \ll 3n$			
Modo	Banda	Frecuencia límite inferior	Frecuencia límite superior
TEM	1	$\sqrt{\frac{6a}{3+a}} f_0$	π / ϕ
	n	$\left((n-1)\pi + \frac{2a/(n-1)/\pi}{1+2a/(n-1)^2/\pi^2} \right) f_0$	$n\pi / \phi$
TE ₁₁	1	$\sqrt{\frac{6a}{3+a} f_0^2 + f_{co}^2}$	$\sqrt{(\pi f_0)^2 + f_{co}^2}$
	m	$\sqrt{\left((n-1)\pi + \frac{2a/(n-1)/\pi}{1+2a/(n-1)^2/\pi^2} \right)^2 f_0^2 + f_{co}^2}$	$\sqrt{(n\pi f_0)^2 + f_{co}^2}$

15

Interferencia grande $a \gg 3n$			
Modo	Banda	Frecuencia límite inferior	Frecuencia límite superior
TEM	n	$\left(n\pi - \frac{n\pi a}{n^2\pi^2 + 2a} \left(\sqrt{1 + \frac{8}{a} + \frac{4n^2\pi^2}{a^2}} - 1 \right) \right) f_0$	
TE ₁₁	m	$\sqrt{f_{TEM, n, n}^2 + f_{co}^2}$	$\sqrt{(n\pi f_0)^2 + f_{co}^2}$

en la que $f_0 = \frac{c}{2\pi p}, f_{co} \cong \frac{c}{\pi D_a + D_i}$ y la interferencia es $a = \frac{2Z_{TEM} p}{cL_{Stab}}$.

$$Z_{TEM} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{D_a}{D_i}$$

Para Z_{TEM} se aplica

5 La relación de dispersión mostrada en la figura 4 muestra una coincidencia excelente de la descripción del diagrama equivalente con una simulación de ondas completas para una estructura de conductor coaxial, respectivamente, con cuatro barras de unión por célula elemental y las otras dimensiones $D_a = 36\text{mm}$, $D_i = 22,8\text{ mm}$, $p = 72\text{ mm}$, $D_s \approx 1,5$ mm, con una barra rectangular con $1 \times 2\text{ mm}$; en este caso, se ha extraído $S_{Stab} = 1,68\text{ nH}$ a partir de un modelo numérico por medio de CST (Tecnología de Simulación por Ordenador). Las curvas continuas corresponden a las barras de dispersión TEM $n = 1, 2, 3, 4$ y las curvas de trazos muestran las bandas de dispersión $TE_{11m} = 1, 2, 3, 4$, de manera que para ambas curvas se han realizado tanto una simulación-CST como también cálculos-ESB (ESB: diagrama equivalente). Especialmente las cuatro bandas más bajas se modelan exactamente casi al espesor de trazo.

10 En la relación de dispersión representada en la figura 4, se ofrece utilizarla en la 3ª banda-TEM ($n=3$) para la transmisión, con mayor exactitud la zona de frecuencia claramente menor FB de 5,4 a 5,9 GHz.

15 Puesto que la mayoría de las veces se desea una zona de frecuencia monomodo lo más grande posible, la banda-TEM utilizada debe ser lo más ancha posible y al mismo tiempo el hueco de la banda-TE11 debe ser lo más ancho posible. Pero puesto que, como se ha mostrado anteriormente, no se puede influir en el modo TEM independientemente del modo TE11, se termina el compromiso en una interferencia a en la zona de transición $a \approx 3n$, de manera que la anchura de banda y el hueco de la banda llegan a ser aproximadamente de la misma magnitud. En una geometría de conductores de este tipo, la interferencia con $a = 7,8$ está exactamente en la zona de transición, donde ambas fórmulas de aproximación, como se resumen en la Tabla anterior, son inexactas para las frecuencias límite. A pesar de todo, las frecuencias límite de las dos bandas más bajas se pueden calcular con preferencia con la fórmula para la interferencia grande. En las bandas más elevadas con $n > 2$, las fórmulas para la interferencia pequeña son más exactas. Resultados exactos suministra, naturalmente, un procedimiento numérico, por ejemplo el procedimiento de Newton.

Lista de signos de referencia

- 25 CST Tecnología de simulación por ordenador
- ESB Diagrama equivalente
- E Entrada
- A Salida
- L1, L2 Inductividad del conductor
- 30 L Admitancia-Shunt
- S Estructura, estructura de unión
- AL Conductor exterior
- IL Conductor interior
- D_a Diámetro interior del conductor exterior
- 35 D_i Diámetro (exterior) del conductor interior
- D_s Diámetro de la barra
- p Longitud de las células elementales
- BL Hueco de la banda
- B Banda

40

REIVINDICACIONES

1.- Procedimiento para la fabricación de una estructura de conductor coaxial para la transmisión libre de interferencias de un modo-TEM, que es el único modo apto de propagación, de una onda de señales-HF dentro de al menos una banda de n bandas de frecuencia, que se configuran en el marco de una relación de dispersión, con n como número natural positivo, con

a) un conductor interior, que presenta una sección transversal redonda circular, con un diámetro del conductor interior D_i ,

b) un conductor exterior, que rodea el conductor interior equidistante radialmente con un diámetro interior del conductor exterior D_a ,

c) una sección de conductor común que se extiende axialmente de conductor interior y conductor exterior, a lo largo de la cual están previstos a distancias equidistantes p en cada caso $s \geq 1$ estructuras en forma de barra que conectan eléctricamente el conductor interior con el conductor exterior con un diámetro de la barra D_s ,

caracterizado porque para una propagación no perturbada por modos de excitación más elevados, que se configuran al menos en forma de un modo- TE_{11} dentro de m bandas de frecuencia, del único modo-TEM a lo largo de la estructura de conductor coaxial, se seleccionan los parámetros D_i , D_a , D_s , p, s, de tal manera que

i) una frecuencia límite inferior $f_u(TEM)$ del único modo-TEM que se propaga dentro de una ≥ 2 banda es igual a la frecuencia límite superior $f_o(TE_{11})$ del modo- TE_{11} que se configura en la m banda \pm una zona de tolerancia Δf , y

ii) una frecuencia límite superior $f_o(TEM)$ del único modo-TEM que se propaga dentro de la $n \geq 2$ banda es igual a la frecuencia límite inferior $f_u(TE_{11})$ del modo- TE_{11} que se configura dentro de la (m+1) banda \pm una zona de tolerancia Δf , en la que n y m son números naturales positivos y de manera que como zona de tolerancia Δf se selecciona 1/3 de la anchura de banda del n Modo-TEM,

$$|\Delta f| < \frac{1}{3} (f_{o,TEM,n} - f_{u,TEM,n})$$

2.- Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado porque s se selecciona igual a 3 ó 4.

3.- Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1 ó 2, caracterizado porque para i) se aplica

$$f_u(TEM) = f_o(TE_{11}) \pm |\Delta f|$$

$$f_u(TEM) = \left((n-1)\pi + \frac{2a/(n-1)/\pi}{1 + 2a/(n-1)^2/\pi^2} \right) f_0$$

$$f_o(TE_{11}) = \sqrt{(m\pi f_0)^2 + f_{\infty}^2}$$

así como

$$|\Delta f| < \frac{1}{3} (f_{o,TEM,n} - f_{u,TEM,n})$$

y porque para ii) se aplica

$$f_o(TEM) = f_u(TE_{11}) \pm |\Delta f|$$

$$f_o(TEM) = n \pi f_0 = \frac{nc}{2p}$$

así como

$$f_u(\text{TE}_{11}) = \sqrt{\left(m\pi + \frac{2a/m/\pi}{1+2a/m^2/\pi^2}\right)^2 f_0^2 + f_\infty^2}$$

y con

$$\text{Interferencia} = a = \frac{Zp}{2cL};$$

$$\text{Resistencia de las ondas: } Z = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{D_a}{D_i};$$

$$5 \quad \text{Inductividad: } L \cong \frac{1}{s} \frac{D_a - D_i}{2} \frac{\mu}{4\pi} \ln \frac{D_a}{D_i};$$

$$\text{Frecuencia límite: } f_0 = \frac{c}{2\pi p};$$

$$\text{Frecuencia-Cut-Off del modo-RE11: } f_\infty \cong \frac{c}{\pi} \frac{2}{D_a + D_i};$$

en la que c:= velocidad de la luz, μ : = permeabilidad magnética, ϵ : = conductividad dieléctrica.

- 10 4.- Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 3, caracterizado porque las estructuras en forma de barra dispuestas a distancias p equidistantes, respectivamente, se disponen con relación a la dirección circunferencial del conductor interior y del conductor exterior de tal forma que las estructuras en forma de barra se disponen en una proyección axial con respecto a la sección del conductor común que se extiende axialmente, respectivamente, en coincidencia unas detrás de las otras, o las estructuras en forma de barra se disponen en secuencia axial, respectivamente, desplazadas con un desplazamiento angular $\Delta\alpha$ idéntico, orientado en la dirección circunferencial del conductor interior y del conductor exterior.

15 5.- Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 4, caracterizado porque se selecciona $\Delta\alpha$ igual a 90°.

6.- Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 4, caracterizado porque las estructuras en forma de barra se seleccionan a partir de un material metálico, con preferencia del material del que están constituidos el conductor interior y el conductor exterior.

- 20 7.- Procedimiento de acuerdo con las reivindicaciones 1 a 6, caracterizado porque la sección transversal del conductor interior y/o del conductor exterior de la línea coaxial se configura, a diferencia de la forma redonda circular, con una resistencia a las ondas igual que una línea coaxial redonda.

- 25 8.- Utilización de una estructura de conductor coaxial, que está fabricada de acuerdo con el procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 7, para la transmisión de señales libres de interferencias de un modo-TEM de una onda de señales-HF dentro de una banda de frecuencia, en la que modo de excitación más elevados no son aptos para la transmisión, utilizando al mismo tiempo una disipación local del conductor interior a través de la previsión de estructuras en forma de barras conductoras térmicas y eléctricas entre el conductor interior y el conductor exterior.

- 30 9.- Utilización de una estructura de conductor coaxial para la transmisión libre de interferencias de un modo-TEM, que es el único modo apto de propagación, de una onda de señales-HF dentro de al menos una banda de n bandas de frecuencia, que se configuran en el marco de una relación de dispersión, con n como número natural positivo, con

a) un conductor interior, que presenta una sección transversal redonda circular, con un diámetro del conductor interior D_i ,

b) un conductor exterior, que rodea el conductor interior equidistante radialmente con un diámetro interior del conductor exterior D_a ,

- 35 c) una sección de conductor común que se extiende axialmente de conductor interior y conductor exterior, a lo largo de la cual están previstos a distancias equidistantes p en cada caso $s \geq 1$ estructuras en forma de barra que conectan eléctricamente el conductor interior con el conductor exterior con un diámetro de la barra D_s ,

caracterizado porque para una propagación no perturbada por modos de excitación más elevados, que se configuran al menos en forma de un modo- TE_{11} dentro de m bandas de frecuencia, del único modo-TEM a lo largo

de la estructura de conductor coaxial, se seleccionan los parámetros D_i , D_a , D_s , p , s , de tal manera que

- i) una frecuencia límite inferior $f_u(\text{TEM})$ del único modo-TEM que se propaga dentro de una ≥ 2 banda es igual a la frecuencia límite superior $f_o(\text{TE}_{11})$ del modo- TE_{11} que se configura en la m banda \pm una zona de tolerancia Δf , y
- 5 ii) una frecuencia límite superior $f_o(\text{TEM})$ del único modo-TEM que se propaga dentro de la $n \geq 2$ banda es igual a la frecuencia límite inferior $f_u(\text{TE}_{11})$ del modo- TE_{11} que se configura dentro de la $(m+1)$ banda \pm una zona de tolerancia Δf , en la que n y m son números naturales positivos y de manera que como zona de tolerancia Δf se selecciona $1/3$ de la anchura de banda del n Modo-TEM,

$$|\Delta f| < \frac{1}{3} (f_{o, \text{TEM}, n} - f_{u, \text{TEM}, n}).$$

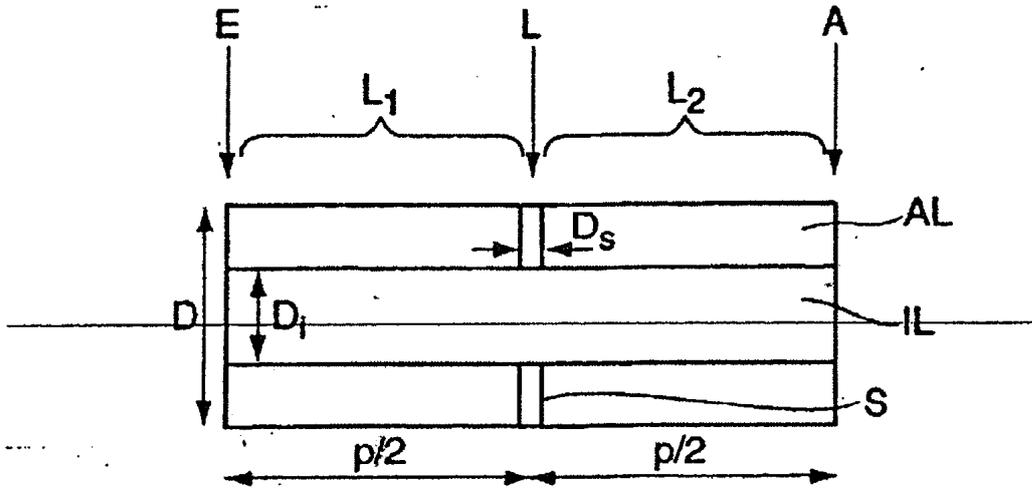


Fig. 1

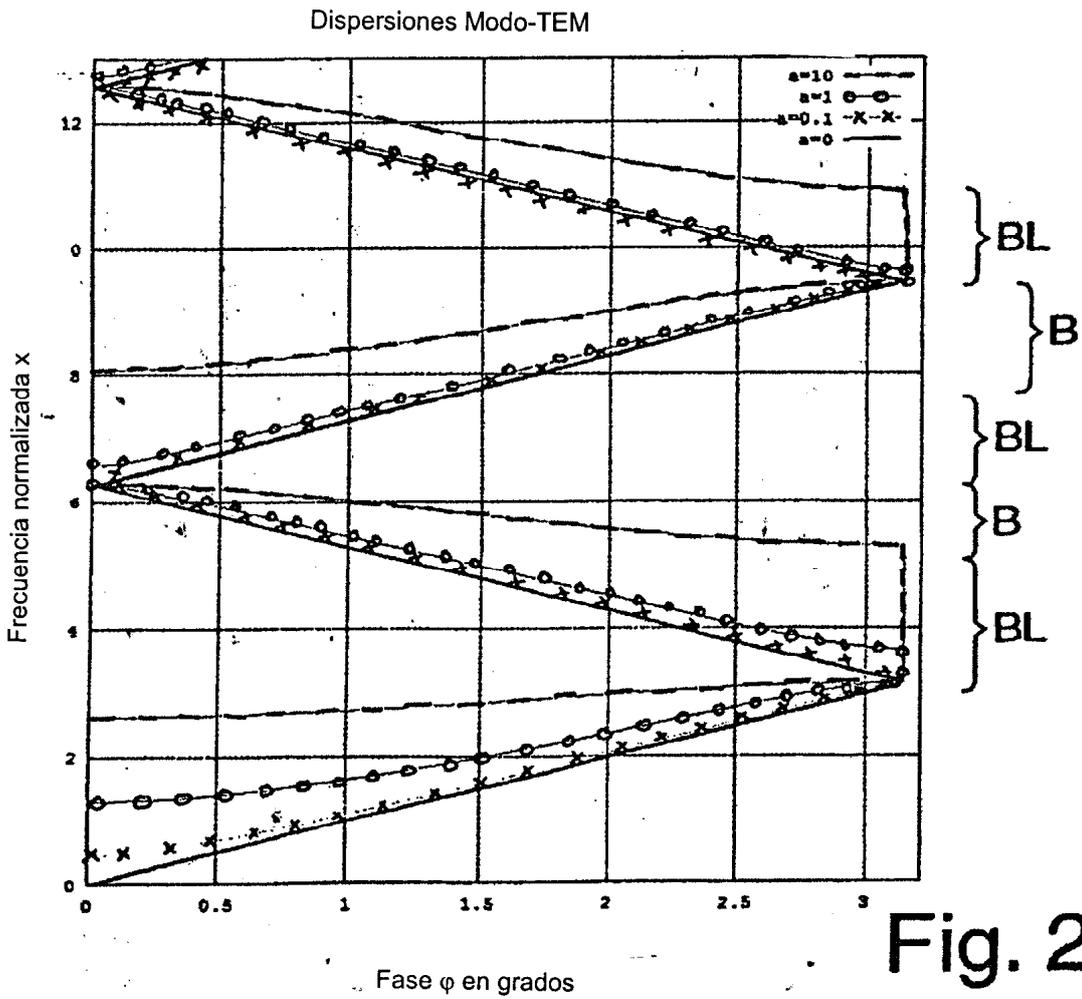


Fig. 2

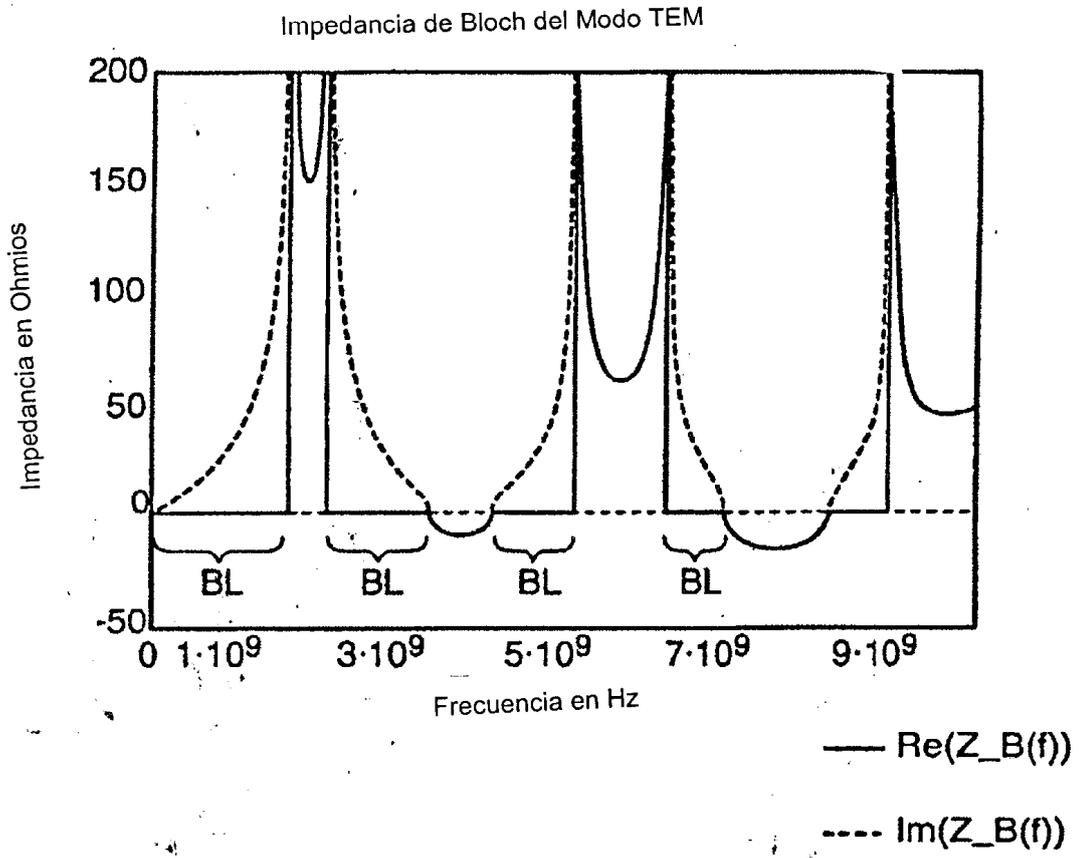


Fig. 3

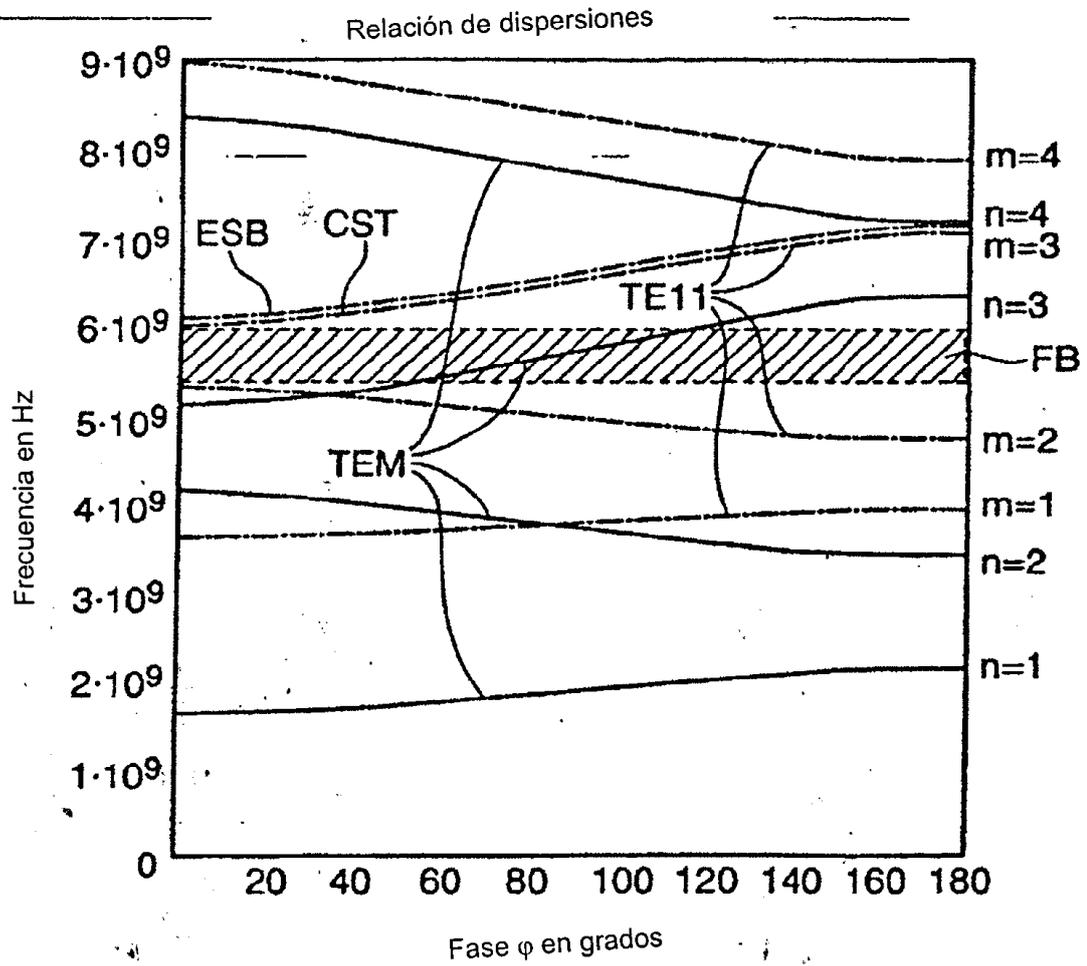


Fig. 4