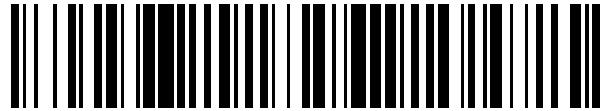


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 439 218**

51 Int. Cl.:

H03F 3/60 (2006.01)

H03F 1/02 (2006.01)

H03F 3/68 (2006.01)

H03F 1/34 (2006.01)

H03F 1/32 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **02.05.2008 E 08737165 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **20.11.2013 EP 2145386**

54 Título: **Amplificadores de múltiples puertos en satélites de comunicaciones**

30 Prioridad:

04.05.2007 GB 0708718
04.05.2007 EP 07251874

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
22.01.2014

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

COUCHMAN, ALAN DAVID y
JONES, DARYL RICHARD

74 Agente/Representante:

GONZÁLEZ PALMERO, Fe

ES 2 439 218 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

Amplificadores de múltiples puertos en satélites de comunicaciones

5 **Campo técnico**

Esta invención se refiere a amplificadores de múltiples puertos para su uso dentro de un sistema de comunicación por satélite, y específicamente a un método y a un aparato para mantener un aislamiento dentro de amplificadores de múltiples puertos.

10

Técnica anterior

15 Sigue creciendo el interés en la aplicación de amplificadores de múltiples puertos (MPA) a cargas útiles de satélites de banda Ku y Ka, véase por ejemplo, A Couchman, D. Jones, "Optimized Multiport Amplifiers for Wideband Multi-beam Satellites", AIAA 24th International Communications Satellite Systems Conference, San Diego, EE.UU., junio de 2006; A. Anakabe, *et al*, "Ka-band Multi-port Amplifier Characteristics for Space Telecommunication Operation", 6th International Vacuum Electronics Conference, Noordwijk, Países Bajos, abril de 2005.

15

20

25

30

Los MPA son particularmente aplicables a arquitecturas de alimentación única por haz (SFB) que generan un conjunto de haces contiguos regulares a lo largo de una región de cobertura definida, usando un sistema de normalmente 4 reflectores de antena con bocinas de alimentación asociadas. El conjunto de haces emplea un alto grado de reutilización de frecuencia, estando cada haz generado únicamente por una bocina de alimentación correspondiente. Tales arquitecturas son sumamente eficaces de manera comparativa en términos de generación de potencia de RF. Sin embargo, están muy restringidas en cuanto a la flexibilidad con la que pueden distribuir esta potencia por el área de cobertura. La aplicación de MPA, estando cada bocina de alimentación accionada por una salida de MPA respectiva, aumentaría enormemente la flexibilidad del diseño de SFB, mejorando significativamente la flexibilidad de esta arquitectura habilitando capacidad (potencia transmitida) para realizar un seguimiento de cambios dinámicos en la distribución de tráfico a lo largo de la zona de cobertura. Podrían usarse MPA en transpondedores de banda ancha, de ancho de banda seleccionable que proporcionan una asignación flexible de potencia así como ancho de banda a todos los haces garantizando parámetros de enlace óptimos en cada caso.

35

40

45

50

Un MPA es un dispositivo de amplificador de potencia bien conocido usado para comunicaciones por satélites, que funciona en las bandas de frecuencia de microondas. Un MPA incluye un número N de unidades de amplificador similares (TWT o estado sólido) en paralelo, teniendo cada una una potencia P, de modo que cada señal de entrada se amplifica por igual por cada amplificador, para aumentar la potencia de cada señal de salida por un factor N, a P x N. Se proporcionan N puertos de entrada y N puertos de salida, de modo que una señal de entrada en un puerto de entrada se encamina al puerto de salida correspondiente. Los puertos de entrada están conectados a las unidades de amplificador mediante una red de entrada de baja potencia (INET) que puede implementarse en cualquier tecnología de línea de transmisión conveniente que sea apropiada para las circunstancias, por ejemplo, microcinta, línea de cinta, cable coaxial o guía de ondas. Los puertos de salida están conectados a las unidades de amplificador por una red de salida de alta potencia (ONET) que se implementa normalmente usando tecnología de línea de transmisión de pérdida baja. La ONET es matemáticamente recíproca a la INET, de modo que una señal presentada en la n-ésima entrada se dirige a la n-ésima salida. Cada red comprende una disposición de dispositivos de guía de ondas de división de señal. Normalmente se usan matrices o redes de Butler que sólo comprenden dispositivos híbridos para la división de señal, porque tienen propiedades de ganancia y de desplazamiento de fase convenientes. Un híbrido es un dispositivo de división de señal de cuatro puertos que comprende dos entradas y dos salidas, con desplazamientos de fase de 90° selectivos, esta diferencia de fase puede aprovecharse para mejorar las características de aislamiento de las redes. Sin embargo, pueden usarse otros híbridos y otros dispositivos de división de señal que puedan tener una diferencia de fase de 180°.

55

La gran ventaja de un MPA es que al proporcionar acceso a cada puerto de entrada por igual a cada amplificador, la potencia accesible disponible en cada puerto es N x P, donde P es la potencia de cada amplificador individual. Por tanto, el MPA realiza un alto grado de flexibilidad, que proporciona un amplio alcance de potencia de salida que puede compartirse de manera dinámica y de una manera sumamente flexible entre las N entradas (o haces de enlace descendente). Sin embargo, un problema concomitante con un MPA es el de la diafonía entre puertos de salida de MPA, y en general una falta de aislamiento entre señales encaminadas a través del MPA.

60

65

Los MPA, que se han considerado por su uso en satélites de múltiples haces durante algún tiempo, se han usado satisfactoriamente en la banda L y la banda S (1,5 – 2,6 GHz): véase S. Egami, M. Kawai, "An Adaptive Multiple Beam System Concept" IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. SAC5, n.º 4, mayo de 1987. M. Mallison, *et al*, "Advanced Payload for Multibeam Satellites that Support High Data Rate Broadband Global Area Network", AIAA, 23rd International Communications Satellite Systems Conference, Roma, septiembre de 2005. M. Tanaka, *et al*, "S-band Multibeam Transmitter for N-STAR", AIAA, 16th International Communications Satellite Systems Conference, Washington, EE.UU., febrero de 1996.

Sin embargo, éstos funcionan a longitudes de onda que son aproximadamente un factor de diez mayores que las de

las bandas Ku y Ka (12-20 GHz). Los problemas de desalineación de fase y de amplitud de amplificadores individuales de un MPA en las bandas Ku/Ka, y por tanto el del aislamiento y rendimiento de combinación de señales, se vuelven considerablemente mayores y pueden hacer que se cuestione la viabilidad de hacer funcionar MPA a estas frecuencias a bordo de un satélite y a lo largo de la vida de servicio requerida.

La patente estadounidense n.º 7.088.173 da a conocer un método para realizar un ajuste fino de las relaciones de fase para un MPA, que incluye seleccionar uno de una pluralidad de patrones de prueba que detecta información de fase de una unidad de amplificador del MPA, detectar una señal de salida del patrón de prueba en una salida de MPA designada, y ajustar una relación de fase de la unidad de amplificador basándose en la señal de salida, comprendiendo el MPA una red de división de señal de entrada y una red de división de señal de salida que están configuradas en una matriz.

Sumario de la invención

Un objeto de la presente invención es proporcionar un amplificador de múltiples puertos para funcionar a bandas Ku/Ka para mantener un aislamiento entre señales encaminadas a través del amplificador de múltiples puertos.

Un objeto más específico de la presente invención es proporcionar un amplificador de múltiples puertos para funcionar a bandas Ku/Ka en el que pueden monitorizarse y corregirse parámetros de fase y de ganancia, al menos con tanta frecuencia como sea necesario, para mantener relaciones de fase y de ganancia alineadas dentro del amplificador de múltiples puertos.

Para los fines de la presente memoria descriptiva, se define un amplificador de múltiples puertos como que comprende una pluralidad de unidades de amplificador de potencia de microondas, una pluralidad de puertos de entrada y una pluralidad de puertos de salida, estando los puertos de entrada conectados a dichas unidades de amplificador mediante una red de división de señal de entrada, y estando los puertos de salida conectados a dichas unidades de amplificador mediante una red de división de señal de salida, de modo que se amplifica una señal de entrada en cualquier puerto de entrada, por igual en circunstancias normales o típicas, mediante todas las unidades de amplificador, y luego se recombina en una señal de salida en un puerto de salida: tal amplificador de múltiples puertos se denominará "amplificador de múltiples puertos tal como se define en el presente documento".

En un primer aspecto, la invención proporciona un método de mantenimiento de aislamiento de señales dentro de un amplificador de múltiples puertos tal como se define en la reivindicación 1.

En un segundo aspecto, la invención proporciona un amplificador de múltiples puertos tal como se define en la reivindicación 7.

Puesto que, según la invención, se proporcionan específicamente bucles de control de retroalimentación, pueden llevarse a cabo ajustes de fase y de ganancia con tanta frecuencia como se desee, durante el funcionamiento del amplificador de múltiples puertos dentro de un sistema de comunicación por satélites, haciendo por tanto que el amplificador sea adecuado para un funcionamiento en las bandas Ku y Ka superiores.

La presente invención propone, en una realización preferida, un sistema de bucles de retroalimentación realizado en el MPA para mantener un seguimiento de fase y de amplitud. Estos bucles pueden incluir sensores de potencia ubicados en "puntos de nulos" específicos en la red de salida (ONET) de MPA, en los que el nivel de potencia es cero para una señal en un puerto de entrada dado y si se logra el seguimiento. Si el nivel de potencia en estos puntos no es cero, entonces los sensores producen salidas que se retroalimentan a desplazadores de fase controlables y ajustadores de ganancia en serie con las unidades de amplificador individuales para conseguir los nulos requeridos y por tanto un rendimiento de seguimiento.

El sistema de bucles de retroalimentación funciona con una señal piloto inyectada en un puerto de entrada específico. Esta señal se colocará fuera del espacio de tráfico normal, garantizando así que el sistema de compensación de seguimiento no interfiera con el funcionamiento normal del MPA.

Breve descripción de los dibujos

Ahora se describirá una realización preferida de la invención con referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

la figura 1 es un diagrama de bloques de un amplificador de múltiples puertos (MPA) de 8 puertos;

la figura 2 es una vista esquemática de un híbrido usado en el MPA de la figura 1;

la figura 3 es un diagrama que muestra un flujo de señal dentro del MPA de la figura 1 desde el puerto 1 de I/P hasta el puerto 1 de O/P (Φ_{11});

la figura 4 es un diagrama que muestra un flujo de señal dentro del MPA de la figura 1 desde el puerto 1 de I/P hasta

el puerto 5 de O/P (Φ_{51});

la figura 5 es un diagrama que muestra un flujo de señal dentro del MPA de la figura 1 desde el puerto 1 de I/P hasta el puerto 7 de O/P (Φ_{71});

5 la figura 6 es un diagrama que muestra un flujo de señal dentro del MPA de la figura 1 desde el puerto 1 de I/P hasta el puerto 5 de O/P (Φ_{81});

la figura 7 es una vista esquemática que muestra una relación entre puntos de nulos y elementos de matriz Φ ;

10 la figura 8 es una vista esquemática de un híbrido que muestra una formación de un punto de nulo en un nodo del híbrido;

15 la figura 9 es un gráfico tridimensional que muestra un punto de nulo en un nodo en la red de salida de la ONET de la figura 1, con una profundidad de nulo trazada frente a desajustes de amplitud y de fase;

la figura 10 es un diagrama de bloques esquemático de una realización de la invención;

la figura 11 es un diagrama de bloques esquemático más detallado de parte de la figura 10;

20 la figura 12 es un diagrama que indica un ajuste de fase para conseguir un valor nulo deseado, según la invención;

la figura 13 es un diagrama de flujo que muestra etapas en ajustar la fase y la ganancia para conseguir un valor nulo deseado, según la invención;

25 la figura 14 es un gráfico que muestra una simulación de pérdida de inserción de híbrido;

la figura 15 es un gráfico que muestra una simulación de desviación de fase de híbrido;

30 la figura 16 es un gráfico que muestra una simulación de una ganancia relativa de amplificador;

la figura 17 es un gráfico que muestra una simulación de fase relativa de amplificador;

35 la figura 18 es una representación de una matriz de aislamiento de un MPA antes de la corrección de ganancia y de fase; y

la figura 19 es una representación de una matriz de aislamiento de un MPA posterior a la corrección de ganancia y de fase según la invención.

40 **Descripción de la realización preferida**

Nomenclatura

A = Ganancia compleja de amplificador

45 C, C_{nm} = Matriz de transferencia híbrida, y coeficiente de transferencia (de entrada m a salida n)

G = Ganancia real de amplificador

50 p_m = Tensión de señal de entrada en puerto de entrada m

q_m = tensión de señal de salida en puerto de salida n

55 Φ , Φ_{nm} = Matriz de transferencia de MPA global, y elemento de matriz (de entrada m a salida n)

Γ , Γ_{nm} = Matriz de transferencia de INET de MPA, y elemento de matriz (de entrada m a salida n)

Θ = Desplazamiento de fase de amplificador

60 Ω , Ω_{nm} = Matriz de transferencia de ONET de MPA, y elemento de matriz (de entrada m a salida n)

65 En la figura 1 se muestra un diagrama de un MPA de 8 puertos. Comprende un conjunto de 3 columnas t, x, y de 4 híbridos de entrada, una única columna A de 8 amplificadores y un conjunto de 3 columnas t', x', y', de 4 híbridos de salida. En la figura 2 se presenta una definición de circuito de un híbrido (híbrido de entrada o salida). Se supone que las señales de entrada y salida, p_1 y p_2 y q_1 y q_2 , son complejas. Por tanto, la función de transferencia de

híbridos se representa por:

$$\begin{pmatrix} q1 \\ q2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p1 \\ p2 \end{pmatrix} \quad (1)$$

5 donde C_{11} , C_{12} , C_{21} , C_{22} son todos coeficientes complejos invariables que pueden representarse tal como sigue:

$$C_{11} = r_{11} \cdot \exp j \cdot \theta_{11}, \quad C_{12} = j \cdot r_{12} \cdot \exp j \cdot \theta_{12}, \quad C_{21} = j \cdot r_{21} \cdot \exp j \cdot \theta_{21}, \quad C_{22} = r_{22} \cdot \exp j \cdot \theta_{22} \quad (2)$$

10 De manera ideal para un híbrido perfecto todo $r = 1/\sqrt{2}$, y todo $\theta = 0$, y la matriz de transferencia se vuelve:

$$T = 1/\sqrt{2} \begin{pmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{pmatrix} \quad (3)$$

15 Se supone que los amplificadores son perfectamente lineales con una ganancia compleja A , representada por la función:

$$A = G \cdot \exp j \cdot \Theta \quad (4)$$

20 De manera ideal en un transpondedor de MPA todos los amplificadores se corresponden y tienen el mismo valor de G y Θ .

La matriz de transferencia de extremo a extremo del MPA viene dada por:

$$\Phi = y' \cdot x' \cdot t' \cdot A \cdot y \cdot x \cdot t, \quad \Phi = \Gamma \cdot A \cdot \Omega \quad (5)$$

25 donde t , x e y son las matrices de transferencia de las columnas de híbridos de entrada (con una función de transferencia global combinada Ω) y t' , x' e y' las de las columnas de híbridos de salida correspondientes (función de transferencia global combinada Γ) tal como se define en la figura 1.

30 La representación de matriz completa de la función de transferencia de extremo a extremo Φ (a partir de la ecuación (5)) es matemáticamente poco flexible e implica una multiplicación sucesiva por cada una de seis matrices, incluyendo una matriz de columna que representa la función de transferencia del conjunto de amplificadores A_1 a A_8 . Sin embargo, para ilustrar las propiedades específicas de la función de transferencia de MPA y deducir de estas propiedades cómo se incorporan bucles de retroalimentación de seguimiento, a continuación se presenta una selección de elementos de la matriz Φ en las ecuaciones (6) a (10). Todos estos están relacionados con el puerto 1 de I/P, pero las características generales presentadas por la selección de ecuaciones podrán aplicarse de igual manera a cualquiera de los otros puertos de I/P.

40 En estas ecuaciones Φ_{nm} representa la función de transferencia que va desde el puerto de entrada m hasta el puerto de salida n . Por tanto, Φ_{11} (ecuación (6) – figura 3) representa el nivel de señal en el puerto 1 de I/P, que aparece en el puerto 1 de Q/P, Φ_{51} (ecuación (8), en el puerto 5 de O/P – figura 4), etc. Para un sistema ideal, desde Φ_{11} hasta Φ_{71} , debe ser = 0 (aislamiento perfecto), con $\Phi_{81} = -j$. Sin embargo, los componentes prácticos dan como resultado aislamientos finitos entre puertos.

$$\Phi_{11} = C_{11A} \cdot C_{11j} \cdot [C_{11E} \cdot C_{11e} \cdot (A_1 \cdot C_{11j} \cdot C_{11a} + A_2 \cdot C_{21j} \cdot C_{12a}) + C_{21E} \cdot C_{12e} \cdot (A_3 \cdot C_{11k} \cdot C_{11b} + A_4 \cdot C_{21k} \cdot C_{12b})] + C_{21A} \cdot C_{12j} \cdot [C_{11G} \cdot C_{11g} \cdot (A_5 \cdot C_{11l} \cdot C_{11c} + A_6 \cdot C_{21l} \cdot C_{12c}) + C_{21G} \cdot C_{12g} \cdot (A_7 \cdot C_{11m} \cdot C_{11d} + A_8 \cdot C_{21m} \cdot C_{12d})] \quad (6)$$

$$\Phi_{41} = C_{11A} \cdot C_{21k} \cdot [C_{11E} \cdot C_{21e} \cdot (A_1 \cdot C_{11j} \cdot C_{11a} + A_2 \cdot C_{21j} \cdot C_{12a}) + C_{21E} \cdot C_{22e} \cdot (A_3 \cdot C_{11k} \cdot C_{11b} + A_4 \cdot C_{21k} \cdot C_{12b})] + C_{21A} \cdot C_{22k} \cdot [C_{11G} \cdot C_{21g} \cdot (A_5 \cdot C_{11l} \cdot C_{11c} + A_6 \cdot C_{21l} \cdot C_{12c}) + C_{21G} \cdot C_{22g} \cdot (A_7 \cdot C_{11m} \cdot C_{11d} + A_8 \cdot C_{21m} \cdot C_{12d})] \quad (7)$$

$$\Phi_{51} = \frac{C_{11A} \cdot C_{11l} \cdot [C_{11E} \cdot C_{11f} \cdot (A_1 \cdot C_{11j} \cdot C_{21a} + A_2 \cdot C_{21j} \cdot C_{22a}) + C_{21E} \cdot C_{12f} \cdot (A_3 \cdot C_{11k} \cdot C_{21b} + A_4 \cdot C_{21k} \cdot C_{22b})] + C_{21A} \cdot C_{12l} \cdot [C_{11G} \cdot C_{11h} \cdot (A_5 \cdot C_{11l} \cdot C_{21c} + A_6 \cdot C_{21l} \cdot C_{22c}) + C_{21G} \cdot C_{12h} \cdot (A_7 \cdot C_{11m} \cdot C_{21d} + A_8 \cdot C_{21m} \cdot C_{22d})]}{\quad} \quad (8)$$

$$\Phi_{71} = \frac{C_{11A} \cdot C_{11m} \cdot [C_{11E} \cdot C_{21f} \cdot (A_1 \cdot C_{11j} \cdot C_{21a} + A_2 \cdot C_{21j} \cdot C_{22a}) + C_{21E} \cdot C_{22f} \cdot (A_3 \cdot C_{11k} \cdot C_{21b} + A_4 \cdot C_{21k} \cdot C_{22b})] + C_{21A} \cdot C_{12m} \cdot [C_{11G} \cdot C_{21h} \cdot (A_5 \cdot C_{11l} \cdot C_{21c} + A_6 \cdot C_{21l} \cdot C_{22c}) + C_{21G} \cdot C_{22h} \cdot (A_7 \cdot C_{11m} \cdot C_{21d} + A_8 \cdot C_{21m} \cdot C_{22d})]}{\quad} \quad (9)$$

$$\Phi_{81} = \frac{C_{11A} \cdot C_{21m} \cdot [C_{11E} \cdot C_{21f} \cdot (A_1 \cdot C_{11j} \cdot C_{21a} + A_2 \cdot C_{21j} \cdot C_{22a}) + C_{21E} \cdot C_{22f} \cdot (A_3 \cdot C_{11k} \cdot C_{21b} + A_4 \cdot C_{21k} \cdot C_{22b})] + C_{21A} \cdot C_{22m} \cdot [C_{11G} \cdot C_{21h} \cdot (A_5 \cdot C_{11l} \cdot C_{21c} + A_6 \cdot C_{21l} \cdot C_{22c}) + C_{21G} \cdot C_{22h} \cdot (A_7 \cdot C_{11m} \cdot C_{21d} + A_8 \cdot C_{21m} \cdot C_{22d})]}{\quad} \quad (10)$$

La inspección de estas fórmulas demuestra lo siguiente:

- 5 Φ_{11}, Φ_{41} (también se aplica a Φ_{21} y Φ_{31} , no mostrado): De manera ideal las salidas desde los puertos 1 a 4 deben ser cero (aislamiento infinito). El aislamiento para estos casos se determina exclusivamente por la correspondencia entre pares de amplificadores adyacentes ($A_1/A_2 \dots A_7/A_8$) y la calidad (diferencial de pérdida de inserción y desviación con respecto a 90° entre puertos de O/P) de los híbridos más internos J, K, L y M y a, b, c y d. Esta característica se muestra mediante subrayado de los factores relevantes en las ecuaciones (6) y (7), y el diagrama de flujo de señal en la figura 3. El diagrama de flujo muestra que se produce cancelación de señal o nulos en los puntos nodales S indicados en la red de salida del MPA, en las salidas de la primera columna de híbridos de salida.

15 Estos nulos surgen porque el desplazamiento de fase diferencial a través de pares de amplificador adyacentes e híbridos más internos asociados es de 180° . Por tanto, en la expresión para Φ_{11} , suponiendo componentes ideales, $C_{11j} \cdot C_{11a} = +1/2$, $C_{21j} \cdot C_{12a} = -1/2$, $A_1 = A_2$, la primera expresión subrayada en la ecuación (6) se vuelve entonces cero. Lo mismo se aplicará a los otros factores resaltados en esta ecuación, y también para Φ_{21} , Φ_{31} y Φ_{41} . Puede mostrarse adicionalmente que esta condición se aplicará en realidad al conjunto completo de Φ_{nm} , para n y $m \leq 4$. Con n y $m > 4$, pero ≤ 8 , se aplicarán las mismas condiciones, pero en estos casos los nulos aparecerán en los puertos de salida opuestos de híbridos a, b, c y d.

20 Para componentes prácticos habrá desajustes de equipo, y por tanto existirá una tensión residual, distinta de cero, en estos puntos.

25 Φ_{51} , (también se aplica a Φ_{61} , no mostrado). En estos casos, tal como se demuestra en el diagrama de flujo de señal correspondiente (figura 4) la salida de pares de amplificadores adyacentes ($A_1/A_2 \dots A_7/A_8$) se suman inicialmente en los puntos nodales S', pero se producen cancelación o nulos en los puntos nodales de salida de la segunda columna de híbridos de salida (S). Haciendo referencia a la ecuación (8), se produce adición entre amplificadores adyacentes como resultado de un desplazamiento de fase diferencial (de manera ideal) de cero a través de estos amplificadores

5 y los híbridos más internos (por ejemplo, $C_{11j}.C_{21a}=C_{21j}.C_{22a}=+1/2$). Sin embargo, cuando las salidas en fase sumadas desde un par de amplificadores (por ejemplo A_1/A_2) se combinan por el segundo conjunto de híbridos con las del par adyacente (A_3/A_4), se produce la cancelación. Esta cancelación se presenta por las dos secciones subrayadas de la ecuación (8). Esto resulta de un desplazamiento diferencial de 180° introducido entre pares adyacentes por las columnas de híbridos centrales (por ejemplo $C_{11E}.C_{11f}=+1/2$, $C_{21E}.C_{12f}=-1/2$). Puede demostrarse que se producen exactamente los mismos puntos de nulos se producen para una entrada en el puerto 2. Por tanto, se producen puntos de nulos idénticos para todo Φ_{nm} , para n y $m \leq 2$. Con n , $m > 2$, los puntos de nulos se producen en otras salidas de la columna de híbridos central.

10 Φ_{71} (sólo se aplica a este caso). En este caso, tal como se muestra en el diagrama de flujo aplicable (figura 5), el nulo se produce en el nodo de salida S de la última columna de híbridos O/P (en el puerto 7 de O/P). En este caso la salida de pares de amplificadores adyacentes se suman en fase (en el nodo S' de la primera columna de híbridos de O/P). Luego se suman en fase como grupos de 4 por la columna de híbridos central ($A_1/A_2/A_3/A_4$ y $A_5/A_6/A_7/A_8$) en el nodo S'. Finalmente se añaden las salidas de suma de la columna central en antifase para producir el nulo en S (puerto 7). Se produce cancelación, tal como se demuestra por la ecuación (9), por el desplazamiento de fase diferencial de 180° introducido por la combinación del híbrido A y m (es decir $C_{11A}.C_{11m}=+1/2$, $C_{21A}.C_{12m}=-1/2$). En este caso sólo hay un punto de cancelación, se subraya toda la ecuación (9) puesto que todos los factores en la expresión están implicados en la producción de este único nulo.

20 Φ_{81} . Esto está asociado con la salida deseada. Tal como se muestra en la figura 6, se produce adición constructiva (en los puntos nodales S') entre salidas de amplificador por toda la red hasta el puerto 8 de salida. No hay ningún punto de nulo en la figura 6.

25 La relación entre los puntos de nulos y la matriz de transferencia de MPA puede resumirse en el esquema de la figura 7. Esto representa el conjunto de matrices (de entrada a salida) e identifica esos elementos, que comparten puntos de nulos comunes, e indica en qué columna de híbridos de salida se producen los nulos. Los siguientes comentarios se aplican a la figura 7:

30 - las áreas indicadas por X se refieren a nulos que se producen en las salidas del primer conjunto de híbridos de O/P, Y al segundo conjunto y Z al conjunto final. Las entradas designadas por "OP" se refieren al puerto de O/P deseado que corresponde a un I/P dado;

- Todos los elementos ubicados dentro de las mismas áreas X, Y o Z comparten los mismos puntos de nulos.

35 Por tanto, todo el conjunto Φ_{nm} ($1 < n, m \leq 4$) comparte los mismos nulos, como también lo hace el conjunto Φ_{nm} ($5 < n, \leq 8$), produciéndose los nulos en todos estos casos en la primera columna de híbridos. De manera similar el conjunto Φ_{nm} ($n=5, 6; m=1, 2$) comparte nulos comunes produciéndose los nulos en la segunda columna de híbridos. Para Z, sólo hay un único elemento, con el nulo presente en la columna de híbridos final;

40 - Todos los conjuntos de elementos resaltados comparten el mismo conjunto de nulos que el conjunto (Φ_{11} a Φ_{81}) analizado anteriormente para el que se presentan expansiones de matrices y diagramas de flujo.

45 Una característica notable del MPA, observada a partir de esta tabla, es que si se consiguen nulos para un elemento cualquiera en un área X, Y o Z dada, entonces también se conseguirán nulos para todos los demás elementos dentro de esa área. Para un MPA ideal en el que todos los componentes (híbridos y amplificadores) se corresponden perfectamente, entonces también se producirán nulos para todos los demás conjuntos X, Y y Z, aunque en puntos diferentes en la ONET. Sin embargo, en la práctica no se conseguirá la correspondencia perfecta, y si se consiguen nulos para un conjunto X, Y y Z dado, entonces para todos los demás conjuntos X, Y y Z habrá una tensión residual que depende del grado de desajustes.

50 En todos los casos, la generación de un nulo puede considerarse como resultado de una configuración, tal como se muestra en la figura 8 de híbrido 2 de entrada, híbrido 4 de salida y un par de unidades 6, 8 de amplificador. En este caso, $\alpha_1 e^{j\psi_1}/2$, y $\alpha_2 e^{j\psi_2}/2$ representan las ganancias complejas totales entre el I/P y O/P (el factor de $1/2$ surge de los dos híbridos, un a cada lado de los elementos de ganancia). La relevancia de esta configuración para el elemento Φ_{11} (y todos los demás Φ_{nm} ($1 < n, m \leq 4$)) puede observarse a partir de la figura 3 y la ecuación (6) asociada. En estos casos tomando el par de amplificadores A_1/A_2 como ejemplo, $\alpha_1 e^{j\psi_1} = A_1.C_{11j}.C_{11a}$, y $\alpha_2 e^{j\psi_2} = -A_2.C_{21j}.C_{12a}$ (a partir de la ecuación (6)).

60 Suponiendo por conveniencia una tensión unitaria en las entradas de MPA, la tensión nula en este caso vendrá dada por:

$$N_v = (\alpha_1 e^{j\psi_1} - \alpha_2 e^{j\psi_2})/4 \quad (11)$$

65 El factor 4 en el denominador en esta expresión resulta de la inclusión de 4 híbridos desde la entrada de MPA hasta las salidas de la primera columna de híbridos. Estableciendo la relación $\alpha_1/\alpha_2 = \beta$ como desajuste de amplitud entre

las dos trayectorias y $\theta = \Psi_2 - \Psi_1$ como desajuste de fase correspondiente, la tensión nula viene dada por:

$$N_v = \alpha_1(1 - \beta e^{j\theta})/4 = \alpha_1 D/4 \quad (12)$$

5 donde D_b es la profundidad de nulo dada en dB por:

$$D_b = 20 \log|1 - \beta e^{j\theta}| = 20 \log(\sqrt{1 - 2\beta \cos\theta + \beta^2}) \text{ dB} \quad (13)$$

10 Esto se ha representado en la figura 9, con θ en grados, y el desajuste de amplitud σ en dB, donde $\beta = 10^{\sigma/20}$. Como ejemplo, para una profundidad de nulo de 20 dB, se requiere una correspondencia de fase y de amplitud de 4,5° y 0,5 dB respectivamente. Tal como se demuestra por la representación, ésta no es una solución única y existe un número infinito de soluciones que oscilan entre 0°, 0,85 dB y 5,7°, 0 dB.

15 En el caso de Φ_{11} y todos los demás elementos ubicados dentro de las áreas X en la figura 7, es decir los casos para los que se producen puntos de nulos en las salidas de las primeras columnas de híbridos (como en la figura 3) habrán 4 nulos.

20 Suponiendo la misma profundidad de nulo en cada punto pero con fase nula aleatoria, entonces el nivel de potencia resultante en las salidas de MPA para los elementos en las áreas X (a partir de la ecuación (12)) será de $(\alpha_1 D)^2/16$. Por tanto, en términos de dB, los aislamientos que corresponden a los elementos de matriz en las áreas X, en la figura 7 se proporcionan por $D_b + 12$ dB, donde D_b es la profundidad de nulo expresada en dB. Por tanto, si se consigue una profundidad de nulo de, por ejemplo, 16 dB, entonces el aislamiento será de 28 dB.

25 En el caso de elementos de matriz tales como Φ_{51} (ecuación (8)), para los que se producen nulos en las salidas de la segunda columna de híbridos (figura 4), se suman pares de salidas de amplificador (por ejemplo A_1/A_2) en fase antes del punto de nulo. Por tanto, la tensión nula correspondiente será de $\alpha_1 D/2\sqrt{2}$, y el aislamiento correspondiente en las salidas de MPA (elementos en áreas Y de la figura 7) se proporcionan por $D_b + 9$ dB, de nuevo D_b es la profanidad nula en dB).

30 Finalmente en el caso de elementos matrices tales como Φ_{71} (ecuación (9)), para los que se producen nulos en las salidas de la columna de híbridos final (figura 5), se suman salidas de cuatro amplificadores (por ejemplo $A_1/A_2/A_3/A_4$) en fase antes del punto de nulo. Por tanto, la tensión nula correspondiente será de $\alpha_1 D/2$, y el aislamiento correspondiente en las salidas de MPA (elementos en las áreas Z de la figura 7) se proporcionan por $D_b + 6$ dB, de nuevo D_b es la profundidad de nulo en dB.

35 Según la invención, los puntos de nulos en la ONET de MPA, estando la profundidad del nulo relacionada directamente con el grado de desajuste a través del MPA, se monitorizan mediante inclusión de bucles de retroalimentación que miden los niveles nulos y aplican retroalimentación a componentes específicos dentro del MPA para mantener estos nulos en (o cerca de) cero, y por tanto mantener el rendimiento de seguimiento de MPA. Se ha identificado anteriormente un conjunto de ubicaciones de nulos. Además, las expresiones relacionadas para los elementos de matriz de transferencia de MPA, ejemplos de los cuales se proporcionan en las ecuaciones (6) a (10), identifican en qué puntos debe aplicarse una retroalimentación.

45 Con el fin de generar los nulos y permitir que el sistema funcione, se inyecta una señal de referencia o piloto en una entrada en el MPA (entrada 1, en este caso). Esto puede ser una portadora no modulada ubicada fuera de las bandas de tráfico o una señal de espectro ensanchado ubicada dentro de las bandas que puede recuperarse independientemente del tráfico, de hecho cualquier señal que puede recuperarse despejada del tráfico, y que no provoca interferencia con el tráfico o extrae una potencia significativa de los amplificadores.

50 Haciendo referencia a la figura 11, se muestra un bucle de retroalimentación F1 en más detalle. Los amplificadores A_1 y A_2 se acoplan entre el híbrido 10 de entrada y el híbrido 12 de salida. Cada amplificador tiene un ajustador 14 de ganancia y un ajustador 16 de fase ubicado en su trayectoria de señal de entrada. Un acoplador 18 está previsto en el nodo de señal en la salida del híbrido 12 en el que está ubicado un nulo S1. El acoplador 18 tiene un coeficiente de acoplamiento de al menos 25 dB para garantizar que se toma una potencia insignificante de los amplificadores y para minimizar cualquier desequilibrio de híbridos provocado mediante la inclusión del acoplador. La salida de acoplador se filtra por un filtro 20 de rechazo de preselección/imagen, se convierte de manera descendente por un mezclador 22 a una frecuencia intermedia (IF), se filtra por un filtro 24 de IF y luego se alimenta a un detector 26 de envoltura. La salida de detector está conectada a la entrada de un convertidor 28 de analógico a digital (ADC), cuya salida proporciona una señal digital que representa la profundidad del nulo S1. Esto se alimenta a un procesador 30 de señal digital que proporciona señales de control de salida a los ajustadores 14 y 16 de ganancia y de fase para minimizar el nulo. Por tanto, se proporciona un bucle de control de retroalimentación F1.

Se deriva una señal de oscilador local (LO) para el mezclador 22 a partir de una unidad 32 de generador de frecuencia (FGU), que también se usa para generar la señal piloto. El generador 32 comprende un oscilador 34 de

crystal TCXO que acciona un multiplicador 36 de frecuencia que multiplica la frecuencia TCXO hasta la señal piloto requerida y las frecuencias de LO. La señal piloto se conecta al puerto (p1) de entrada del MPA mediante un acoplador (no mostrado), también con un coeficiente de acoplamiento de al menos 25 dB.

5 El propósito del filtro de rechazo de preselección/imagen es impedir que el conjunto de circuitos de detección de nulos se sobrecargue por el tráfico total a través del MPA, y rechazar señales en la imagen de IF que de otro modo pueden enmascarar el nulo. El mezclador convierte de manera descendente la señal de nulo a una IF adecuada en la que puede filtrarse por un filtro de banda estrecha para aislarla del ruido, garantizando así que puede observarse un nulo de la profundidad requerida. Las fluctuaciones en la potencia de nulo detectada provocadas por el ruido
10 pueden suprimirse o bien mediante un filtro analógico sencillo después del detector o bien mediante filtración digital dentro del DSP.

Esta disposición para una detección de nulos supone que la profundidad de nulo puede evaluarse justo a partir de las mediciones en el puerto de nulo sin referencia al nivel de señal piloto. Un esquema de este tipo será aceptable si
15 pudiera garantizarse que tras una calibración inicial de la profundidad de nulo, las variaciones en el sistema que surgen de variaciones térmicas y efectos de envejecimiento, etc. no darán como resultado cambios significativos en la relación entre la potencia de nulo y la profundidad de nulo requerida. Es posible protegerse frente a tales cambios incluyendo un margen en la profundidad de nulo igual o superior a las variaciones de sistema. De otro modo puede proporcionarse una referencia midiendo el nivel de señal en el otro puerto 40 de salida del híbrido 12 mediante un acoplador adicional (no mostrado). Este nivel se comparará directamente por el DSP con la potencia de nulo para evaluar la profundidad de nulo. La medición de la referencia puede alternarse con la del nulo mediante un conmutador electrónico. Éste estará ubicado en la entrada de filtro de preselección/imagen y conmutará de manera
20 alternante entre el nulo y la referencia bajo el control del DSP.

25 Con el fin de reducir el número de equipos asociados con el esquema de retroalimentación, el DSP y el ADC e incluso más unidades tales como el filtrado de IF y las unidades de amplificación pueden ser elementos sencillos conmutados con una periodicidad adecuada entre los siete bucles de retroalimentación. Esto se configurará con la entrada a los elementos comunes (filtro/ADC/DSP) conmutados de manera secuencial entre los puntos de nulo usando conmutadores electrónicos controlados por el DSP, y teniendo el DSP 14 salidas de control cableadas a los
30 ajustadores de fase y de ganancia (7 de cada una).

Como alternativa a la señal piloto de CW, puede usarse una portadora modulada mediante una forma de onda de espectro ensanchado de secuencia directa (DSSS) por ejemplo con una tasa de elementos de código de 2 MHz o más. Esto funcionará con un correlacionador adecuado que sustituye el filtro de IF de banda estrecha para recuperar
35 la portadora. Esta disposición puede preferirse si se desea reducir significativamente la densidad espectral de potencia de la señal piloto.

En este caso se representa un ejemplo de este esquema para un funcionamiento en la banda Ka (20 GHz). Se supone que la señal piloto es CW y está ubicada en la parte del espectro de transmisión por satélites libre de canales de tráfico, por ejemplo la parte del espectro de enlace descendente reservada normalmente para una baliza de satélite de banda estrecha y enlaces descendentes de telemetría. Se supone una frecuencia de señal piloto de 20,200 GHz con una frecuencia de oscilador local correspondiente de 20,150 GHz. Por tanto se selecciona una IF de 50 MHz, lo suficientemente baja como para permitir el uso de tecnologías de filtro de cristal o SAW de banda estrecha. Para que la imagen de conversión descendente se rechace de manera suficiente, el filtro de rechazo de preselección/imagen debe tener un rechazo de >40 dB a 20,100 GHz. Un filtro de este tipo puede implementarse a partir de un diseño sencillo de cavidad individual de modo dual. Tras la conversión de manera descendente a la IF de 50 MHz, se filtra la señal de nulo por un filtro de IF de cristal ancho de 10 KHz. Esto es lo suficientemente ancho como para permitir el uso de un TCXO de baja estabilidad, de coste relativamente bajo (por ejemplo ± 10 ppm durante su vida útil o ± 500 Hz dentro del ancho de banda de IF), pero lo suficientemente estrecho como para
40 garantizar que se rechaza el ruido de transpondedor a un nivel que no degrada significativamente la profundidad de nulo.

Para el análisis del peor caso, se ha determinado el ruido que cae en el nulo para una carga útil de comunicaciones por satélites que funciona con una densidad de flujo de saturación SFD mínima de -115 dBW y una potencia de
55 amplificador de MPA de 130 W (es decir una ganancia de transpondedor total hasta la salida de amplificador de 136,1 dB). Suponiendo una temperatura de ruido de sistema de extremo a extremo de transpondedor de banda Ka típico de 600 K (27,8 dBK), y un filtrado de demultiplexador DEMUX de entrada de sección de recepción en las proximidades del nulo de 25 dB (lo que también proporciona protección de cualquier baliza vecina y enlaces descendentes de telemetría), entonces el ruido total que cae dentro del nulo S1 (en el ancho de banda de IF de 10 KHz) es de -49,7 dBW. En el caso de ruido tras el DEMUX la potencia total que cae dentro del nulo es de -48 dBW (basándose en la amplificación tras el DEMUX máxima total de 106 dB, con una cifra de ruido típica de 10 dB para la sección tras el DEMUX a una ganancia máxima). En el caso de ruido de intermodulación que cae dentro del nulo, se supone que el sistema está transmitiendo 8 portadoras de potencia iguales, soportando cada una una transmisión de QPSK de 45 MSímbolo/s, con amplificadores que funcionan a una reducción de potencia de salida de 2,5 dB. Suponiendo una portadora típica para un nivel de intermodulación de 3^{er} orden C/Im de 15 dB (para un TWTA linealizado), y que el pico del producto de intermodulación cae en el nulo, entonces la potencia de ruido de
60

producto en el ancho de banda de IF es de -41,9 dBW. El total de las tres fuentes de ruido anteriores es entonces de -40,4 dBW.

5 Para que el nulo no se vea afectado de manera significativa por el ruido, el nivel de nulo mínimo debe ser de al menos 10 dB por encima del ruido, es decir a $\geq -30,4$ dBW. Suponiendo una profundidad de nulo requerida mínima de 25 dB (para un aislamiento de >30 dB), entonces la potencia de señal piloto requerida en la salida de cada amplificador debe ser $\geq 0,35$ W, por ejemplo 0,5 W. Esto representa una pérdida de tan sólo 0,03 dB del amplificador de 130 W que funciona a una reducción de potencia de salida de 2,5 dB.

10 La formación de ceros o nulos de profundidad aceptable en los puntos de nulos presenta un poco de dificultad puesto que la profundidad depende de dos variables, amplitud y fase (G y Θ), y no tiene una solución única para casos distintos de cero. Un método según la invención para superar esto es introducir una desviación de fase alrededor del nulo, para identificar o "buscar" una tensión mínima. Manteniendo entonces la fase para producir el mínimo identificado, entonces se ajusta la atenuación para conseguir la profundidad de nulo deseada. Este
15 procedimiento, así como la retroalimentación, se lleva a cabo con el control de un procesador de señal digital (DSP).

Haciendo referencia a la figuras 12 y 13, que son un diagrama y un diagrama de flujo de un procedimiento de ajuste de fase y de ganancia para conseguir un nulo deseado, este procedimiento se llevará a cabo a intervalos
20 establecidos, con suficiente regularidad como para garantizar que el rendimiento de MPA se mantiene dentro de límites especificados. Comienza con una medición de la profundidad de nulo D_1 actual (véase la figura 12), que se supone en este caso que está por encima o a la derecha del nulo. Si la profanidad de nulo D_1 está por debajo del nivel D_{req} , requerido para proporcionar el aislamiento deseado, entonces no se realiza ningún ajuste y se detiene el procedimiento. Por otro lado, se aumenta la fase del justador de fase una etapa positiva Θ_{etapa} y se mide el nulo de nuevo. De nuevo, si la profanidad de nulo está por debajo del nivel D_{req} , se detiene el procedimiento. Si no, y si la
25 segunda medición es superior a la primera (D_a en la figura 12), se invierte el signo del aumento de fase Θ_{etapa} y luego se añade de manera repetida hasta que o bien la profundidad de nulo está por debajo de D_{req} o bien hasta que la siguiente medición es mayor que su predecesora (por ejemplo, medición D_c en comparación la medición previa D_b), punto en el cual se sustrae un único aumento para llevar el sistema de vuelta al nivel de nulo más bajo (D_b) que puede conseguirse a través de ajustes de fase solos. Si la segunda medición está por debajo de la primera (es decir correspondiente al caso en el que la medición inicial está a la izquierda del nulo en la figura B), entonces no se
30 aplica ninguna inversión de signo al aumento de fase antes de la adición repetida. Este procedimiento permite la posibilidad de que el nulo se produzca a mitad de camino entre dos aumentos, cada uno de los cuales produce el mismo nivel de nulo (D_x y D_y en la figura 12). En este caso, la profundidad de nulo mínima alcanzable se toma como la última medición (D_y).

35 Si la profundidad de nulo requerida no puede obtenerse mediante ajustes de fase solo, entonces el procedimiento pasa al ajuste de ganancia G. Esto se realiza exactamente de la misma manera que para los ajustes de fase, pero en este caso los aumentos son en etapas de ganancia G_{etapa} . Durante este procedimiento se mantiene la fase al valor que dio como resultado la profundidad de nulo mínima obtenida del procedimiento de ajuste de fase descrito
40 previamente.

La totalidad de este procedimiento representa un resultado a prueba de fallos, porque si no puede producirse ningún nulo que está por debajo del nivel requerido D_{req} , entonces el procedimiento se detiene cuando se ha alcanzado el nulo mínimo alcanzable mediante ajustes tanto de ganancia como de fase. Una situación en la que el nivel de nulo
45 requerido no puede alcanzarse puede producirse mediante un fallo de algún componente. Sin embargo, el rendimiento de aislamiento resultante todavía puede ser aceptable.

Los bucles F1, F2 y F3 forman un conjunto en cascada con bucles sucesivos en la cascada que funciona con nulos en la siguiente columna de híbridos.

50 El primer conjunto de bucles F1 funciona a partir de los nulos en la primera columna de híbridos, tal como se identifica en las figuras 3, 10, y funciona en pares de amplificadores ($A_1/A_2 \dots A_7/A_8$). Haciendo referencia a las ecuaciones (6) y (7), se obtiene un conjunto completo de nulos cuando todos los factores entre corchetes subrayados ($A_1 \cdot C_{11j} \cdot C_{11a} + A_2 \cdot C_{21j} \cdot C_{12a}$), ($A_3 \cdot C_{11k} \cdot C_{11b} + A_4 \cdot C_{21k} \cdot C_{12b}$), ($A_5 \cdot C_{11l} \cdot C_{11c} + A_6 \cdot C_{21l} \cdot C_{12c}$) y ($A_7 \cdot C_{11m} \cdot C_{11d} + A_8 \cdot C_{21m} \cdot C_{12d}$) son cero. Si no se obtiene un nulo (S), entonces se retroalimenta una señal de control a un ajustador de ganancia y de fase controlable (G, Θ), antes de un amplificador (A_1 , A_3 , A_5 y A_7) dentro del par de amplificadores correspondiente para conseguir el nulo .

60 Como consecuencia de nulos en los puertos de O/P indicados de la primera columna de híbridos, los puertos de híbridos opuestos proporcionarán sumas en fase de las salidas de pares de amplificadores ($A_1/A_2 \dots A_7/A_8$). Estas sumas en fase se alimentan a la siguiente columna (central) de híbridos. Haciendo referencia a la ecuación (8), los nulos en la salida de estos híbridos se consiguen cuando los factores resaltados [$C_{11e} \cdot C_{11f} \cdot (A_1 \cdot C_{11j} \cdot C_{21a} + A_2 \cdot C_{21j} \cdot C_{22a}) + C_{21e} \cdot C_{12f} \cdot (A_3 \cdot C_{11k} \cdot C_{21b} + A_4 \cdot C_{21k} \cdot C_{22b})$] y [$C_{11g} \cdot C_{11h} \cdot (A_5 \cdot C_{11l} \cdot C_{21c} + A_6 \cdot C_{21l} \cdot C_{22c}) + C_{21g} \cdot C_{12h} \cdot (A_7 \cdot C_{11m} \cdot C_{21d} + A_8 \cdot C_{21m} \cdot C_{22d})$] son cero. Estas dos expresiones representan la suma en fase de pares de amplificadores
65 ($A_1/A_2 \dots A_7/A_8$) definidos por las expresiones entre los corchetes más internos, con una cancelación de estas sumas

a partir de pares adyacentes (A_1/A_2 con A_3/A_4 , y A_5/A_6 con A_7/A_8), lo mismo que se muestra en la figura 4. Si no se obtienen nulos S2, entonces se retroalimentan las señales de control en bucles F2 a ajustadores de ganancia/fase controlables antes de amplificadores definidos (en este caso A_2 y A_6)

5 Los puertos de O/P opuestos a los puertos de nulos de los dos híbridos en la columna central proporcionan sumas en fase de conjuntos de cuatro amplificadores ($A_1/A_2/A_3/A_4$ y $A_5/A_6/A_7/A_8$). Estas sumas en fase de cuatro se alimentan a la última columna de híbridos. En este caso, el único nulo S_3 (en este caso en el puerto 7) corresponde a la cancelación de los dos conjuntos de cuatro ($A_1/A_2/A_3/A_4$ con $A_5/A_6/A_7/A_8$) tal como se define en la ecuación (9). De manera similar si no se obtiene un nulo en este caso, entonces se retroalimenta una señal de control en el bucle de retroalimentación F3 a un ajustador de ganancia/fase antes de un amplificador definido (en este caso A_8).

Obsérvese que hay un amplificador que no tiene un ajustador de ganancia/fase, es decir A_4 . Debe haber un amplificador para que actúe como referencia con la que se hacen corresponder en última instancia todas las demás unidades. La selección de A_4 es arbitraria y cualquier otro amplificador podrá elegirse de la misma manera.

15 Los tiempos de reacción comparativos o de secuenciación de los bucles son críticos. Los bucles que reaccionan más rápido son el más interno F1, que alinea (correspondencia de fase/amplitud) los pares de amplificadores (A_1/A_2 , ... A_7/A_8). Después de que se han alineado los pares y se ha permitido que se establezcan, entonces intervienen los siguientes bucles F2 que actúan a través de los nulos en la columna de híbridos central. Estos alinean grupos de cuatro amplificadores ($A_1/A_2/A_3/A_4$, $A_5/A_6/A_7/A_8$). El bucle final F3, que actúa a través del nulo en la columna de híbridos más externa, alinea de manera eficaz o hace corresponder los ocho amplificadores (después de que los bucles centrales hayan tenido tiempo de establecerse), produciéndose la suma final resultante en la salida deseada (en este caso el puerto 8 de O/P). Todo el procedimiento de alineación será recursivo, puesto que un ajuste producido por un bucle externo influirá en un bucle interno. Por ejemplo, cuando se altera el ajustador de fase/amplitud asociado con A_2 para conseguir el nulo en la columna central, puede ser necesario cambiar el ajustador asociado con A_1 para mantener el nulo en la primera columna. Todo este procedimiento recursivo, que tendrá el objetivo global de conseguir nulos en todos los puntos identificados, será un procedimiento prolongado. Sin embargo, los factores variables que harán que los bucles apliquen ajustes variarán lentamente con el tiempo. Éstos incluirán un envejecimiento de componentes, variaciones térmicas provocadas por ejemplo por cambios diurnos en las temperaturas de la nave espacial y variaciones de tráfico que también pueden ser de una naturaleza diurna. Por tanto, una vez que el sistema de retroalimentación ha adquirido los nulos y se ha establecido, el mantenimiento del seguimiento será bastante tranquilo.

El procedimiento descrito anteriormente, que actúa con los puntos de nulos identificados y con la señal piloto inyectada tal como se indicó, proporcionará una correspondencia activa para los elementos de matriz resaltados en la figura 7. Los correspondientes aislamientos de puerto de salida y el nivel en los puertos deseados (en relación con la pérdida de combinación) estarán bajo el control directo del esquema de retroalimentación. Los elementos restantes estarán bajo control indirecto, porque los nulos para estos casos estarán relacionados con nulos controlados, pero tendrán una tensión residual que depende de la calidad (correspondencia de fase y amplitud) de los híbridos individuales o INET y ONET en su totalidad. Puesto que esta relación se define de manera esencialmente exclusiva por la correspondencia de INET y ONET, tendrá que evitarse la dificultad básica de garantizar un seguimiento aceptable de los amplificadores. El rendimiento de aislamiento dependerá ahora esencialmente de la estabilidad de unidades pasivas tales como partes de guía de ondas mecanizadas que deberá ser alta. Sin embargo, esto será cierto en las proximidades de la frecuencia de señal piloto. Lejos de esta frecuencia puede haber contribuciones a la tensión nula residual que surgen de errores de seguimiento relacionados con la frecuencia entre los amplificadores e híbridos sobre una banda ancha.

Las técnicas que pueden emplearse para reducir el efecto de estos errores incluyen el uso de múltiples señales piloto distribuidas a través de la banda, señales de frecuencia conmutada o con salto de frecuencia y portadoras moduladas por DSSS (espectro ensanchado por secuencia directa) de banda ancha. También pueden usarse diversas combinaciones de estas técnicas, por ejemplo múltiples señales distribuidas a través de la banda, cada una de las cuales se modula por DSSS. La aplicación de estas técnicas producirá mediciones nulas en relación con el rendimiento medio del MPA a través de la banda en lugar de una única frecuencia puntual. De manera correspondiente, el rendimiento de aislamiento y combinación del equipo estará mejor alineado para un funcionamiento de banda ancha.

Resultados de simulación

60 Con el fin de evaluar la eficacia de los bucles de retroalimentación, se desarrolló un modelo que representa el sistema de MPA ilustrado en la figura 10. Se derivaron modelos individuales para la INET, amplificador y ajustadores de ganancia/fase combinados y ONET, que luego se pusieron en cascada para proporcionar un modelo para el MPA global.

65 Tal como se mencionó previamente, el aislamiento de puerto conseguido es una función de las desviaciones de amplitud y fase de las componentes individuales alrededor de sus valores nominales. Si estas componentes fueran ideales entonces se obtendría un aislamiento infinito entre las salidas deseadas y las salidas no deseadas, pero

como no son ideales se obtiene como resultado un aislamiento finito. Las desviaciones de amplitud y fase para cada componente se han modelado como variables aleatorias gaussianas con los valores medios y las varianzas presentados en la tabla anterior. Se considera que estos pueden ponerse en práctica en la banda Ku/Ka.

5 Los valores citados para los híbridos se han usado tanto para la INET como para la ONET, y corresponden a los esperados para híbridos de guía de onda. Los valores de amplificador se basan en un rendimiento esperado para un TWTA de banda Ka de 130 W.

Las distribuciones obtenidas para cada una de las componentes se presentan en la figura 14 a la figura 17.

10 Tal como se describió anteriormente, se emplean tres bucles de retroalimentación F1-F3 para mantener el aislamiento de puerto de salida por debajo de un umbral deseado. Con referencia a la figura 1 y la figura 10:

Componente	Media (μ)	Varianza (3σ)
Híbrido:		
Pérdida (dB)	-3,25	0,23
Desviación de fase (°)	0,0	3,0
Amplificador:		
Ganancia relativa (dB)	0,0	2,0
Fase relativa (°)	0,0	10,0

15 Parámetros de componentes

a. Los bucles más internos F1 proporcionan retroalimentación desde híbridos de salida H_a , H_b , H_c y H_d (primera columna) a los ajustadores de ganancia/fase asociados con los amplificadores A_1 , A_3 , A_5 y A_7 respectivamente. Las expresiones para los puertos de nulos pueden derivarse de la ecuación (6) y vienen dadas por:

$$20 \quad C_{11a} \cdot C_{11j} \cdot A_1 \cdot \beta_1 \cdot \exp j \cdot \varphi_1 + C_{12a} \cdot C_{21j} \cdot A_2 \cdot \beta_2 \cdot \exp j \cdot \varphi_2 = 0 \quad (14)$$

$$C_{11b} \cdot C_{11k} \cdot A_3 \cdot \beta_3 \cdot \exp j \cdot \varphi_3 + C_{12b} \cdot C_{21k} \cdot A_4 = 0 \quad (15)$$

$$C_{11c} \cdot C_{11l} \cdot A_5 \cdot \beta_5 \cdot \exp j \cdot \varphi_5 + C_{12c} \cdot C_{21l} \cdot A_6 \cdot \beta_6 \cdot \exp j \cdot \varphi_6 = 0 \quad (16)$$

$$C_{11d} \cdot C_{11m} \cdot A_7 \cdot \beta_7 \cdot \exp j \cdot \varphi_7 + C_{12d} \cdot C_{21m} \cdot A_8 \cdot \beta_8 \cdot \exp j \cdot \varphi_8 = 0 \quad (17)$$

25 b. Los bucles centrales F2 proporcionan retroalimentación desde los híbridos de salida H_f y H_h (segunda columna) a los ajustadores de ganancia/fase asociados con los amplificadores A_2 y A_6 . Las expresiones para el puerto de nulo puede derivarse de la ecuación (8) y vienen dadas por:

$$C_{11f} \cdot C_{11e} \cdot (C_{21a} \cdot C_{11j} \cdot A_1 \cdot \beta_1 \cdot \exp j \cdot \varphi_1 + C_{22a} \cdot C_{21j} \cdot A_2 \cdot \beta_2 \cdot \exp j \cdot \varphi_2) + C_{12f} \cdot C_{21e} \cdot (C_{11b} \cdot C_{11k} \cdot A_3 \cdot \beta_3 \cdot \exp j \cdot \varphi_3 + C_{22b} \cdot C_{21k} \cdot A_4) = 0 \quad (18)$$

$$C_{11h} \cdot C_{11g} \cdot (C_{21c} \cdot C_{11l} \cdot A_5 \cdot \beta_5 \cdot \exp j \cdot \varphi_5 + C_{22c} \cdot C_{21l} \cdot A_6 \cdot \beta_6 \cdot \exp j \cdot \varphi_6) + C_{12h} \cdot C_{21g} \cdot (C_{21d} \cdot C_{11m} \cdot A_7 \cdot \beta_7 \cdot \exp j \cdot \varphi_7 + C_{22d} \cdot C_{21m} \cdot A_8 \cdot \beta_8 \cdot \exp j \cdot \varphi_8) = 0 \quad (19)$$

30 c. El bucle más externo F3 proporciona retroalimentación entre el híbrido de salida H_m (tercera columna) al ajustador de ganancia/fase asociado con el amplificador A_8 . La expresión de puerto de nulo puede derivarse de la ecuación (9) y viene dada por:

$$C_{11m} \cdot C_{11a} \cdot [C_{21f} \cdot C_{11e} \cdot (C_{21a} \cdot C_{11j} \cdot A_1 \cdot \beta_1 \cdot \exp j \cdot \varphi_1 + C_{22a} \cdot C_{21j} \cdot A_2 \cdot \beta_2 \cdot \exp j \cdot \varphi_2) + C_{12f} \cdot C_{21e} \cdot (C_{11b} \cdot C_{11k} \cdot A_3 \cdot \beta_3 \cdot \exp j \cdot \varphi_3 + C_{22b} \cdot C_{21k} \cdot A_4)] + C_{12m} \cdot C_{21a} \cdot [C_{21h} \cdot C_{11g} \cdot (C_{21c} \cdot C_{11l} \cdot A_5 \cdot \beta_5 \cdot \exp j \cdot \varphi_5 + C_{22c} \cdot C_{21l} \cdot A_6 \cdot \beta_6 \cdot \exp j \cdot \varphi_6) + C_{22h} \cdot C_{21g} \cdot (C_{21d} \cdot C_{11m} \cdot A_7 \cdot \beta_7 \cdot \exp j \cdot \varphi_7 + C_{22d} \cdot C_{21m} \cdot A_8 \cdot \beta_8 \cdot \exp j \cdot \varphi_8)] = 0 \quad (20)$$

35 donde los términos $\beta_i \cdot \exp j \cdot \varphi_i$ representa los coeficientes de magnitud y fase del ajustador de ganancia/fase. Puesto que el amplificador A_4 actúa como referencia no hay ajuste de ganancia/fase asociado con el mismo.

A partir de las ecuaciones (14) a (20) puede observarse que las expresiones de puerto de nulo dependen una de otra, los cambios realizados a los ajustadores de ganancia/fase en un bucle de retroalimentación afectarán al

rendimiento de los otros bucles de retroalimentación. Por tanto, hallar un aislamiento objetivo mínimo a través del MPA se vuelve un procedimiento iterativo.

5 La metodología adoptada era establecer inicialmente cada ajustador de ganancia/fase para proporcionar ganancia unitaria y un desplazamiento de fase cero. Entonces se resuelven las expresiones de puerto de nulo para el bucle interno para $\beta_1, \beta_3, \beta_5, \beta_7, \varphi_1, \varphi_3, \varphi_5$ y φ_7 . Una vez aplicados estos ajustes de ganancia/fase, se resuelven entonces las expresiones de puerto de nulo para el bucle central para $\beta_2, \beta_6, \varphi_2$ y φ_6 . Entonces se repite este procedimiento hasta que se produce una convergencia: el punto en el que un cambio en los coeficientes del bucle central no provoca un cambio en los coeficientes del bucle interno. Cuando se alcanza esta posición, entonces se resuelve la expresión de puerto de nulo de bucle externo (siempre que el aislamiento actual sea menor que el aislamiento objetivo mínimo) para β_8 y φ_8 , provocando que los bucles interno y central vuelvan a converger. Se repite este procedimiento hasta que se cumple el aislamiento de objetivo mínimo del MPA, y se considera que es representativo de cómo funcionará el sistema en la práctica teniendo el bucle interno la constante de tiempo más rápida y teniendo el bucle externo la más lenta.

15 Se proporcionan resultados de simulaciones en la figura 18 y la figura 19, a continuación, usando los bucles de retroalimentación interno y central.

20 La figura 18 proporciona la matriz de aislamiento para el MPA antes de aplicar cualquier retroalimentación, en la que cada fila de la matriz representa un puerto de salida (fila superior = uno) y cada columna representa un puerto de entrada (columna izquierda = 1). Por tanto, el aislamiento entre el puerto 1 de entrada y el puerto de salida viene dado por I_{11} y es de 20,8 dB. El objetivo de aislamiento mínimo para los bucles de retroalimentación fue de 25 dB, el grado de aislamiento que puede aplicarse a una carga útil de SFB.

25 Tal como puede observarse a partir de la figura 19, hubo una mejora significativa en el rendimiento de aislamiento del MPA. Debe observarse que sólo se usaron los bucles de retroalimentación interno y central. Se ha mejorado el aislamiento en el cuadrante indicado 'X' (figura 7), en hasta 20 dB, debido al bucle de retroalimentación interno. Sin embargo, debido a factores tales como efectos de ruido y resolución limitada en las compensaciones de fase/amplitud, lo más probablemente no se conseguirán aislamientos superiores a 30 dB en la práctica. Dentro del cuadrante indicado 'Y' (figura 7), se han conseguido mejoras de aislamiento más pequeñas pero notables; normalmente de aproximadamente 6 dB a 8 dB. En los cuadrantes indicados por 'Z' (por ejemplo, Φ_{81}), se deterioró el aislamiento. Esto ha sucedido por dos motivos. El primero es que el bucle de retroalimentación más externo no se incluyó en la simulación, y el segundo es que sin el bucle de retroalimentación más externo, los ajustes realizados en los desplazadores de ganancia/fase mediante bucles de retroalimentación interno y central tendrán un efecto sobre el aislamiento en estos puntos. El efecto real se determinará mediante las varianzas de los coeficientes de transmisión en las trayectorias asociadas, e igualmente podrían haberse mejorado en lugar de haberse deteriorado. Se espera completamente que la inclusión del bucle de retroalimentación más externo también hubiera proporcionado un rendimiento de aislamiento mejorado en el cuadrante 'Z'.

REIVINDICACIONES

1. Método de mantenimiento de un aislamiento dentro de un amplificador de múltiples puertos para un satélite de comunicaciones, comprendiendo el amplificador de múltiples puertos una pluralidad de unidades de amplificador de potencia de microondas, una pluralidad de puertos de entrada y una pluralidad de puertos de salida, estando los puertos de entrada conectados a dichas unidades de amplificador por una red de división de señal de entrada (INET), y estando los puertos de salida conectados a dichas unidades de amplificador por una red de división de señal de salida (ONET), en el que dicha red de división de señal de entrada (INET) está configurada en una matriz e incluye una primera columna de híbridos de entrada (J, K, L M), estando cada híbrido de entrada de la primera columna conectado a un par de unidades de amplificador adyacentes primera y segunda ($A_1/A_2...A_7/A_8$) de dicha pluralidad de unidades de amplificador, de modo que una señal de entrada en cualquier puerto de entrada se amplifica por todas las unidades de amplificador, y luego se recombina en una señal de salida en un puerto de salida, comprendiendo el método:

 - proporcionar a al menos una de dichas unidades de amplificador medios de ajuste de ganancia y medios de ajuste de fase,
 - proporcionar un bucle de control de retroalimentación que se extiende desde (un) nodo(s) preseleccionado(s) en dicha red de división de señal de salida hasta dichos medios de ajuste de ganancia y medios de ajuste de fase,
 - inyectar una señal piloto en dicha red de división de señal de entrada (INET), y
 - detectar dicha señal piloto en dicho(s) nodo(s) preseleccionado(s), de modo que dicho bucle de retroalimentación proporcione señales de ajuste de ganancia y de fase dependiendo del valor de la señal piloto detectada,
 - en el que dicha red de división de señal de salida (ONET) incluye una primera columna de híbridos de salida (a, b, c, d), estando cada híbrido de salida de la primera columna conectado al par de unidades de amplificador adyacentes primera y segunda ($A_1/A_2...A_7/A_8$) de dicha pluralidad de unidades amplificador y teniendo al menos una de las unidades de amplificador adyacentes primera y segunda medios de ajuste de ganancia y medios de ajuste de fase, y
 - en el que dicho(s) nodo(s) preseleccionado(s) comprende(n) un puerto de salida de uno de dichos híbridos de salida (a, b, c, d) de la primera columna, en el que se produce un nulo de señal de dicha señal piloto,
 - en el que la alineación de ganancia y de fase se lleva a cabo en un procedimiento que comprende introducir una iteración de aumentos de fase en dichos medios de ajuste de fase para identificar un valor nulo que o bien es menor que un valor requerido o bien es un valor mínimo, mientras se mantiene constante el ajuste de ganancia.
2. Método según la reivindicación 1, en el que la profundidad del nulo dependen de los desajustes de ganancia y de fase.
3. Método según la reivindicación 2, en el que la profundidad del nulo depende de una función logarítmica que incluye factores de fase y de ganancia.
4. Método según la reivindicación 1, 2 ó 3, comprendiendo dicho procedimiento además introducir una iteración de aumentos de ganancia en dichos medios de ajuste de ganancia para identificar un valor nulo que o bien es menor que dicho valor requerido o bien es un valor mínimo, mientras se mantiene constante el ajuste de fase.
5. Método según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores,

 - en el que dicha red de división de señal de entrada (INET) incluye una segunda columna de híbridos de entrada (E, F, G, H) acoplados a los híbridos de dicha primera columna de la red de división de señal de entrada (INET), y una tercera columna de híbridos de entrada (A, B, C, D) acoplados a los híbridos de dicha segunda columna de la red de división de señal de entrada (INET), y
 - en el que dicha red de división de señal de salida (ONET) está configurada en un matriz que incluye dicha primera columna de híbridos de salida (a, b, c, d), una segunda columna de híbridos de salida (e, f, g, h) acoplados a los híbridos de dicha primera columna de la red de división de señal de salida, y en el que un segundo nodo preseleccionado comprende un puerto de salida de un híbrido de salida en dicha segunda columna, en el que se produce un nulo de señal adicional, y una tercera columna de híbridos de salida (j, k, l, m) acoplados a los híbridos de dicha segunda columna de la red de división de señal de salida (ONET), y

en el que un tercer nodo preseleccionado comprende un puerto de salida de un híbrido de salida en dicha tercera columna, en el que se produce un nulo de señal adicional, y

el método comprende además

5 proporcionar un segundo bucle de control de retroalimentación que se extiende desde dicho segundo nodo preseleccionado en dicha red de división de señal de salida (ONET) hasta unos medios de ajuste de ganancia y unos medios de ajuste de fase de una de dichas unidades de amplificador;

10 proporcionar un tercer bucle de control de retroalimentación que se extiende desde dicho tercer nodo en dicha red de división de señal de salida (ONET) hasta unos medios de ajuste de ganancia y unos medios de ajuste de fase en una de dichas unidades de amplificador, y,

15 en una primera etapa, dichas unidades de amplificador adyacentes primera y segunda de un par están alineadas tanto en fase como en ganancia por medio del bucle de retroalimentación mencionado en primer lugar, y pares adicionales de unidades de amplificador adyacentes, que tienen asociados medios de ajuste de ganancia y medios de ajuste de fase están alineadas tanto en fase como en ganancia, teniendo cada uno de dichos pares adicionales un primer bucle de control de retroalimentación asociado,

20 en una segunda etapa, un grupo de unidades de amplificador, que comprende una pluralidad de pares de unidades de amplificador adyacentes, están alineadas tanto en fase como en ganancia, por medio de dicho segundo bucle de control de retroalimentación,

25 en una tercera etapa, una pluralidad de grupos de unidades de amplificador, comprendiendo cada uno una pluralidad de pares de unidades de amplificador adyacentes, están alineadas tanto en fase como en ganancia, por medio de dicho tercer bucle de control de retroalimentación, y

dichas etapas primera, segunda y tercera se repiten de manera recursiva hasta que consigue una alineación de fase y de ganancia deseada para todas las unidades de amplificador.

30 6. Método según cualquier reivindicación anterior, en el que dicha señal piloto es una de una onda CW de valor constante, una CW que conmuta en frecuencia a lo largo del tiempo, y una portadora que se modula por una secuencia de espectro ensanchado.

35 7. Amplificador de múltiples puertos que comprende:

una pluralidad de unidades de amplificador de potencia de microondas;

una pluralidad de puertos de entrada; y

40 una pluralidad de puertos de salida, estando los puertos de entrada conectados a dichas unidades de amplificador por una red de división de señal de entrada (INET), y estando los puertos de salida conectados a dichas unidades de amplificador por una red de división de señal de salida (ONET), en el que dicha red de división de señal de entrada (INET) está configurada en una matriz e incluye una primera columna de híbridos de entrada (J, K, L, M), estando cada híbrido de entrada de la primera columna conectado a un par de unidades ($A_1/A_2 \dots A_7/A_8$) de amplificador adyacentes primera y segunda de dicha pluralidad de unidades de amplificador, de modo que una señal de entrada en cualquier puerto de entrada se amplifica por todas las unidades de amplificador, y luego se recombina en una señal de salida en un puerto de salida,

50 en el que al menos una de dichas unidades de amplificador incluye medios de ajuste de ganancia y medios de ajuste de fase,

comprendiendo el amplificador de múltiples puertos además un bucle de control de retroalimentación que se extiende desde (un) nodo(s) preseleccionado(s) en dicha red de división de señal de salida (ONET) con el fin de proporcionar señales de ajuste a dichos medios de ajuste de ganancia y dichos medios de ajuste de fase, en respuesta a una señal piloto inyectada en dicha red de división de señal de entrada (INET),

60 en el que dicha red de división de señal de salida (ONET) incluye una primera columna de híbridos de salida (a, b, c, d), estando cada híbrido de salida de la primera columna conectado al par de unidades de amplificador adyacentes primera y segunda ($A_1/A_1 \dots A_7/A_8$) de dicha pluralidad de unidades de amplificador y teniendo al menos una de las unidades de amplificador primera y segunda ($A_1/A_1 \dots A_7/A_8$) medios de ajuste de ganancia y medios de ajuste de fase, y

65 en el que dicho(s) nodo(s) preseleccionado(s) comprende(n) un puerto de salida de dichos híbridos de salida (a, b, c, d) de la primera columna, en la que se produce un nulo de señal de dicha señal piloto,

en el que dicho bucle de control de retroalimentación está configurado para llevar a cabo la alineación de ganancia y de fase según la reivindicación 1.

- 5 8. Amplificador de múltiples puertos según la reivindicación 7, en el que la profundidad del nulo depende de los desajustes de ganancia y de fase de dichas unidades de amplificador.
9. Amplificador de múltiples puertos según la reivindicación 7 u 8, en el que dicho bucle de control de retroalimentación incluye un acoplador acoplado a dicho nodo preseleccionado, para detectar dicha señal piloto en el nodo preseleccionado, y el amplificador de múltiples puertos incluye un acoplador adicional conectado a un nodo adyacente para proporcionar una señal de referencia, para fines de calibración.
- 10 10. Amplificador de múltiples puertos según cualquiera de las reivindicaciones 7 a 9, en el que el bucle de control de retroalimentación incluye medios de mezcla para mezclar una señal piloto detectada con una señal de oscilador local, y que incluye medios detectores para detectar la señal piloto heterodinada.
- 15 11. Amplificador de múltiples puertos según cualquiera de las reivindicaciones 7 a 10, en el que el bucle de control de retroalimentación incluye medios de conversión de digital a analógico para convertir la señal piloto detectada a una forma digital, y medios de procesamiento de señal digital operativos para calcular una función que incluye factores de fase y de ganancia, que representa la profundidad de un nulo para generar dichas señales de ajuste.
- 20 12. Amplificador de múltiples puertos según cualquiera de las reivindicaciones 7 a 11, en el que dicha red de división de señal de salida (ONET) está configurada en una matriz, que incluye dicha primera columna de dichos híbridos de salida (a, b, c, d), y en el que pares adicionales de unidades de amplificador adyacentes ($A_1/A_2...A_7/A_8$) de dicha pluralidad de unidades de amplificador tienen asociados medios de ajuste de ganancia asociados y medios de ajuste de fase, y teniendo cada par adicional de este tipo un primer bucle de control de retroalimentación asociado.
- 25 13. Amplificador de múltiples puertos según la reivindicación 12, en el que dicha red de división de señal de entrada (INET) incluye una segunda columna de híbridos de entrada (E, F, G, H) acoplados a los híbridos de dicha primera columna de la red de división de señal de entrada (INET), y dicha red de división de señal de salida (ONET) incluye una segunda columna de híbridos de salida (e, f, g, h) acoplados a los híbridos (a, b, c, d) de dicha primera columna de la red de división de señal de salida (ONET), y en el que un segundo nodo preseleccionado comprende un puerto de salida de un híbrido de salida en dicha segunda columna, en el que se produce un nulo de señal adicional, e incluyendo el amplificador un segundo bucle de control de retroalimentación que se extiende desde dicho segundo nodo preseleccionado en dicha red de división de señal de salida (ONET) hasta unos medios de ajuste de ganancia y unos medios de ajuste de fase de una de dichas unidades de amplificador.
- 30 35 40 14. Amplificador de múltiples puertos según la reivindicación 13, en el que dicha red de división de señal de entrada (INET) incluye una tercera columna de híbridos de entrada (A, B, C, D) acoplados a los híbridos de dicha segunda columna de la red de división de señal de entrada (INET) y dicha red de división de señal de salida (ONET) incluye una tercera columna de híbridos de salida (J, K, L, M) acoplados a los híbridos de dicha segunda columna de la red de división de señal de salida (ONET), y en el que un tercer nodo preseleccionado comprende un puerto de salida de un híbrido de salida en dicha tercera columna, en el que se produce un nulo de señal, e incluyendo el amplificador un tercer bucle de control de retroalimentación que se extiende desde dicho tercer nodo en dicha red de división de señal de salida (ONET) hasta unos medios de ajuste de ganancia y unos medios de ajuste de fase de una de dichas unidades de amplificador.
- 45 50 15. Amplificador de múltiples puertos según la reivindicación 13 ó 14, en el que elementos de los bucles de retroalimentación se comparten por medio de medios de conmutación.

Fig.1.

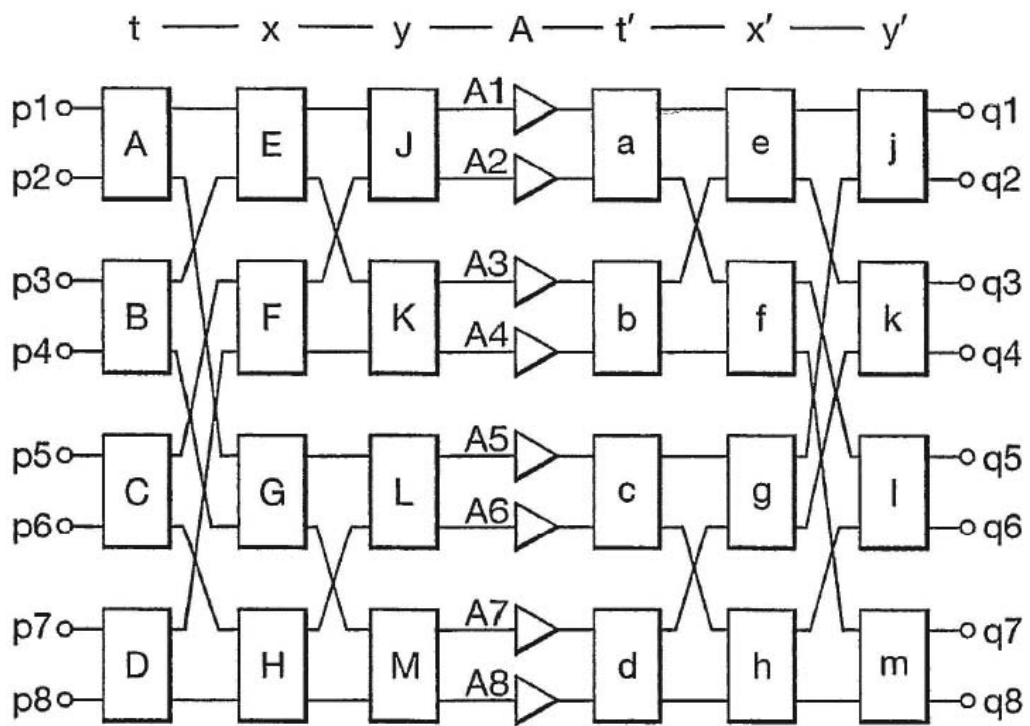


Fig.2.

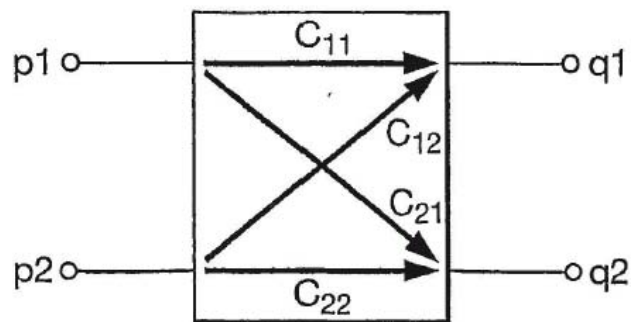


Fig.3.

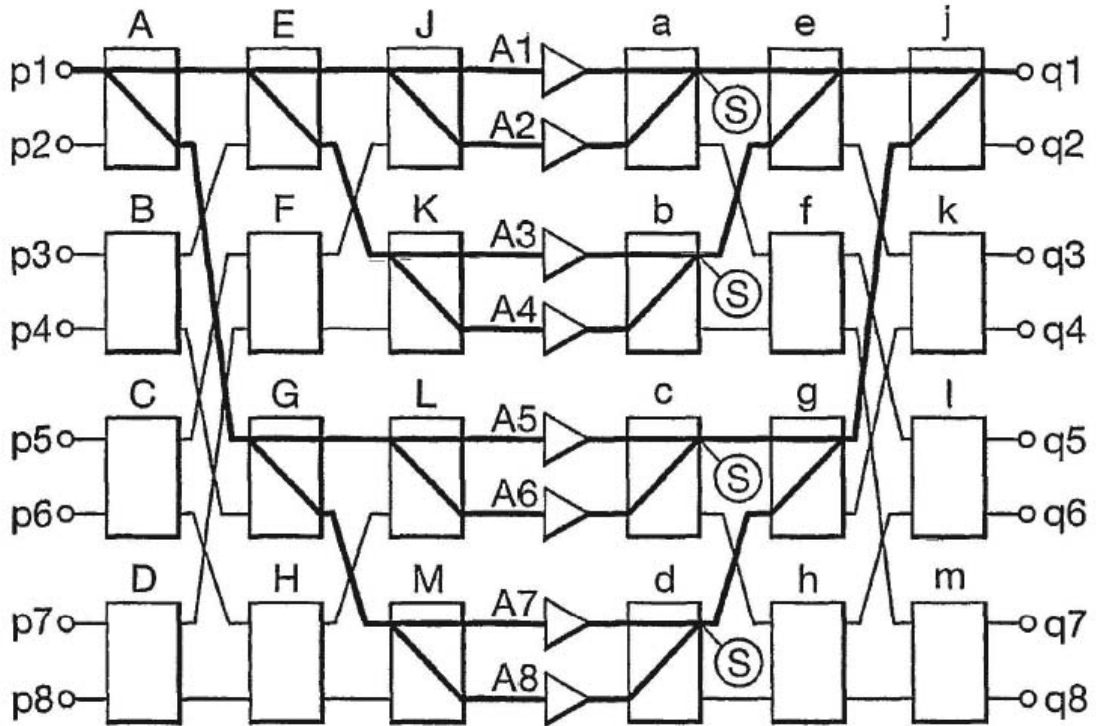


Fig.4.

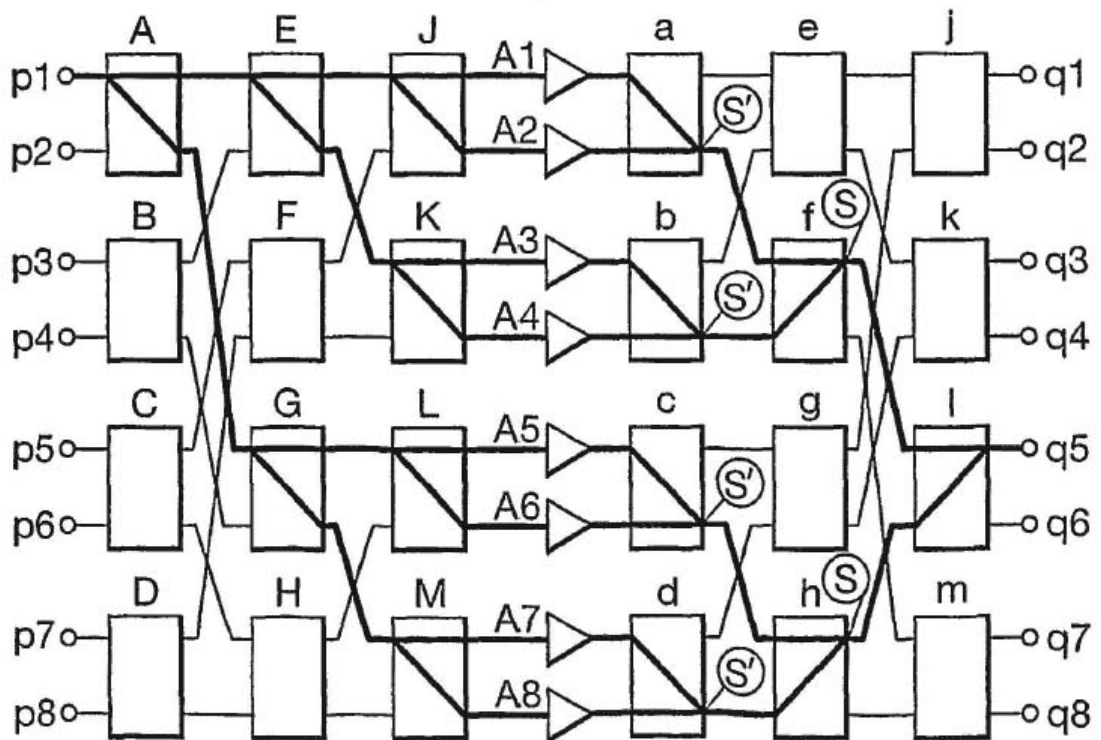


Fig.5.

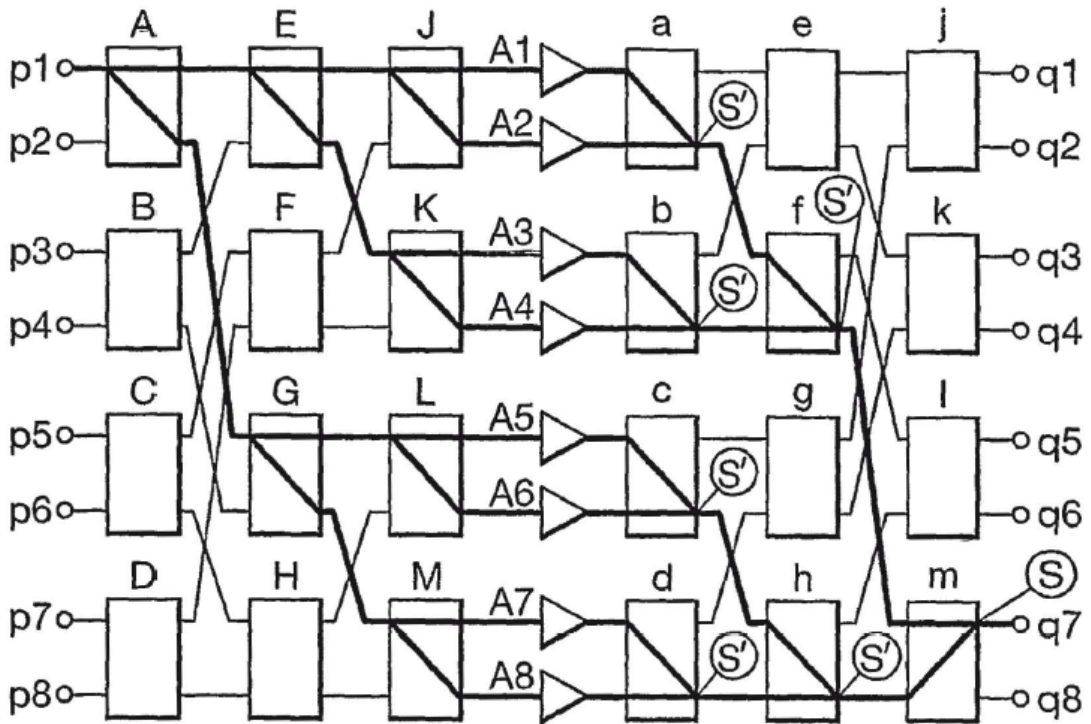


Fig.6.

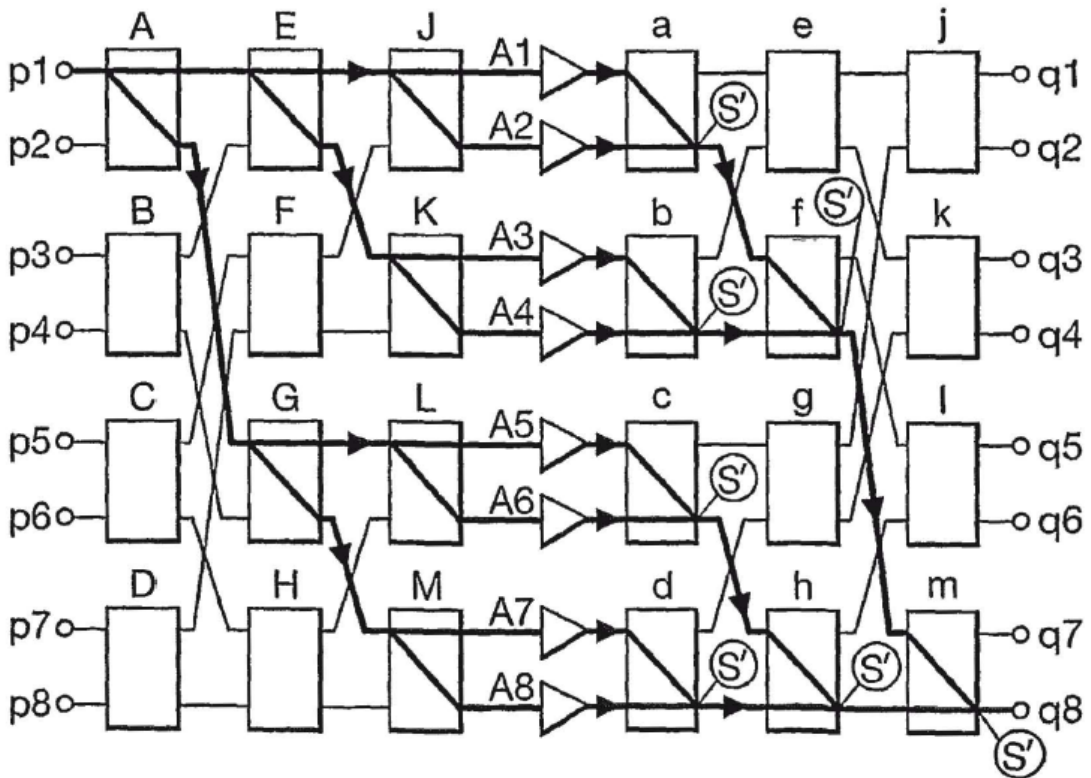


Fig.7.

		Puerto de entrada							
		1	2	3	4	5	6	7	8
Puerto de salida	1	Φ_{11}	Φ_{12}	Φ_{13}	Φ_{14}	Y		Z	OP
	2	Φ_{21}	Φ_{22}	Φ_{23}	Φ_{24}			OP	Z
	3	Φ_{31}	Φ_{32}	Φ_{33}	Φ_{34}	Z	OP	Y	
	4	Φ_{41}	Φ_{42}	Φ_{43}	Φ_{44}	OP	Z		
	5	Φ_{51}	Φ_{52}	Z	OP	X			
	6	Φ_{61}	Φ_{62}	OP	Z				
	7	Z	OP	Y					
	8	OP	Z						

Fig.8.

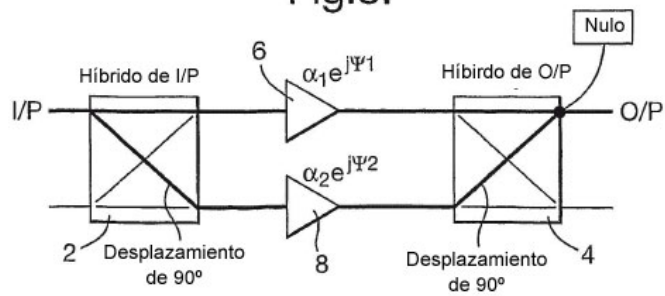
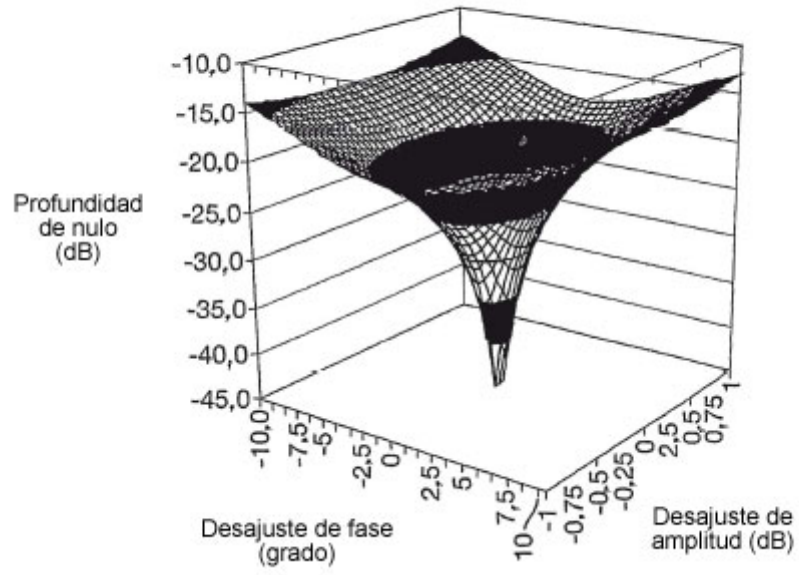


Fig.9.



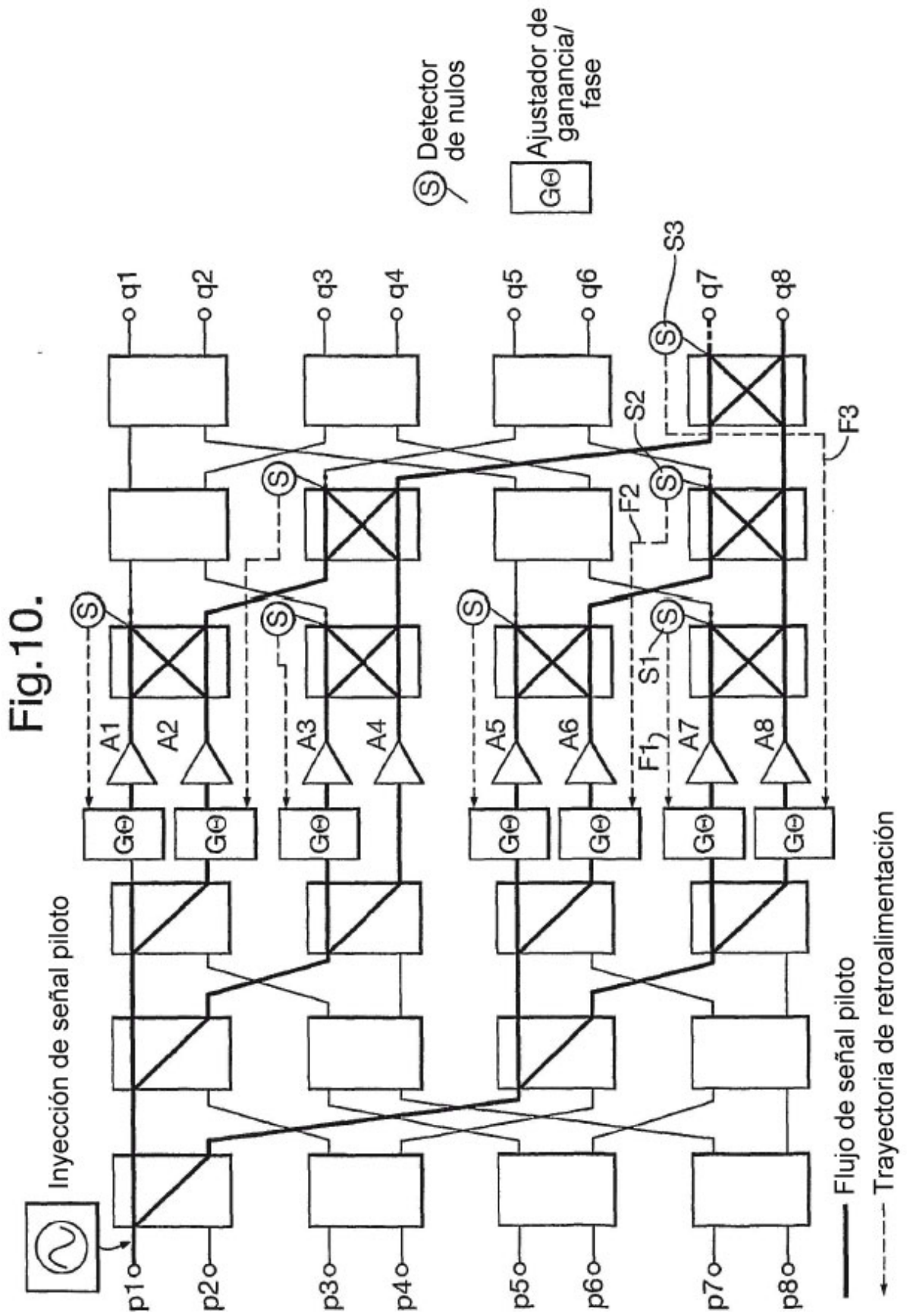


Fig.13.

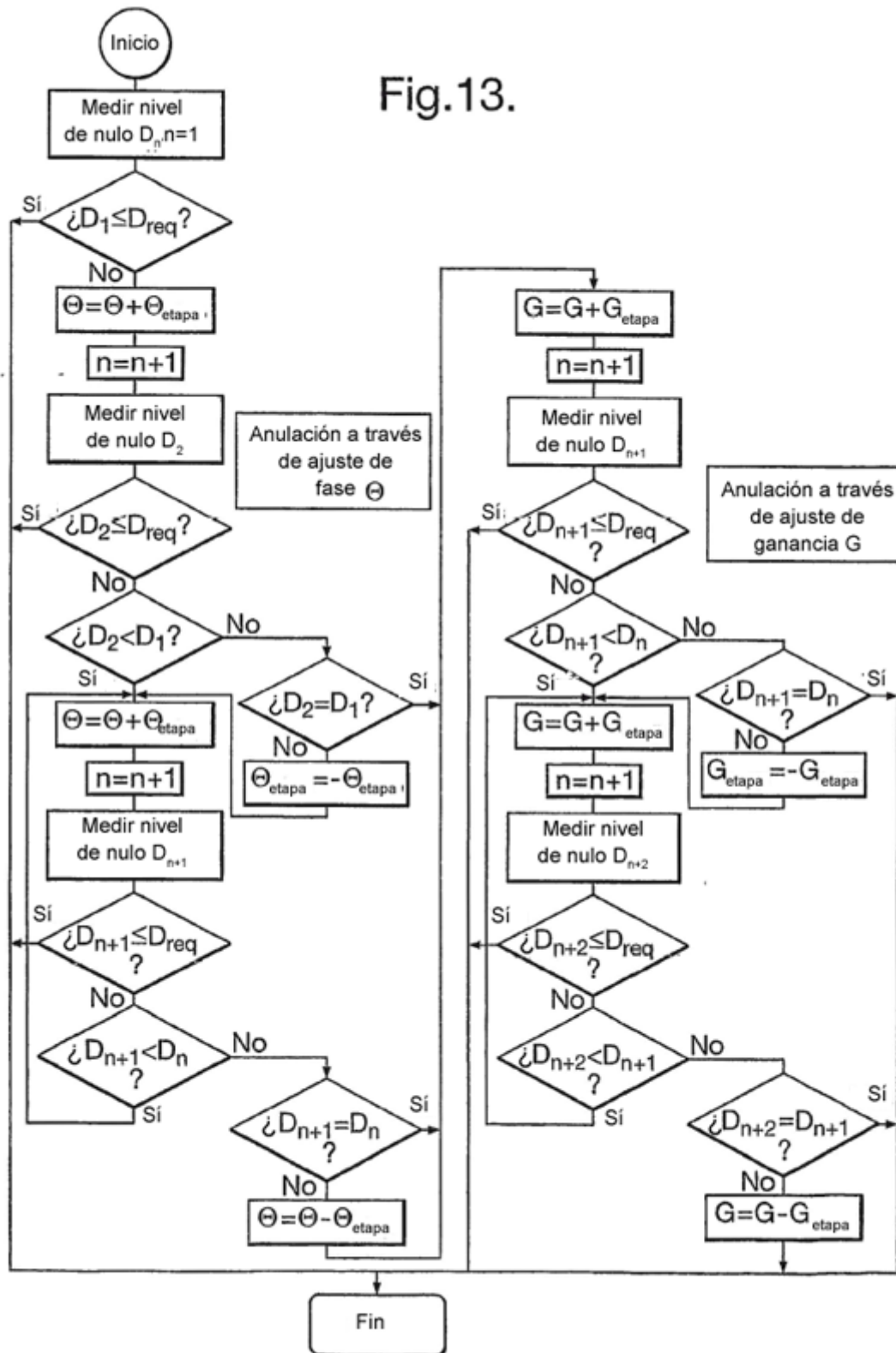


Fig.14. Pérdida de inserción de híbridos

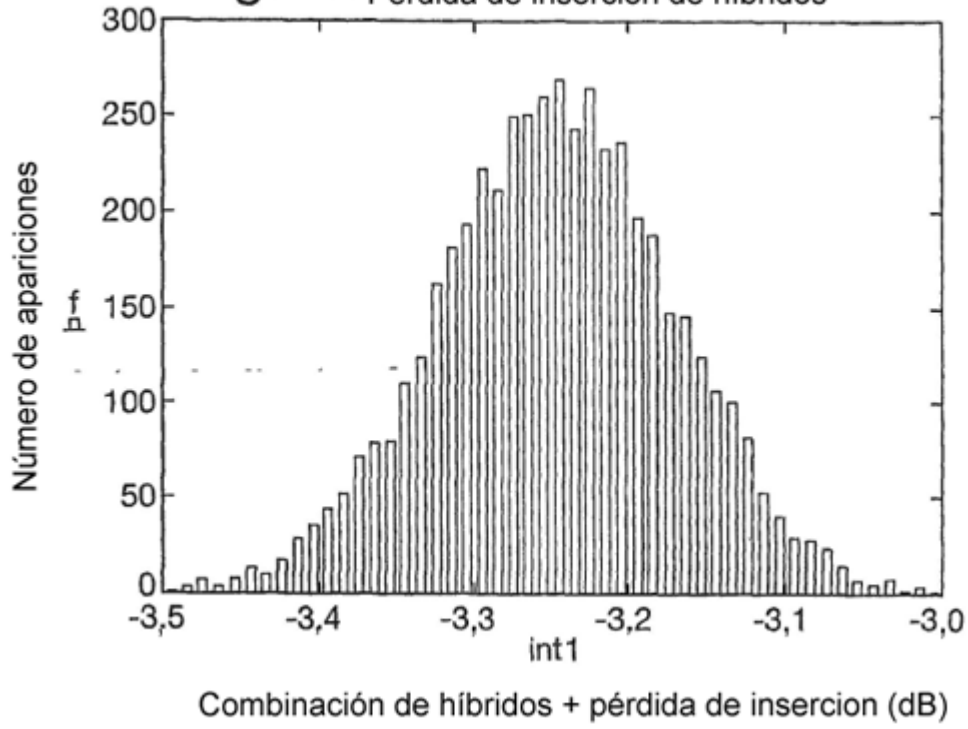


Fig.15. Desviación de fase de híbridos

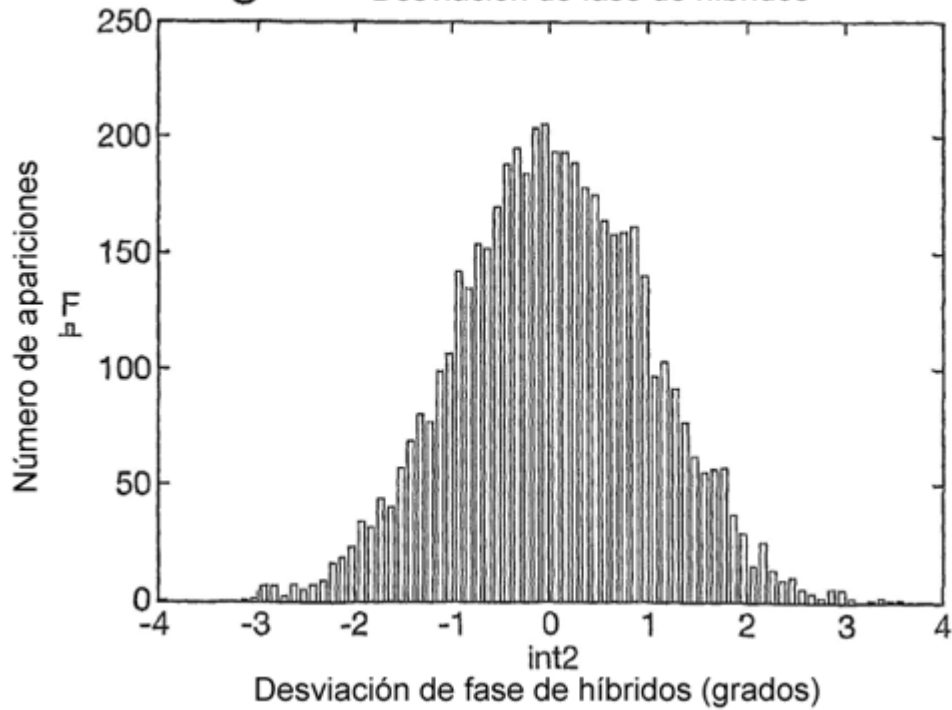


Fig.16. Ganancia relativa de amplificador

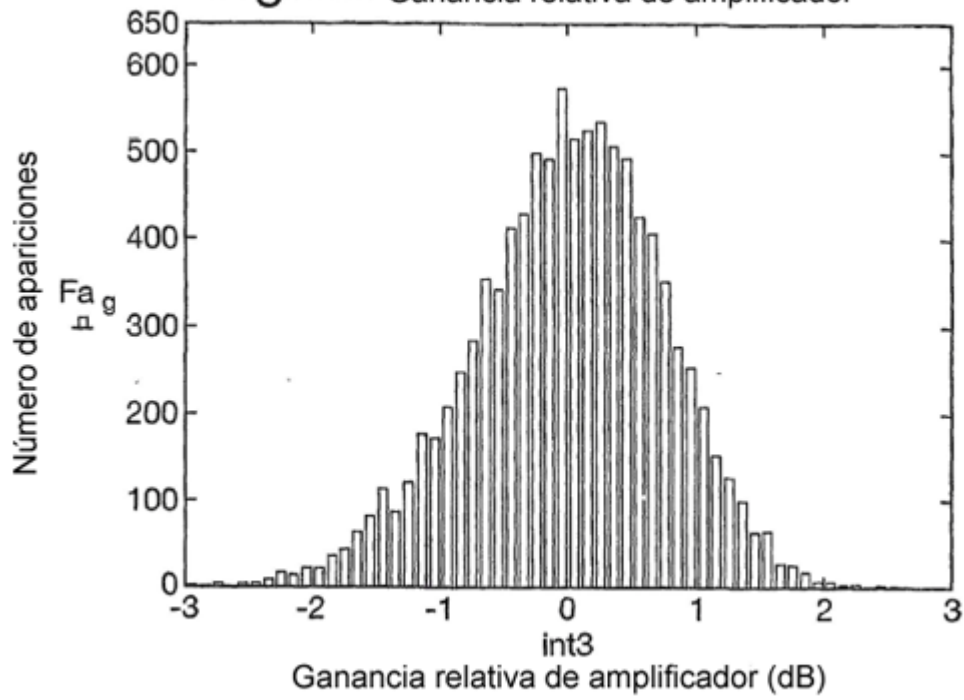


Fig.17. Fase relativa de amplificador

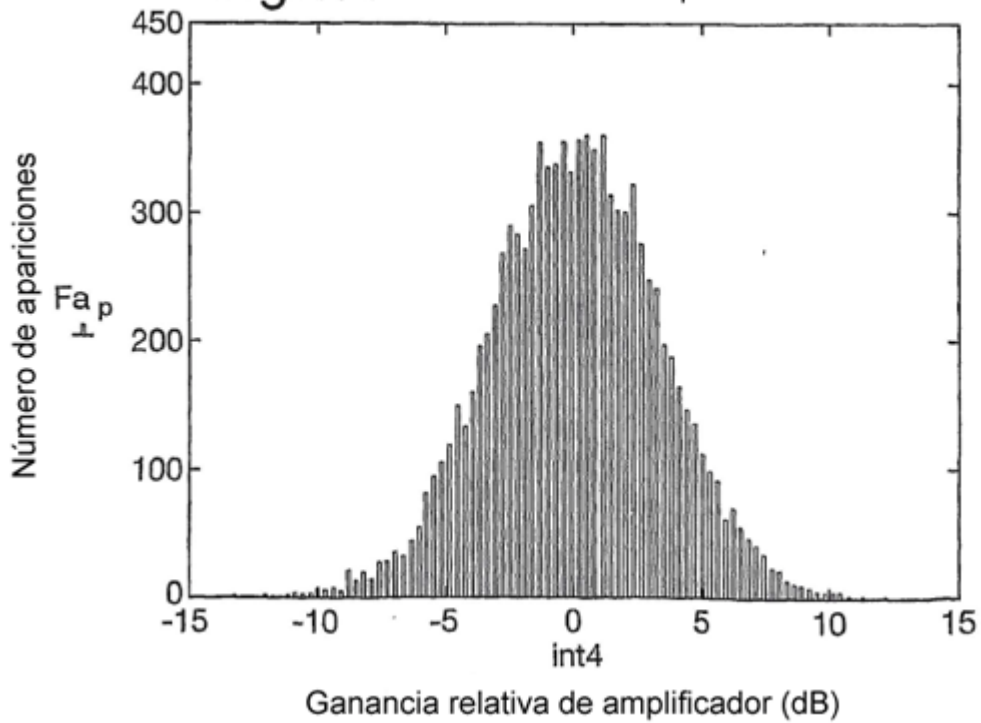


Fig.18.

Matriz de aislamiento antes de retroalimentación

$$I = \begin{pmatrix} -20.802 & -28.593 & -20.774 & -23.758 & -19.392 & -20.175 & -21.388 & 0 \\ -26.779 & -20.024 & -23.436 & -20.676 & -20.007 & -19.521 & 0 & -22.584 \\ -21.295 & -23.048 & -20.64 & -26.935 & -21.16 & 0 & -18.962 & -18.616 \\ -23.757 & -22.103 & -26.749 & -20.665 & 0 & -26.145 & -18.64 & -19.013 \\ -18.216 & -20.475 & -20.858 & 0 & -19.858 & -28.62 & -22.479 & -26.331 \\ -21.125 & -18.54 & 0 & -16.978 & -28.415 & -19.914 & -26.528 & -22.378 \\ -20.014 & 0 & -17.245 & -21.48 & -21.985 & -26.297 & -20.048 & -28.394 \\ 0 & -22.08 & -21.065 & -17.23 & -25.862 & -22.184 & -27.987 & -20.043 \end{pmatrix}$$

Fig.19

Matriz de aislamiento después de retroalimentación

$$I = \begin{pmatrix} -59.697 & -42.179 & -56.909 & -34.319 & -29.219 & -24.686 & -13.129 & 0 \\ -62.502 & -41.69 & -34.233 & -56.175 & -24.721 & -29.638 & 0 & -13.783 \\ -58.203 & -34.787 & -60.335 & -58.888 & -13.254 & 0 & -27.534 & -22.31 \\ -34.499 & -41.833 & -58.955 & -60.316 & 0 & -14.45 & -22.222 & -27.872 \\ -26.197 & -25.628 & -12.844 & 0 & -40.27 & -38.772 & -37.851 & -31.186 \\ -27.078 & -26.604 & 0 & -11.451 & -39.134 & -40.303 & -31.343 & -37.472 \\ -12.962 & 0 & -25.357 & -27.742 & -36.998 & -31.072 & -39.796 & -39.378 \\ 0 & -14.009 & -27.297 & -25.391 & -31.02 & -38.017 & -39.421 & -39.996 \end{pmatrix}$$