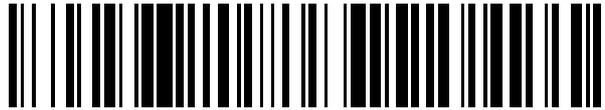


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 503 690**

51 Int. Cl.:

H04L 25/03 (2006.01)

H03H 21/00 (2006.01)

H04B 7/185 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **09.05.2012 E 12275064 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **27.08.2014 EP 2663042**

54 Título: **Disposición de red de filtro**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
07.10.2014

73 Titular/es:

ASTRIUM LIMITED (100.0%)
Gunnels Wood Road
Stevenage, Hertfordshire SG1 2AS, GB

72 Inventor/es:

YOUNG, DAVID

74 Agente/Representante:

GONZÁLEZ PALMERO, Fe

ES 2 503 690 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

Disposición de red de filtro

5 **Campo de la invención**

La invención se refiere a un filtrado de señales. En particular, la invención se refiere a la ecualización de la atenuación y el retardo de grupo a través de la banda de paso de una disposición de red de filtro.

10 **Antecedentes de la invención**

Los satélites de comunicación procesan normalmente señales recibidas y transmitidas en varios canales de comunicación. Para separar y combinar los canales de comunicación, el satélite puede hacer uso de varios filtros. Los filtros implicados en un procesamiento de señales están diseñados para cumplir con requisitos, a menudo estrictos, sobre la calidad de señal. Una variación de la ganancia y el retardo de grupo en función de la frecuencia puede provocar una degradación de la señal. Por tanto, es deseable que los filtros implicados en el procesamiento de señales presenten casi una planeidad de ganancia y una planeidad de retardo de grupo en la medida de lo posible.

20 En filtros de fase no mínima se han usado acoplamientos cruzados dentro de los filtros para ecualizar el retardo de grupo de los filtros. Esta técnica requiere un filtro de orden superior y hay un límite con respecto al porcentaje del ancho de banda del filtro que puede corregirse.

25 También se conoce el uso de redes externas para ecualizar el retardo de grupo a través de la banda de paso de un filtro. Por ejemplo, se han usado redes de un puerto externas para añadir retardos apropiados a señales en la banda de paso.

Además, se conoce que el factor de calidad (Q) de los resonadores de un filtro puede ajustarse con el fin de proporcionar un cierto aplanamiento de la banda de paso. El Q de un resonador es una medida de la intensidad de la amortiguación de sus oscilaciones. Para obtener una banda de paso plana, se usan convencionalmente resonadores de filtro de Q muy alto, lo que da como resultado un filtro con un tamaño relativamente grande. Para obtener una banda de paso plana con resonadores Q inferiores, se han sugerido una distorsión previa, la introducción de ceros de transmisión complejos o acoplamientos cruzados con pérdidas en el filtro. El uso de ceros complejos o acoplamientos cruzados con pérdidas para aplanar la banda de paso significa que se requiere un aumento en la complejidad y el orden del filtro.

La invención pretende mejorar la técnica anterior.

40 **Sumario de la invención**

Según la invención, se proporciona una disposición de red de filtro que comprende una red de filtro; y una o más redes de corrección, en la que la una o más redes de corrección está(n) configurada(s) para ecualizar sustancialmente la ganancia y el retardo de grupo de la banda de paso de la disposición de red de filtro.

45 Se observará que la ganancia y el retardo de grupo de la banda de paso de la disposición de red de filtro no serán perfectamente planos a través de toda la banda de paso. Sin embargo, una o más redes de corrección externas está(n) dispuesta(s) para reducir la variación en la ganancia y el retardo de grupo a través de la banda de paso. La red de corrección está diseñada para que tenga una ganancia y un retardo de grupo que ecualizan la ganancia y el retardo de grupo globales para proporcionar una ganancia y un retardo de grupo de la banda de paso globales casi planos. Por retardo de grupo quiere decirse la derivada de la fase con respecto a la frecuencia angular.

Los Q de la red de filtro y la una o más redes de corrección pueden seleccionarse de manera que $0,4 \leq \frac{r_c}{r_f} \leq 2,5$,

donde $r_c = \frac{f_0}{bw Q_c}$ y $r_f = \frac{f_0}{bw Q_f}$, Q_c es el Q de la una o más redes de corrección, Q_r es el Q de la red de filtro y f_0 y

55 bw son la frecuencia central y el ancho de banda de la red de filtro, respectivamente. Se ha encontrado que si los Q cumplen con la relación anterior, el retardo de grupo a través de la banda de paso de la disposición de red de filtro es sustancialmente plano cuando la ganancia a través de la banda de paso es plana y puede construirse un polinomio para una o más redes de corrección que ecualiza tanto la ganancia como el retardo de grupo a través de la banda de paso de la disposición de red de filtro.

60 Los Q pueden seleccionarse de manera que r_c sea mayor que r_f con el fin de conseguir un aplanamiento de la banda de paso para un porcentaje mayor del ancho de banda de filtro para un orden dado de una o más redes de corrección.

5 Alternativamente, puede elegirse el Q de la o cada una de la una o más redes de corrección para que sea igual o sustancialmente igual que el Q de la red de filtro. La red de filtro y la una o más redes de corrección pueden realizarse en el mismo medio o en uno similar para garantizar que el Q de la una o más redes de corrección es igual que el Q de la red de filtro.

10 Se ha encontrado que si la una o más redes de corrección externas tiene(n) sustancialmente el mismo Q que la red de filtro, existen soluciones para la una o más redes de corrección que aplanarán la banda de paso de filtro y también ecualizarán el retardo de grupo de la disposición de red de filtro independientemente del Q real. Por consiguiente, no es necesario conocer el Q preciso de la red de filtro siempre que la una o más redes de corrección tenga(n) sustancialmente el mismo Q que la red de filtro, por ejemplo si los resonadores de la una o más redes de corrección son del mismo tipo y se realizan en el mismo medio o en uno similar que la red de filtro. En otras palabras, si el Q del filtro y la al menos una red de corrección son iguales, una solución para la al menos una red de corrección que aplanar la ganancia también aplanará el retardo de grupo. La relación no es exacta, por lo que el aplanamiento de la ganancia no proporcionará un aplanamiento preciso del retardo de grupo. Puede seleccionarse una solución para la una o más redes de corrección que proporciona la mejor planeidad de ganancia, proporcionando de ese modo también un retardo de grupo sustancialmente plano. En otras palabras, puede elegirse una red de corrección que minimiza la variación en ganancia de la disposición de red de filtro y, en consecuencia, también se reducirá la variación de retardo de grupo.

20 La invención permite usar una red de filtro con resonadores de Q bajo y puede reducirse el tamaño de la red de filtro en comparación con redes de filtro que usan resonadores de Q alto para aplanar la banda de paso. Puesto que se añade una red externa, el tamaño global de la disposición de red de filtro será naturalmente el doble del tamaño de la red de filtro. Sin embargo, el tamaño global todavía será menor o comparable con la red de filtro en la que la banda de paso del filtro se aplanaba aumentando el Q y, según la invención, también se ecualizará el retardo de grupo.

30 La una o más redes de corrección pueden comprender una o más redes de un puerto y la red de filtro puede comprender medios para conectar la una o más redes de un puerto al filtro. Puede requerirse al menos una red de corrección de un puerto dependiendo de la disposición del circuito. En más detalle, los medios para conectar la una o más redes de corrección a la red de filtro pueden comprender un acoplador o un circulador. Si el medio de conexión es un acoplador, se requerirán dos redes de corrección de un puerto.

35 El orden de la o cada una de la una o más redes de corrección puede ser el mismo o menor que el orden de la red de filtro para minimizar el tamaño de la disposición de red. Alternativamente, el orden de la red de corrección puede ser mayor que el orden de la red de filtro.

40 La una o más redes de corrección puede(n) sintetizarse a partir de un polinomio H(s), cuyos coeficientes pueden determinarse a través de una optimización de una función de error para la ganancia y el retardo de grupo de la disposición de red de filtro. Las raíces del polinomio pueden optimizarse minimizando la función de error para la ganancia en sí misma. La simetría de los polos y ceros en el plano complejo puede mantenerse con respecto a la línea $s=r_c$.

45 La disposición de red de filtro puede ser una disposición de red de filtro de cerámica co-cocida a baja temperatura. La disposición de red de filtro puede ser una disposición de red de filtro de múltiples capas.

Alternativamente, la disposición de red de filtro puede implementarse como microbanda.

50 Según la invención, también se proporciona una disposición de procesamiento para un satélite de comunicación que comprende una disposición de red de filtro tal como se expuso anteriormente.

55 Además, según la invención, se proporciona un método de obtener una disposición de red de filtro que comprende una red de filtro y una o más redes de corrección para ecualizar la ganancia y el retardo de grupo a través de la banda de paso de la disposición de red de filtro, comprendiendo el método: determinar un polinomio y un Q para una red de filtro; elegir un Q para la una o más redes de corrección; seleccionar un polinomio inicial para la una o más redes de corrección y ajustar los coeficientes del polinomio para ecualizar sustancialmente la ganancia y el retardo de grupo a través de la banda de paso de la red de filtro; y sintetizar la red de filtro y la una o más redes de corrección a partir del polinomio para la red de filtro y el polinomio para la una o más redes de corrección.

60 El Q de la una o más redes de corrección puede seleccionarse basándose en el Q de la red de filtro. Los Q de la red de filtro y la una o más redes de corrección pueden seleccionarse de manera que $0,4 \leq \frac{r_c}{r_f} \leq 2,5$, donde $r_c = \frac{f_0}{bw} Q_c$

y $r_f = \frac{f_0}{bw} Q_f$, Q_c es el Q de la una o más redes de corrección, Q_f es el Q de la red de filtro y f_0 y bw son la

frecuencia central y el ancho de banda de la red de filtro, respectivamente.

Ajustar los coeficientes del polinomio puede comprender ajustar los coeficientes del polinomio dependiendo de los Q de la red de filtro y las redes de corrección. Determinar los coeficientes del polinomio puede comprender minimizar la función de error $E(\sigma_k, \omega_k) = \phi E_1(\sigma_k, \omega_k) + \gamma E_2(\sigma_k, \omega_k)$, donde ϕ, γ son constantes de ponderación,

$$E_1(\omega, \sigma_k, \omega_k) = \left| |S11_f(\omega, \sigma_k, \omega_k)|^2 |S21_f(\omega)|^2 - \max \left(|S11_f(\omega, \sigma_k, \omega_k)|^2 |S21_f(\omega)|^2 \right) \right|$$

donde

$$\left| |S11_f(\omega, \sigma_k, \omega_k)|^2 |S21_f(\omega)|^2 \right| = \frac{\prod_{k=1}^K ((\sigma_k + r_c)^2 + (\omega - \omega_k)^2) \prod_{m=1}^M ((\sigma_m - r_f)^2 + (\omega - \omega_m)^2)}{\prod_{k=1}^K ((\sigma_k - r_c)^2 + (\omega - \omega_k)^2) \prod_{p=1}^P ((\sigma_p - r_f)^2 + (\omega - \omega_p)^2)}$$

y

$$E_2(\sigma_k, \omega_k) = 2 \cdot \sum_{k=1}^K \frac{(\sigma_k - r_c)(\omega - \omega_k)}{((\sigma_k - r_c)^2 + (\omega - \omega_k)^2)^2} + \sum_{p=1}^P \frac{(\sigma_p - r_f)(\omega - \omega_p)}{((\sigma_p - r_f)^2 + (\omega - \omega_p)^2)^2} - \sum_{q=1}^Q \frac{(\sigma_q - r_f)(\omega - \omega_q)}{((\sigma_q - r_f)^2 + (\omega - \omega_q)^2)^2}$$

donde $\sigma_k + i\omega_k$ son las raíces del polinomio para la red de corrección, $\sigma_m + i\omega_m$ son las raíces del polinomio numerador para la red de filtro y $\sigma_p + i\omega_p$ son las raíces del polinomio denominador para la red de filtro.

Cuando los Q de la red de filtro y la una o más redes de corrección son iguales, pueden no requerirse los valores precisos de r_c y r_f para la determinación de los coeficientes del polinomio y puede usarse sólo una estimación.

Minimizar la función de error puede comprender minimizar en primer lugar $E(\sigma_k, \omega_k)$ para hallar coeficientes aproximados para el polinomio de red de corrección y luego minimizar E_1 en sí mismo para optimizar las raíces del polinomio de red de corrección.

Hallar los coeficientes del polinomio H(s) puede comprender hallar coeficientes que minimicen dichas funciones de error mientras todavía se mantiene la simetría del polinomio de red de corrección con respecto a la línea $s=r_c$.

Breve descripción de los dibujos

A continuación se describirán las realizaciones de la invención, a modo de ejemplo, con referencia a las figuras 1 a 10 de los dibujos adjuntos, en los que:

la figura 1 es un diagrama de bloques esquemático de un sistema en el que se usa una disposición de red de filtro;

la figura 2 ilustra la variación de fase con respecto a frecuencia de una red de filtro real e ideal;

la figura 3 ilustra la variación de ganancia con respecto a frecuencia de una red de filtro con pérdidas y sin pérdidas;

la figura 4 es un diagrama esquemático de una disposición de red de filtro según una primera realización de la invención;

la figura 5 ilustra un método para diseñar una red de corrección según un aspecto de la invención;

las figuras 6a y 6b ilustran una red de corrección prototipo y un ejemplo de una red de corrección en una fase posterior en el proceso de síntesis de red de corrección;

las figuras 7a y 7b ilustran la pérdida y el retardo de grupo, respectivamente, de un ejemplo de una red de corrección;

la figura 8 ilustra un esquema de microbanda para un ejemplo de una disposición de red de filtro;

la figura 9a y la figura 9b ilustran la pérdida y el retardo de grupo, respectivamente, del circuito completo de la figura 8 en comparación con la pérdida y el retardo de grupo del filtro del circuito en sí mismo; y

- 5 la figura 10 es un diagrama esquemático de una disposición de red de filtro según una segunda realización de la invención.

Descripción detallada

- 10 Con referencia a la figura 1, se muestra un diagrama de alto nivel de un sistema 1 de comunicación que comprende un receptor 2 para recibir señales, una disposición 3 de procesamiento de señales para procesar señales y un transmisor 4 para transmitir señales. El sistema puede ser un sistema de comunicación por satélite. La disposición 3 de procesamiento puede comprender una o más disposiciones 5 de red de filtro. La disposición de red de filtro puede comprender, por ejemplo, una red de filtro de paso banda y puede usarse, por ejemplo, en un demultiplexor para demultiplexar las señales recibidas en varios canales de frecuencia. Alternativamente, las disposiciones de red de filtro pueden usarse en un convertidor ascendente o descendente. Debe observarse que una disposición de red de filtro podría usarse alternativamente para cualquier otro propósito adecuado.

- 20 La disposición de red de filtro está configurada para dejar pasar señales de un intervalo de frecuencias específico y detener las señales con frecuencias fuera del intervalo de frecuencias. La disposición de red de filtro tendrá cierto efecto sobre la amplitud y la fase de las señales que pasaron. Por ejemplo, la pérdida de un filtro real provoca un redondeo de la amplitud de banda de paso y la selectividad de amplitud del filtro provoca un retardo de grupo variable.

- 25 El retardo de grupo es una medida de cuánto tarda una señal de una frecuencia particular en atravesar una red. El retardo de grupo se considera convencionalmente la derivada de la respuesta de fase de la red con respecto a la frecuencia angular, $\frac{\partial \phi}{\partial \omega}$, y, por consiguiente, la derivada de la respuesta de fase con respecto a la frecuencia angular se denominará a continuación en el presente documento "retardo de grupo".

- 30 La línea discontinua de la figura 2 muestra la relación entre la fase y la frecuencia para un filtro ideal y la línea continua de la figura 2 muestra la relación entre la fase y la frecuencia para un filtro real. Tal como se indica por la línea discontinua, hay una relación lineal entre la fase y la frecuencia para todas las señales que pasan a través de una red de filtro ideal. En otras palabras, el retardo de grupo para la banda de paso de la red de filtro es el mismo independientemente de la frecuencia de la señal. Sin embargo, un filtro real no tendrá un retardo de grupo constante. En cambio, las señales en los bordes del ancho de banda de filtro experimentarán un ajuste de fase mayor en un filtro real que en un filtro ideal, tal como se indica por la línea continua de la figura 2.

- 40 La línea discontinua de la figura 3 muestra la respuesta de amplitud de un filtro sin pérdidas y la línea continua de la figura 3 muestra la respuesta de amplitud de un filtro con pérdidas. Para funciones de filtro de igual ondulación, un filtro sin pérdidas de orden n tendrá n puntos de frecuencia de transmisión perfecta, entre los que se reflejará una pequeña cantidad de potencia. Tal como se muestra en la figura 3, un filtro con pérdidas atenúa la amplitud significativamente más que un filtro sin pérdidas. La línea continua de la figura 3 también muestra un redondeo de las bandas de paso para el filtro con pérdidas, provocado por el factor de calidad (Q) finito del filtro. La pérdida generalmente no es un problema siempre que sea uniforme. Idealmente, la ganancia a través de la banda de paso debe ser constante.

- 50 Una disposición de red de filtro según las realizaciones de la invención muestra una atenuación aproximadamente uniforme de señales a través de las frecuencias en la banda de paso. Se mostrará que la disposición de red de filtro según la invención también tendrá un retardo de grupo aplanado. En realidad, la ganancia y el retardo de grupo no serán exactamente planos. Se considera aceptable una planeidad en forma de función de ondulación. La clave es que la ganancia y el retardo de grupo serán significativamente más planos para la disposición de red de filtro global que para la red de filtro en sí misma. En otras palabras, la red de corrección mejora las características de ganancia y de retardo de grupo en comparación con la red de filtro en sí misma.

- 55 Con referencia a la figura 4, se muestra una realización de una disposición de red de filtro según la invención. La disposición 5 de red de filtro comprende un primer puerto 6, una red 7 de filtro, un acoplador 8, dos redes 9a, 9b de corrección y un segundo puerto 10. Las redes 9a, 9b de corrección se proporcionan para corregir la pérdida variable de la red 7 de filtro a través de la banda de paso de manera que las señales que pasan a través de la disposición 5 de red de filtro se atenúan aproximadamente en la misma medida a través de todo el ancho de banda del filtro. Las redes de corrección también eculizan el retardo de grupo. Las dos redes de corrección serían eficazmente idénticas.

- 65 La red 7 de filtro de la disposición 5 de red de filtro puede ser un filtro de microondas. Por ejemplo, podría ser un filtro de tipo peine, un filtro interdigital o un filtro de guía de ondas. Sin embargo, se observará que la red 7 de filtro no se limita a un filtro de microondas y podría ser cualquier filtro de frecuencia. La red 7 de filtro podría

implementarse en cerámica. Por ejemplo, podría ser un filtro de cerámica co-cocida a baja temperatura (LTCC). El acoplador mostrado en la figura 4 es un acoplador de 3 dB. Según algunas realizaciones de la invención, las dos redes 9a, 9b de corrección son ambas redes de corrección de un puerto. En el ejemplo de la figura 4, una señal se sometería a la red de corrección si se pasa desde el primer 6 hasta el segundo puerto 10 o desde el segundo puerto 10 hasta el primer puerto 6.

Según algunas realizaciones de la invención, dada la función de transferencia de la red 7 de filtro, puede implementarse una red de corrección apropiada determinando un polinomio de red de corrección que aplanará la banda de paso y sintetizando la red de corrección a partir del polinomio. Se observa que si la red de corrección ecualiza la ganancia de la disposición de red de filtro global, también aplanará el retardo de grupo, siempre que el Q de la red de corrección esté cerca del Q de la red 7 de filtro. Se reconoce, según la invención, que el conjunto de polinomios H(s) que proporcionan retardo de grupo aproximadamente plano en el intervalo deseado incluye polinomios que también aplanan la ganancia. Se observa que siempre que la red de corrección y la red de filtro tengan Q similares, seleccionando un polinomio que aplanan la ganancia de la banda de paso, también se aplanan el retardo de grupo. Sin embargo, si los Q son diferentes, todavía puede encontrarse un polinomio de red de corrección apropiado que ecualice sustancialmente tanto la ganancia como el retardo de grupo de la disposición de red de filtro. En otras palabras, puede sintetizarse una red de corrección que corrija simultáneamente tanto el retardo de grupo como la ganancia de la disposición de red de filtro. Tal como se describirá en más detalle a continuación, en el diseño de la disposición de red de filtro, el enfoque está en el aplanamiento de la ganancia y entonces le sigue el aplanamiento del retardo de grupo.

Ahora se mostrará matemáticamente que el retardo de grupo se ecualiza cuando se ecualiza la ganancia a través de la banda de paso, siempre que los Q respectivos de la red de filtro y la red de corrección tengan valores adecuados. Entonces se mostrará cómo puede usarse la relación entre el retardo de grupo y la pérdida para diseñar la red de corrección. Se usarán parámetros de dispersión, también denominados parámetros S, para describir el comportamiento eléctrico de la red. En la discusión a continuación, la red de filtro y de corrección se describen en el dominio de paso bajo. Las unidades de frecuencia angular ω son en radianes/segundos, las unidades del retardo de grupo son en segundos y las unidades de la ganancia son en decibelios.

S11 de una red de corrección sin pérdidas puede escribirse como

$$S_{11} = \frac{\overline{H(-s)}}{H(s)} = \frac{\prod_{k=1}^K (\sigma_k + i(\omega - \omega_k))}{\prod_{k=1}^K (-\sigma_k + i(\omega - \omega_k))} \quad (1)$$

donde H(s) es un polinomio estable de Hurwitz que representa la función de transferencia de la red de corrección, ω es la frecuencia angular, $\sigma_k + i\omega_k$ son las raíces de H(s) y H(s) tienen K raíces.

Para una red de un puerto puramente reactiva sin pérdidas, hay simetría de los polos y ceros de S11 alrededor de $\omega=0$ y la ganancia de la red de corrección puede escribirse como

$$|S_{11}|^2 = \overline{S_{11}}S_{11} = \frac{\prod_{k=1}^K (\sigma_k^2 + (\omega - \omega_k)^2)}{\prod_{k=1}^K (\sigma_k^2 + (\omega + \omega_k)^2)} = 1 \quad (2)$$

donde $\overline{S_{11}}$ es el conjugado complejo de S11.

Si se añade alguna pérdida a la red de corrección, se rompe la condición de unidad y

$$\overline{S_{11}}S_{11} = \frac{\prod_{k=1}^K ((\sigma_k + r_c)^2 + (\omega - \omega_k)^2)}{\prod_{k=1}^K ((\sigma_k - r_c)^2 + (\omega - \omega_k)^2)} = f(s) \quad (3)$$

donde $f(s) < 1$. Según las realizaciones de la invención, f(s) de la red de corrección se controla con el fin de compensar el redondeo de la banda de paso de la red de filtro debido a la pérdida en la red de filtro. En palabras, se añade pérdida adicional para aplanar la ganancia a través de la banda de paso. La pérdida en un filtro generalmente no es un problema siempre que sea uniforme. Normalmente se proporcionaría la disposición de red de filtro junto a

un amplificador de ruido bajo (LNA) y podría compensarse la pérdida adicional en la disposición de red de filtro aumentando la ganancia de LNA.

5 Matemáticamente, añadir pérdida corresponde a cambiar los polos y ceros del polinomio que representa la función de transferencia a la izquierda en el plano complejo. Visto de otra manera, realizar una red con pérdidas es equivalente a añadir una parte real negativa a las raíces de los polinomios de red. Los polos y ceros se cambian a la izquierda en el plano complejo cambiando la parte real σ_k por una cantidad constante r_c , donde r_c se refiere al Q_c de los resonadores usados en la realización final de la red de corrección tal como se muestra a continuación:

$$10 \quad r_c = \frac{f_0}{bw} \frac{1}{Q_c} \quad (4)$$

donde f_0 es la frecuencia central y bw el ancho de banda de la red de corrección. El ancho de banda de la red de corrección es igual que el ancho de banda de la red de filtro. La simetría de S_{11} se mantiene para una red con pérdidas pero la línea de simetría se cambia a $s = r_c$.

15 El retardo de grupo de una red de corrección puede escribirse como

$$gd_c = 2 \sum_{k=1}^K \frac{\sigma_k}{(\sigma_k^2 + (\omega - \omega_k)^2)} \quad (5)$$

20 La serie de Taylor para el retardo de grupo y la pérdida de inserción con respecto a $-\sigma$ (la parte real de s) pueden examinarse para ver el efecto de añadir pérdida a redes sin pérdidas. Tal como se mostrará a continuación, puede encontrarse entonces una relación entre el retardo de grupo y la pérdida de inserción que se considera cuando se diseña la disposición de red de filtro según la invención.

25 La expansión de Taylor del retardo de grupo es

$$gd_{c_i} = gd_c + \nabla gd_c \cdot r_c + O(r_c^2) \quad (6)$$

30 donde ∇gd_c es el gradiente del retardo de grupo con respecto a $-\sigma$ (la parte real de s), y gd_{c_i} es el retardo de grupo de la red de corrección con pérdidas. Debido a la simetría de los polos y ceros de S_{11} de la red de corrección puramente reactiva, sin pérdidas, $\nabla gd_c = 0$ y por tanto

$$gd_{c_i} \approx gd_c, \quad (7)$$

35 siempre que los términos de orden superior en la expansión de Taylor sean pequeños.

Por consiguiente, puede observarse a partir de las ecuaciones 6 y 7 que el retardo de grupo de la red de corrección se ve muy poco afectado por la adición de una pequeña cantidad de pérdida. Algunos de los términos de orden superior en la serie de Taylor son distintos de cero y entonces gd_{c_i} no es exactamente igual a gd_c .

40 La expansión de Taylor de la ganancia de la ecuación 2 proporciona

$$|S_{11_i}|^2 = \overline{S_{11_i}} S_{11_i} = \overline{S_{11}} S_{11} + \nabla(\overline{S_{11}} S_{11}) \cdot r_c + \frac{1}{2} \nabla^2(\overline{S_{11}} S_{11}) \cdot r_c^2 + O(r_c^3) \quad (8)$$

45 donde S_{11_i} es S_{11} de la red con pérdidas y $\nabla(\overline{S_{11}} S_{11})$ es el gradiente de $\overline{S_{11}} S_{11}$ con respecto a $-\sigma$ y $\nabla^2(\overline{S_{11}} S_{11})$ es el gradiente de $\nabla(\overline{S_{11}} S_{11})$ con respecto a $-\sigma$, etc. Puede encontrarse que

$\nabla(\overline{S_{11}} S_{11}) = -4 \left(\sum_{k=1}^K \frac{\sigma_k}{(\sigma_k^2 + (\omega - \omega_k)^2)} \right) \overline{S_{11}} S_{11}$, que puede escribirse como $\nabla(\overline{S_{11}} S_{11}) \approx -2 \overline{S_{11}} S_{11} \cdot gd_c$. Puede encontrarse adicionalmente que $\nabla^2(\overline{S_{11}} S_{11}) = 4 \overline{S_{11}} S_{11} \cdot gd_c^2 + 2 \overline{S_{11}} S_{11} \cdot \nabla gd_c$. Considerando que $\nabla gd_c = 0$,

$$\overline{S_{11_i}} S_{11_i} = \overline{S_{11}} S_{11} \left(1 - 2 \cdot gd_c \cdot r_c + \frac{(2 \cdot gd_c \cdot r_c)^2}{2!} - \frac{(2 \cdot gd_c \cdot r_c)^3}{3!} + \dots \right)$$

50 puede observarse que

Puesto que $\overline{S11}S11 = 1$, se deduce que $\overline{S11}S11 = 1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^m}{m!} (2 \cdot gd_c \cdot r_c)^m$, es decir

$$|S11|^2 = \exp(-2gd_c \cdot r_c) \quad (9)$$

5 La ecuación 9 muestra que la pérdida de la red de corrección es una función de su retardo de grupo.

Puede llevarse a cabo un análisis similar para una red de filtro. S21 para una red de filtro sin pérdidas puede escribirse como

$$S21 = \frac{\prod_{m=1}^M (-\sigma_m + i(\omega - \omega_m))}{\prod_{p=1}^P (-\sigma_p + i(\omega - \omega_p))} \quad (10)$$

10

donde ω es una frecuencia angular, $\sigma_m + i\omega_m$ son las raíces del polinomio numerador y $\sigma_p + i\omega_p$ son las raíces del polinomio denominador para la red de filtro. El polinomio numerador tiene M raíces y el polinomio denominador tiene P raíces.

15

Por consiguiente, la ganancia de la red de filtro puede escribirse como

$$|S21|^2 = \overline{S21}S21 = \frac{\prod_{m=1}^M (\sigma_m^2 + (\omega - \omega_m)^2)}{\prod_{p=1}^P (\sigma_p^2 + (\omega - \omega_p)^2)} \quad (11)$$

20 y el retardo de grupo de la red de filtro puede escribirse como

$$gd_f = \sum_{p=1}^P \frac{\sigma_p}{(\sigma_p^2 + (\omega - \omega_p)^2)} - \sum_{m=1}^M \frac{\sigma_m}{(\sigma_m^2 + (\omega - \omega_m)^2)} \quad (12)$$

25 Hay que tener en cuenta que la pérdida y, por tanto, el Q finito de los resonadores de filtro (Q_f), los polos y los ceros de la función de transferencia de filtro deben cambiarse a la izquierda en el plano complejo por una cantidad constante r_f , donde r_f está relacionado con Q_f mediante

$$r_f = \frac{f_0}{bw} \frac{1}{Q_f} \quad (13)$$

30 donde f_0 es la frecuencia central y bw el ancho de banda de la red de filtro.

Como antes, la serie de Taylor para el retardo de grupo y la pérdida de inserción con respecto a $-\sigma$ (la parte real) puede examinarse para ver el efecto de añadir pérdida a las redes de filtro sin pérdidas. La expansión de la serie de Taylor del retardo de grupo se vuelve

35

$$gd_{f_i} = gd_f + \nabla gd_f \cdot r_f + \frac{1}{2} \nabla^2 gd_f \cdot r_f^2 + O(r_f^3) \quad (14)$$

donde ∇gd_f es el gradiente del retardo de grupo con respecto a $-\sigma$, y gd_{f_i} es el retardo de grupo de la red de filtro con pérdidas. Para la red de filtro, no hay ninguna simetría para los polos y ceros y entonces $\nabla gd_f \neq 0$.

40

Si se expande la ecuación 14, se vuelve

$$gd_{f_i} = gd_f + \sum_{p=1}^P \frac{-\sigma_p^2 + (\omega - \omega_p)^2}{(\sigma_p^2 + (\omega - \omega_p)^2)^2} \cdot r_f - \sum_{m=1}^M \frac{-\sigma_m^2 + (\omega - \omega_m)^2}{(\sigma_m^2 + (\omega - \omega_m)^2)^2} \cdot r_f + O(r_f^2), \quad (15)$$

Para un pequeño cambio r_f en σ_p y σ_m , la ganancia de la red de filtro se vuelve

$$\overline{S21}_f, S21_f = \overline{S21}S21 + \nabla(\overline{S21}S21).r_f + \frac{1}{2}\nabla^2(\overline{S21}S21).r_f^2 + O(r_f^3) \quad (16)$$

5 donde $S21_f$ es $S21$ de la red de filtro con pérdidas y $\nabla(\overline{S21}S21)$ es el gradiente de $\overline{S21}S21$ con respecto a $-\sigma$. Ahora $\nabla(\overline{S21}S21) = -2.gd_f . \overline{S21}S21$ y, por tanto,

$$\overline{S21}_f, S21_f = \overline{S21}S21 - 2.(\overline{S21}S21.gd_f).r_f - \frac{2}{2!}\nabla(\overline{S21}S21.gd_f).r_f^2 - \frac{2}{3!}\nabla^2(\overline{S21}S21.gd_f).r_f^3 \dots(17)$$

10 donde $\nabla(\overline{S21}S21.g_f)$ es el gradiente de $\overline{S21}S21.gd_f$ con respecto a $-\sigma$, etc.

Esta vez, puesto que $\nabla gd_f \neq 0$, habrán los términos ∇dg_f , $\nabla^2 dg_f$, etc. Sin embargo, expandiendo la ecuación 17, puede observarse que los términos dominantes pueden escribirse como $as \frac{(-1)^m}{m!} \overline{S21}S21.2^m.gd_f^m.r_f^m$. Por tanto, puede encontrarse que

15

$$\overline{S21}_f, S21_f \approx \overline{S21}S21 \left(1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^m}{m!} (2.gd_f.r_f)^m \right), \text{ es decir}$$

$$\overline{S21}_f, S21_f \approx \overline{S21}S21 . \exp(-2.gd_f.r_f), \text{ que lo mismo que}$$

$$|S21_f|^2 \approx |S21|^2 . \exp(-2.gd_f.r_f) \quad (18)$$

20 De nuevo, puede observarse que la ganancia de la red de filtro depende del retardo de grupo.

Disponiendo en cascada la red de corrección y la red de filtro, se encuentra a partir de las ecuaciones 9 y 18 que la ganancia combinada para la red corregida y la red de filtro es

$$25 \quad |S21_f|^2 |S11_f|^2 \approx |S21|^2 . \exp(- 2.(gd_c.r_c + gd_f.r_f)) \quad (19)$$

Para una ecualización de retardo de grupo perfecta, se requiere:

$$30 \quad gd_c(\omega) + gd_f(\omega) = C \quad \text{for } -1 \leq \omega \leq 1 \quad (20)$$

donde C es una constante.

Para una ganancia perfecta, también se requiere que la ecuación 19 sea igual a una constante. Puede observarse a partir de la ecuación 19 que el banda de paso es perfectamente plana cuando

$$35 \quad gd_c(\omega).r_c + gd_f(\omega).r_f = K \quad \text{para } -1 \leq \omega \leq 1 \quad (21)$$

y K es una constante.

40 Si la red de filtro y la red de corrección tienen los mismos Q o similares, $r_c=r_f$ y la ecuación 21 puede reescribirse tal como sigue:

$$gd_c(\omega) + gd_f(\omega) = K' \quad \text{para } -1 \leq \omega \leq 1 \quad (22)$$

45 Para Q diferentes, se escribe

$$gd_c(\omega) + \frac{r_c}{r_f} gd_f(\omega) = K'' \quad \text{para } -1 \leq \omega \leq 1 \quad (23)$$

50 En la práctica, la ganancia y el retardo de grupo no serán exactamente planos y es aceptable si la ganancia y el retardo de grupo a través del banda de paso son una función de ondulación.

Por consiguiente, las ecuaciones 20, 22 y 23 pueden escribirse como

$$gd_c(\omega) + gd_f(\omega) = f(\omega) \quad \text{para } -1 \leq \omega \leq 1 \quad (24)$$

$$gd_c(\omega) + gd_f(\omega) = g(\omega) \quad \text{para } -1 \leq \omega \leq 1 \quad (25)$$

$$5 \quad gd_c(\omega) + \frac{r_c}{r_f} gd_f(\omega) = h(\omega) \quad \text{para } -1 \leq \omega \leq 1 \quad (26)$$

donde $f(\omega)$, $g(\omega)$ y $h(\omega)$ son funciones de ondulación. Naturalmente, se desea que las ondulaciones sean pequeñas para minimizar la variación en ganancia y retardo de grupo y proporcionar una ganancia y un retardo de grupo que sean aproximadamente uniformes a través de la banda de paso.

10 A partir de la ecuación 7, se conoce que $gd_c \approx gd_c$ y a partir de la ecuación 15 se conoce que $gd_f|(\omega)$ es igual a $gd_f(\omega)$ más algunos términos de orden superior adicionales en la serie de Taylor. Por consiguiente, a partir de las ecuaciones 24 y 25, puede observarse que si el filtro y la red de corrección tienen el mismo o sustancialmente el mismo Q, las condiciones para un retardo de grupo y banda de paso planos son las mismas y cuando la banda de paso es plana, el retardo de grupo también es plano y viceversa, siempre que los términos adicionales en la serie de Taylor sean lo suficientemente pequeños. En realidad, los términos adicionales son pequeños pero todavía significativos y por tanto hay una ligera compensación entre la ecualización de retardo de grupo y la ecualización de amplitud.

20 Si la red de filtro y la red de corrección tienen Q muy similares pero no exactamente iguales, todavía se proporciona una aproximación aceptable a la planeidad de retardo de grupo y de ganancia si el retardo de grupo de la red de filtro y la red de corrección muestran la relación de la ecuación 25.

25 Además, se ha encontrado que si los Q son diferentes, todavía puede encontrarse un polinomio para la red de corrección que satisface ambas ecuaciones 24 y 26. En más detalle, se ha encontrado que siempre que

$$0,4 \leq \frac{r_c}{r_f} \leq 2,5 \quad (27)$$

30 el retardo de grupo es aproximadamente plano cuando la amplitud es aproximadamente plana. De hecho, se ha encontrado que usar un Q ligeramente menor para la red de corrección que para la red de filtro permite el aplanamiento de la banda de paso para un mayor porcentaje del ancho de banda de filtro para un orden dado de la red de corrección. En otras palabras, cuando se añade pérdida adicional a la red de corrección para proporcionar un r_c que sea mayor que r_f , puede aplanarse un mayor porcentaje de la banda de paso de filtro para un orden dado de la red de corrección. Como ejemplo específico, se ha encontrado que un Q para la red de corrección que proporciona $r_c=2r_f$ es adecuado para aumentar el ancho de banda sobre el que se aplanan la banda de paso pero también que proporciona un retardo de grupo sustancialmente uniforme. De hecho, siempre que el Q de la red de corrección se seleccione de manera que

$$40 \quad 1 \leq \frac{r_c}{r_f} \leq 2,5 \quad (28)$$

puede obtenerse un retardo de grupo satisfactoriamente uniforme mientras que, al mismo tiempo, se aumenta el porcentaje del ancho de banda sobre el que se aplanan la banda de paso.

45 Según realizaciones de la invención, se elige el polinomio de la red de corrección para aplanar la amplitud de banda de paso y el retardo de grupo para los factores Q seleccionados. Ahora se mostrará, con referencia a la figura 5, cómo puede encontrarse un polinomio de red de corrección apropiado que proporcione un retardo de grupo y amplitud de banda de paso aproximadamente planos para toda la disposición de red de filtro, según la invención, y cómo puede sintetizarse una red de corrección basándose en el polinomio.

50 Se determina en primer lugar el polinomio para la red de filtro deseada (etapa S5.1). El experto en la técnica sabría como determinar un polinomio para una red de filtro dada y el procedimiento no se describirá en detalle en el presente documento. Se elige entonces el Q de la red de filtro en la etapa S5.2. El Q de la red de filtro depende del tipo de resonadores de la red de filtro y del medio en el que se implementan. Elegir el Q de la red de filtro puede implicar determinar la tecnología que va a usarse y luego determinar el Q resultante. Alternativamente, elegir el Q de la red de filtro puede implicar seleccionar un Q deseado y luego determinar la tecnología que va a usarse para proporcionar el Q seleccionado.

Entonces se determina un Q apropiado para la red de corrección basándose en el Q de la red de filtro (etapa S5.3). Si se seleccionan los resonadores de la red de corrección para que sean del mismo tipo que los resonadores de la red de filtro y se seleccionan además para que se implementen en el mismo medio, el Q de la red de corrección será igual que el Q de la red de filtro. También pueden elegirse los Q de las redes para que sean diferentes. Tal como se describirá en más detalle a continuación, si los Q de la red de corrección y la red de filtro son iguales o sustancialmente similares, no tiene que conocerse el Q exacto para el diseño y síntesis de la red de corrección y la etapa S5.3 de elegir el Q de la red de corrección puede implicar elegir hacer que el Q de la red de corrección sea igual que el de la red de filtro. Por ejemplo, elegir el Q de la red de corrección puede implicar elegir fabricar la red de corrección y la red de filtro en el mismo material y con el mismo tipo de resonadores. Si en cambio se usan Q diferentes para la red de filtro y la red de corrección, la etapa S5.3 puede implicar en cambio elegir un valor específico para el Q para la red de corrección. Puede elegirse el valor del Q para la red de corrección para que sea lo suficientemente próximo al valor de Q para la red de filtro para proporcionar un valor de r_c que cumpla con la ecuación 28 o al menos la ecuación 27.

Entonces tiene que determinarse un polinomio para representar la función de transferencia deseada de la red de corrección. Por ejemplo, puede usarse un polinomio de Bessel de coeficiente inverso generalizado como punto inicial para encontrar un polinomio H(s) adecuado para la red de corrección. El polinomio de Bessel de coeficiente inverso generalizado es una solución para la ecuación diferencial de 2º orden:

$$s\theta_n'' - (2n - 2 + a + bs)\theta_n' + b.n.\theta_n = 0 \quad (29)$$

donde a y b son valores complejos y n es un número entero positivo.

Las soluciones para la ecuación 29 son de la forma:

$$\theta_n = \sum_{k=1}^n f_k \cdot s^{n-k} \quad \text{donde}$$

$$f_k = \frac{n!(n+k+a-2)^{(k)}}{k!(n-k)!b^k} \quad (30)$$

Si se usa un polinomio de Bessel, puede observarse a partir de la ecuación 30 que en el proceso de optimización para encontrar el polinomio de red de corrección, sin importar su orden, hay sólo dos variables, concretamente a, b. La pérdida de inserción de la red de corrección, $|S_{11_i}|^2 = F(\theta_n(a,b), Q)$, es una función de Q de la red de corrección y de θ_n y, por tanto, de a y b.

Naturalmente, el orden de la red de corrección está relacionado con el grado de ecualización que puede conseguirse. En general, una red de corrección del mismo orden que el de la red de filtro es suficiente. Sin embargo puede usarse una red de orden menor con algún compromiso sobre la planeidad de la ganancia y del retardo de grupo. Una red de corrección de orden menor puede ser deseable con el fin de reducir el tamaño de la red de filtro global.

Una vez que se ha elegido un polinomio adecuado como punto inicial para la red de corrección, es necesario que se optimicen los coeficientes de los polinomios (etapa S5.4). Para hallar los coeficientes del polinomio final, en primer lugar se construye una función de error.

Una función de error adecuada para minimizar la ganancia viene dada por

$$E_i(\omega, \sigma_i, \omega_i) = \left| |S_{11_i}(\omega, \sigma_i, \omega_i)|^2 |S_{21_i}(\omega)|^2 - \max\left\{ |S_{11_i}(\omega, \sigma_i, \omega_i)|^2 |S_{21_i}(\omega)|^2 \right\} \right| \quad (31)$$

donde

$$\left| |S_{11_i}(\omega, \sigma_i, \omega_i)|^2 |S_{21_i}(\omega)|^2 \right| = \frac{\prod_{k=1}^K ((\sigma_k + r_c)^2 + (\omega - \omega_k)^2) \prod_{m=1}^M ((\sigma_m - r_f)^2 + (\omega - \omega_m)^2)}{\prod_{k=1}^K ((\sigma_k - r_c)^2 + (\omega - \omega_k)^2) \prod_{p=1}^P ((\sigma_p - r_f)^2 + (\omega - \omega_p)^2)} \quad (32)$$

donde $\sigma_k + i\omega_k$ son las raíces del polinomio para la red de corrección, $\sigma_m + i\omega_m$ son las raíces del polinomio numerador para la red de filtro y $\sigma_p + i\omega_p$ son las raíces del polinomio denominador para la red de filtro.

A partir de las ecuaciones 7, 15 y 22, y suponiendo que los términos de orden superior en la expansión de Taylor son cero de manera que $gd_{f_i}(\omega)$ es igual a $gd_f(\omega)$ en la ecuación 15, se observa que el retardo de grupo se aplanan cuando la ganancia se aplanan siempre que los factores Q para la red de filtro y la red de corrección sean los mismos y entonces la ecuación 31 sería la única función de error que es necesario minimizar para aplanar tanto la ganancia como el retardo de grupo. Sin embargo, los términos de orden superior en la expansión de Taylor son de hecho distintos de cero y pueden ser apropiados factores Q ligeramente diferentes y, por tanto, también puede ser deseable considerar una función de error para minimizar el retardo de grupo.

Una función de error adecuada para minimizar el retardo de grupo viene dada por

$$E_2(\sigma_k, \omega_k) = 2 \cdot \sum_{k=1}^K \frac{(\sigma_k - r_c)(\omega - \omega_k)}{((\sigma_k - r_c)^2 + (\omega - \omega_k)^2)^2} + \sum_{p=1}^P \frac{(\sigma_p - r_f)(\omega - \omega_p)}{((\sigma_p - r_f)^2 + (\omega - \omega_p)^2)^2} - \sum_{q=1}^Q \frac{(\sigma_q - r_f)(\omega - \omega_q)}{((\sigma_q - r_f)^2 + (\omega - \omega_q)^2)^2} \quad (33)$$

15

Debe observarse que la función de error para el retardo de grupo se halla diferenciando en primer lugar la ecuación 20 con respecto a ω , lo que da

$$gd'_c(\omega) + gd'_{f_i}(\omega) = 0 \quad \text{para} \quad -1 \leq \omega \leq 1 \quad (34)$$

20

donde $gd'_c(\omega)$ es la derivada de $gd_c(\omega)$ con respecto a ω y $gd'_{f_i}(\omega)$ es la derivada de $gd_{f_i}(\omega)$ con respecto a ω . En realidad, la suma de las derivadas de los retardos de grupo de la red de corrección y la red de filtro no será exactamente cero sino que debe minimizarse para aplanar el retardo de grupo global de la disposición de red de filtro. Puede hallarse la función de error para el retardo de grupo diferenciando expresiones para un retardo de grupo basándose en las ecuaciones 5 y 12 para una red con pérdidas con respecto a ω y sustituyendo las derivadas del retardo de grupo en la ecuación 34 por las expresiones diferenciadas.

25

Las ecuaciones 31 y 33 pueden combinarse para dar una función de error combinada:

$$E(\sigma_k, \omega_k) = \phi E_1(\sigma_k, \omega_k) + \gamma E_2(\sigma_k, \omega_k) \quad (35)$$

30

donde ϕ, γ son constantes de ponderación que definen la importancia del retardo de grupo o planeidad de amplitud. $E(\sigma_k, \omega_k)$ puede minimizarse para varios puntos en el intervalo $-1 \leq \omega \leq 1$, usando una o muchas técnicas de optimización apropiadas, para hallar los coeficientes del polinomio de Bessel de coeficiente inverso generalizado u otro polinomio adecuado elegido.

35

Las relaciones entre el retardo de grupo y la ganancia mostradas anteriormente no son exactas y se ha encontrado que a veces es mejor aplanar la amplitud y aceptar el retardo de grupo que sigue. En otras palabras, puede elegirse un polinomio que sólo minimice la función de error para la ganancia E_1 . Tener una banda de paso casi perfectamente plana es a veces más importante que tener un retardo de grupo perfectamente constante. En algunas realizaciones, puede considerarse que la determinación de los coeficientes del polinomio de red de corrección se lleva a cabo en dos partes. En primer lugar, se minimiza la ecuación 35 para hallar coeficientes aproximados. Las raíces del polinomio de corrección se optimizan entonces minimizando E_1 , a partir de la ecuación 31 solamente. Por ejemplo, se contempla que cuando los Q son iguales o sustancialmente iguales, se minimiza sólo la función de error para la ganancia para hallar los coeficientes del polinomio puesto que cuando los Q son iguales o similares, el retardo de grupo es sustancialmente plano cuando la ganancia es sustancialmente plana. Sólo minimizando la función de error para la ganancia, puede considerarse que E_1 corresponde a minimizar la función de error E de la ecuación 35 pero con un valor de cero asignado al coeficiente de ponderación γ para E_2 . Además, se contempla que cuando los Q son diferentes, ambas funciones de error para la ganancia y el retardo de grupo se minimizan para hallar los coeficientes del polinomio. Pueden seleccionarse valores para las constantes de ponderación de la ecuación 35 que proporcionan más peso o bien a la función de error para la ganancia o bien a la función de error para el retardo de grupo. Naturalmente, pueden considerarse ambas funciones de error incluso cuando los Q son iguales o similares.

50

5 Se determinan valores adecuados de a y b del polinomio de Bessel de coeficiente inverso generalizado para minimizar E₁ y/o una combinación de E₁ y E₂ usando una técnica de optimización apropiada. La función de error puede minimizarse mediante un proceso interactivo. Debe observarse que, cuando los Q son iguales o sustancialmente iguales, no es necesario que el valor exacto de Q halle valores adecuados de a y b. Es suficiente una estimación aproximada del Q y el diseño todavía será válido para un Q de, por ejemplo, la mitad del valor de diseño. Para un filtro de Q bajo, se ha encontrado que es adecuado un valor fijo de r_c de 0,1.

10 Si se usan Q diferentes, podría aumentarse ligeramente el ancho de banda por el que tanto la banda de paso como el retardo de grupo son planos. Sin embargo, entonces se necesitan los valores precisos de Q para ambas redes para la optimización.

15 Por consiguiente, cuando los Q son iguales o sustancialmente iguales, se usaría una estimación de r_c y r_f en las funciones de error E₁ y E₂. Cuando los Q son diferentes, entonces se usarían valores más precisos de r_c y r_f en las funciones de error E₁ y E₂.

20 Cuando se hallan los coeficientes del polinomio para minimizar la función de error, la simetría del polinomio de red de corrección se mantiene con respecto a la línea s=r_c. En otras palabras, se optimizan los coeficientes para proporcionar una red de corrección en la que todos los resonadores tienen el mismo Q. Una propiedad de esta simetría es que cuando la red se sintetiza, habrá un residuo resistivo constante asociado con cada resonador.

25 Se apreciará que aunque anteriormente se ha proporcionado un ejemplo específico de una función de error de ganancia y una función de error de retardo de grupo, pueden construirse funciones de error alternativas y la optimización de la red de corrección no está limitada al uso de las funciones de error descritas en el presente documento.

30 Además, aunque se ha descrito que el polinomio se obtiene de un polinomio de Bessel como punto inicial, debe observarse que pueden usarse otros polinomios adecuados. El polinomio no tiene que ser un polinomio de Bessel. Si se usa un polinomio de Bessel de coeficiente inverso generalizado como punto inicial, el polinomio final puede no ser un polinomio de Bessel. En una primera fase de la minimización de la función de error, las restricciones que mantienen el polinomio como polinomio de Bessel pueden mantenerse pero en una segunda fase, cuando la función de error está a punto de minimizarse, se eliminan las restricciones y, por tanto, el polinomio final para la red de corrección puede sólo estar cerca de un polinomio de Bessel.

35 Entonces pueden usarse los polinomios determinados para la red de filtro y la red de corrección para sintetizar la red de filtro y las redes de corrección (etapa S5.5). A continuación se describe un ejemplo de cómo sintetizar una red de corrección a partir del H(s) sin pérdidas. Sin embargo, debe observarse que también puede usarse un H(s) con pérdidas. Se extraería un elemento resistivo constante con cada resonador.

40 Para iniciar el proceso de síntesis de red, puede considerarse que la admitancia Y(s) para la red de un puerto viene dada por

$$Y(s) = \frac{1 - S11(s)}{1 + S11(s)} \quad (36)$$

45 La ecuación 36 puede reescribirse de nuevo

$$Y(s) = \frac{[H_o(s)]real + [H_e(s)]imaginaria}{[H_e(s)]real + [H_o(s)]imaginaria} \quad (37)$$

50 donde H_o(s) es la parte impar de H(s) y H_e(s) es la parte par de H(s).

Para el caso especial de simetría conjugada compleja de polo-cero, esto se reduce a

$$Y(s) = \frac{H_o(s)}{H_e(s)} \quad (38)$$

55 La síntesis de la red de un puerto puede realizarse eliminando elementos de la función de admitancia de las ecuaciones 37 ó 38. Cuando H(s) tiene una simetría conjugada compleja, los elementos pueden extraerse de la ecuación 38 mediante una expansión de fracción continuada. Sin embargo, para el caso general, H(s) tiene coeficientes complejos y deben extraerse elementos de la función de admitancia de la ecuación 37. Entonces es útil considerar que la ecuación 37 puede escribirse como

60

$$Y(s) = \frac{C(s)}{A(s)} \quad (39)$$

donde A(s) y C(s) son parámetros de matriz de cadena.

5 Entonces pueden extraerse repetidamente condensadores en derivación y susceptancias invariables en frecuencia seguidos por inversores unitarios multiplicando la matriz de cadena a partir de los polinomios por la negativa del elemento que va a extraerse, para dar una red con la topología de la figura 6a, tal como se describirá en más detalle a continuación. Las ecuaciones para eliminar elementos se proporcionan como ecuaciones 40 a 42 a continuación.

10 Para la eliminación de un condensador C_k , puede usarse la siguiente ecuación.

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -sC_k & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A(s) \\ C(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(s) \\ C(s) - sC_k A(s) \end{bmatrix} \quad (40)$$

donde $C_k = \frac{C(s)}{sA(s)} \Big|_{s \rightarrow \infty}$

15 Para la eliminación de una susceptancia invariable en frecuencia b_k , puede usarse la siguiente ecuación.

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -ib_k & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A(s) \\ C(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(s) \\ C(s) - ib_k A(s) \end{bmatrix} \quad (41)$$

20 donde $b_k = \frac{C(s)}{iA(s)} \Big|_{s \rightarrow \infty}$

Para la eliminación de un inversor de admitancia unitario, puede usarse la siguiente ecuación

$$\begin{bmatrix} 0 & i \\ i & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A(s) \\ C(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} iC(s) \\ iA(s) \end{bmatrix} \quad (42)$$

25 Se eliminan los pares de condensador C_k y susceptancia invariable en frecuencia b_k separados por inversores de admitancia unitarios, tal como se conoce en la técnica. Cada fase reduce el orden de los polinomios A(s) y C(s) en 1.

30 Una vez que se ha sintetizado la red de corrección, se llevan a cabo diversas transformaciones de red para llegar a una aproximación de red de la red de corrección en la forma en que se fabricaría como conocerá bien el experto en la técnica. Entonces puede fabricarse la red de corrección. Se apreciará que la red de corrección y la red de filtro se fabricarían usando la tecnología determinada para proporcionar los Q determinadas en las etapas S5.2 y S5.3. Si se requiere un mismo factor Q o factor Q similar en la red de filtro y la red de corrección, la red de corrección puede fabricarse en el mismo medio o en un medio similar al filtro.

35 Ahora se describirá un ejemplo para hallar una red de corrección adecuada para un filtro específico e incorporar la red de corrección en una disposición de red de filtro. Como ejemplo, puede considerarse un filtro de Tchbeyshev generalizado de 4ª orden con ceros de transmisión a -1,74i y 1,4i y polos (para un filtro sin pérdidas) a -0,9640-0,6406i, -0,1589+1,1767i, -0,2419-1,2257i, -0,8810+0,7938i. El Q del filtro es aproximadamente 100 con $r_f=0,12$.

40 El filtro puede realizarse como filtro de microbanda acoplado de borde plegado con una frecuencia central de 1,345 GHz y un ancho de banda de 110 MHz. Se consideró un sustrato con una permitividad relativa ϵ_r de 9,8, y un grosor de 0,635 mm.

45 Usando el método descrito anteriormente para hallar los coeficientes del polinomio de red de corrección, puede obtenerse un polinomio de red de corrección de 2º orden. También se elige el Q de la red de corrección para que sea aproximadamente 100 con $r_c=0,12$. Se determina que los polos del polinomio sin pérdidas adecuado obtenido se encuentran en -0,8582+0,4615i y -0,8856-0,5245i. Los ceros estarían en 0,8582+0,4615i y 0,8856-0,5245i. Evidentemente, los polos y ceros con pérdidas se desplazarían hacia la izquierda en el plano complejo en - r_c .

50 La red de corrección de un puerto puede sintetizarse a partir del polinomio usando el método descrito anteriormente. Se obtuvo una red prototipo de un puerto tal como se muestra en la figura 6a, con valores $C1=0,5734$, $b1=0,0225$, $C2=1,7385$ y $b2=0,0413$. Después se normalizó la red prototipo, los condensadores en derivación y las susceptancias invariables en frecuencia se transformaron en resonadores de mitad de longitud de onda en serie y se introdujeron transformadores en los inversores para ajustar a escala la admitancia del resonador a la unidad, dando

lugar a la red mostrada en la figura 6b. Para la red mostrada en la figura 6b, $J1 = \frac{1,3206}{\sqrt{Y}}$, $J2 = \frac{1,0015}{Y}$ y λ_0 es

la frecuencia central de la red de filtro y la red de corrección y, dadas frecuencias de borde de banda inferior y superior de 1,29 GHz y 1,40 GHz respectivamente, se obtiene para un sistema de 1 ohmio $Y=7,8056$, $\varphi_1=\pi-0,005$, $\varphi_2=\pi-0,003$, $J1=0,4727$ y $J2=0,1283$.

5

Esta red se ajustó a escala entonces a un sistema de 50 ohmios y se transformó a un circuito de microbanda de línea acoplado. La pérdida de inserción y el retardo de grupo de la red de corrección de microbanda obtenida de una simulación de circuito de ADS Agilent se muestran en las figuras 7a y 7b, respectivamente. El gráfico de la figura 7a muestra la ganancia de la red de corrección, en decibelios, a través de la banda de paso y el gráfico de la figura 7b muestra el retardo de grupo, en segundos, de la red de corrección a través de la banda de paso.

10

Se incorporaron dos copias de la red de corrección con un acoplador de línea ramificada y se añadió el filtro de microbanda a este circuito para dar un circuito final tal como se muestra en la figura 8. La red 7 de filtro, el acoplador 8 y las redes 9a, 9b de corrección se indican en el circuito de la figura 8.

15

La figura 9a muestra la pérdida de inserción del circuito de microbanda final en comparación con la pérdida de inserción del filtro, obtenida de una simulación de Agilent Momentum.

20

La figura 9b muestra el retardo de grupo del circuito de microbanda final en comparación con el retardo de grupo del filtro, obtenido a partir de una simulación de Agilent Momentum. La ganancia se muestra en decibelios y el retardo de grupo se muestra en segundos en los gráficos. Es evidente que tanto la ganancia como el retardo de grupo de la disposición de red de filtro que comprende la red de corrección son más planos que la ganancia y el retardo de grupo de la red de filtro en sí mismo. Puede observarse en la figura 9a que la variación en ganancia a través de la banda de paso de la disposición de red de filtro es sólo aproximadamente el 30% de la variación en ganancia del filtro en sí mismo. Correspondientemente, puede observarse en la figura 9b que la variación en el retardo de grupo de la disposición de red de filtro es sólo aproximadamente el 40% de la variación en el retardo de grupo del filtro en sí mismo. La variación en ganancia y retardo de grupo puede reducirse más aumentando el orden de las redes de corrección. Por consiguiente, el ejemplo de las figuras 6a, 6b, 7a, 7b, 8, 9a y 9b muestra que puede proporcionarse una red de corrección, según la invención, que aplanará la atenuación y el retardo de grupo de un filtro a través de la banda de paso del filtro. Por consiguiente, la invención proporciona una disposición de red de filtro con características de retardo de grupo y ganancia mejoradas en comparación con la red de filtro en sí misma.

25

30

Debe observarse que la red de filtro y las redes de corrección comentadas con respecto a las figuras 6a, 6b, 7a, 7b, 8, 9a y 9b son sólo un ejemplo específico y la técnica de diseño de la red de corrección, según la invención, puede usarse para obtener un polinomio de red de corrección adecuado, y una red de corrección sintetizada correspondiente, para compensar la variación de ganancia y de retardo de grupo de cualquier red de filtro.

35

Otra realización de la invención se muestra en la figura 10. Números de referencia similares indican componentes similares. La disposición 5 de red de filtro de la figura 10 comprende un primer puerto 11, un circulador 12, una red 9 de corrección externa, una red 7 de filtro y un segundo puerto 13. Por consiguiente, en lugar del acoplador, se usa un circulador. La red 9 de corrección es idéntica a las redes 9a y 9b de corrección de la figura 4, aparte de que la red de corrección tendrá que optimizarse para adaptarse al circulador en lugar de los acopladores. Como antes, la red de filtro puede ser un filtro de microondas. La red de filtro puede implementarse en cerámica. El trayecto seguido por una señal recibida en el primer puerto 11 se muestra mediante flechas continuas. Una señal recibida en el primer puerto 11 se pasa por el circulador 12 a la red 9 de corrección de un puerto y desde ahí a la red 7 de filtro para filtrarse y emitirse al segundo puerto 13. Por consiguiente, la red 9 externa corregirá el retardo de grupo y la ganancia de una señal que entra en el primer puerto 11 y que abandona el segundo puerto 13. El trayecto seguido por una señal recibida en el segundo puerto 13 se muestra mediante flechas discontinuas. Debido a la naturaleza del circulador 12, una señal recibida en el segundo puerto 13 se pasa directamente desde la red 7 de filtro al primer

40

45

50

Puesto que se usa un circulador en lugar de un acoplador en la realización de la figura 10, se requiere sólo una única red de corrección en lugar de dos redes de corrección tal como se muestra en la figura 4. Sin embargo, para algunas frecuencias pueden realizarse acopladores de 3 dB mucho más pequeños que los circuladores y, por consiguiente, la disposición de red de filtro de la figura 10 puede ser más grande y más pesada que la disposición de red de filtro de la figura 4.

55

Se contempla que las disposiciones de red de filtro de las figuras 4 y 10 pueden implementarse como disposiciones de red de filtro de cerámica co-cocida a baja temperatura (LTCC). Para proporcionar una estructura pequeña y compacta, puede proporcionarse una red de filtro tal como se muestra en la figura 4 como disposición de red de filtro de múltiples capas. Como ejemplo específico, puede ser una estructura de LTCC de tres capas con la red de filtro y el acoplador en la capa intermedia y las redes de corrección en la capa superior e inferior, respectivamente.

60

Aunque se han descrito ejemplos específicos de la invención, el alcance de la invención se define por las reivindicaciones adjuntas y no se limita a los ejemplos. Por tanto, la invención puede implementarse de otras maneras, tal como apreciarán los expertos en la técnica.

5 Por ejemplo, también debe observarse que aunque la red de corrección se ha descrito en las dos realizaciones anteriores como red de un puerto, la red de corrección puede ser cualquier red adecuada. Por ejemplo, puede ser una red de dos puertos, en cuyo caso no se requerirá ningún acoplador o circulador. La técnica descrita para sintetizar la red de corrección también sería aplicable a la red de dos puertos. Los polinomios comentados anteriormente dan lugar a una red de un puerto en escalera sencilla. La red de dos puertos equivalente sería más
10 compleja pero podría usarse si es apropiada para la aplicación.

Además, aunque la red de filtro y la red de corrección se han descrito conectadas por un acoplador o a un circulador, debe observarse que si la red de corrección lo permite, por ejemplo si la red de corrección es una red de dos puertos, la red de corrección puede conectarse directamente a la red de filtro.

15 También debe entenderse que aunque las realizaciones se han descrito con respecto a una microbanda o una red de LTCC, puede usarse cualquier tipo de circuito integrado adecuado.

20 Adicionalmente, debe observarse que la red de corrección puede usarse con cualquier tipo de filtro adecuado para el que se desea ecualizar el retardo de grupo y la ganancia. No tiene que usarse la disposición de red de filtro en un satélite de comunicación.

REIVINDICACIONES

1. Disposición de red de filtro analógico que comprende:

5 una red (7) de filtro; y

una o más redes (9a, 9b) de corrección, en la que la una o más redes de corrección está(n) dispuesta(s) para ecualizar sustancialmente la ganancia y el retardo de grupo de la banda de paso de la disposición de red de filtro y en la que el retardo de grupo es la derivada de la fase con respecto a una frecuencia angular, en la que se seleccionan los Q de la red de filtro y la una o más redes de corrección de manera que

10 $1 < \frac{r_c}{r_f} \leq 2,5$, donde $r_c = \frac{f_0}{bw} \frac{1}{Q_c}$ y $r_f = \frac{f_0}{bw} \frac{1}{Q_f}$, Q_c es el Q de la una o más redes de corrección, Q_f es el Q de la red de filtro y f_0 y bw son la frecuencia central y el ancho de banda de la red de filtro, respectivamente.
2. Disposición de red de filtro según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en la que la una o más redes de corrección comprende(n) una más redes de un puerto.
3. Disposición de red de filtro según la reivindicación 2, en la que la una o más redes de corrección comprende(n) dos redes de corrección idénticas y la disposición de red de filtro comprende un acoplador para conectar las redes de corrección y la red de filtro.
4. Disposición de red de filtro según la reivindicación 2, en la que la una o más redes de corrección comprende(n) una única red de corrección y la disposición de red de filtro comprende un circulador (8) para conectar la red de corrección a la red de filtro.
5. Disposición de red de filtro según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en la que el orden de la una o más redes de corrección es el mismo o menor que el orden de la red de filtro.
6. Estructura de cerámica co-cocida a baja temperatura (LTCC) que comprende una disposición de red de filtro según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores.
7. Disposición de procesamiento para un satélite de comunicación que comprende una disposición de red de filtro según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5 o una estructura de LTCC según la reivindicación 6.
8. Método para ecualizar la ganancia y el retardo de grupo a través de la banda de paso de una disposición de red de filtro analógico, comprendiendo el método:

35 determinar un polinomio y un Q para una red de filtro;

elegir un Q para una o más redes de corrección;

40 seleccionar un polinomio inicial para la una o más redes de corrección y ajustar los coeficientes del polinomio para ecualizar sustancialmente la ganancia y el retardo de grupo a través de la banda de paso de la red de filtro; y

45 sintetizar la red de filtro y una o más redes de corrección a partir del polinomio para la red de filtro y el polinomio para la una o más redes de corrección, en el que se seleccionan los Q de la red de filtro y la una o más redes de corrección de manera que $1 < \frac{r_c}{r_f} \leq 2,5$, donde $r_c = \frac{f_0}{bw} \frac{1}{Q_c}$ y $r_f = \frac{f_0}{bw} \frac{1}{Q_f}$, Q_c es el Q de la una o más redes de corrección, Q_f es el Q de la red de filtro y f_0 y bw son la frecuencia central y el ancho de banda de la red de filtro, respectivamente.
9. Método según la reivindicación 8, en el que determinar los coeficientes del polinomio comprende minimizar la función de error $E(\sigma_k, \omega_k) = \phi E_1(\sigma_k, \omega_k) + \gamma E_2(\sigma_k, \omega_k)$ donde ϕ, γ son constantes de ponderación,

50
$$E_1(\omega, \sigma_k, \omega_k) = \left\| |S_{11}(\omega, \sigma_k, \omega_k)|^2 |S_{21}(\omega)|^2 - \max \left(|S_{11}(\omega, \sigma_k, \omega_k)|^2 |S_{21}(\omega)|^2 \right) \right\|$$

55 donde

$$\left| S_{11}(\omega, \sigma_k, \omega_k) \right|^2 \left| S_{21}(\omega) \right|^2 = \frac{\prod_{k=1}^K ((\sigma_k + r_c)^2 + (\omega - \omega_k)^2) \prod_{m=1}^M ((\sigma_m - r_f)^2 + (\omega - \omega_m)^2)}{\prod_{k=1}^K ((\sigma_k - r_c)^2 + (\omega - \omega_k)^2) \prod_{p=1}^P ((\sigma_p - r_f)^2 + (\omega - \omega_p)^2)}$$

y

$$E_2(\sigma_k, \omega_k) = 2 \sum_{k=1}^K \frac{(\sigma_k - r_c)(\omega - \omega_k)}{((\sigma_k - r_c)^2 + (\omega - \omega_k)^2)^2} + \sum_{p=1}^P \frac{(\sigma_p - r_f)(\omega - \omega_p)}{((\sigma_p - r_f)^2 + (\omega - \omega_p)^2)^2} - \sum_{q=1}^Q \frac{(\sigma_q - r_f)(\omega - \omega_q)}{((\sigma_q - r_f)^2 + (\omega - \omega_q)^2)^2}$$

5

donde $\sigma_k + i\omega_k$ son las raíces del polinomio para la red de corrección, $\sigma_m + i\omega_m$ son las raíces del polinomio numerador para la red de filtro y $\sigma_p + i\omega_p$ son las raíces del polinomio denominador para la red de filtro.

10

10. Método según la reivindicación 9, en el que minimizar la función de error comprende minimizar en primer lugar $E(\sigma_k, \omega_k)$ para hallar coeficientes aproximados para el polinomio de red de corrección y luego minimizar E_1 en sí mismo para optimizar las raíces del polinomio de red de corrección.

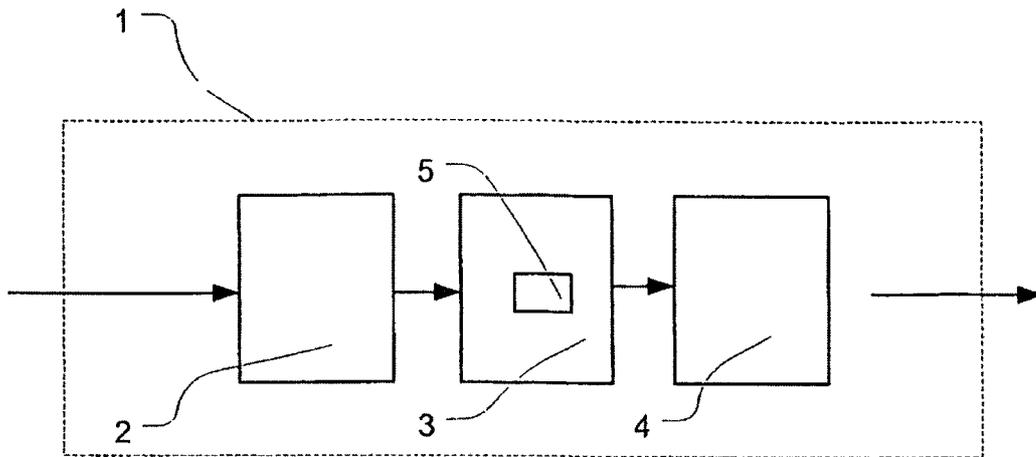


Fig. 1

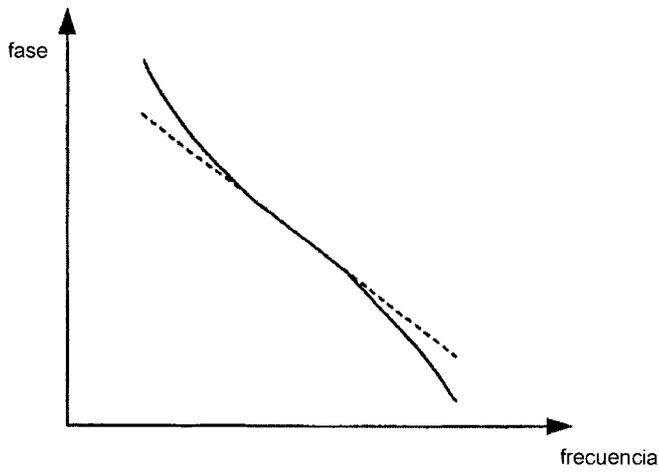
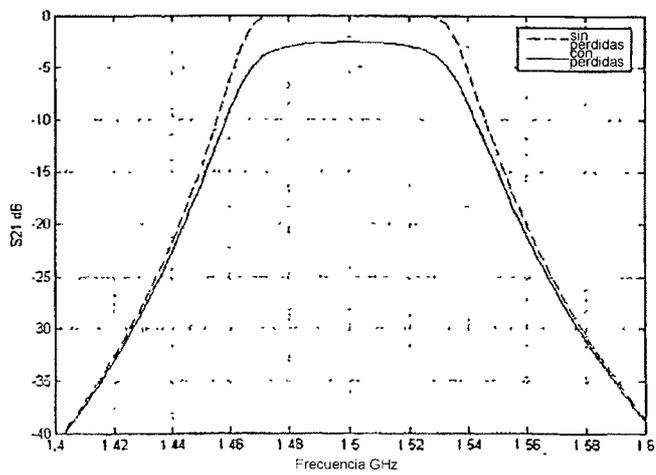


Fig. 2

Fig. 3



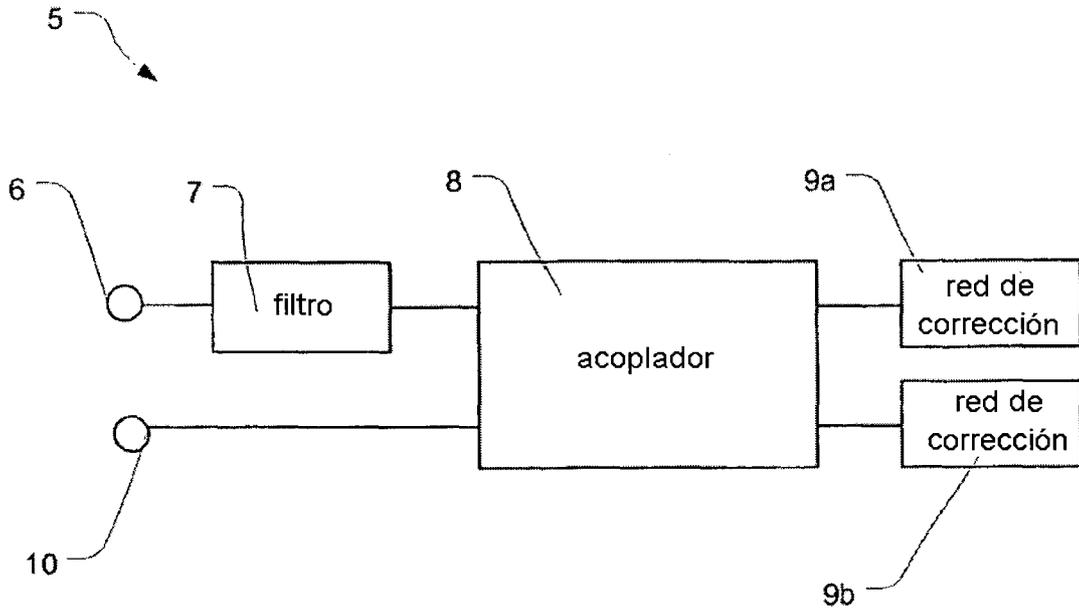


Fig. 4

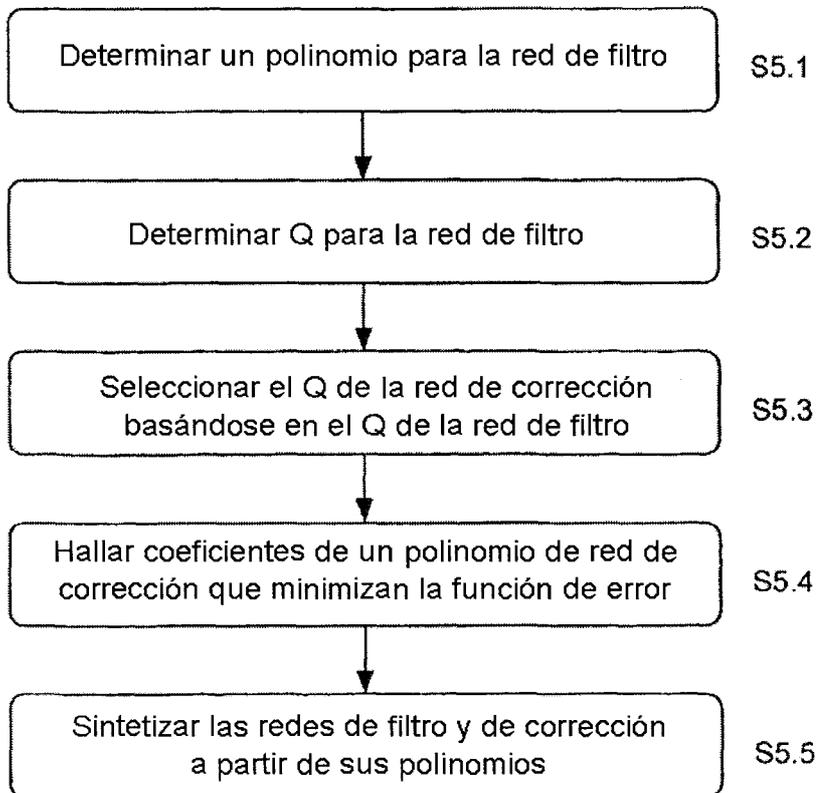


Fig. 5

Fig. 6a

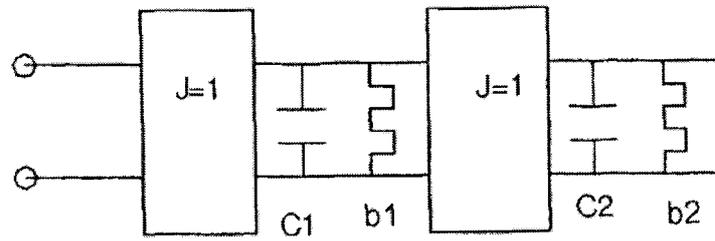


Fig. 6b

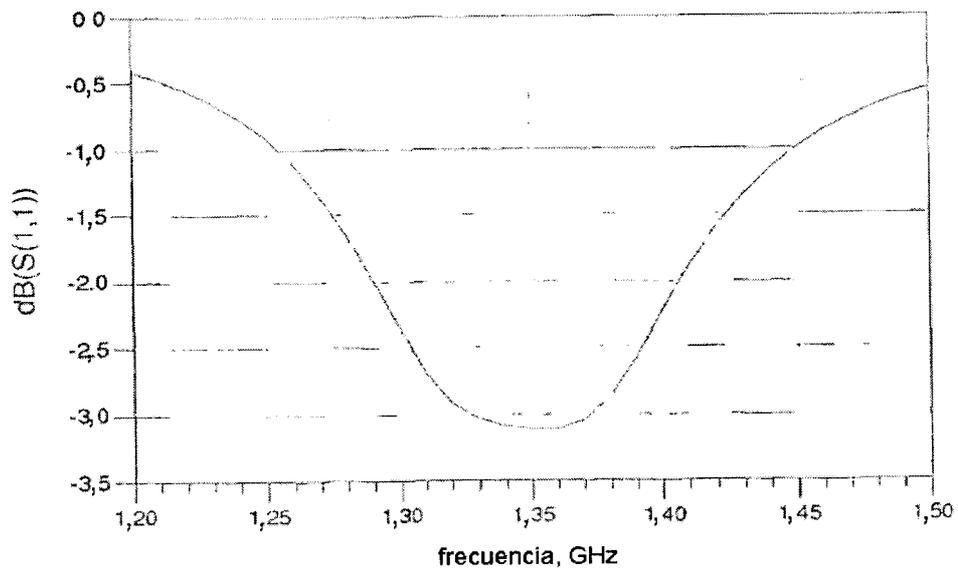
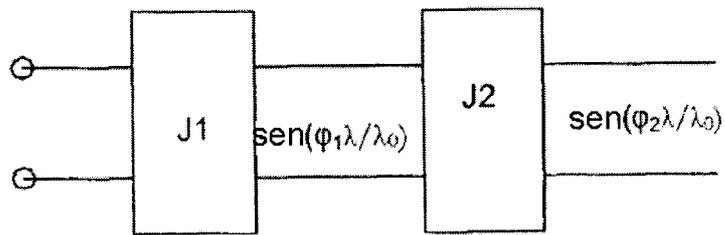


Fig. 7a

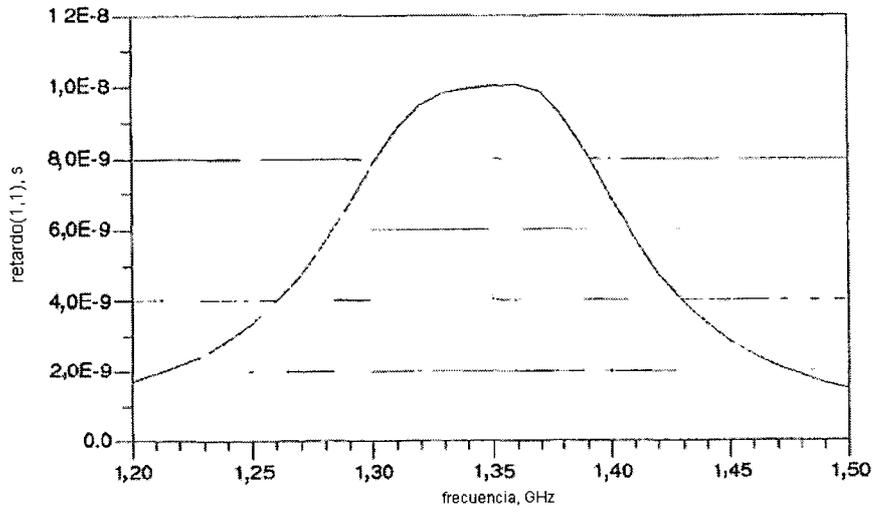
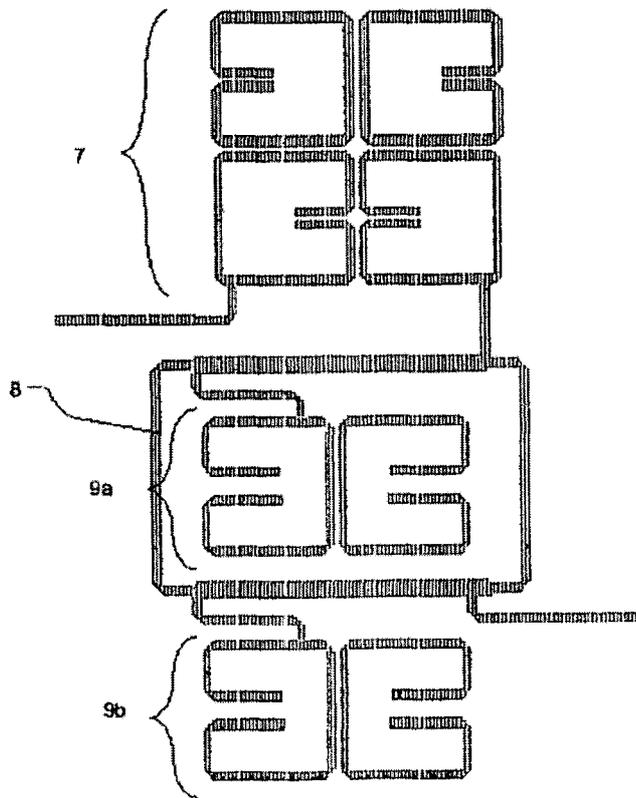


Fig. 7b

Fig. 8



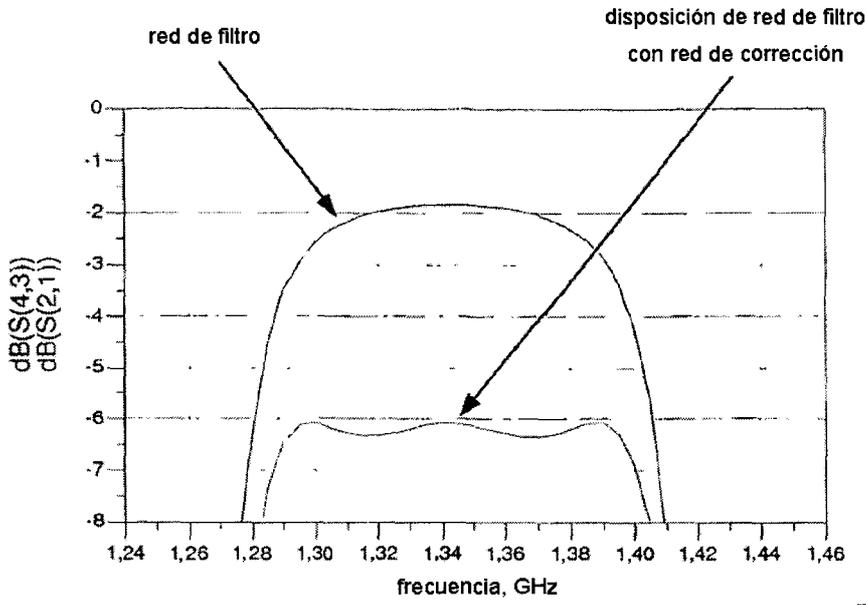


Fig. 9a

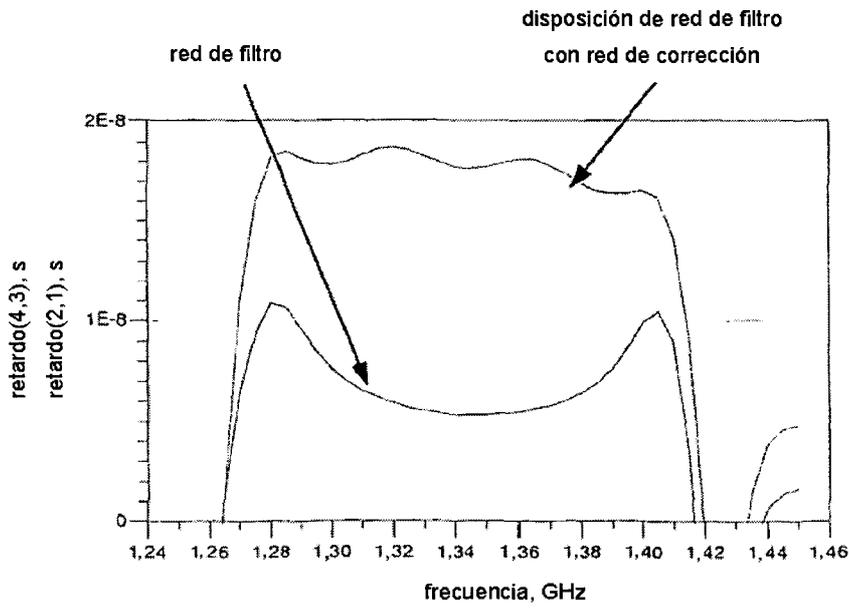


Fig. 9b

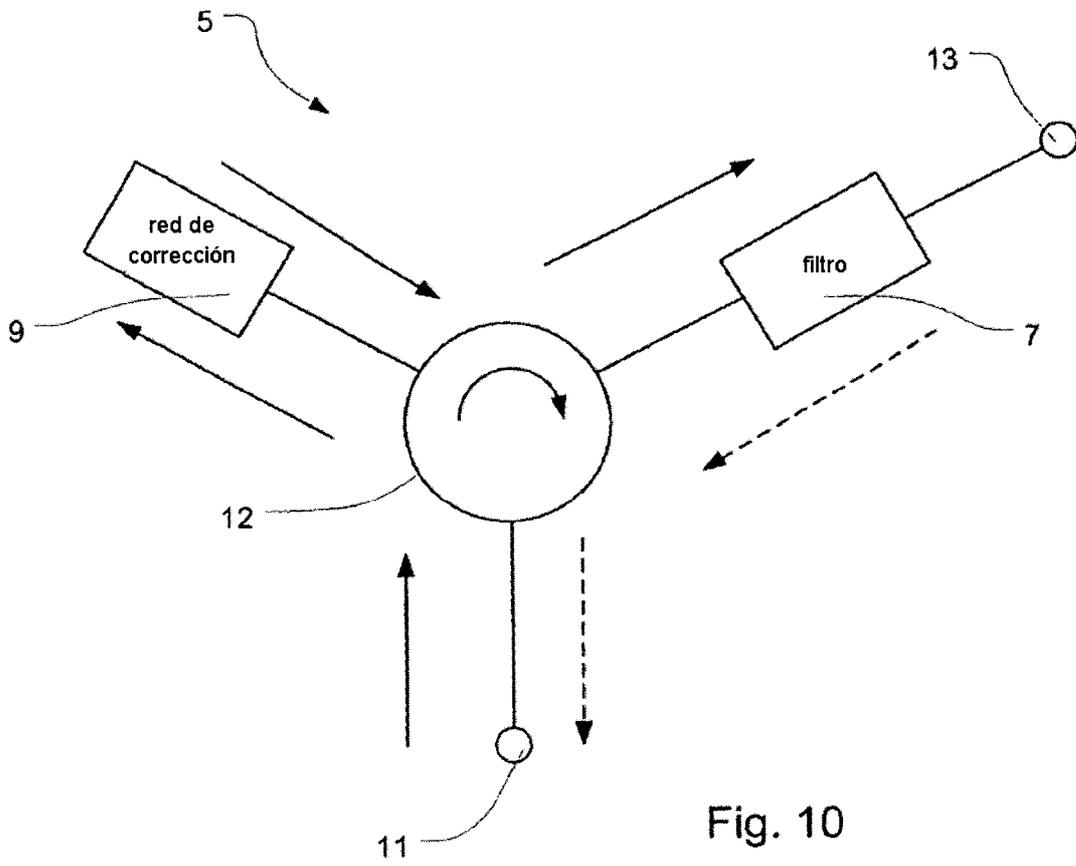


Fig. 10