

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 730 731**

51 Int. Cl.:

H04B 7/06 (2006.01)

H04B 7/08 (2006.01)

H01Q 3/28 (2006.01)

H01Q 3/34 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **31.12.2014 PCT/CN2014/095958**

87 Fecha y número de publicación internacional: **07.07.2016 WO16106706**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **31.12.2014 E 14909514 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **24.04.2019 EP 3229381**

54 Título: **Dispositivo y método de ajuste de haz de antena de matriz**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
12.11.2019

73 Titular/es:
**HUAWEI TECHNOLOGIES CO. LTD. (100.0%)
Huawei Administration Building, Bantian,
Longgang District
Shenzhen, Guangdong 518129, CN**

72 Inventor/es:
LYU, RUI

74 Agente/Representante:
LEHMANN NOVO, María Isabel

ES 2 730 731 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

Dispositivo y método de ajuste de haz de antena de matriz

5 Campo técnico

Las formas de realización de la presente invención se refieren al campo de las tecnologías de las comunicaciones, y en particular, a un aparato y método de ajuste de haz para una antena de matriz.

10 Antecedentes de la invención

15 Un sistema de comunicaciones por microondas que tiene una función de formación de haz puede ajustar dinámicamente una dirección o una forma de un haz de antena cambiando fases o ganancias de múltiples señales en una antena de matriz, para adaptarse automáticamente a los cambios en el entorno y la interferencia en un enlace, de modo que el sistema de comunicaciones por microondas tiene una flexibilidad extremadamente grande y costes de mantenimiento extremadamente bajos.

20 En la técnica anterior, una unidad de control de haz controla y determina un haz en función de una señal combinada, y una velocidad y flexibilidad del control de haz no son ideales.

25 El documento US8743914 B1 da a conocer un receptor de conformación de haz analógico que comprende N elementos de matriz de recepción, un ajustador de peso de recepción, un combinador, una conversión de analógico a digital y un procesador de banda base. Los documentos EP1819041 A1, US2011/0032150 A1 y US2013/301454 A1 dan a conocer aspectos relacionados con la formación de haz de recepción analógica y digital.

Sumario

30 La invención está definida por las reivindicaciones independientes 1 y 7. Las formas de realización preferidas se definen en las reivindicaciones dependientes.

Las formas de realización y/o ejemplos de la siguiente descripción que no están cubiertos por las reivindicaciones adjuntas se consideran como no formando parte de la presente invención.

35 Las formas de realización de la presente invención proporcionan un aparato y método de ajuste de haz y un método para una antena de matriz, que se utilizan para ajustar de manera flexible un haz de una antena de matriz.

40 En función de un primer aspecto, una forma de realización de la presente invención proporciona un aparato de ajuste de haz para una antena de matriz, donde la antena de matriz incluye N elementos de matriz de recepción, y el aparato de ajuste incluye un ajustador de peso de recepción, un combinador, una conversión analógica a digital y un procesador de banda base, N filtros antiplegramiento, N convertidores analógicos a digitales de baja tasa, un filtro espacial, un optimizador de señal y un dispositivo de decisión de peso de recepción, donde

45 el ajustador de peso de recepción está configurado para recibir N señales recibidas desde los N elementos de la matriz de recepción, y para realizar el ajuste del peso de recepción en las N señales recibidas en función de un coeficiente de ajuste del peso de recepción, para obtener N señales recibidas después del ajuste del peso de recepción;

50 el combinador está configurado para recibir las N señales recibidas obtenidas después del ajuste del peso de recepción, y para combinar las N señales recibidas obtenidas después del ajuste del peso de recepción, para obtener una señal recibida combinada;

55 la conversión analógica a digital y el procesador de banda base están configurados para recibir la señal recibida combinada y para realizar la conversión analógica a digital y el procesamiento de banda base en la señal recibida combinada;

60 los N filtros antiplegramiento están configurados para recibir, por separado, una señal que está acoplada desde cada una de las N señales recibidas obtenidas después del ajuste del peso de recepción, y para realizar, por separado, el procesamiento de antiplegramiento en las N señales acopladas, para obtener N señales después del procesamiento de antiplegramiento;

los N convertidores de analógico a digital de baja tasa están configurados para recibir, por separado, las N señales obtenidas después del procesamiento de antiplegramiento, y para realizar, separadamente, la conversión de analógico a digital de baja tasa para obtener N señales digitales;

65 el filtro espacial está configurado para recibir las N señales digitales y para realizar el filtrado espacial en las N señales digitales en función de un coeficiente de filtrado espacial, para obtener N señales después del filtrado

espacial;

5 el optimizador de señal está configurado para recibir las N señales obtenidas después del filtrado espacial, para obtener un coeficiente de ajuste del coeficiente de filtrado espacial en función de las N señales obtenidas después del filtrado espacial y para enviar el coeficiente de ajuste del coeficiente de filtrado espacial al filtro espacial; y

10 el dispositivo de decisión de peso de recepción está configurado para recibir el coeficiente de filtrado espacial, para determinar el coeficiente de ajuste del peso de recepción en función del coeficiente de filtrado espacial, y para enviar el coeficiente de ajuste del peso de recepción al ajustador de peso de recepción.

15 En una primera forma de puesta en práctica posible del primer aspecto inventivo, el aparato incluye, además, un ajustador de fase de muestreo entre los N convertidores analógicos a digitales de baja tasa y el filtro espacial, donde el ajustador de fase de muestreo está configurado para recibir las N señales digitales, para realizar la compensación de retardo en las N señales digitales en función de una desviación de fase de muestreo entre los N convertidores analógicos a digitales de baja tasa, para obtener N señales digitales cuyas fases de muestreo estén alineadas y para enviar las N señales digitales obtenidas después de la alineación de la fase de muestreo al filtro espacial.

20 Con referencia al primer aspecto o al primer modo de puesta en práctica posible del primer aspecto, en un segundo modo de puesta en práctica posible del primer aspecto, el optimizador de señal está configurado, específicamente, para calcular las relaciones de señal a ruido o las relaciones de señal a interferencia de las N señales obtenidas después del filtrado espacial, y para obtener el coeficiente de ajuste del coeficiente de filtrado espacial en función de un resultado de cálculo, con el fin de aumentar las relaciones de señal a ruido o las relaciones de señal a interferencia de las N señales obtenidas después del filtrado espacial.

25 En una tercera forma de puesta en práctica posible del primer aspecto, el dispositivo de decisión de peso de recepción está configurado, específicamente, para calcular una fase o amplitud del coeficiente de filtrado espacial, para obtener el coeficiente de ajuste del peso de recepción.

30 Con referencia al primer aspecto o al primer modo de puesta en práctica posible del primer aspecto, en un cuarto modo de puesta en práctica posible del primer aspecto, la antena de matriz incluye, además, M elementos de matriz de transmisión, y el aparato de ajuste incluye, además, un convertidor digital a analógico y de procesamiento de banda base, un divisor, un ajustador de peso de transmisión y un dispositivo de decisión de peso de transmisión, donde

35 el convertidor de digital a analógico y de procesamiento de banda base está configurado para realizar el procesamiento de banda base y la conversión de digital a analógico en una señal de transmisión, y para enviar una señal de transmisión obtenida después de la conversión de digital a analógico al divisor;

40 el divisor está configurado para recibir la única señal de transmisión y para dividir la única señal de transmisión en M señales, para obtener M señales de transmisión;

45 el ajustador de peso de transmisión está configurado para recibir las M señales de transmisión, para realizar el ajuste del peso de transmisión en las M señales de transmisión en función de un coeficiente de ajuste del peso de transmisión, para obtener M señales de transmisión después del ajuste del peso de transmisión, y para enviar, por separado, utilizando los M elementos de transmisión, las M señales de transmisión obtenidas después del ajuste del peso de transmisión; y

50 el dispositivo de decisión del peso de transmisión está configurado para recibir el coeficiente de filtrado espacial, para determinar un ángulo de llegada de la señal recibida en función del coeficiente de filtrado espacial, y para determinar el coeficiente de ajuste del peso de transmisión en función del ángulo de llegada.

55 En una quinta forma de puesta en práctica posible del primer aspecto, el coeficiente de ajuste del peso de recepción incluye uno o más de una fase y amplitud, y el coeficiente de ajuste del peso de transmisión incluye uno o más de una fase y amplitud.

De conformidad con un segundo aspecto, una forma de realización de la presente invención proporciona un método de ajuste de haz para una antena de matriz, donde la antena de matriz incluye N elementos de matriz de recepción, y el método incluye:

60 recibir N señales recibidas desde los N elementos de la matriz de recepción;

65 realizar, por separado, el ajuste del peso de recepción en las N señales recibidas en función de un coeficiente de ajuste del peso de recepción, para obtener N señales recibidas después del ajuste del peso de recepción, combinando las N señales recibidas después del ajuste del peso de recepción, para obtener una señal recibida combinada y para realizar la conversión analógica a digital y el procesamiento de banda base en la señal recibida combinada;

acoplando, por separado, una señal de entre las N señales recibidas obtenidas después del ajuste del peso de recepción, para obtener N señales acopladas;

5 realizar, por separado, el procesamiento de filtrado antiplegramiento en las N señales acopladas, para obtener N señales después del procesamiento antiplegramiento;

realizar, por separado, la conversión de analógico a digital de baja tasa en las N señales obtenidas después del procesamiento antiplegramiento, para obtener N señales digitales;

10 realizar el filtrado espacial en las N señales digitales en función de un coeficiente de filtrado espacial, para obtener N señales después del filtrado espacial;

15 obtener un coeficiente de ajuste del coeficiente de filtrado espacial en función de las N señales obtenidas después del filtrado espacial; y

determinar el coeficiente de ajuste del peso de recepción en función del coeficiente de filtrado espacial.

20 En una primera forma de puesta en práctica posible del segundo aspecto, antes de realizar el filtrado espacial en las N señales digitales en función de un coeficiente de filtrado espacial, el método incluye, además:

realizar la compensación de retardo en las N señales digitales en función de una desviación de fase de muestreo entre la conversión analógica a digital de las N señales acopladas, para obtener N señales digitales cuyas fases de muestreo estén alineadas.

25 Con referencia al segundo aspecto o al primer modo de puesta en práctica posible del segundo aspecto, en un segundo modo de puesta en práctica posible del segundo aspecto, la obtención de un coeficiente de ajuste del coeficiente de filtrado espacial en función de las N señales obtenidas después del filtrado espacial, incluye:

30 calcular las relaciones de señal a ruido o las relaciones de señal a interferencia de las N señales obtenidas después del filtrado espacial, y para obtener el coeficiente de ajuste del coeficiente de filtrado espacial según un resultado de cálculo, con el fin de aumentar las relaciones de señal a ruido o las relaciones de señal a interferencia de las N señales obtenidas tras el filtrado espacial.

35 En una tercera forma de puesta en práctica posible del segundo aspecto, la determinación del coeficiente de ajuste del peso de recepción, en función del coeficiente de filtrado espacial, incluye:

calcular una fase o amplitud del coeficiente de filtrado espacial para obtener el coeficiente de ajuste del peso de recepción.

40 Con referencia al segundo aspecto o la primera manera de puesta en práctica posible del segundo aspecto, en una cuarta forma de puesta en práctica posible del segundo aspecto, la antena de matriz incluye, además, M elementos de matriz de transmisión, una señal de transmisión obtenida después del procesamiento de banda base y digital, la conversión digital a analógica se divide en M señales de transmisión, el ajuste del peso de transmisión se realiza en las M señales de transmisión en función de un coeficiente de ajuste del peso de transmisión para obtener M señales de transmisión después del ajuste del peso de transmisión, y las M señales de transmisión obtenidas después del ajuste del peso de transmisión se transmite por separado utilizando los M elementos de la matriz de transmisión, y el método incluye, además:

50 determinar un ángulo de llegada de una señal recibida en función del coeficiente de filtrado espacial, y determinar un coeficiente de ajuste del peso de transmisión según el ángulo de llegada.

55 En una quinta forma de puesta en práctica posible del segundo aspecto, el coeficiente de ajuste del peso de recepción incluye uno o más de una fase y amplitud, y el coeficiente de ajuste del peso de transmisión incluye uno o más de una fase y amplitud.

60 En las formas de realización de la presente invención, el aparato de ajuste de haz para una antena de matriz acopla N señales recibidas antes de la combinación y la conversión de analógico a digital, realiza una conversión de analógico a digital de pequeño ancho de banda de baja tasa en las N señales recibidas, realiza el filtrado espacial de las señales obtenidas después de la conversión de analógico a digital, ajusta un coeficiente de filtrado y ajusta un peso de la señal recibida en función del coeficiente de filtrado, con el fin de ajustar un haz receptor. En las formas de realización de la presente invención, el requisito de rendimiento de un convertidor analógico a digital es bajo, y el control del haz se realiza en función de las N señales recibidas, de modo que una velocidad y flexibilidad del control del haz se mejoran en gran medida.

65 Breve descripción de los dibujos

Para describir las soluciones técnicas en las formas de realización de la presente invención de manera más clara, a continuación, se introduce brevemente los dibujos adjuntos requeridos para describir las formas de realización de la presente invención. Evidentemente, los dibujos adjuntos en la siguiente descripción muestran simplemente algunas formas de realización de la presente invención, y un experto en esta técnica puede derivar otros dibujos a partir de estos dibujos adjuntos sin esfuerzos creativos.

La Figura 1 es un diagrama estructural de un aparato de ajuste de haz para una antena de matriz de conformidad con una forma de realización de la presente invención;

La Figura 2 es un diagrama estructural de un ajustador de peso de recepción de conformidad con una forma de realización de la presente invención; y

La Figura 3 es un diagrama de flujo de un método de ajuste de haz para una antena de matriz de conformidad con una forma de realización de la presente invención.

Descripción de las formas de realización

A continuación, se describe, de forma clara y completa las soluciones técnicas en las formas de realización de la presente invención con referencia a los dibujos adjuntos en las formas de realización de la presente invención. Evidentemente, las formas de realización descritas son algunas, pero no todas las formas de realización de la presente invención. Todas las demás formas de realización obtenidas por un experto en esta técnica en base a las formas de realización de la presente invención sin esfuerzos creativos estarán dentro del alcance de protección de la presente invención.

La Figura 1 es un diagrama estructural de un aparato de ajuste de haz para una antena de matriz según una forma de realización de la presente invención. El aparato de ajuste de haz para una antena de matriz incluye una antena de matriz, un ajustador de peso de recepción, un combinador, un procesador de banda y conversión analógica a digital y N filtros antiplegamiento (AAF), N convertidores analógico a digital de baja tasa (LowRate ADC), un ajustador de fase de muestreo, un filtro espacial, un optimizador de señal, un dispositivo de decisión de peso de recepción y un dispositivo de decisión de peso de transmisión, e incluye, además, un convertidor de señal digital a analógica y un procesamiento de banda base, un divisor y un ajustador de peso de transmisión. Una relación de conexión es que la antena de matriz está conectada al ajustador de peso de recepción, el ajustador de peso de recepción está conectado al combinador, el combinador está conectado al procesador de banda base y conversión de analógico a digital, los N filtros antiplegamiento reciben, por separado, N señales que anteriormente están acopladas por el combinador, los N convertidores de analógico a digital de baja tasa están conectados por separado a los N filtros antiplegamiento, el ajustador de la fase de muestreo está conectado a los N convertidores de analógico a digital de baja tasa, el filtro espacial está conectado al ajustador de la fase de muestreo, el optimizador de señal está conectado al filtro espacial, el dispositivo de decisión del peso de recepción está conectado al filtro espacial, el dispositivo de decisión del peso de transmisión está conectado al filtro espacial, y el dispositivo de decisión del peso de transmisión está conectado al ajustador de peso de transmisión; además, el divisor está conectado al convertidor digital a analógico y de procesamiento de banda base, el ajustador de peso de transmisión está conectado al divisor y la antena de matriz está conectada al ajustador de peso de transmisión. Lo que antecede es simplemente una estructura de ejemplo y una relación de conexión, que no está limitada en esta forma de realización de la presente invención. Algunos componentes pueden no estar incluidos, por ejemplo, la parte de transmisión puede no estar incluida; por lo tanto, el ajustador de peso de transmisión y similares pueden no estar incluidos. Por supuesto, también se puede incluir otro componente entre los componentes, por ejemplo, algunos otros componentes que realizan algún procesamiento simple, por ejemplo, la conformación, en una señal recibida se puede incluir entre el ajustador de peso de recepción y la antena de matriz, lo que no está limitado en esta forma de realización de la presente invención.

Para mejor entendimiento, una manera y un principio de funcionamiento de los componentes en la Figura 1 se describen a continuación. Por supuesto, los componentes pueden usar otras maneras de funcionamiento y principios de trabajo, siempre y cuando se cumplan los requisitos.

La antena de matriz incluye los N elementos de matriz de recepción, que no se muestran en la Figura 1. Cada elemento de la matriz de recepción puede recibir una señal recibida. El ajustador de peso de recepción puede recibir las N señales recibidas desde los N elementos de matriz de recepción, y realizar, por separado, el ajuste del peso de recepción en las N señales recibidas en función de un coeficiente de ajuste del peso de recepción, para obtener N señales recibidas después del ajuste del peso de recepción. El ajustador de peso de recepción realiza la ponderación en señales analógicas en múltiples canales, donde se puede ajustar una fase y/o amplitud. Por ejemplo, tal como se muestra en la Figura 2, se pueden incluir un desplazador de fase y un amplificador ajustable, donde el desplazador de fase ajusta las fases de las N señales recibidas, y el amplificador ajustable ajusta la amplitud de las N señales recibidas. Por supuesto, cualquiera de entre el desplazador de fase y el amplificador ajustable pueden incluirse simplemente.

El combinador está configurado para recibir las N señales recibidas obtenidas después del ajuste del peso de recepción, y para combinar las N señales recibidas obtenidas después del ajuste del peso de recepción, para obtener una señal recibida combinada.

5 El procesador de conversión de banda analógica a digital y banda base está configurado para recibir la señal recibida combinada, y para realizar la conversión de señal analógica a digital y el procesamiento de banda base en la señal recibida combinada. Debido a que se debe realizar el procesamiento de banda base, la conversión de analógico a digital debe adaptarse a una tasa y a un ancho de banda de una señal de comunicación normal, para
10 completar el procesamiento de conversión de analógico a digital de alto rendimiento. El procesador de banda base y conversión analógica a digital no necesitan percibir una función de control de haz.

15 Los N filtros antiplegramiento están configurados para recibir, por separado, una señal que se acopla de cada una de entre las N señales recibidas después del ajuste del peso de recepción, y para realizar, por separado, el procesamiento de antiplegramiento en las N señales acopladas, para obtener N señales después del procesamiento antiplegramiento. Solo una parte de las señales están acopladas, y el procesamiento de recepción en una señal combinada por el combinador no se resulta afectado.

20 El filtro antiplegramiento realiza un filtrado antiplegramiento en una señal acoplada, para adaptarse al posterior muestreo de conversión de analógico a digital de baja tasa. El principio de funcionamiento del filtro antiplegramiento se puede representar como:

$$SF_i(f) = AAF_i(f) \cdot S_i(f), \quad i=1,2,\dots,N$$

25 donde $S_i(f)$ es un espectro de frecuencia de una señal acoplada correspondiente i-ésimo canal de recepción; $SF_i(f)$ es un espectro de frecuencia de una señal filtrada y emitida por la i-ésimo AAF; $AAF_i(f)$ representa una respuesta en el dominio de la frecuencia del i-ésimo filtro AAF, $AAF_i(f)$ tiene un atributo de filtrado de paso bajo y puede limitar el ancho de banda de una señal de entrada en un grado que coincida con una tasa de muestreo del convertido analógico a digital de baja tasa; y N representa una cantidad de canales de recepción.

30 Los N convertidores analógico a digital de baja tasa están configurados para recibir, por separado, las N señales obtenidas después del procesamiento de antiplegramiento, y para realizar, por separado, la conversión de analógico a digital de baja tasa para obtener N señales digitales, donde las N señales de salida también pueden denominarse N señales de submuestreo. Los N convertidores de analógico a digital de baja tasa, impulsados por una misma señal
35 de reloj de muestreo, realizan un muestreo de baja frecuencia en una señal.

El convertidor de analógico a digital de baja tasa es un convertidor de analógico a digital de pequeño ancho de banda de baja tasa. Después de muestrear una señal analógica, el convertidor de analógico a digital de baja tasa convierte una señal analógica muestreada en una señal digital de baja tasa y envía la señal digital de baja tasa al
40 ajustador de fase de muestreo. Un principio de funcionamiento del convertidor de analógico a digital de baja tasa se puede representar como:

$$SS_i(n) = \delta_i(t-nT) \cdot SF_i(t) = \delta(t-nT + \sigma_i) \cdot SF_i(t) = SF_i(n - \sigma_i), \quad i=1,2,\dots,N$$

45 Una respuesta en el dominio de la frecuencia del convertidor de analógico a digital de baja tasa se representa como $SS_i(w) = SF_i(w) \cdot e^{(j)\phi_i}$,

50 donde t representa una variable de tiempo de una señal continua, n representa una variable de tiempo de una señal discreta, w representa una variable de frecuencia de la señal discreta, (j) representa una parte imaginaria $j=\sqrt{-1}$ de un número complejo, $SF_i(t)$ es una señal continua emitida por el i-ésimo filtro AAF, $SS_i(n)$ es una señal discreta obtenida después del muestreo del i-ésimo convertidor de analógico a digital de baja tasa, $\delta_i(t-nT)$ es una función de muestreo del i-ésimo convertidor de analógico a digital de baja tasa, $\delta_i(t-nT)$ representa una función de muestreo de un convertidor de analógico a digital de baja tasa ideal, T representa un ciclo de muestreo del convertidor analógico a digital de baja tasa, σ_i es un retardo de muestreo del i-ésimo convertidor de analógico a digital de baja tasa, ϕ_i es un desplazamiento de fase causado por el retardo de muestreo del i-ésimo convertidor de analógico a digital de baja tasa, $SF_i(w)$ representa una señal de entrada en el dominio de la frecuencia del i-ésimo convertidor de analógico a digital de baja tasa, y $SS_i(w)$ representa una señal en el dominio de la frecuencia obtenida después del muestreo del i-ésimo convertidor de analógico a digital de baja tasa.

60 El ajustador de la fase de muestreo está configurado para recibir las N señales digitales, para realizar la compensación de retardo en las N señales digitales en función de una desviación de fase entre los N convertidores analógico a digital de baja tasa, para obtener N señales digitales cuyas fases de muestreo estén alineadas y para enviar las N señales digitales obtenidas después de la alineación de la fase de muestreo al filtro espacial.

Las N señales de submuestreo se aplican, simultáneamente, en un ajustador de fase de muestreo, para obtener N señales de submuestreo después de la alineación de la fase de muestreo. El ajustador de la fase de muestreo realiza una compensación de retardo en las N señales de submuestreo en función de una desviación de la fase de muestreo de los N convertidores de analógico a digital de baja tasa y alinea el tiempo de muestreo de las N señales para eliminar la desviación de la fase de muestreo. El ajustador de la fase de muestreo puede adquirir la desviación de la fase de muestreo de los N convertidores de analógico a digital de baja tasa por medio de una estimación de una manera de envío de una señal de formación en un estado fuera de línea o en línea.

El ajustador de la fase de muestreo está configurado para compensar la desviación de la fase de muestreo causada por las diferencias en las fases de un reloj de activación cuando múltiples convertidores de analógico a digital de baja tasa realizan el muestreo. Un principio de funcionamiento se representa con la siguiente fórmula:

$$\begin{bmatrix} SA_1(w) \\ SA_2(w) \\ \vdots \\ SA_N(w) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-j\Delta\varphi_2} & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j\Delta\varphi_N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} SS_1(w) \\ SS_2(w) \\ \vdots \\ SS_N(w) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} SF_1(w) \\ SF_2(w) \\ \vdots \\ SF_N(w) \end{bmatrix} \cdot e^{j\varphi_1}, \quad \Delta\varphi_i = \varphi_i - \varphi_1$$

donde SFi(w) representa una señal de entrada en el dominio de la frecuencia del i-ésimo convertidor de analógico a digital de baja tasa, SSi(w) representa una señal del dominio de la frecuencia obtenida después del muestreo de las muestras del i-ésimo convertidor de analógico a digital de baja tasa, SAi(w) representa una señal en el dominio de la frecuencia que se obtiene después de que el ajuste de la fase de muestreo se realiza en una señal del dominio de la frecuencia que se obtiene después del muestreo del i-ésimo convertidor de analógico a digital de baja tasa, y Δφi es una diferencia de fase de muestreo entre el i-ésimo convertidor analógico a digital de baja tasa y el primer convertidor analógico a digital de baja tasa.

Un vector formado por N señales de muestreo se introduce en el ajustador de fase de muestreo, y el ajustador de fase de muestreo emite N señales de muestreo obtenidas después de la alineación de fase.

Por supuesto, en otra forma de realización, el ajustador de la fase de muestreo puede no estar incluido.

El filtro espacial está configurado para recibir las N señales digitales, y para realizar un filtrado espacial en las N señales digitales en función de un coeficiente de filtrado espacial, para obtener N señales después del filtrado espacial.

El filtro espacial, en esta forma de realización de la presente invención, puede ser un filtro espacial selectivo (Selective Spatial Filtre), y puede realizar un filtrado espacial selectivo en múltiples señales obtenidas después del muestreo por el convertidor analógico-digital de baja tasa.

Un principio del filtrado espacial puede ser:

$$SO = \begin{bmatrix} so_1(n) \\ so_2(n) \\ \vdots \\ so_N(n) \end{bmatrix} = W \odot SA = \begin{bmatrix} w_1(n) \\ w_2(n) \\ \vdots \\ w_N(n) \end{bmatrix} \odot \begin{bmatrix} SA_1(n) \\ SA_2(n) \\ \vdots \\ SA_N(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_1(n) \cdot SA_1(n) \\ w_2(n) \cdot SA_2(n) \\ \vdots \\ w_N(n) \cdot SA_N(n) \end{bmatrix}$$

donde soi(n) representa la i-ésima señal obtenida después del filtrado espacial, SAi(n) representa la i-ésima señal digital de entrada, wi(n) representa el i-ésimo coeficiente de filtrado espacial, y ⊙ representa un producto de Hadamard, que está multiplicando los elementos correspondientes de un vector o de una matriz.

El filtro espacial realiza la actualización en función de la realimentación del optimizador de señal. Un principio de actualización es el siguiente:

$$W(n) = \begin{cases} W(n-1) & , \text{if } sel(n-1)=0 \\ W(n-1) + \mu \cdot e(n-1) \cdot (SA(n-1))^* & , \text{if } sel(n-1)=1 \end{cases}$$

$$sel(n) = \begin{cases} 1, & \text{if } \sum_i (|SA_i(n)| > Thr) > N/2 \\ 0, & \text{if } \sum_i (|SA_i(n)| > Thr) \leq N/2 \end{cases}$$

donde W es un coeficiente de filtrado espacial; μ es un parámetro de paso cuando se actualiza un peso; e es un parámetro de actualización de peso realimentado por el optimizador de señal; sel es un parámetro de selección de

punto de muestreo, donde cuando el valor medio de un valor de módulo vectorial de una muestra de entrada es mayor que algún umbral Thr, se determina que la muestra es una muestra válida y cuando se determina que la muestra es una muestra válida, se actualiza el coeficiente de filtrado espacial; y * representa la obtención de un conjugado de una señal.

5 El coeficiente de filtrado espacial incluye coeficientes de ponderación de N números complejos, donde sus valores iniciales pueden establecerse todos a 1. Las N señales de muestreo se aplican simultáneamente como un vector de puntos de muestreo. Se calcula un valor medio de amplitud de N elementos para cada vector de punto de muestreo de entrada, y un vector de punto de muestreo cuyo valor medio es mayor que algún umbral se usa como un vector
10 válido. Una vez que el vector válido se pondera mediante N coeficientes de peso de filtrado espacial, se obtienen N señales válidas después del filtrado espacial y se envían al optimizador de señal desde el filtro espacial selectivo. El filtro espacial recibe un coeficiente de ajuste del coeficiente de filtrado espacial obtenido del optimizador de señal, y corrige los coeficientes de peso, de N números complejos, en el coeficiente de filtrado espacial en función del coeficiente de ajuste.

15 El optimizador de señal está configurado para recibir las N señales obtenidas después del filtrado espacial, para obtener un coeficiente de ajuste del coeficiente de filtrado espacial en función de las N señales obtenidas después del filtrado espacial y para enviar el coeficiente de ajuste del coeficiente de filtrado espacial al filtro espacial.

20 El optimizador de señal realiza una estimación de la relación de señal a ruido o de la relación de señal a interferencia en una salida de señal superpuesta por el filtro espacial. Al recopilar estadísticas sobre la autocorrelación y la correlación cruzada de una señal, se adquiere una dirección de actualización de un vector de coeficiente de filtrado del filtro espacial y se realimenta un coeficiente para ajustar el filtro espacial, con el fin de maximizar una relación de señal a ruido o una relación de señal a interferencia de una señal filtrada.

25 A continuación, se proporciona un principio de que el optimizador de señal impulsa la actualización del coeficiente de filtrado espacial:

$$e(n) = \begin{cases} 1 & ,if\ C(n) > C(n-1) \\ -1 & ,if\ C(n) \leq C(n-1) \end{cases}$$

30 El optimizador de señal recibe las N señales obtenidas después del filtrado espacial y emite una señal de parámetro que se actualiza mediante el filtro espacial, donde C representa un criterio de optimización del optimizador. Por ejemplo, para mejorar una potencia de una señal recibida, C se representa como:

$$C(n) = \sum_i |s_{o_i}(n)|^2$$

35 El dispositivo de decisión de peso de recepción está configurado para recibir el coeficiente de filtrado espacial, para determinar el coeficiente de ajuste del peso de recepción en función del coeficiente de filtrado espacial, y para enviar el coeficiente de ajuste del peso de recepción al ajustador de peso de recepción.

40 El dispositivo de decisión del peso de recepción recibe un coeficiente del filtro espacial, determina el coeficiente de ajuste del peso de recepción extrayendo una fase y amplitud del coeficiente del filtro, y ajusta una fase y una amplitud de la señal recibida, de modo que un haz de recepción pueda optimizar la calidad de la señal recibida. Preferiblemente, el ajuste de sincronización se puede realizar en el ajustador de peso de recepción en función de un reloj de procesamiento de señal.

45 El convertidor de digital a analógico y de procesamiento de banda base está configurado para realizar el procesamiento de banda base y la conversión de digital a analógico en una señal de transmisión, y para enviar una señal de transmisión obtenida después de la conversión de digital a analógico al divisor.

50 El divisor está configurado para recibir una señal de transmisión, y para dividir la señal de transmisión en M señales, para obtener M señales de transmisión.

55 El ajustador de peso de transmisión está configurado para recibir las M señales de transmisión, para realizar el ajuste del peso de transmisión en las M señales de transmisión en función de un coeficiente de ajuste del peso de transmisión, para obtener M señales de transmisión después del ajuste del peso de transmisión, y para enviar, por separado, utilizando M elementos de matriz, las M señales de transmisión obtenidas después del ajuste del peso de transmisión.

60 El dispositivo de decisión de peso de transmisión está configurado para recibir el coeficiente de filtrado espacial, para determinar un ángulo de llegada de la señal recibida en función del coeficiente de filtrado espacial, y para determinar el coeficiente de ajuste del peso de transmisión en función del ángulo de llegada.

En primer lugar, se calcula un vector de características sobre un ángulo de espacio de una matriz de recepción por

adelantado en función de un parámetro de matriz de una matriz de recepción. Utilizando una matriz que tiene una disposición lineal como ejemplo, el vector de características es:

$$A(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\cos(\theta)} \\ \vdots \\ e^{j(N-1)\frac{2\pi}{\lambda}d\cos(\theta)} \end{bmatrix}$$

5

donde λ es una longitud de onda de una portadora de señal, y d es el espaciado entre los elementos de la matriz.

Para una matriz de recepción cuyo vector de características de matriz es $A(\theta)$, cuando un haz cuyo ángulo de llegada es θ_m incide en la matriz, una señal R recibida en la matriz se puede representar como:

10

$$R(n) = A(\theta_m) \cdot s(n) = \begin{bmatrix} a_1(\theta_m) \\ a_2(\theta_m) \\ \vdots \\ a_N(\theta_m) \end{bmatrix} \cdot s(n)$$

Por el principio del filtrado espacial, se puede saber que una señal que se obtiene después de realizar el filtrado espacial en la señal R recibida en la matriz es:

15

$$SO = \begin{bmatrix} so_1(n) \\ so_2(n) \\ \vdots \\ so_N(n) \end{bmatrix} = W \odot R(n) = \begin{bmatrix} w_1(n) \cdot a_1(\theta_m) \\ w_2(n) \cdot a_2(\theta_m) \\ \vdots \\ w_N(n) \cdot a_N(\theta_m) \end{bmatrix} \cdot s(n)$$

Cuando una potencia sintética recibida alcanza el máximo, después de que el filtro espacial sea convergente, $W = A(\theta_m)^*$.

20

En un sistema práctico, un vector de coeficiente W del filtro espacial se introduce en el dispositivo de decisión de peso de transmisión, y el vector de coeficiente W se desensambla para obtener:

$$W = \alpha_1 \cdot A(\theta_1)^* + \alpha_2 \cdot A(\theta_2)^* + \dots$$

25

En este momento, se utiliza un ángulo correspondiente al mayor valor de un coeficiente selectivo α como el ángulo de llegada, es decir, se elige θ_m como el ángulo de salida de la llegada. En este momento, $m = \max_i \{\alpha_i\}$.

Es decir, el vector de características, sobre el ángulo del espacio, de la matriz de recepción se obtiene por anticipado mediante el cálculo en función del parámetro de matriz de la matriz de recepción, y luego, un ángulo de llegada correspondiente a una componente de onda plana más intensa en la señal recibida se estima calculando un componente mayor que se obtiene al desensamblar el coeficiente del filtro espacial en el vector de características de la matriz de recepción.

El dispositivo de decisión de peso de transmisión genera un coeficiente de peso de la matriz de transmisión en función del vector de características de la matriz de transmisión utilizando el ángulo de llegada que se obtiene mediante la estimación.

Es decir, se genera un vector de peso $W_{tx} = A_{tx}(\theta_m)^*$ en función del vector de características de la matriz de transmisión en función del ángulo de entrada de llegada θ_m . El vector de características de la matriz de transmisión puede adquirirse de la misma manera que una forma de adquirir el vector de características de la matriz de recepción.

El coeficiente de ajuste del peso de transmisión se ajusta en función del coeficiente de peso de la matriz de transmisión.

En esta forma de realización de la presente invención, el aparato de ajuste de haz para una antena de matriz acopla N señales recibidas antes de la combinación y la conversión de analógico a digital, para realizar una conversión de analógico a digital de pequeño ancho de banda de baja tasa en las N señales recibidas, para realizar el filtrado espacial de las señales obtenidas después de la conversión de analógico a digital, para ajustar un coeficiente de

50

filtrado y ajustar un peso de la señal recibida en función del coeficiente de filtrado, con el fin de ajustar un haz de recepción. En esta forma de realización de la presente invención, el control del haz se realiza en función de las N señales recibidas, de modo que una velocidad y flexibilidad del control del haz se mejore considerablemente; no es necesario realizar un procesamiento de banda base en una señal obtenida después de la conversión de analógico a digital del convertidor de analógico a digital de baja tasa, por lo que el requisito de rendimiento del convertidor de analógico a digital es bajo y los costes no son elevados.

Tal como se muestra en la Figura 3, se proporciona un diagrama de flujo de un método de ajuste de haz para una antena de matriz. La antena de matriz incluye N elementos de matriz de recepción, y el método incluye:

S301: Recibir N señales recibidas desde los N elementos de la matriz de recepción.

S302: Realizar, por separado, el ajuste del peso de recepción en las N señales recibidas en función de un coeficiente de ajuste del peso de recepción, para obtener N señales recibidas después del ajuste del peso de recepción, para combinar las N señales recibidas, obtenidas después del ajuste del peso de recepción, para obtener una señal recibida combinada, y para realizar la conversión de analógico a digital y el procesamiento de banda base en la señal recibida combinada.

S303: Acoplar, por separado, una señal de entre las N señales recibidas obtenidas después del ajuste del peso de recepción, para obtener N señales acopladas.

S304: Realizar el procesamiento de filtrado de antiplegamiento, por separado, en las N señales acopladas, para obtener N señales después del procesamiento de antiplegamiento.

S305: Realizar, por separado, la conversión de analógico a digital de baja tasa en las N señales obtenidas después del procesamiento de antiplegamiento para obtener N señales digitales.

S306: Realizar el filtrado espacial en las N señales digitales en función de un coeficiente de filtrado espacial, para obtener N señales después del filtrado espacial.

S307: Obtener un coeficiente de ajuste del coeficiente de filtrado espacial en función de las N señales obtenidas después del filtrado espacial.

S308: Determinar el coeficiente de ajuste del peso de recepción en función del coeficiente de filtrado espacial.

Antes de la etapa S306, el método puede incluir, además:

realizar la compensación de retardo en las N señales digitales en función de una desviación de fase de muestreo entre la conversión analógica a digital de las N señales acopladas, para obtener N señales digitales cuyas fases de muestreo estén alineadas.

La obtención de un coeficiente de ajuste del coeficiente de filtrado espacial en función de las N señales obtenidas después del filtrado espacial en la etapa S307 puede incluir:

calcular las relaciones de señal a ruido o las relaciones de señal a interferencia de las N señales obtenidas después del filtrado espacial, y para obtener el coeficiente de ajuste del coeficiente de filtrado espacial en función de un resultado de cálculo, con el fin de aumentar las relaciones de señal a ruido o las relaciones de señal a interferencia de las N señales obtenidas después del filtrado espacial.

La determinación de un coeficiente de ajuste del peso de recepción en función del coeficiente de filtrado espacial en la etapa S308 puede incluir:

calcular una fase o amplitud del coeficiente de filtrado espacial, para obtener el coeficiente de ajuste del peso de recepción.

La antena de la matriz incluye, además, M elementos de la matriz de transmisión, una señal de transmisión obtenida después del procesamiento de banda base y la conversión digital a analógica se divide en M señales de transmisión, el ajuste del peso de transmisión se realiza en las M señales de transmisión en función de un coeficiente de ajuste del peso de transmisión, para obtener M señales de transmisión después del ajuste del peso de transmisión, y las M señales de transmisión obtenidas después del ajuste del peso de transmisión se transmiten, por separado, utilizando los M elementos de la matriz de transmisión, y el método puede incluir, además:

determinar un ángulo de llegada de una señal recibida en función del coeficiente de filtrado espacial, y determinar un coeficiente de ajuste del peso de transmisión según el ángulo de llegada.

El coeficiente de ajuste del peso de recepción incluye uno o más de una fase y amplitud, y el coeficiente de ajuste

del peso de transmisión incluye uno o más de una fase y amplitud.

Un experto en esta técnica puede entender claramente que, por conveniencia y simplicidad de la descripción, se puede hacer referencia cruzada entre el aparato, el componente y el método descritos anteriormente.

5 En las diversas formas de realización proporcionadas en la presente solicitud de patente, debe entenderse que el sistema, el aparato y el método divulgados pueden poner en práctica de otras maneras. Por ejemplo, la forma de realización del aparato descrito es simplemente a modo de ejemplo. Por ejemplo, la división de unidades es simplemente una división de funciones lógicas y puede ser otra división en la puesta en práctica real. Por ejemplo,
10 una pluralidad de unidades o componentes pueden combinarse o integrarse en otro sistema, o algunas características pueden ignorarse o no realizarse. Además, los acoplamientos mutuos mostrados o examinados o acoplamientos directos o conexiones de comunicación pueden ponerse en práctica mediante el uso de algunas interfaces. Los acoplamientos indirectos o las conexiones de comunicación entre los aparatos o unidades pueden ponerse en práctica en forma electrónica, mecánica u otras formas.

15 Las unidades descritas como partes separadas pueden o no estar físicamente separadas, y las partes mostradas como unidades pueden o no ser unidades físicas, pueden estar ubicadas en una sola posición o pueden estar distribuidas en una pluralidad de unidades de red. Algunas o la totalidad de las unidades pueden seleccionarse en función de las necesidades reales para alcanzar los objetivos de las soluciones de las formas de realización.
20

REIVINDICACIONES

1. Un aparato de ajuste de haz para una antena de matriz, en donde la antena de matriz comprende N elementos de matriz de recepción, y el aparato de ajuste comprende un ajustador de peso de recepción, un combinador, un procesador de conversión de banda base y analógico a digital, N filtros antiplegamiento, N convertidores de analógico a digital de baja tasa, un filtro espacial, un optimizador de señal y un dispositivo de decisión de peso de recepción, en donde
- 5 el ajustador de peso de recepción está configurado para recibir N señales recibidas desde los N elementos de la matriz de recepción, y realizar un ajuste del peso de recepción en las N señales recibidas en función de un coeficiente de ajuste del peso de recepción, para obtener N señales recibidas después del ajuste del peso de recepción;
- 10 el combinador está configurado para recibir las N señales recibidas obtenidas después del ajuste del peso de recepción, y para combinar las N señales recibidas obtenidas después del ajuste del peso de recepción, para obtener una señal recibida combinada;
- 15 la conversión analógica a digital y el procesador de banda base están configurados para recibir la señal recibida combinada y para realizar la conversión analógica a digital y el procesamiento de banda base en la señal recibida combinada;
- 20 caracterizado por que
- 25 los N filtros antiplegamiento están configurados para recibir, por separado, una señal que está acoplada desde cada una de las N señales recibidas obtenidas después del ajuste del peso de recepción, y para realizar, por separado, el procesamiento de antiplegamiento en las N señales acopladas, para obtener N señales después del procesamiento de antiplegamiento;
- 30 los N convertidores de analógico a digital de baja tasa están configurados para recibir, por separado, las N señales obtenidas después del procesamiento de antiplegamiento, y para realizar, por separado, una conversión de analógico a digital de baja tasa para obtener N señales digitales;
- 35 el filtro espacial está configurado para recibir las N señales digitales y para realizar el filtrado espacial en las N señales digitales en función de un coeficiente de filtrado espacial, para obtener N señales después del filtrado espacial;
- 40 el optimizador de señal está configurado para recibir las N señales obtenidas después del filtrado espacial, para obtener un coeficiente de ajuste del coeficiente de filtrado espacial según las señales N obtenidas después del filtrado espacial y para enviar el coeficiente de ajuste del coeficiente de filtrado espacial al filtro espacial; y
- 45 el dispositivo de decisión de peso de recepción está configurado para recibir el coeficiente de filtrado espacial, para determinar el coeficiente de ajuste del peso de recepción en función del coeficiente de filtrado espacial, y para enviar el coeficiente de ajuste del peso de recepción al ajustador de peso de recepción.
- 50 2. El aparato según la reivindicación 1, que comprende, además, un ajustador de fase de muestreo entre los N convertidores analógico a digital de baja tasa y el filtro espacial, en donde el ajustador de fase de muestreo está configurado para recibir las N señales digitales, para realizar una compensación de retardo en las N señales digitales en función de una desviación de fase de muestreo entre los N convertidores de analógico a digital de baja tasa, para obtener N señales digitales cuyas fases de muestreo estén alineadas, y para enviar las N señales digitales cuyas fases de muestreo están alineadas al filtro espacial.
- 55 3. El aparato según la reivindicación 1 o 2, en donde el optimizador de señal está configurado, específicamente, para calcular las relaciones de señal a ruido o relaciones de señal a interferencia de las N señales obtenidas después del filtrado espacial, y para obtener el coeficiente de ajuste del coeficiente de filtrado espacial en función de un resultado de cálculo, con el fin de aumentar las relaciones de señal a ruido o las relaciones de señal a interferencia de las N señales obtenidas después del filtrado espacial.
- 60 4. El aparato según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en donde el dispositivo de decisión de peso de recepción está configurado, específicamente, para calcular una fase o amplitud del coeficiente de filtrado espacial, para obtener el coeficiente de ajuste del peso de recepción.
- 65 5. El aparato según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, en donde la antena de matriz comprende, además, M elementos de matriz de transmisión, y el aparato de ajuste comprende, además, un convertidor digital a analógico y de procesamiento de banda base, un divisor, un ajustador de peso de transmisión, y un dispositivo de decisión de peso de transmisión, en donde

el convertidor digital a analógico y de procesamiento de banda base está configurado para realizar el procesamiento de banda base y la conversión de digital a analógico en una señal de transmisión, y para enviar una señal de transmisión obtenida después de la conversión de digital a analógico al divisor;

5 el divisor está configurado para recibir la única señal de transmisión y para dividir la única señal de transmisión en M señales, para obtener M señales de transmisión;

10 el ajustador de peso de transmisión está configurado para recibir las M señales de transmisión, para realizar el ajuste del peso de transmisión en las M señales de transmisión en función de un coeficiente de ajuste del peso de transmisión, para obtener M señales de transmisión después del ajuste del peso de transmisión, y para enviar, por separado, utilizando los M elementos de la matriz de transmisión, las M señales de transmisión obtenidas después del ajuste del peso de transmisión; y

15 el dispositivo de decisión del peso de transmisión está configurado para recibir el coeficiente de filtrado espacial, para determinar un ángulo de llegada de la señal recibida en función del coeficiente de filtrado espacial, y para determinar el coeficiente de ajuste del peso de transmisión en función del ángulo de llegada.

20 6. El aparato según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, en donde el coeficiente de ajuste del peso de recepción comprende uno o dos de una fase y amplitud, y el coeficiente de ajuste del peso de transmisión comprende uno o dos de una fase y amplitud.

7. Un método de ajuste de haz para una antena de matriz, en donde la antena de matriz comprende N elementos de matriz de recepción, y el método comprende:

25 recibir N señales recibidas desde los N elementos de la matriz de recepción;

30 realizar, por separado, el ajuste del peso de recepción en las N señales recibidas en función de un coeficiente de ajuste del peso de recepción, para obtener N señales recibidas después del ajuste del peso de recepción, combinando las N señales recibidas, obtenidas después del ajuste del peso de recepción, para obtener una señal recibida combinada y realizar la conversión analógica a digital y el procesamiento de banda base en la señal recibida combinada;

caracterizado por

35 el acoplamiento, por separado, de una señal de entre las N señales recibidas obtenidas después del ajuste del peso de recepción, para obtener N señales acopladas;

40 la forma de realización, por separado, del procesamiento de filtrado antiplegamiento en las N señales acopladas, para obtener N señales después del procesamiento antiplegamiento;

la forma de realización, por separado, de la conversión de analógico a digital de baja tasa en las N señales obtenidas después del procesamiento antiplegamiento, para obtener N señales digitales;

45 la forma de realización de un filtrado espacial en las N señales digitales en función de un coeficiente de filtrado espacial, para obtener N señales después del filtrado espacial;

la obtención de un coeficiente de ajuste del coeficiente de filtrado espacial en función de las N señales obtenidas después del filtrado espacial; y

50 la determinación del coeficiente de ajuste del peso de recepción en función del coeficiente de filtrado espacial.

8. El método según la reivindicación 7, en donde antes de realizar el filtrado espacial en las N señales digitales en función de un coeficiente de filtrado espacial, el método comprende, además:

55 la forma de realización de una compensación de retardo en las N señales digitales en función de una desviación de fase de muestreo entre la conversión analógica a digital de las N señales acopladas, para obtener N señales digitales cuyas fases de muestreo estén alineadas.

60 9. El método según la reivindicación 7 u 8, en donde la obtención de un coeficiente de ajuste del coeficiente de filtrado espacial en función de las N señales obtenidas después del filtrado espacial, comprende:

65 el cálculo de las relaciones de señal a ruido o de las relaciones de señal a interferencia de las N señales obtenidas después del filtrado espacial, y la obtención del coeficiente de ajuste del coeficiente de filtrado espacial según un resultado de cálculo, con el fin de aumentar las relaciones de señal a ruido o las relaciones de señal a interferencia de las N señales obtenidas después del filtrado espacial.

10. El método según una cualquiera de las reivindicaciones 7 a 9, en donde la determinación del coeficiente de ajuste del peso de recepción en función del coeficiente de filtrado espacial, comprende:

5 el cálculo de una fase o amplitud del coeficiente de filtrado espacial, para obtener el coeficiente de ajuste del peso de recepción.

10 11. El método según una cualquiera de las reivindicaciones 7 a 10, en donde la antena de matriz comprende, además, M elementos de matriz de transmisión, una señal de transmisión obtenida después del procesamiento de banda base y la conversión de digital a analógico se divide en M señales de transmisión, el ajuste del peso de transmisión se realiza en las M señales de transmisión en función de un coeficiente de ajuste del peso de transmisión para obtener M señales de transmisión después del ajuste del peso de transmisión, y las M señales de transmisión obtenidas después del ajuste del peso de transmisión se transmiten, por separado, utilizando los M elementos de matriz de transmisión, y el método comprende, además:

15 la determinación de un ángulo de llegada de una señal recibida en función del coeficiente de filtrado espacial, y la determinación de un coeficiente de ajuste del peso de transmisión en función del ángulo de llegada.

20 12. El método según una cualquiera de las reivindicaciones 7 a 11, en donde el coeficiente de ajuste del peso de recepción comprende uno o más de una fase y amplitud, y el coeficiente de ajuste del peso de transmisión comprende uno o más de una fase y amplitud.

25

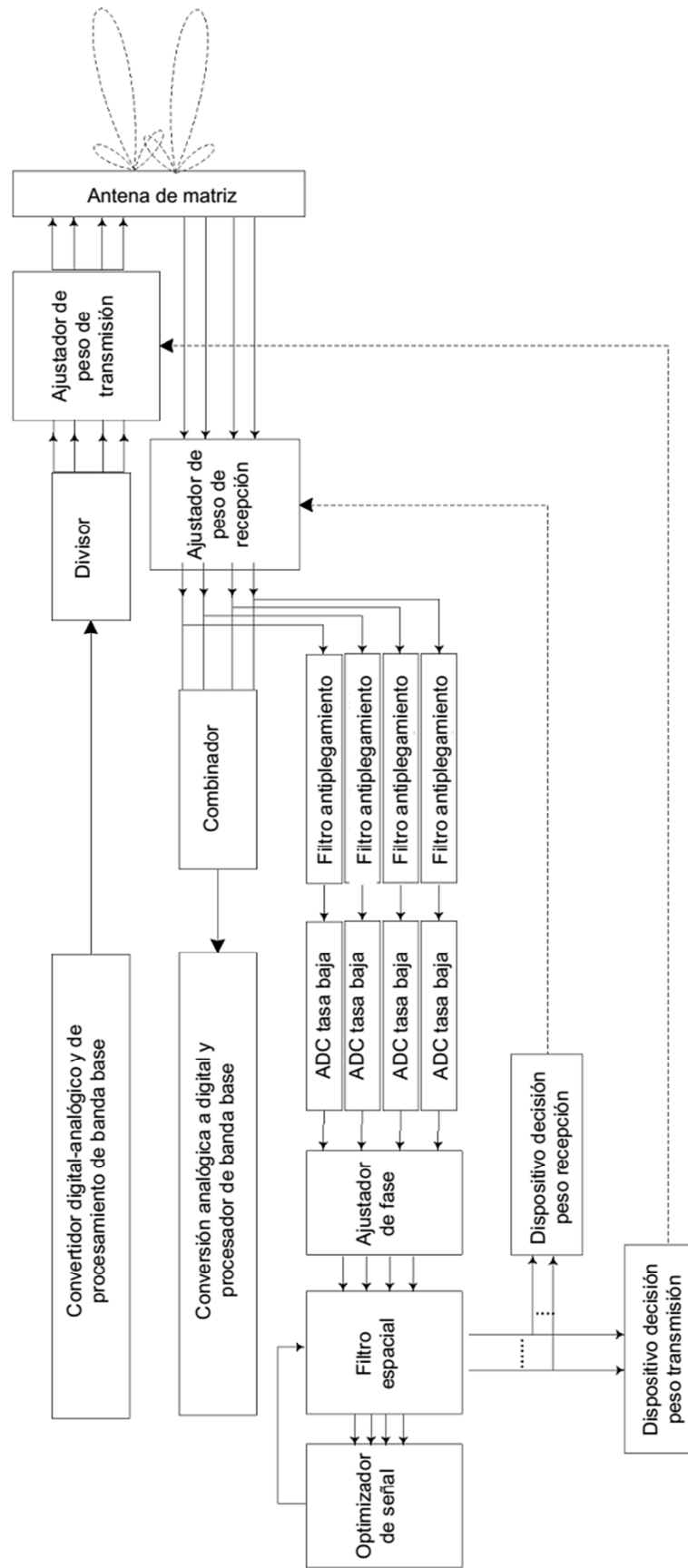


FIG. 1

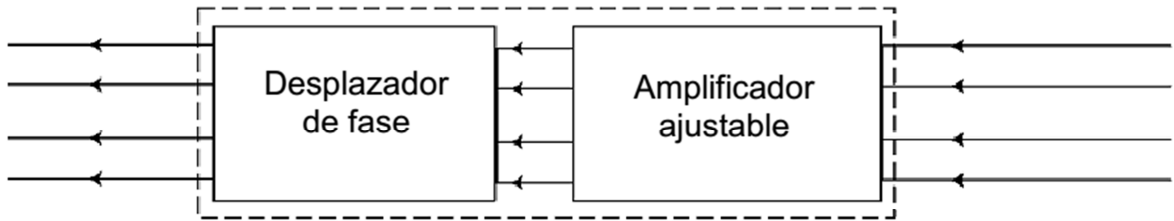


FIG. 2

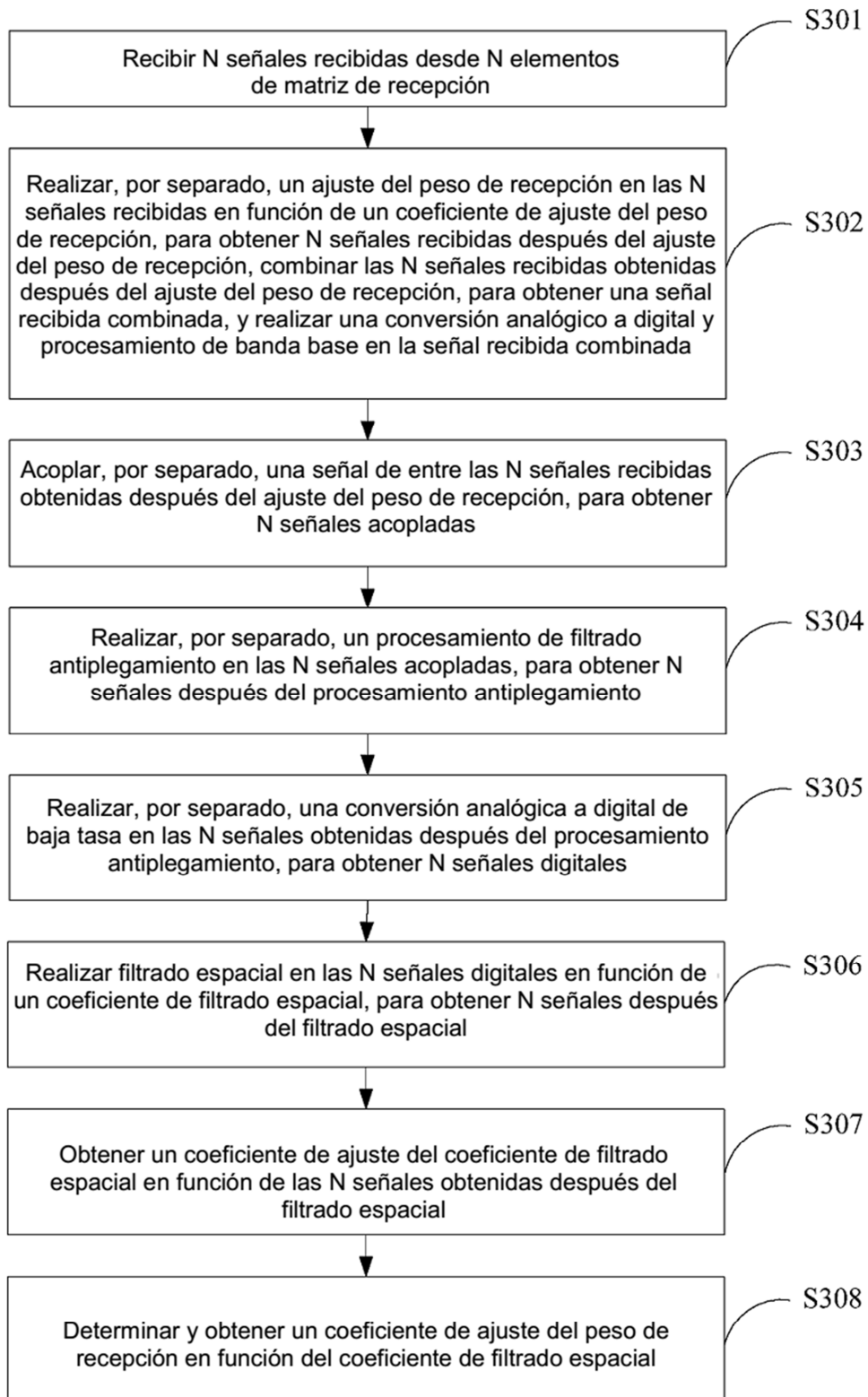


FIG. 3