



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 295 627**

51 Int. Cl.:

H01Q 21/00 (2006.01)

H01Q 1/50 (2006.01)

H01Q 3/36 (2006.01)

H01Q 3/46 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Número de solicitud europea: **03751941 .0**

86 Fecha de presentación : **29.08.2003**

87 Número de publicación de la solicitud: **1547200**

87 Fecha de publicación de la solicitud: **29.06.2005**

54 Título: **Formación de haces selectivos de frecuencia.**

30 Prioridad: **30.08.2002 US 234036**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
16.04.2008

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
16.04.2008

73 Titular/es: **IPR Licensing, Inc.**
300 Delaware Avenue, Suite 527
Wilmington, Delaware 19801, US

72 Inventor/es: **Chiang, Bing;**
Gainey, Kenneth, M. y
Proctor, James, A., Jr.

74 Agente: **Elzaburu Márquez, Alberto**

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

Formación de haces selectivos de frecuencia.

5 Antecedentes del invento

En el campo de las comunicaciones inalámbricas se usan los protocolos de acceso múltiple con división en el tiempo (TDMA) y de acceso múltiple con división de código (CDMA) para comunicar desde una estación de base a una estación de móviles. Con la tecnología de TDMA se hace uso de una sola frecuencia para transmitir y recibir señales, mientras que en los sistemas de CDMA se usa una banda de frecuencias para transmitir señales y otra banda de frecuencias para recibir señales. En ambos casos, la multiplicidad de caminos puede ser una fuente de interferencias.

En la Fig. 1 se ha representado un ejemplo de ambiente 100 en el cual hay presentes típicamente una multiplicidad de caminos. El ambiente 100 incluye una primera torre de antena 105a y una segunda torre de antena 105b. Cada torre de antena 105a, 105b tiene una estación de base asociada (no representada). El ambiente 100 incluye, además, un primer edificio de oficinas 110a y un segundo edificio de oficinas 110b. En el primer edificio de oficinas 110a, una unidad de abonado 115 está dentro del alcance de las señales procedentes de ambas torres de antena 105a, 105b.

Hay varios caminos de transmisión de la señal desde las torres de antena 105a, 105b a la unidad de abonado 115. Un primer camino de transmisión de la señal 120 es un camino de transmisión de la señal directo desde la primera torre de antena 105a a la unidad de abonado 115. Un segundo camino de transmisión de la señal 125 incluye una reflexión del segundo edificio de oficinas 110b al desplazarse la respectiva señal desde la primera torre de antena 105a a la unidad de abonado 115. Un tercer camino de transmisión de la señal 130 es un camino de transmisión de la señal directo desde la segunda torre de antena 105b a la unidad de abonado 115.

El primer camino de transmisión de la señal 120 está en la dirección de la primera torre de antena 105a. La unidad de abonado 115 no sabe donde está situada la primera torre de antena 105a. La unidad de abonado 115 solamente puede apuntar (es decir, dirigir un haz) en la dirección de la señal deseada más intensa, si la señal del abonado está equipada con una antena orientable. La señal deseada más intensa está en la dirección entre las posiciones de la primera torre de antena 105a y el segundo edificio de oficinas 110b.

Para la búsqueda de la dirección (DF) la multiplicidad de caminos tiende a ser perjudicial, debido a que enmascara la dirección verdadera de la señal. La componente de la multiplicidad de caminos que está en fase con el primer camino de transmisión de la señal 120 es realmente útil, y por lo tanto el cambio de dirección no tiene consecuencia. Por consiguiente, la multiplicidad de caminos no es totalmente interferencia. Sin embargo, el tercer camino de transmisión de la señal 130 es todo interferencia, debido a que no es la misma señal la que está siendo transmitida por el primer camino de transmisión de la señal, y jamás puede estar en fase con la señal en el primer camino de transmisión de la señal.

Si la unidad de abonado 115 emplea una agrupación de antenas controladas por fase, puede usar la agrupación de antenas controladas por fase para orientar un haz de antena asociada hacia la primera torre de antena 105a, o bien, en el caso de una multiplicidad de caminos como la que se acaba de describir, en la dirección de la señal deseada más intensa. Además, la agrupación de antenas controladas por fase puede ser usada para orientar el haz de antena asociado para recibir señales de solamente el camino de transmisión de la señal directo 120, desde la primera torre de antena 105a, para eliminar los efectos de la multiplicidad de caminos (es decir, el desvanecimiento de la señal) causados por la segunda señal 125, o la interferencia causada por el tercer camino de transmisión de la señal 130.

La Fig. 2 es un diagrama bloque de la agrupación de antenas controladas por fase usada por la unidad de abonado 115 de la Fig. 1, capaz de orientar el haz asociado, en que la orientación se realiza mediante el cambio de fase de las señales de RF a/desde los elementos de antena que componen la agrupación de antenas controladas por fase 200. La agrupación de antenas controladas por fase 200 está compuesta de los subconjuntos de antena 205. Cada subconjunto de antena 205 incluye un elemento de antena 210, un duplexor (dispositivo que aísla el receptor del transmisor aunque permite que compartan una antena común) 215, y un cambiador de fase 220. Se usa una señal de control 225 para ajustar los cambios de fase impuestos por cada uno de los cambiadores de fase 220.

En el modo de transmisión, los subconjuntos 205 de la agrupación de antenas controladas por fase 200 reciben una señal 230. La señal es cambiada de fase por los cambiadores de fase 220, de manera que cuando se combinan los haces de todos los elementos de antena 210, el haz efectivo resultante (no representado) es dirigido tal como queda definido por las señales de control 225. La señal 230 para desde los cambiadores de fase 220 a los elementos de antena 210 a través de los duplexores 215, los cuales están en un modo de transmisión.

En el modo de recepción, los elementos de antena 210 reciben señales de RF más intensamente desde una dirección definida por las mismas señales de control 226. Los elementos de antena 210 proporcionan las señales recibidas a los duplexores 215, los cuales son establecidos en un modo de recepción para permitir que la señal de RF recibida pase a los cambiadores de fase 220. Los cambiadores de fase 220 proporcionan señales 230, las cuales han sido cambiadas de fase, a un sumador (no representado) para reconstruir la señal. La señal reconstruida es después procesada por un receptor (no representado).

Sumario del invento

Recientemente, los experimentos realizados para determinar la ganancia óptima entre una unidad de abonado y una torre de antena han puesto de manifiesto que, cuando se usan señales de transmisión de diferentes frecuencias, la dirección óptima de transmisión de la señal varía para las diferentes frecuencias. En la tecnología de CDMA, tal como se ha definido para una unidad de abonado, las señales de recepción (R_x) varían entre 1930-1990 MHz, y las señales de transmisión (T_x) abarcan desde 1850-1910 MHz. Además, se realizaron más ensayos para determinar si los caminos de transmisión de la señal difieren para las señales de T_x y de R_x de la tecnología de CDMA, como en el caso de transmitir señales que tengan frecuencias diferentes. Estos otros experimentos demostraron que, de hecho, los caminos de transmisión de la señal óptimos entre una unidad de abonado y la torre de antena de la estación de base, son dependientes de las frecuencias, afectando a los caminos de transmisión de la señal de las señales de T_x y de R_x .

Se ha determinado que, al menos una razón para las diferentes direcciones de transmisión de la señal óptimas para las señales a las diferentes frecuencias, es causada por los diferentes ángulos de refracción al desplazarse las señales entre la torre de antena y la antena de la unidad de abonado. Por ejemplo, en la tecnología de CDMA, cuando las señales de T_x y de R_x se desplazan a través de un cristal de una ventana de un edificio de oficinas, las señales de T_x se “curvan” con un primer ángulo, y las señales de R_x se “curvan” con un segundo ángulo. Los diferentes ángulos de refracción pueden también resultar de que las señales sigan múltiples caminos dentro de una oficina en la que resida la unidad de abonado. Además, las señales de T_x y de R_x se curvan alrededor de los objetos externos al edificio de oficinas con diferentes ángulos, lo que puede ser otra fuente de diferencia en los caminos de transmisión. El resultado neto de las diferencias en ángulos y en la multiplicidad de caminos es, en el mejor de los casos, una reducción en la relación de señal a ruido (SNR), y en el peor de los casos una interferencia que origine interrupciones en la comunicación.

En la tecnología de la antena direccional, existe la hipótesis de que las direcciones óptimas de las señales que se desplazan en los enlaces hacia delante y hacia atrás son a lo largo del mismo camino. Por lo tanto, una vez que se haya seleccionado una dirección, típicamente basada en la relación de señal de R_x a ruido (SNR), se usa la dirección seleccionada para ambas señales, la de T_x y la de R_x . Aunque pueda haberse hallado que dirección seleccionada es la óptima para uno de los enlaces, la dirección seleccionada de la directividad de la antena puede ser inferior a la óptima para el otro enlace, tal como se constató durante los experimentos antes considerados.

En general, el presente invento proporciona una unidad de abonado con una capacidad para transmitir y recibir señales en diferentes direcciones, simultáneamente, para permitir una ganancia óptima en ambas direcciones. De este modo, los efectos de la refracción y de la multiplicidad de caminos resultantes de que las señales de comunicación operen a diferentes frecuencias, pueden compensarse para mejorar la ganancia en ambos enlaces, el enlace hacia delante y el enlace hacia atrás.

El presente invento incluye una antena direccional que tiene una pluralidad de elementos de antena dispuestos en una agrupación de antenas controladas por fase parásita. Los componentes selectivos de la frecuencia están conectados a un primer subconjunto de los elementos de antena. Estructuras de ponderación están conectadas a un segundo subconjunto de los elementos de antena. Los subconjuntos primero y segundo de elementos de antena están conectados mediante un sistema de distribución de energía de alimentación espacial, para producir haces orientables independientemente, que tienen señales separadas espectralmente.

Los componentes selectivos de la frecuencia pueden ser diseñados para transmitir y recibir señales en, por ejemplo, un sistema de CDMA en el cual las bandas de transmisión de señales de transmisión y de recepción están separadas. Los componentes selectivos de la frecuencia pueden también estar diseñados para separar las señales de la misma dirección que tengan frecuencias diferentes. Los componentes selectivos de la frecuencia pueden también separar más de dos señales, en cuyo caso se acoplan más de dos elementos de cambio de fase a los componentes selectivos de la frecuencia. Los componentes selectivos de la frecuencia pueden incluir una tecnología de impresos o de no impresos, o bien una combinación de las mismas.

Las estructuras de ponderación pueden incluir elementos de cambio de fase para orientar los haces independientemente. Las señales de control independientes establecen los respectivos cambios de fase. Las estructuras de ponderación pueden incluir, además, al menos un componente de amplificación de ganancia variable para amplificar independientemente las señales recibidas o transmitidas por los respectivos elementos de antena. Al tener más de un componente de amplificación de ganancia variable asociados con cada elemento de antena, se pueden optimizar las respectivas formas de los haces.

La antena direccional puede incluir, además, un combinador asociado con cada haz que sea producido, para combinar las señales transmitidas o recibidas por los elementos de antena.

Por tener haces orientables y configurables independientemente, la antena direccional es atractiva para su uso en un ambiente de múltiples bandas y/o de multiplicidad de caminos.

En una realización, la unidad de abonado optimiza un patrón de haz de enlace hacia delante (es decir, un haz de recepción, R_x , para recibir señales por el enlace hacia delante), basado en una señal piloto procedente de una estación de base. La unidad de abonado puede también optimizar el patrón de haz de sentido inverso (es decir, de transmisión, T_x), basándose en una cualidad de señal de una señal recibida dada a través de una métrica de realimentación desde una

estación de base por el enlace de sentido hacia delante. Además, al mismo tiempo la unidad de abonado puede orientar el haz de sentido inverso (el haz T_x) en la dirección de máxima potencia recibida de una señal procedente de una estación de base dada, al tiempo que optimiza el haz de sentido hacia delante (haz de R_x) en cuanto a la mejor relación de señal a ruido (SNR) o nivel de portadora a interferencia (C/I). Estas y otras técnicas para determinar la dirección de los haces en ambos enlaces, el enlace hacia delante y el enlace hacia tras (es decir, los haces de recepción y de transmisión, respectivamente, desde el punto de vista de la unidad de abonado) son proporcionados según la Solicitud de Patente de EE.UU. N° 09/776.396 presentada con fecha 2 de febrero de 2001, titulada "Method and Apparatus for Performing Directional Re-Scan of an Adaptive Antenna" ("Método y Aparato para Efectuar la Re-Exploración Direccional de una Antena de Adaptación"), de Proctor y otros.

Breve descripción de los dibujos

Los expuestos en lo que antecede y otros objetos, características y ventajas del invento, resultarán evidentes a la vista de la descripción más particular que sigue de realizaciones preferidas del invento, tal como se han ilustrado en los dibujos que se acompañan, en los cuales los caracteres de referencia que son iguales designan las mismas partes en todas las diferentes vistas. Los dibujos no están necesariamente a escala, habiéndose puesto en cambio el énfasis en ilustrar los principios del invento.

La Fig. 1 es un diagrama de un ambiente en el cual está desplegado un sistema de comunicaciones inalámbricas;

La Fig. 2 es un diagrama bloque de un sistema de agrupación de antenas controladas por fase de la técnica anterior;

La Fig. 3 es un diagrama de un ambiente en el cual está operando un sistema de agrupación de antenas controladas por fase;

La Fig. 4 es un diagrama bloque de un grupo de antenas de haz independiente doble usado por el sistema de la Fig. 3;

La Fig. 5 es un diagrama esquemático de detalle de una realización del grupo de antenas de haz independiente doble de la Fig. 4;

La Fig. 6 es un diagrama esquemático de una realización de un componente selectivo de la frecuencia usado en el grupo de antenas de haz independiente doble de la Fig. 5;

La Fig. 7 es un gráfico de la respuesta de frecuencia de un componente selectivo de la frecuencia típico representado en la Fig. 6;

La Fig. 8 es un organigrama de una realización de un proceso empleado por el sistema de la Fig. 3;

La Fig. 9 es un diagrama esquemático del grupo de antenas de haz independiente doble de la Fig. 4, que tiene anotaciones de los pasos del proceso;

La Fig. 10 es un diagrama esquemático de una realización alternativa del grupo de antenas de haz independiente doble de la Fig. 9, que tiene una agrupación de antenas controladas por fase parásita y anotaciones de los mismos pasos del proceso;

La Fig. 11 es un diagrama esquemático de un ejemplo de estructuras de ponderación conectadas a elementos de antena en la agrupación de antenas controladas por fase parásita de la Fig. 10;

La Fig. 12 es un diagrama esquemático de un ejemplo de una estructura de ponderación particular de la Fig. 11; y

La Fig. 13 es un diagrama bloque de una distribución alternativa del grupo de antenas parásitas de la Fig. 10.

Descripción detallada del invento

A continuación se hace una descripción de realizaciones preferidas del invento.

La Fig. 3 es un diagrama que ilustra un ejemplo de uso de un sistema de agrupación de antenas controladas por fase. Un ordenador personal portátil 305 está acoplado, por medio de un cable de antena 310, a una agrupación de antenas controladas por fase 315. La agrupación de antenas controladas por fase 315 es capaz de formar un haz direccional debido al espaciamiento de los elementos de antena 317.

Como se ha ilustrado, la agrupación de antenas controladas por fase 315 proporciona dos haces: un haz de transmisión 320, y un haz de recepción 325. El haz de transmisión 320 está apuntado direccionalmente para transmitir una señal 120 a través de una ventana 330 a una torre de antena 105a en una dirección óptima. Análogamente, el haz de recepción 325 está apuntado direccionalmente para recibir un haz de recepción 125 desde la torre de antena 105a a través de la ventana 330, en una dirección óptima.

En el caso de CDMA para una unidad de abonado, las señales de transmisión (T_x) operan a 1850-1910 MHz y las señales de recepción (R_x) operan entre 1930-1990 MHz. La diferencia de frecuencias entre estas dos señales es bastante como para producir, por ejemplo, una diferencia en el ángulo de refracción de las señales que se transmiten a través de la ventana 330, entre otras diferencias direccionales. Para optimizar la relación de señal a ruido y atenuar los efectos de la multiplicidad de caminos y de otras interferencias de las señales, la agrupación de antenas controladas por fase es capaz de proporcionar los haces de T_x y de R_x simultáneamente, al tiempo que usa la misma agrupación de antenas controladas por fase 315.

Para optimizar el ángulo del haz de recepción, el sistema que controla el ángulo del haz de recepción puede usar la relación de señal a ruido (SNR) de las señales recibidas como un parámetro para determinar el mejor ángulo del haz de recepción. Un método que puede usarse para optimizar el ángulo de mira de recepción se ha descrito en la Patente de EE.UU. N° 6.100.843 y en la Solicitud de Patente de EE.UU. N° 09/616.588 pendiente relacionada, presentada con fecha 14 de julio de 2000, titulada "Adaptive Antenna for Use in Same Frequency Network" ("Antena de Adaptación para Uso en Redes de la Misma Frecuencia") de Proctor y otros.

Para optimizar el ángulo del haz de transmisión, el sistema que controla el ángulo del haz de transmisión transmite una señal con diferentes ángulos, y permite que la estación de base (no representada) en la torre 105a realmente si la dirección de transmisión de la señal es la óptima. Se pueden emplear varias formas de ejecución de la transmisión y la realimentación de las señales para determinar el ángulo de haz de transmisión óptimo, tales como las descritas en la Solicitud de Patente de EE.UU. N° 09/776.396, presentada con fecha 2 de febrero de 2001, titulada "Method and Apparatus for Performing Directional Re-Scan of an Adaptive Antenna" ("Método y Aparato para Efectuar la Re-Exploración Direccional de una agrupación de antenas controladas por fase") de Proctor y otros.

Por ejemplo, como se ha descrito en la Solicitud de Patente de EE.UU. N° 09/776.396, la unidad de abonado puede optimizar el patrón del haz de enlace hacia delante (es decir, del haz de R_x) en base a como de bien reciba la unidad de abonado una señal piloto. La unidad de abonado puede optimizar su haz de enlace hacia atrás (es decir, el patrón del haz de T_x) en base a una calidad de señal recibida de una señal dada, por medio de métrica de realimentación desde una estación de base dada sobre el enlace de sentido hacia delante. Además, la unidad de abonado puede orientar el haz de enlace de sentido hacia atrás en la dirección de máxima potencia recibida de una señal desde una estación de base, al tiempo que optimiza el haz de sentido hacia delante (es decir, el haz de R_x) sobre una mejor relación de señal a ruido (SNR) o nivel de portadora a interferencia (C/I).

Los principios del presente invento son útiles en sistemas en los cuales se usen señales de diferentes frecuencias. Por ejemplo, además de en un sistema que tenga que transmitir y recibir haces que tengan frecuencias diferentes, se puede usar el sistema para transmitir dos señales a dos frecuencias diferentes. Además, se pueden usar una señal de recepción y dos señales de transmisión separadas espectralmente, donde puedan proporcionarse tres ángulos de haz diferentes mediante la agrupación de antenas controladas por fase 315 correspondientes a las tres señales. El número de ángulos de haz simultáneos requiere un número correspondiente de cambiadores de fase y de componentes selectivos de la frecuencia que proporcionen el mismo número de canales de frecuencia.

La Fig. 4 es un diagrama bloque de un sistema usado para proporcionar el haz de transmisión 320 y el haz de recepción 325. Un conjunto de antena 405 incluye un elemento de antena 210, un componente selectivo de la frecuencia 410, una estructura de ponderación de recepción 415 (por ejemplo, de cambiador de fase y amplificador) y una estructura de ponderación de transmisión 420.

Las estructuras de ponderación 415, 420 están controladas por respectivas señales de control 425, 435. La estructura de ponderación de recepción 415 soporta una señal de recepción 430, y la estructura de ponderación de transmisión 420 soporta una señal de transmisión 440.

El conjunto de antena 405 es uno de un número n de conjuntos de antena 405 que componen la agrupación de antenas controladas por fase 315 (Fig. 3). El número de estructuras de ponderación 415, 420 en cada conjunto de antena 405 determina el número de haces que pueden ser generados simultáneamente con diferentes ángulos y/o patrones, mediante la agrupación de antenas controladas por fase 315. El componente selectivo de la frecuencia 410 proporciona discriminación entre señales de diferentes frecuencias. Preferiblemente, el componente selectivo de la frecuencia 410 proporciona medios pasivos para dividir las señales a diferentes frecuencias, de modo que se reduzca al mínimo la potencia requerida por el conjunto de antena 405.

Se proporciona un control independiente de las estructuras de ponderación 415, 420 mediante el controlador 445, el cual genera las señales de control de recepción 425 y las señales de control de transmisión 435. El controlador 445 puede incluir la inteligencia para proporcionar el ángulo y/o el patrón para el haz de transmisión 320 y el haz de recepción 435 (Fig. 3), o bien, un sistema local (por ejemplo, el ordenador portátil 305) puede proporcionar la inteligencia para determinar los ángulos y/o los patrones óptimos de los haces. En una de tales realizaciones, el sistema local proporciona entonces al controlador 445 la información óptima de ángulo y/o de patrón, la cual, a su vez, es proporcionada a las estructuras de ponderación 415, 420.

La Fig. 5 es un diagrama esquemático de una realización más extensa del sistema de conjunto de antenas de haz independiente doble de la Fig. 4. De acuerdo con los principios del presente invento, tanto un haz de transmisión 320

ES 2 295 627 T3

como el haz de recepción 325 pueden ser dirigidos independiente y simultáneamente por la misma agrupación de antenas controladas por fase 314 (Fig. 3).

El sistema 500 de conjunto de antenas de haz independiente doble incluye una pluralidad de redes 505 de formación de haces de transmisión/recepción. Cada red 505 incluye un elemento de antena 510, un componente selectivo de la frecuencia 515, y estructuras de ponderación de recepción y de transmisión 415, 420, respectivamente. En esta realización, las estructuras de ponderación de recepción 415 incluyen un amplificador 520 de bajo ruido, de ganancia variable, de recepción, y un cambiador de fase de recepción 522. Las estructuras de ponderación de transmisión 420 incluyen un amplificador 525 de bajo ruido, de ganancia variable, de transmisión.

Los amplificadores 520, 525 en las redes 505 proporcionan mejores actuaciones con posiblemente un coste más alto que el de tener amplificadores de transmisión y de recepción simples, situados más alejados de los elementos de antena 510. Sin embargo, puesto que los haces son direccionales, teniendo una más alta ganancia en la dirección del haz del pico, los amplificadores 520, 525 no tienen que ser necesariamente de alta potencia, como pudiera ser el caso de una antena omnidireccional, de modo que el coste por amplificador puede ser relativamente económico.

Como alternativa, los amplificadores de bajo ruido 520 y los amplificadores de potencia 525 podrían estar detrás de los combinadores 530 y 535. El sistema 500 puede ser menos costoso, debido a su ejecución con un solo amplificador, pero tendría probablemente peores actuaciones que las de la realización de amplificador distribuido ilustrada.

Los cambiadores de fase 522, 527 pueden ser cambiadores de fase genéricos, o bien del tipo descrito en la Solicitud de Patente de EE.UU. N° 09/774.534, presentada con fecha 31 de enero de 2001, titulada "Electronic Phase Shifter With Enhanced Phase Shift Performance" ("Cambiador de Fase Electrónico con Mejora de Actuaciones de Cambio de Fase") de Chiang y otros.

Un primer combinador 520 transmite señales a las N partes de transmisión de las redes 505 de formación del haz. Un segundo combinador 535 recibe señales de las N partes de recepción de las redes 505 de formación del haz. El combinador puede ser un combinador típico, tal como un combinador de potencia Wilkinson.

Además, los elementos de antena 510 pueden ser elementos de antena genéricos, susceptibles de ser usados en una agrupación de antenas controladas por fase para formación del haz de otro tipo de antena, tal como de una antena representada y descrita en la Solicitud de Patente de EE.UU. N° 09/773.277, presentada con fecha 31 de enero de 2001, titulada "Stacked Dipole Antenna for Use in Wireless Communications Systems" ("Antena Dipolo Apilada para Uso en Sistemas de Comunicaciones Inalámbricas") de Chiang y otros, y en la Solicitud de Patente de EE.UU. N° 09/773.377, presentada con fecha 31 de enero de 2001, titulada "Printed Circuit Low Profile Vertical Dipole" ("Dipolo Vertical de Perfil Bajo de Circuito Impreso") de Gothard y otros.

Además, los componentes selectivos de la frecuencia 515 pueden ser de varios tipos, incluidos los tipos susceptibles de impresión y/o los no impresos. Es importante, sin embargo, que los componentes selectivos de la frecuencia 515 proporcionen suficiente aislamiento de la banda de frecuencia como para que no haya fugas de señales de T_x ni de R_x entre sí, creándose con ello ruido en la señal.

Un ejemplo de un componente selectivo de la frecuencia impreso se ha proporcionado en la Fig. 6. Con referencia a la Fig. 6, el componente selectivo de la frecuencia 315 incluye dos híbridos 605 de 90 grados, dos filtros de paso bajo (LPF) 610, y un cambiador de fase 615, de valor fijo, de 180 grados. La señal recibida del elemento de antena 150 es dirigida a un primer híbrido 605 de 90 grados y de salida a un amplificador de bajo ruido (LNA) 300a. La señal recibida amplificada es proporcionada a un receptor (no representado) para su posterior procesamiento.

Un transmisor (no representado) proporciona una señal al amplificador de potencia (PA) 320b. La señal de transmisión amplificada es procesada por el componente selectivo de la frecuencia 315 y proporcionada al elemento de antena 510 (no representado). La señal que es transmitida por la antena está preferiblemente aislada por el componente selectivo de la frecuencia 315 del amplificador de bajo ruido 320a.

El componente selectivo de la frecuencia 315 es de bajo coste, pero puede no proporcionar el mismo nivel de actuaciones que otros posibles componentes selectivos de la frecuencia. Por ejemplo, el componente selectivo de la frecuencia 315 no proporciona un alto grado de aislamiento entre las señales de transmisión y de recepción dentro de los 80 MHz de cada una, debido a su baja característica Q. Sin embargo, puesto que el componente selectivo de la frecuencia es susceptible de impresión, es pequeño y de fabricación económica.

Un ejemplo de componente selectivo de la frecuencia alternativo es el disponible comercialmente de la firma Agilen® Technologies, al cual se denomina como un resonador acústico de volumen de película delgada (FBAR), el cual proporciona un filtro de alta Q en un perfil de paquete pequeño. Un HPMD-7903 es un ejemplo de tal FBAR duplexado, y es relativamente pequeño. El HPMD-7903 tiene características de buenas actuaciones, pero es más caro que el componente selectivo de la frecuencia susceptible de impresión de la Fig. 6.

Todavía otra realización alternativa del componente selectivo de la frecuencia 315 es un duplexor cerámico. Un duplexor cerámico: (i) tiene unas altas actuaciones, características de filtro de alta Q, (ii) es relativamente barato, pero (iii) es relativamente grande. Como otras características de actuaciones a considerar cuando se seleccione un

componente selectivo de la frecuencia, se incluyen la pérdida por inserción, el bloqueo del ruido, la manipulación de la energía, las anchuras de banda de transmisión y de recepción, el aislamiento entre canales, la ondulación en banda, la impedancia, y las características de temperatura.

La Fig. 7 es un gráfico 700 de respuesta de frecuencia que sirve de ejemplo de un componente selectivo de la frecuencia 315. El gráfico 700 de respuesta de frecuencia indica las regiones de paso de banda de la banda de paso de recepción 705a y de la banda de paso de transmisión 705b. Las características de transmisión y de recepción son para una unidad de abonado en un sistema de CDMA, en el cual la banda de transmisión está especificada entre 1850-1910 MHz, y la banda de recepción está especificada entre 1930 y 1990 MHz.

La Fig. 8 es un organigrama de una realización de un proceso 800 empleado por el sistema 500 de conjunto de antenas de haz independiente doble (Fig. 5). El proceso 800 empieza en el paso 805. En el paso 810, el proceso 800 determina si ha sido recibida una señal de control para ajustar la dirección del haz de recepción de la agrupación de antenas controladas por fase. Si es que sí, entonces en el paso 815 el proceso 800 controla el estado de las estructuras de ponderación de recepción 415 (Fig. 5) acopladas a una agrupación de antenas controladas por fase. Si es que no, entonces el proceso 800 continúa en el paso 820.

En el paso 820, el proceso 800 determina si ha sido recibida una señal de control para ajustar la dirección del haz de transmisión. Si es que sí, entonces el proceso 800 continúa en el paso 825, en el cual el proceso 800 controla el estado de las estructuras de ponderación de transmisión 420 (Fig. 5) acopladas a la misma agrupación de antenas controladas por fase. El proceso 800 continúa en el paso 810, hasta que se pare el sistema.

En realizaciones alternativas del proceso 800 se pueden incluir otros pasos u otros puntos de decisión, para controlar la agrupación de antenas controladas por fase 315 (Fig. 3): (i) de una manera tal como la antes considerada, tal como controlando los amplificadores 520, 525 (Fig. 5), o (ii) de una manera no descrita pero conocida corrientemente en la técnica para el control de un haz direccional.

El proceso 800 puede ser ejecutado mediante el controlador 445 (Fig. 4) o mediante un controlador maestro, tal como un controlador en el ordenador personal 305 (Fig. 3).

En la anterior descripción se ha descrito un conjunto de antena totalmente activo para proporcionar una formación de haz doble para uso por terminales de acceso portátiles y otros dispositivos inalámbricos. En la descripción que sigue se exponen los principios para una realización alternativa que incluye elementos de antena pasivos con acoplamiento parásito a por lo menos un elemento de antena activo. Antes de tratar esta realización alternativa, se ofrece una breve revisión de la primera realización en la que se hacen resaltar cuatro pasos de un proceso realizado en la misma.

La Fig. 9 es un diagrama esquemático generalizado de la realización de agrupación de antenas controladas por fase totalmente activa de la Fig. 4, en el que el conjunto de antena 405 puede usar dos divisores de potencia 530, 535, múltiples diplexores (sistemas de antena doble o mezcladores de antena) 515, múltiples cambiadores de fase 522, 527, y múltiples amplificadores 520, 525, para crear dos haces orientados independientemente 320, 325.

Siguiendo el camino de la red, la señal T_x pasa a través del divisor de potencia 530 (Paso A), donde la señal es dividida en N formas, siendo N el número de elementos de antena 317 en la agrupación de antenas controladas por fase 315. La señal pasa en cada camino a través de S 12 del cambiador de fase 527 (Paso B) y del amplificador 525, y se encuentra luego con un camino equivalente de la señal R_x . Los dos caminos, el de T_x y el de R_x pasan entonces a través del diplexor 615 (Paso C) para hacer que los dos caminos se combinen en uno. Ese un camino conecta después con uno de los N elementos de antena 317 y radia (paso D). Junto con otros elementos de antena 317, se forman dos haces separados 320, 325, cada uno correspondiente a una banda diferente, puesto que la fase de cada banda es controlada por separado por los cambiadores de fase 527, 622 antes de que sean combinadas.

La Fig. 10 es un diagrama esquemático de una realización de una antena direccional para producir haces orientables independientemente que tienen señales separadas espectralmente. Los divisores de potencia 530, 535 de la realización anterior (Fig. 9) pueden ser sustituidos por un sistema 1015 de distribución de potencia de alimentación espacial. Puede hacerse uso de un solo diplexor 515 en vez de múltiples diplexores. Los cambiadores de fase 527, 522 en los módulos 405 de formación de haces de T/R de la Fig. 9, pueden ser reemplazados por impedancias selectivas de frecuencia 1010, S11s. Los diplexores 515 usan filtros 610 (Fig. 6) para separar las dos bandas. Los filtros son dispositivos de microondas que tienen características de frecuencia especiales S12. En esta segunda realización se sugiere que pueden usarse, en cambio, impedancias selectivas de frecuencia 1010 que tengan características de frecuencia S11 equivalentes a las de los filtros 610.

Esta segunda realización de la antena direccional representada en la Fig. 10 tiene un camino similar al de la primera realización de la Fig. 9, pero los pasos se dan en un orden diferente. El camino de la señal T_x se combina con el camino de la R_x , con ayuda de un diplexor 515 (Paso C) y forma un solo camino. Ese único camino conduce luego a un divisor de potencia, el cual ha sido cambiado a un divisor de potencia de alimentación espacial 1015 (paso A). Una de las potencias de los N caminos divididos entra en un elemento pasivo 1005 y ve el S11 de una impedancia selectiva de frecuencia 1010 (paso B), la cual puede ser una carga conmutada, también designada como una estructura de ponderación. La carga envía la señal de vuelta fuera del elemento pasivo 1005 (Paso D) con su fase, y también su amplitud si así se desea, alterada o controlada por la carga seleccionada. Las ondas re-radiadas procedentes de

ES 2 295 627 T3

todos los elementos pasivos 1005 forman un haz. Para formar dos haces a través de la selectividad de frecuencia, las impedancias selectivas de frecuencia 1010 son selectivas de la frecuencia.

Con referencia ahora a la Fig. 11, el proceso selectivo de la frecuencia es proporcionado por una impedancia selectiva de frecuencia debidamente diseñada 1010, a la que, de modo intercambiable, se hace aquí referencia en lo que sigue como la S11. La S11 puede ser el resultado de ver un cortocircuito (SC) 1110, o un circuito abierto (OC) 1115. Idealmente, el cortocircuito 1110 y el circuito abierto 1115 tienen amplitudes unidad, y solamente varían las fases que son de 0 ó de 180 grados. En la Fig. 11 se ha representado una posible disposición de conmutación en la que se usa un conmutador 1105 mecánico, eléctrico, o electro mecánico.

La S11 puede ver también las impedancias Z1 1120, o Z2 1125, las cuales tienen características de impedancia como función de la frecuencia. La Z2 1125 retorna la fase 0 para Tx, y la 180 para Rx. La Z1 1120 hace lo contrario. En la Fig. 11, las fases re-radiadas podrían adoptar una de las cuatro combinaciones: 1) Tx y Rx tienen fase de 0; 2) Tx y Rx tienen ambas fase de 180 grados; 3) Tx tiene fase de 0 y Rx tiene fase de 180 grados; y 4) Tx tiene fase de 180 y Rx de 0 grados. Cada elemento 1110, 1115, 1120, 1125 está en una de los cuatro estados. Juntos, forman dos conjuntos de distribución de fase, y por lo tanto dos haces diferentes 320, 325, que cada uno corresponde a una banda de frecuencia diferente, representadas por los diagramas de fase 1122, 1127. Puede haber más variaciones en el diseño, tales como las de cambiadores de fase distintas de cero o de 180 grados (por ejemplo, cambiadores de fase de 30, 60 ó 90 grados). Puede haber también más posiciones de conmutador para aumentar los pasos de fase y las combinaciones de fase.

La Fig. 12 es un esquema que proporciona un ejemplo de cómo generar Z1 (f) 1120 y Z2 (f) 1125. En este ejemplo, se da una simple combinación en serie de LC, de una inductancia 1205 y un condensador 1210. La magnitud y la fase de la impedancia se han representado en 1215, 1220 como función de la frecuencia, mostrando una baja magnitud en la resonancia, con un cambio brusco de fase. El gráfico de fase 1220 tiene forma de "S", con lo que puede ser usado para Z2 (f) 1125. Se puede usar un complemento de ese circuito para Z1 (f) 1120. Un corte brusco puede ser la consecuencia de añadir más polos, y las bandas anchas pueden proceder de una sintonización vacilante. (Véase George R. Matthaei, y otros "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures" (NY- (EE.UU.) McGraw-Hill, 1974) en donde se analizan algunas técnicas de síntesis para circuitos de adaptación de impedancias de microondas. La conmutación puede ser incorporada en el propio circuito de impedancia para proporcionar incrementos finos de fase reflejada. También se puede usar la electrónica para efectuar variaciones de fase continuas, en vez de variaciones de fase individualizadas.

Cuando se aplica este concepto a un conjunto de antenas circular, como se ha ilustrado en la Fig. 13, el resultado es que los haces dobles 320, 325 pueden explorar independientemente, cubriendo 360 grados en el plano del conjunto de antenas. Una aplicación, tal como una proporcionada por la Patente de EE.UU. N° 6.369.770 titulada "Closely Spaced Antenna Array" ("Agrupación de Antenas Estrechamente Espaciadas") de Griff Gothard y otros, puede emplearse, por lo tanto, para soportar haces dobles. El concepto se puede extender también a múltiples frecuencias, más de dos, para cubrir aplicaciones de bandas múltiples.

Aunque se ha ilustrado y descrito este invento en particular con referencia a realizaciones preferidas del mismo, comprenderán quienes sean expertos en la técnica que se pueden efectuar en el mismo varios cambios, en forma y en detalles, sin rebasar el alcance del invento abarcado por las reivindicaciones que se acompañan.

REIVINDICACIONES

1. Una antena direccional que comprende:

una pluralidad de elementos de antena (1005, 1020) dispuestos en una agrupación de antenas controladas por fase (1000), estando la antena direccional **caracterizada** porque comprende, además:

al menos un componente selectivo de la frecuencia (515) para acoplar señales en un primer subconjunto (1020) de los elementos de antena (1005, 1020); y

estructuras de ponderación (1010) para ponderar las señales en un segundo subconjunto (1005) de los elementos de antena (1005, 1020), acoplados los subconjuntos primero y segundo de elementos de antena por un sistema de distribución de potencia de alimentación espacial (1015) para producir haces orientables independientemente (320, 325) que tienen señales separadas espectralmente (705a, 705b).

2. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, en la que los subconjuntos primero (1020) y segundo (1005) de elementos de antena son objeto de acoplamiento parásito.

3. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, en la que el segundo subconjunto (1005) de elementos de antena es un conjunto de antenas controladas por fase.

4. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, en la que la estructura de ponderación (1010) es seleccionable electrónica, mecánica, o electro mecánicamente.

5. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, en la que las estructuras de ponderación (1010) incluyen al menos uno de los siguientes elementos:

cortocircuito, circuito abierto, impedancia localizada, o línea de retardo.

6. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, en la que las estructuras de ponderación (1010) son seleccionadas para originar respectivas fases re-radiadas para cada una de las señales separadas espectralmente (705a, 705b).

7. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, en la que el segundo subconjunto (1005) re-radia las señales separadas espectralmente (705a, 705b) como función de la estructura de ponderación (1010).

8. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, en la que el sistema de distribución de potencia de alimentación espacial (1015) es un divisor de potencia en una dirección de transmisión, y un combinador de potencia en una dirección de recepción.

9. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, en la que dicho al menos un componente selectivo de la frecuencia (515) separa las señales de transmisión y de recepción.

10. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, en la que dicho al menos un componente selectivo de la frecuencia (515) separa las señales de la misma dirección que tienen frecuencias diferentes.

11. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, en la que los componentes selectivos de la frecuencia (515) están impresos.

12. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, en la que los componentes selectivos de la frecuencia (515) no están impresos.

13. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, en la que los componentes selectivos de la frecuencia (515) incluyen elementos de cambio de fase (522, 527).

14. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 13, en la que los elementos de cambio de fase (522, 527) reciben señales de control independientes para establecer los respectivos cambios de fase.

15. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, en la que al menos una de las estructuras de ponderación (1010) incluye al menos un componente de amplificación de ganancia variable (520, 525).

16. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 15, en la que el número de componentes de amplificación de ganancia variable asociados con cada elemento de antena corresponde al número de haces separados espectralmente que están optimizados independientemente en cuanto a su forma.

ES 2 295 627 T3

17. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, que incluye además un combinador (530, 535) asociado con cada haz que es producido para combinar las señales transmitidas o recibidas por los elementos de antena.
- 5 18. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, que produce simultáneamente los haces.
19. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, usada en un ambiente de múltiples caminos.
20. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, usada en una de las siguientes redes:
- 10 en la misma red de frecuencia, en una red de espectro extendido, en una red de acceso múltiple por división de código (CDMA), o en una red de multiplexado por división de frecuencia ortogonal (OFDM).
21. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, en la que una de las estructuras de ponderación (1010) para acoplar señales en dicho al menos un componente selectivo de la frecuencia (515) se ajusta para optimizar un patrón de haz de recepción (325) basado en una señal piloto recibida.
- 15 22. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, en la que una de las estructuras de ponderación (1010) para acoplar señales en dicho al menos un componente selectivo de la frecuencia (515) se ajusta para optimizar un patrón de haz de transmisión (320) basado en una cualidad de señal recibida de una señal dada a través de una métrica de realimentación por un enlace de sentido hacia delante.
- 20 23. La antena direccional de acuerdo con la reivindicación 1, en la que una de las estructuras de ponderación (1010) para acoplar señales en dicha al menos una componente selectiva de la frecuencia se ajusta para orientar un haz de transmisión (320) en la dirección de máxima potencia recibida de una señal procedente de una estación de base dada, mientras que otra de las estructuras de ponderación (1010) para acoplar señales en dicha al menos una componente selectiva de la frecuencia se ajusta para optimizar un haz de recepción (325) basado en una métrica seleccionada del grupo consistente en una mejor relación de señal a ruido (SNR) y un nivel de portadora a interferencia (C/I).
- 25 24. Un método para dirigir un haz de antena mediante el uso de una pluralidad de elementos de antena (1005, 1020) dispuestos en una agrupación de antenas (1000), estando el método **caracterizado** porque comprende los pasos de:
- 30 acoplar (515) selectivamente por frecuencia señales en un primer subconjunto (1020) de los elementos de antena (1005, 1020); y
- 35 ponderar (1010) las señales en un segundo subconjunto (1005) de los elementos de antena (1005, 1020), acoplados los subconjuntos primero y segundo de elementos de antena mediante un sistema (1015) de distribución de potencia de alimentación espacial para producir haces orientables independientemente (320, 325) que tienen señales separadas espectralmente (705a, 705b).
- 40 25. El método de acuerdo con la reivindicación 24, en el que los subconjuntos primero (1020) y segundo (1005) de elementos de antena son objeto de acoplamiento parásito.
- 45 26. El método de acuerdo con la reivindicación 24, en el que la ponderación de las señales en el segundo subconjunto (1005) de elementos de antena hace que el segundo subconjunto de elementos de antena se comporte como una agrupación de antenas controladas por fase.
27. El método de acuerdo con la reivindicación 24, en el que la ponderación (1010) de las señales incluye cambiar el estado de los elementos de conmutación electrónicos, mecánicos, o electro mecánicos.
- 50 28. El método de acuerdo con la reivindicación 24, en el que la ponderación (1010) de las señales incluye seleccionar una ponderación usando al menos una de las siguientes técnicas:
- 55 cortocircuitar, abrir circuito, cambiar una impedancia localizada, o elegir una línea de retardo de los respectivos elementos de antena a un plano de tierra asociado.
29. El método de acuerdo con la reivindicación 24, en el que la ponderación (1010) de las señales incluye seleccionar ponderaciones para producir respectivas fases re-radiadas para cada una de las señales separadas espectralmente (705a, 705b).
- 60 30. El método de acuerdo con la reivindicación 24, en el que la ponderación (1010) de la señal hace que el segundo subconjunto (1005) re-radie las señales separadas espectralmente (705a, 705b) como función de la ponderación.
- 65 31. El método de acuerdo con la reivindicación 24, en el que se usa el sistema (1015) de distribución de la potencia de alimentación espacial para producir división de la potencia en una dirección de transmisión y combinación de la potencia en una dirección de recepción.

ES 2 295 627 T3

32. El método de acuerdo con la reivindicación 24, en el que el acoplamiento selectivo (515) de las señales del primer subconjunto (1020) de elementos de antena incluye separar las señales de transmisión y de recepción.

33. El método de acuerdo con la reivindicación 24, en el que el acoplamiento selectivo (515) de las señales del primer subconjunto (1020) de elementos de antena incluye separar señales de la misma dirección que tengan frecuencias diferentes.

34. El método de acuerdo con la reivindicación 24, en el que el acoplamiento selectivo (515) de las señales en el primer subconjunto (1020) de elementos de antena incluye canalizar la señal a través de componentes selectivos de la frecuencia impresos.

35. El método de acuerdo con la reivindicación 24, en el que el acoplamiento selectivo (515) de las señales en el primer subconjunto (1020) de elementos de antena incluye canalizar la señal a través de componentes selectivos de la frecuencia que no están impresos.

36. El método de acuerdo con la reivindicación 24, en el que la ponderación (1010) de las señales en el segundo subconjunto (1005) de elementos de antena incluye ajustar los elementos de cambio de fase (522, 527).

37. El método de acuerdo con la reivindicación 36, en el que el ajuste de los elementos de cambio de fase (522, 527) incluye enviar señales de control independientes a los elementos de cambio de fase para establecer respectivos cambios de fase.

38. El método de acuerdo con la reivindicación 24, en el que la ponderación (1010) de la señal incluye amplificar selectivamente (522, 525) la señal.

39. El método de acuerdo con la reivindicación 38, en el que la amplificación selectiva (522, 525) de la señal se hace como función del número de haces separados espectralmente que están independientemente optimizados en cuanto a su forma.

40. El método de acuerdo con la reivindicación 24, que incluye además emplear un combinador (530, 535) asociado con cada haz que se haya producido, para combinar las señales transmitidas o recibidas por los elementos de antena.

41. El método de acuerdo con la reivindicación 24, en el que se producen los haces simultáneamente.

42. El método de acuerdo con la reivindicación 24, usado en un ambiente de múltiples caminos.

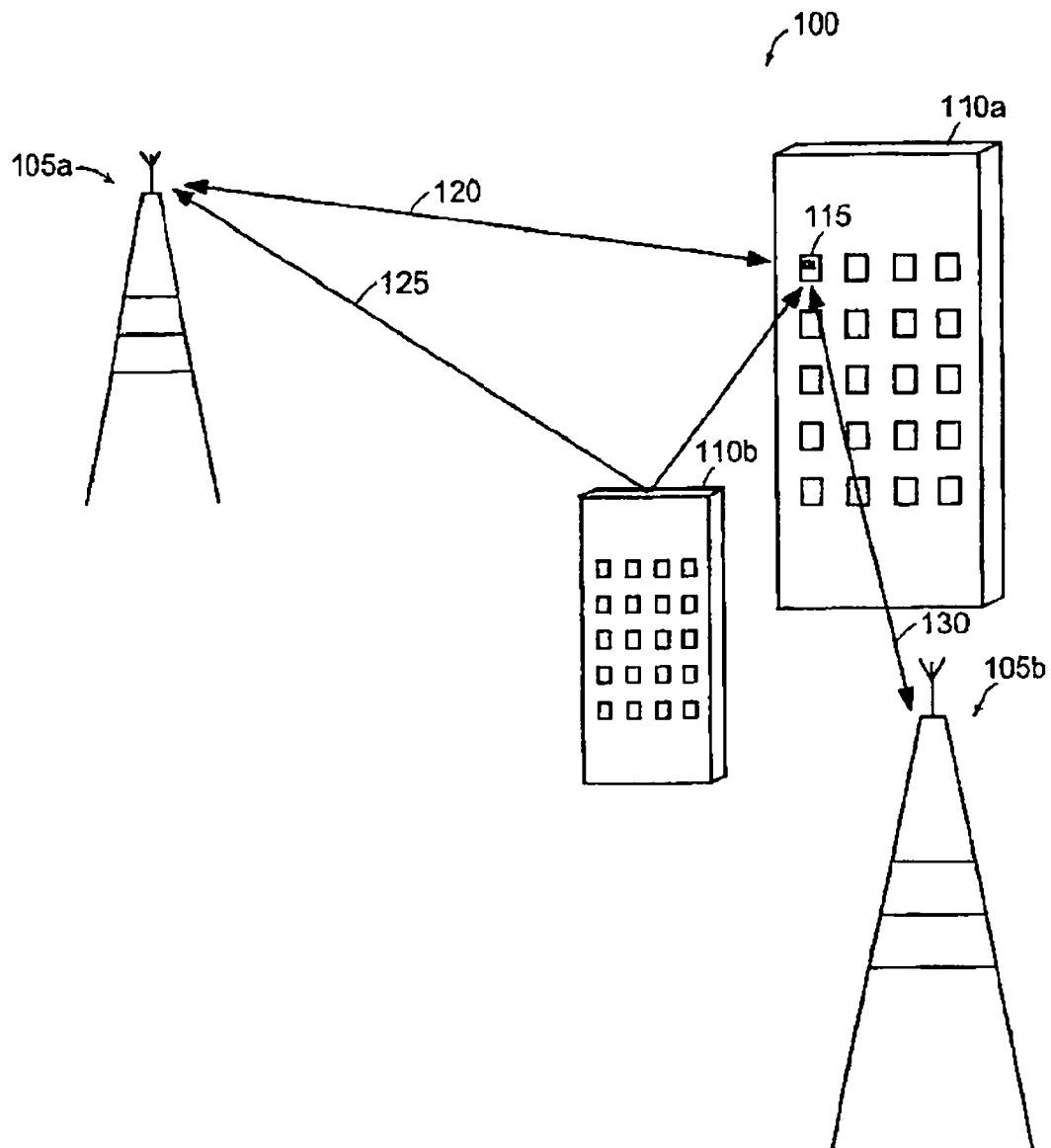
43. El método de acuerdo con la reivindicación 24, usado en una de las siguientes redes:

la red de la misma frecuencia, una red de espectro extendido, una red de acceso múltiple por división de código (CDMA), o una red de multiplexado de división de frecuencia ortogonal (OFDM).

44. El método de acuerdo con la reivindicación 24, en el que la ponderación (1010) de la señal incluye ajustar la ponderación para optimizar un patrón de haz de recepción (325), en base a una señal piloto recibida.

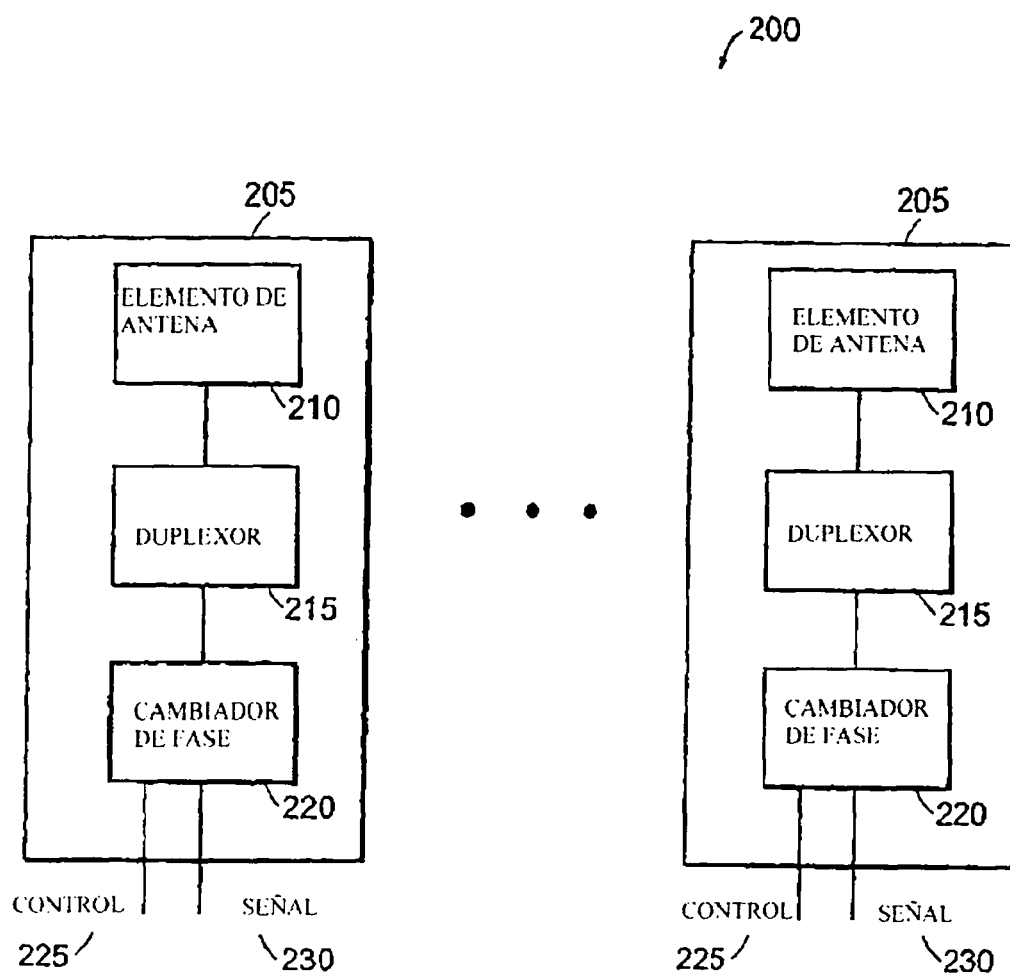
45. El método de acuerdo con la reivindicación 24, en el que la ponderación (1010) de la señal incluye optimizar un patrón de haz de transmisión (320) en base a una cualidad de señal recibida de una señal dada, a través de una métrica de realimentación por un enlace de sentido hacia delante.

46. El método de acuerdo con la reivindicación 24, en el que la ponderación (1010) de la señal incluye orientar un haz de transmisión (320) en la dirección de máxima potencia recibida de una señal procedente de una estación de base dada, al tiempo que se optimiza un haz de recepción (325) en base a una métrica seleccionada del grupo consistente en una mejor relación de señal a ruido (SNR) y un nivel de portadora a interferencia (C/I).



TÉCNICA ANTERIOR

FIG. 1



TÉCNICA ANTERIOR

FIG. 2

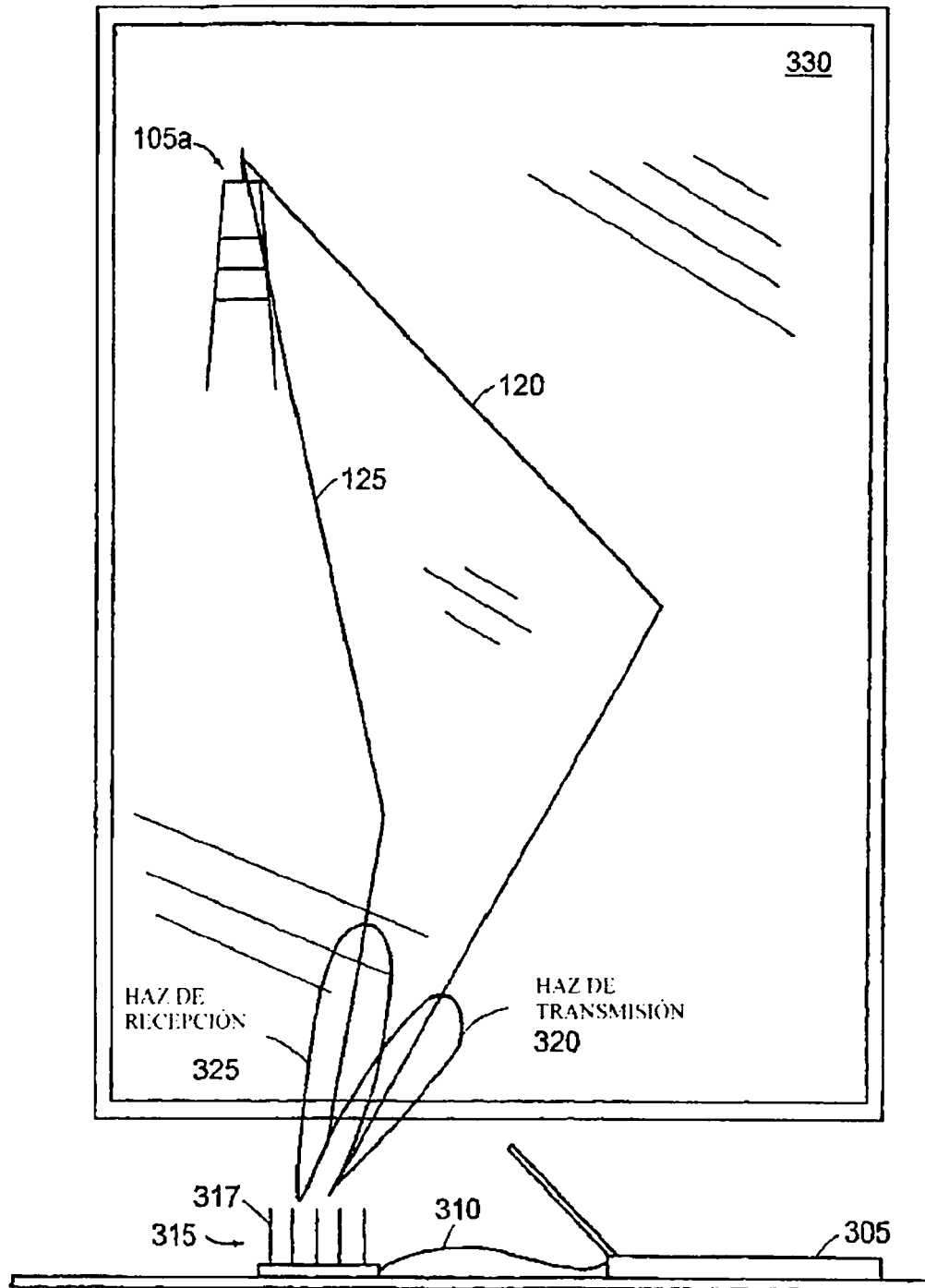


FIG. 3

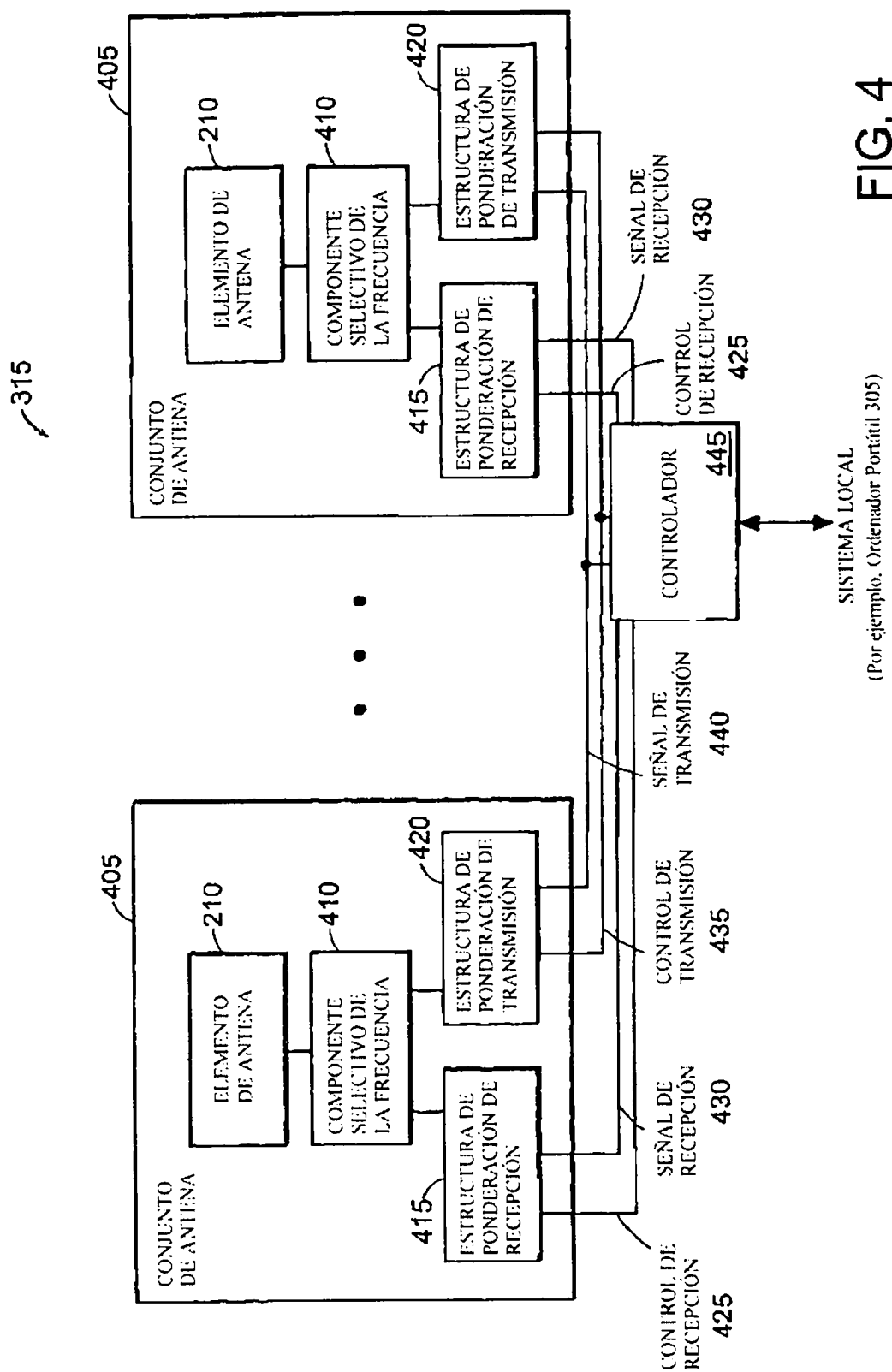
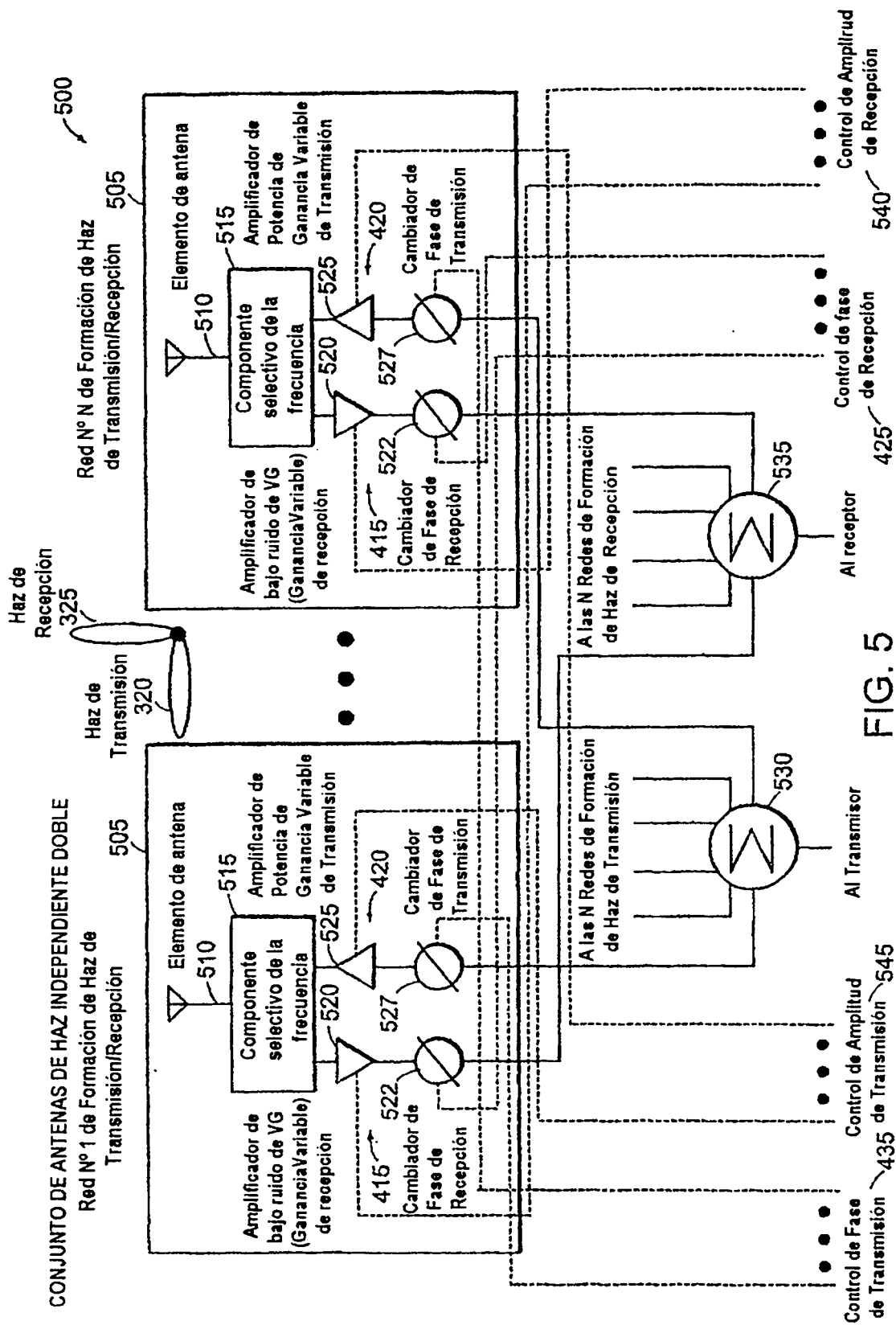


FIG. 4



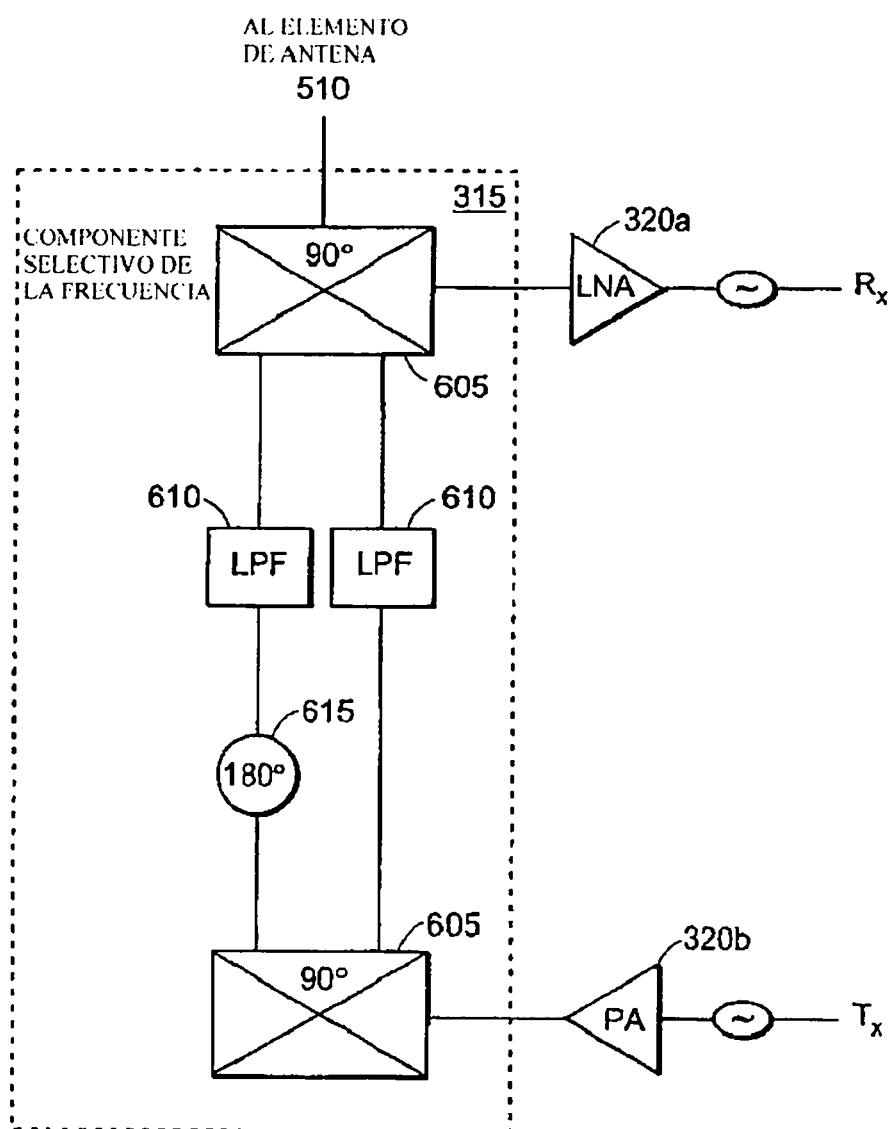


FIG. 6

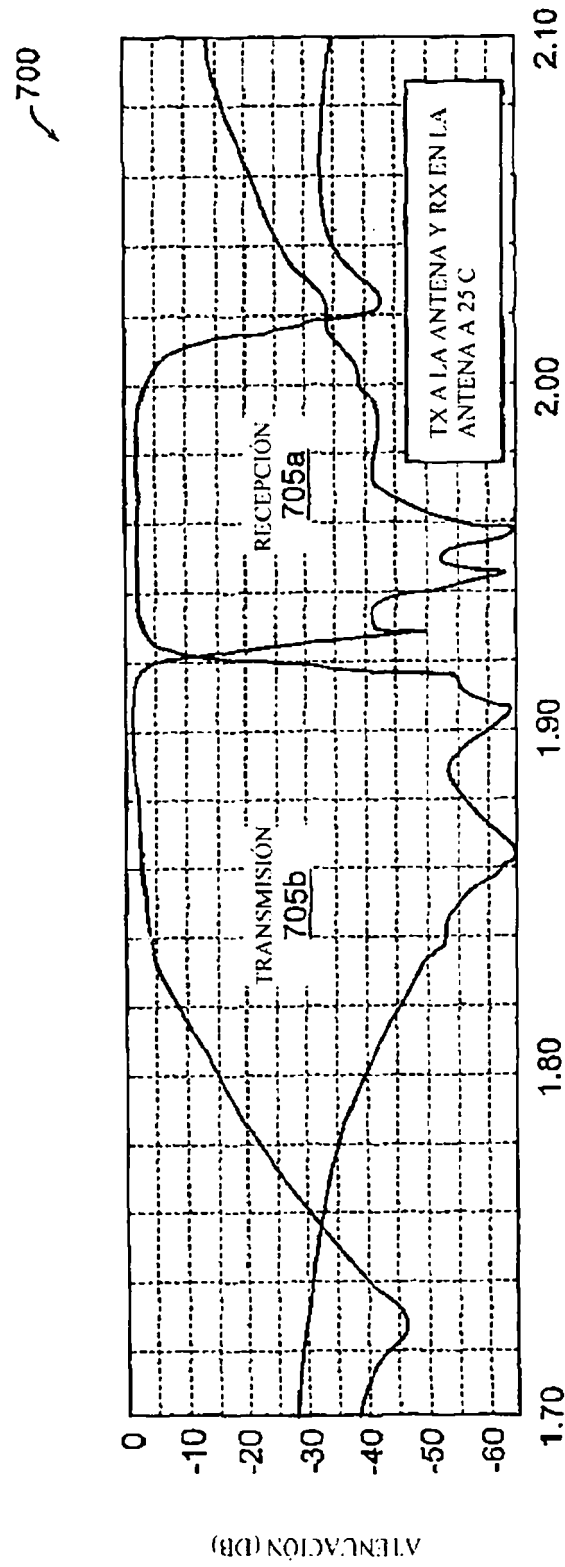


FIG. 7

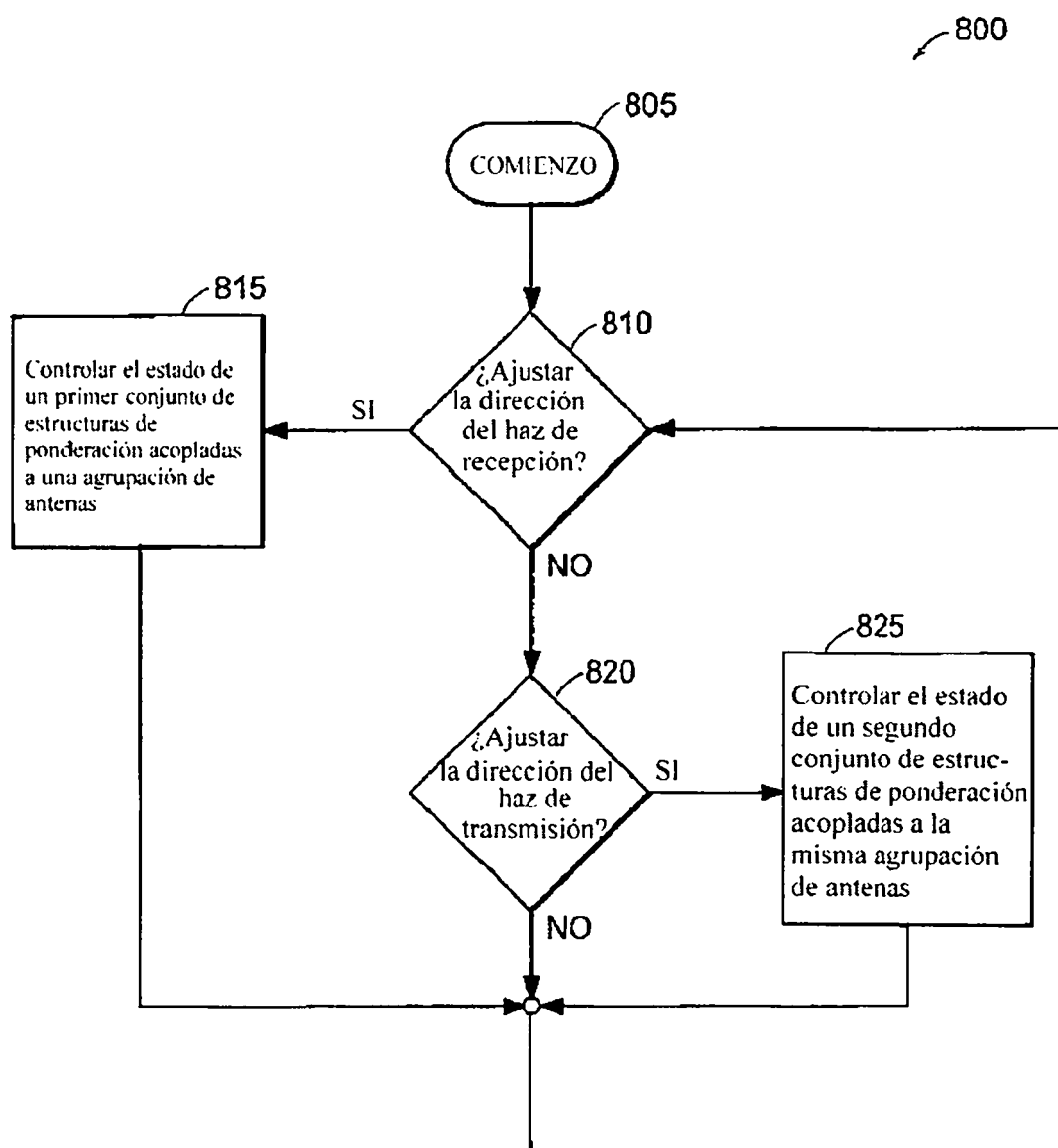


FIG. 8

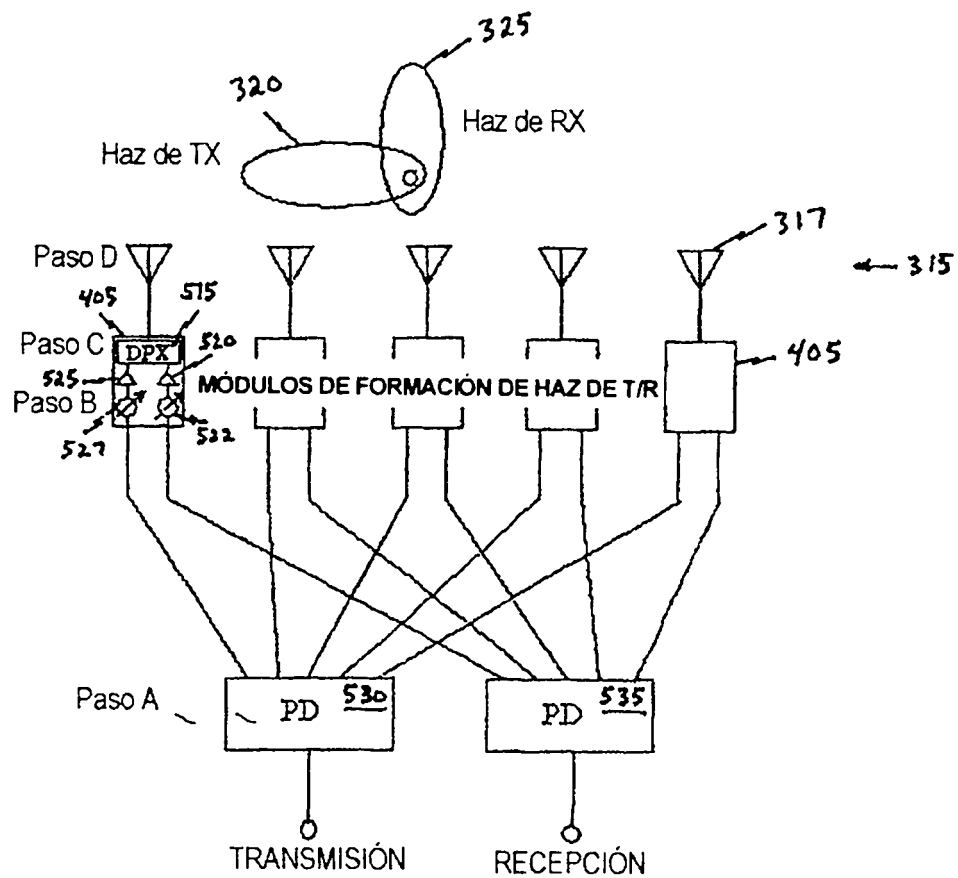


FIG. 9

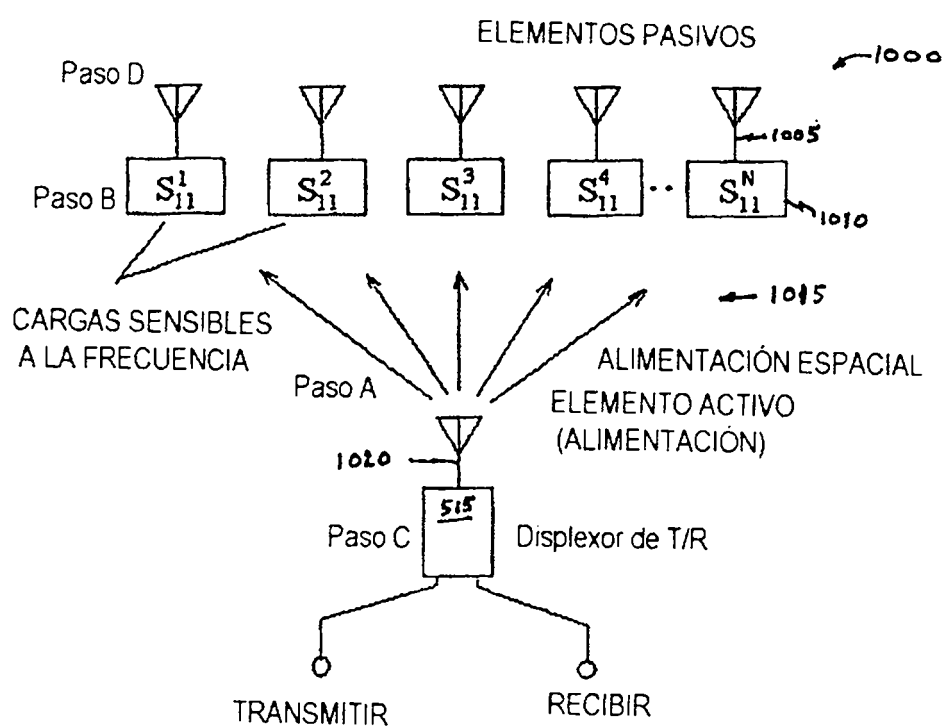


FIG. 10

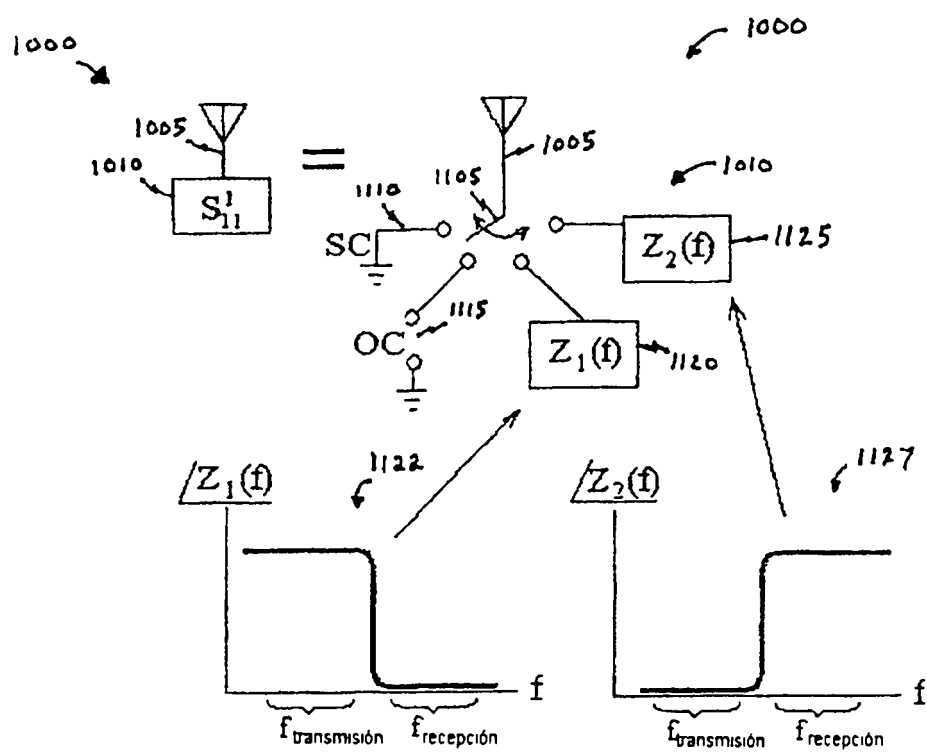


FIG. 11

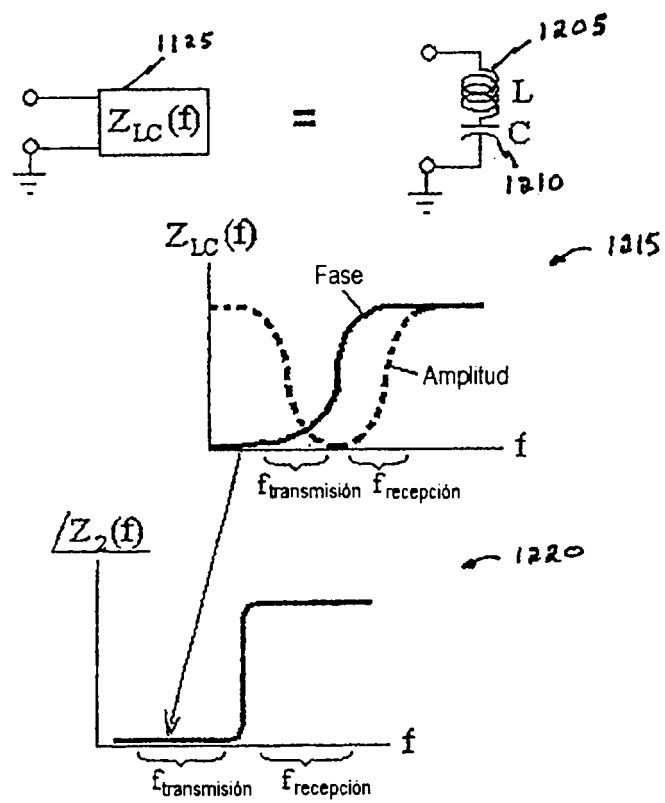


FIG. 12

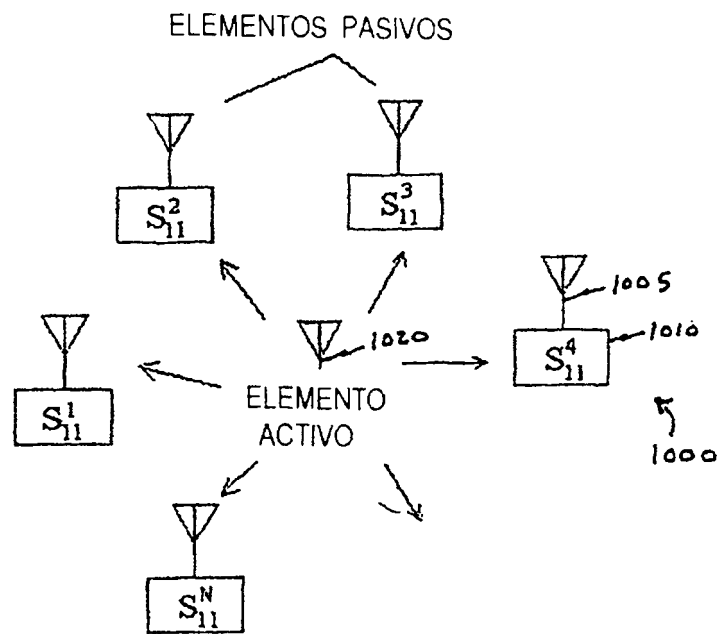


FIG. 13