



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 358 531**

51 Int. Cl.:
H04B 7/06 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **06766025 .8**

96 Fecha de presentación : **06.07.2006**

97 Número de publicación de la solicitud: **1905171**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **02.04.2008**

54 Título: **Transmisión sobre un canal de difusión de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO BC).**

30 Prioridad: **08.07.2005 EP 05106253**
28.09.2005 GB 0519749

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
11.05.2011

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
11.05.2011

73 Titular/es:
KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS N.V.
Groenewoudseweg 1
5621 BA Eindhoven, NL

72 Inventor/es: **Tosato, Filippo**

74 Agente: **Zuazo Araluze, Alexander**

ES 2 358 531 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

Transmisión sobre un canal de difusión de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO BC).

Esta invención se refiere a un transmisor que tiene múltiples antenas para la transmisión sobre un canal de comunicación hacia receptores que tienen, cada uno, una o más antenas y a un procedimiento de transmisión sobre un canal de comunicación de este tipo, normalmente denominado canal de difusión de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO-BC).

Los MIMO-BC se sugieren en la actualidad para una serie de tecnologías de comunicación por cable e inalámbricas emergentes, incluyendo canales de enlace descendente en telecomunicaciones celulares, red de área local (LAN) inalámbrica y sistemas de línea de abonado digital x (xDSL). Las señales se transmiten desde un transmisor que tiene múltiples antenas de transmisión sobre el MIMO-BC simultáneamente hacia receptores que tienen, cada uno, una o más antenas de recepción. Los receptores no pueden cooperar entre sí, lo que significa que deben extraer su señal o señales deseadas a partir de las señales recibidas en su antena o antenas de recepción sin ningún conocimiento directo de las señales recibidas en las antenas de recepción de los otros receptores. Esto no es sencillo y se buscan esquemas que puedan permitir a los receptores extraer su señal o señales deseadas satisfactoriamente y aún así alcanzar una capacidad de transmisión máxima sobre el MIMO-BC.

La mayoría de los esquemas sugeridos implica precodificación de las señales en el transmisor antes de la transmisión y asignación de potencias a las que las señales se combinan en cada una de las antenas de transmisión del transmisor para la transmisión sobre el canal. La precodificación puede ser lineal, en el sentido de que se determina antes de la aplicación a un conjunto de señales que van a transmitirse simultáneamente; o no lineal, en el sentido de que se aplica a señales del conjunto de señales que van a transmitirse simultáneamente de manera independiente y la aplicación de la precodificación a algunas de las señales puede depender de otras de las señales a las que la precodificación ya se ha aplicado. Se propone una técnica de precodificación no lineal conocida como precodificación Tomlinson-Harashima (THP) generalizada, por ejemplo, en el documento "Achievable rates for Tomlinson-Harashima Precoding" Wesel, R. et al, IEEE Trans. Inform. Theory, 44, páginas 825-831, septiembre de 1998. Se propone otra técnica de precodificación no lineal conocida como interferencia clasificada conocida (RKI), por ejemplo, en el documento "On the Achievable Throughput of a Multiantenna Gaussian Broadcast Channel", Caire, G. et al, IEEE Trans. Inform. Theory, 49, páginas 1691-1706, julio de 2003. Se propone aún otra técnica de precodificación no lineal conocida como precodificación vectorial en los documentos "A Vector-Perturbation Technique for Near-Capacity Multiantenna Multiuser Communication - Part I: Channel Inversion y Regularization", Peel, C. et al, IEEE Trans. Commun., 53(1), páginas 195-202, enero de 2005 y "A Vector-Perturbation Technique for Near-Capacity Multiantenna Multiuser Communication - Part II: Perturbation", Peel, C., IEEE Trans. Commun., 53(3), páginas 537-544, marzo de 2005. Sin embargo, todos estos esquemas son heurísticos y no logran alcanzar la capacidad de tasa de transmisión global teórica máxima del canal MIMO-BC. La capacidad potencial del canal MIMO-BC no se aprovecha por tanto completamente.

La presente invención busca superar este problema.

Según la presente invención, se proporciona un transmisor que tiene múltiples antenas de transmisión para la transmisión sobre un canal de comunicación hacia receptores que tienen, cada uno, una o más antenas de recepción, comprendiendo el transmisor:

medios para estimar las condiciones de canal para el canal;

un filtro de retroalimentación para filtrar señales que representan datos previstos para comunicarse a antenas de recepción respectivas antes de la transmisión sobre el canal para compensar la interferencia de señal conjunta esperada en el canal;

medios para asignar potencias a las que las señales filtradas se combinan en cada antena de transmisión para la transmisión sobre el canal;

medios para transmitir información que representa un filtro de alimentación hacia adelante a uno de los receptores para su aplicación a una señal recibida sobre el canal en las antenas de recepción de ese receptor para extraer a partir de la señal recibida una señal que representa los datos previstos para comunicarse a esa antena de recepción sin conocimiento de la señal o señales recibidas sobre el canal en la(s) antena(s) de recepción del otro (los otros) receptor(es); y

medios para determinar el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia adelante basándose en las condiciones de canal estimadas para el canal.

Según un segundo aspecto de la presente invención, se proporciona un procedimiento de transmisión sobre un canal de comunicación desde un transmisor que tiene múltiples antenas de transmisión hacia receptores que tienen, cada uno, una o más antenas de recepción, comprendiendo el procedimiento:

estimar las condiciones de canal para el canal;

filtrar señales que representan datos previstos para comunicarse a antenas de recepción respectivas con un filtro de retroalimentación antes de la transmisión sobre el canal para compensar la interferencia de señal conjunta esperada en el canal;

5 asignar potencias a las que las señales filtradas se combinan en cada antena de transmisión para la transmisión sobre el canal;

10 transmitir información que representa un filtro de alimentación hacia delante a uno de los receptores para su aplicación a una señal recibida sobre el canal en las antenas de recepción de ese receptor para extraer a partir de la señal recibida una señal que representa los datos previstos para comunicarse a esa antena de recepción sin conocimiento de la señal o señales recibidas sobre el canal en la(s) antena(s) de recepción del otro (los otros) receptor(es); y

determinar el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante basándose en las condiciones de canal estimadas para el canal.

15 Así, los filtros de retroalimentación y de alimentación hacia delante pueden usarse en el transmisor y en el receptor respectivamente. La combinación de estos filtros, con coeficientes de filtro apropiados, permite que la capacidad del canal sustancialmente alcance la capacidad de tasa de transmisión global alcanzable máxima teórica del canal, pero más importante todavía permite al receptor extraer su señal deseada independientemente de los otros receptores, ya que el filtro de alimentación hacia delante no necesita contener coeficientes de filtro relativos a señales recibidas por los otros receptores. Con el fin de intentar alcanzar la capacidad de tasa de transmisión global alcanzable máxima teórica del canal, una combinación de los filtros de retroalimentación y de alimentación hacia delante debería ser, idealmente, sustancialmente equivalente a un único filtro para extraer la señal que representa los datos previstos para comunicarse al receptor con un error cuadrático medio mínimo en las condiciones de canal estimadas.

25 Las condiciones de canal para el canal pueden estimarse de una variedad de formas. Por ejemplo, el transmisor puede comprender medios para transmitir una secuencia piloto a los receptores y medios para recibir una indicación de las condiciones de canal para el canal desde los receptores basándose en los bits piloto. Esto permite a los medios para estimar las condiciones de canal para el canal basar el cálculo en la indicación recibida. Alternativamente, los medios para estimar las condiciones de canal pueden estimar las condiciones de canal de modo que sean las condiciones de canal de un canal de retorno desde las antenas de recepción de los receptores hacia las antenas de transmisión del transmisor. Así, los medios para estimar las condiciones de canal pueden comprender medios para estimar las condiciones de canal del canal de retorno. En cualquier caso, las condiciones de canal estimadas pueden ser las condiciones de desvanecimiento de canal, por ejemplo las condiciones de desvanecimiento sobre el canal, o alguna otra indicación de calidad de canal.

35 El filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante se basan habitualmente en una solución a un problema de optimización, tal como un problema de máximos y mínimos o similar. En un ejemplo, el problema de optimización puede ser un problema de optimización para maximizar la capacidad global del canal en las condiciones de canal estimadas para una limitación de potencia total dada. En otro ejemplo, el problema de optimización puede ser maximizar la capacidad global del canal de retorno. Este canal de retorno puede considerarse dual respecto al canal sobre el que las señales se transmiten desde el transmisor hacia los receptores. El problema de optimización para el canal de retorno puede a menudo ser más fácil de solucionar que el problema de optimización para el canal sobre el que las señales se transmiten desde el transmisor hacia los receptores.

45 En algunas implementaciones, podría ser posible que los medios para determinar el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante seleccionen el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante a partir de filtros de retroalimentación, asignaciones de potencia y filtros de alimentación hacia delante almacenados. Sin embargo, más habitualmente, los medios para determinar el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante determinan el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante solucionando el problema de optimización. En un ejemplo particular, los medios para determinar el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante derivan una covarianza de entrada y una covarianza de ruido menos favorable para el canal basándose en el problema de optimización de entrada solucionado. La covarianza de ruido menos favorable puede denominarse alternativamente covarianza de ruido "de peor caso" y podría ser la covarianza de ruido "Sato" menos favorable o cualquier otra representación adecuada. Los medios para determinar el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante pueden también derivar un filtro de estimación que puede factorizarse para proporcionar el filtro de retroalimentación y el filtro de alimentación hacia delante.

55 El filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante generalmente comprenden, cada uno, un conjunto de coeficientes. Estos pueden disponerse en forma de una matriz. Una propiedad preferida del filtro de retroalimentación es que puede disponerse como una matriz unitriangular con respecto a una columna de señales que representan los datos que van a comunicarse a las

antenas de recepción respectivas. Una propiedad preferida del filtro de alimentación hacia delante que es puede disponerse como una matriz diagonal de bloques con respecto a una columna que representa la señal recibida por el receptor. Se prefiere también que el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante puedan aplicarse, cada uno, a bloques de símbolos de las señales bloque a bloque.

5 El transmisor habitualmente tiene un codificador para codificar los datos previstos para comunicarse a las antenas de recepción para emitir las señales que van a filtrarse por el filtro de retroalimentación. Preferiblemente, el codificador codifica los datos seleccionando una palabra de código de un código reticular anidado. En este caso, el transmisor también puede tener una fase de cuantificación para cuantificar las palabras de código de las señales codificadas usando una red de conformación del código reticular anidado. El transmisor también puede tener medios
10 para aplicar señales de superposición (*dither*) a las palabras de código de las señales codificadas. Se ha encontrado que estas características proporcionan un esquema de transmisión eficaz.

Se prefiere que el codificador codifique las señales en un orden seleccionado. Esto permite aplicar el filtro de retroalimentación a las señales sucesivamente. Por ejemplo, señales codificadas previamente en el orden pueden restarse cada una de una señal codificada dada y puede aplicarse el filtro de retroalimentación a las señales
15 codificadas previamente antes de cada resta. Esto se denomina esquema no lineal. Por otro lado, esto no es necesario. En un esquema lineal, el filtro de retroalimentación y la asignación de potencia pueden comprender un único filtro de precodificación. Este filtro de precodificación puede ser una normalización del filtro de retroalimentación a una potencia total de las antenas de transmisión.

Así, puede resultar útil que el transmisor tenga medios para elegir un/el orden en que codificar las señales que van a comunicarse a las antenas de recepción. En efecto, ya que a menudo hay más antenas de recepción que antenas de transmisión, el transmisor puede tener un selector para seleccionar antenas de recepción a las que
20 comunicar señales. Preferiblemente, el selector optimiza la capacidad de tasa de transmisión global de un/el canal de retorno desde las antenas de recepción hacia las antenas de transmisión, identifica las antenas de recepción a las que se asigna una capacidad sustancialmente nula en el canal de retorno como resultado de la optimización; y
25 selecciona transmitir señales sobre el canal de comunicación desde las antenas de transmisión hacia las antenas de recepción sólo a antenas de recepción no identificadas como que se les ha asignado una capacidad sustancialmente nula en el canal de retorno. Esto se considera nuevo en sí mismo y, según un tercer aspecto de la presente invención, se proporciona un transmisor que tiene múltiples antenas de transmisión para la transmisión sobre un canal de comunicación hacia receptores que tienen, cada uno, una o más antenas de recepción, teniendo el
30 transmisor un selector para optimizar la capacidad de tasa de transmisión global de un/el canal de retorno desde las antenas de recepción hacia las antenas de transmisión, identificando las antenas de recepción a las que se ha asignado una capacidad sustancialmente nula en el canal de retorno como resultado de la optimización; y
35 seleccionando transmitir señales sobre el canal de comunicación desde las antenas de transmisión hacia las antenas de recepción sólo a antenas de recepción no identificadas como que se les ha asignado una capacidad sustancialmente nula en el canal de retorno.

El selector puede cambiar la optimización para excluir una o más antenas de recepción. También puede ajustar a escala valores en una representación de las condiciones de desvanecimiento de canal usadas en la optimización por una o más antenas de recepción para reducir la probabilidad de que sea(n) seleccionado(s) para la
40 transmisión de señales sobre el canal de comunicación desde las antenas de transmisión hacia las antenas de recepción y/o normalizar una representación de las condiciones de desvanecimiento de canal usadas en la optimización.

El uso de los términos “medios”, “filtro”, “codificador”, etc. pretende ser general más que específico. La invención puede implementarse usando tales componentes independientes. Sin embargo, puede implementarse de igual modo usando un procesador individual, tal como un procesador de señal digital (DSP) o una unidad central de
45 procesamiento (CPU). De manera similar, la invención podría implementarse usando un circuito o circuitos cableados, tales como un circuito integrado de aplicación específica (ASIC), o mediante software incrustado. En efecto, también puede apreciarse que la invención puede implementarse usando código de programa informático. Según a aspecto adicional de la presente invención, se proporciona por tanto software informático o código de programa informático adaptado para llevar a cabo el procedimiento descrito anteriormente cuando se procesa por
50 medios de procesamiento. El software informático o código de programa informático puede llevarse en un medio legible por ordenador. El medio puede ser un medio de almacenamiento físico tal como un chip de memoria de sólo lectura (ROM). Alternativamente, puede ser un disco tal como un disco versátil digital (DVD-ROM) o un disco compacto (CD-ROM). También podría ser una señal tal como una señal electrónica por cable, una señal óptica o una señal de radio tal como la de un satélite o similar. La invención también se extiende a un procesador que ejecuta
55 el software o código, por ejemplo un ordenador configurado para llevar a cabo el procedimiento descrito anteriormente.

A continuación se describirán realizaciones preferidas de la invención con referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

60 la figura 1 es una ilustración esquemática de un sistema de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO);

la figura 2 es una ilustración esquemática de la transmisión sobre un canal de difusión MIMO (MIMO-BC) del sistema de comunicación ilustrado en la figura 1 según una primera realización de la presente invención;

la figura 3 es una ilustración esquemática de la transmisión sobre un MIMO-BC del sistema de comunicación ilustrado en la figura 1 según una segunda realización de la presente invención;

5 la figura 4 es una representación gráfica de la capacidad de tasa de transmisión global del canal frente al ruido del canal para la transmisión sobre los MIMO-BC según la primera y la segunda realización de la invención; y

la figura 5 es una representación gráfica de la capacidad de tasa de transmisión global dividida por el número de antenas para la transmisión sobre los MIMO-BC según la primera y la segunda realización de la invención.

10 En referencia a la figura 1, un sistema 1 de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) comprende un transmisor 2, que tiene M antenas $3_1, \dots, 3_{M-1}, 3_M$ de transmisión, que se comunica con K receptores $4_1, \dots, 4_{K-1}, 4_K$ que tienen, cada uno, un conjunto de antenas $5_{1,1}, 5_{1,N-1}, 5_{1,N}, \dots, 5_{K,N}$ de recepción, mediante un canal 6 de difusión MIMO (MIMO-BC). Los receptores $4_1, \dots, 4_{K-1}, 4_K$ también se comunican con el transmisor 2 sobre un canal 7 de acceso múltiple MIMO (MIMO-MAC). El MIMO-BC 6 forma un enlace descendente y el MIMO-MAC 7 forma un enlace ascendente. El transmisor 2 tiene una fase 8 de transmisión/recepción para transmitir y recibir señales sobre el MIMO-BC 6 y el MIMO-MAC 7 y una unidad 9 de procesamiento para controlar la fase 8 de transmisión/recepción y realizar ciertas tareas de procesamiento.

Se ilustra la transmisión sobre el MIMO-BC en la figura 2, que muestra los componentes de transmisión del transmisor 2, o más específicamente la fase 8 de transmisión/recepción del transmisor 2, el MIMO-BC 6 y los componentes de recepción de los receptores $4_1, \dots, 4_{K-1}, 4_K$. En primer lugar, la unidad 9 de procesamiento del transmisor selecciona los receptores $4_1, \dots, 4_{K-1}, 4_K$ a los que transmitir datos y un orden en que codificar los datos previstos para comunicarse a los receptores $4_1, \dots, 4_{K-1}, 4_K$ respectivos. En esta realización, la selección se efectúa porque la unidad 9 de procesamiento optimiza la capacidad de tasa de transmisión global del MIMO-MAC 7, usando cualquiera de una variedad de procedimientos, por ejemplo, tal como se describió en la técnica anterior. Puede entonces identificar receptores $4_1, \dots, 4_{K-1}, 4_K$ a los que se ha asignado una capacidad sustancialmente nula en el MIMO-MAC 7 como resultado de la optimización y seleccionar transmitir señales sobre el MIMO-BC 6 sólo hacia receptores $4_1, \dots, 4_{K-1}, 4_K$ no identificados como que se les ha asignado una capacidad sustancialmente nula en el MIMO-MAC 7. La unidad 9 de procesamiento puede cambiar la optimización para excluir uno o más receptores $4_1, \dots, 4_{K-1}, 4_K$, por ejemplo que se desea por el contrario omitir de la transmisión sobre el MIMO-BC 6. También puede ajustar a escala valores en una representación de las condiciones de desvanecimiento de canal usadas en la optimización por uno o más receptores $4_1, \dots, 4_{K-1}, 4_K$ para reducir la probabilidad de que sea(n) seleccionado(s) para la transmisión de señales sobre el MIMO-BC 6 y/o normalizar una representación de las condiciones de desvanecimiento de canal usadas en la optimización.

El transmisor 2 tiene fases $10_1, \dots, 10_{K-1}, 10_K$ de codificación para seleccionar palabras c_1, \dots, c_{K-1}, c_K de código para los datos previstos para comunicarse a cada uno de los receptores $4_1, \dots, 4_{K-1}, 4_K$ a partir de libros C_1, \dots, C_{K-1}, C_K de códigos de un código reticular anidado. Los códigos reticulares anidados, denominados algunas veces como códigos de Voronoi, se describen en detalle en el documento "Nested Linear/Lattice Codes For Structured Multi-Terminal Binning", Zamir, R. et al, IEEE Trans. Inform. Theory, páginas 1250-1276, junio de 2002. Brevemente, el código reticular anidado comprende una red de codificación genérica Λ_C (o red fina) y una red de conformación Λ_S (o red basta). Un libro de códigos genérico C del código reticular anidado puede definirse por $C = \Lambda_C \cap V_S$, donde V_S es una región fundamental de la red de conformación genérica Λ_S y una operación de cuantificación genérica mod Λ_S que traduce efectivamente una palabra de código genérica c del libro de códigos genérico C a una región de conformación V_S de la red anidada puede definirse por $\text{mod } \Lambda_S = 1 - Q_{V_S}$, donde Q_{V_S} indica la cuantificación vectorial de vecino más cercano en la red de conformación Λ_S .

45 En las salidas de las fases $10_1, \dots, 10_{K-1}, 10_K$, de codificación se disponen sumadores $11_1, \dots, 11_{K-1}, 11_K$ de señales de superposición para añadir una señal d_1, \dots, d_{K-1}, d_K de superposición respectiva a las palabras c_1, \dots, c_{K-1}, c_K de código. Las palabras c_1, \dots, c_{K-1}, c_K de código con señal de superposición, a las que continúa haciéndose referencia con los mismos símbolos en este caso para mayor simplicidad, se emiten por los sumadores $11_1, \dots, 11_{K-1}, 11_K$ de señales de superposición a fases $12_1, \dots, 12_{K-1}, 12_K$ de cuantificación que realizan, cada una, operaciones de cuantificación mod $\Lambda_{S,1}, \dots, \text{mod } \Lambda_{S,K-1}, \text{mod } \Lambda_{S,K}$ respectivas en las palabras c_1, \dots, c_{K-1}, c_K de código con señal de superposición usando la red de conformación Λ_S del código reticular anidado para convertir las palabras c_1, \dots, c_{K-1}, c_K de código con señal de superposición en señales u_1, \dots, u_{K-1}, u_K cuantificadas.

Las señales u_1, \dots, u_{K-1}, u_K cuantificadas se emiten por las fases $12_1, \dots, 12_{K-1}, 12_K$ de cuantificación a una fase 13 de formación del haz para la asignación de potencias a las que las señales u_1, \dots, u_{K-1}, u_K cuantificadas se combinan en cada antena $3_1, \dots, 3_{M-1}, 3_M$ de transmisión del transmisor 2 para la transmisión sobre el MIMO-BC 6 usando un filtro de formación del haz B, en forma de una matriz. Las señales u_1, \dots, u_{K-1}, u_K cuantificadas también se emiten por las fases $12_1, \dots, 12_{K-1}, 12_K$ de cuantificación a fases $14_1, \dots, 14_{K-1}$ de filtro de retroalimentación para filtrar todas las palabras c_1, \dots, c_{K-1}, c_K de código menos una antes de que se cuantifiquen por todas las fases $12_1, \dots, 12_{K-1}$

de cuantificación menos una. Con más detalle, las palabras c_1, \dots, c_{K-1}, c_K de código se cuantifican por las fases $12_1, \dots, 12_{K-1}$ de cuantificación en un orden descendente de número K . Una primera palabra c_K de código se cuantifica en primer lugar por una primera fase 9_K de cuantificación para producir una primera señal u_K cuantificada. La primera señal u_K cuantificada se pasa a una fase 14_{K-1} de filtro de retroalimentación para una segunda palabra c_{K-1} de código. La fase 14_{K-1} de filtro de retroalimentación para una segunda palabra c_{K-1} de código aplica un filtro F_b de retroalimentación a la primera señal u_K cuantificada. Más específicamente, la fase 14_{K-1} de filtro de retroalimentación aplica coeficientes $F_{b(K,K-1)}$ de filtro de retroalimentación del filtro F_b de retroalimentación a la primera señal u_K cuantificada. La primera señal u_K cuantificada filtrada se resta entonces de la segunda palabra c_{K-1} de código por el sumador 11_{K-1} de señales de superposición antes de que la segunda palabra c_{K-1} de código con señal de superposición se cuantifique por un segundo bloque 9_{K-1} de cuantificación para producir una segunda señal u_{K-1} cuantificada. Tanto la primera señal u_K cuantificada como la segunda señal u_{K-1} cuantificada se pasan entonces a una fase 14_1 de filtro de retroalimentación para una subsiguiente palabra c_1 de código (que en este ejemplo es la última palabra de código). La fase 14_1 de filtro de retroalimentación para la subsiguiente palabra c_1 de código aplica coeficientes $F_{b(1,K)}, F_{b(1,K-1)}, \dots, F_{b(1,2)}$ de filtro de retroalimentación del filtro F_b de retroalimentación a las señales u_K, u_{K-1}, \dots, u_2 previamente cuantificadas, respectivamente. Las señales u_K, u_{K-1}, \dots, u_2 previamente cuantificadas filtradas se restan entonces de la subsiguiente palabra c_1 de código mediante el sumador 11_1 de señales de superposición antes de que la subsiguiente palabra c_1 de código con señal de superposición se cuantifique por una subsiguiente fase 12_1 de cuantificación. Esta aplicación no lineal del filtro F_b de retroalimentación compensa la interferencia de señal conjunta esperada en el MIMO-BC 6, tal como se describe en más detalle a continuación.

Después de que la fase 13 de formación del haz asigne potencias a la que las señales u_1, \dots, u_{K-1}, u_K cuantificadas se combinan en cada antena $3_1, \dots, 3_{M-1}, 3_M$ de transmisión del transmisor 2, las señales combinadas se transmiten por las antenas $3_1, \dots, 3_{M-1}, 3_M$ sobre el MIMO-BC 6. En general, las señales x_1, \dots, x_{K-1}, x_K transmitidas a cada antena $3_1, 3_{M-1}, 3_M$ de transmisión respectiva incluyen todas cada señal u_1, \dots, u_{K-1}, u_K cuantificada a una potencia asignada por la matriz de formación del haz B . Las señales realmente recibidas en cada conjunto de antenas $5_1, 5_1, 5_1, \dots, 5_{K,N}$ de recepción se representan como señales y_1, \dots, y_{K-1}, y_K recibidas. Las señales x_1, \dots, x_{K-1}, x_K transmitidas se ven afectadas por ruido en el MIMO-BC 6 y esto se representa como señales z_1, \dots, z_{K-1}, z_K de ruido añadidas a cada una de las señales y_1, \dots, y_{K-1}, y_K recibidas.

En los receptores $4_1, \dots, 4_{K-1}, 4_K$, las señales y_1, \dots, y_{K-1}, y_K recibidas, con las señales z_1, \dots, z_{K-1}, z_K de ruido añadidas, se emiten desde los conjuntos de antenas $5_1, 5_1, 5_1, \dots, 5_{K,N}$ de recepción a las fases $15_1, \dots, 15_{K-1}, 15_K$ de filtro de alimentación hacia delante. Las fases $15_1, \dots, 15_{K-1}, 15_K$ de filtro de alimentación hacia delante aplican un filtro F_f de alimentación hacia delante a las señales y_1, \dots, y_{K-1}, y_K recibidas. Más específicamente, cada una de las fases $15_1, \dots, 15_{K-1}, 15_K$ de filtro de alimentación hacia delante aplica un respectivo coeficiente $F_{f,1}, \dots, F_{f,K-1}, F_{f,K}$ de filtro de alimentación hacia delante del filtro F_f de alimentación hacia delante a las señales y_1, \dots, y_{K-1}, y_K recibidas respectivas para emitir señales $y'_1, \dots, y'_{K-1}, y'_K$ recibidas filtradas. Las señales $y'_1, \dots, y'_{K-1}, y'_K$ recibidas filtradas se emiten entonces a restadores $16_1, \dots, 16_{K-1}, 16_K$ de señales de superposición dispuestos para restar la señal d_1, \dots, d_{K-1}, d_K de superposición respectiva de las señales $y'_1, \dots, y'_{K-1}, y'_K$ recibidas filtradas para emitir señales $y''_1, \dots, y''_{K-1}, y''_K$ recibidas filtradas sin señal de superposición, a las que continúa haciéndose referencia con los mismos símbolos en este caso para mayor simplicidad. Las señales $y''_1, \dots, y''_{K-1}, y''_K$ recibidas filtradas sin señal de superposición se emiten entonces a fases $17_1, \dots, 17_{K-1}, 17_K$ de decodificación para decodificar las señales $y''_1, \dots, y''_{K-1}, y''_K$ recibidas filtradas sin señal de superposición y a fases $18_1, \dots, 18_{K-1}, 18_K$ de cuantificación de receptor para cuantificar las señales decodificadas realizando respectivas operaciones de cuantificación mod $\Lambda_{S,1}, \dots, \text{mod } \Lambda_{S,K-1}, \text{mod } \Lambda_{S,K}$ para emitir las palabras $\hat{c}_1, \dots, \hat{c}_{K-1}, \hat{c}_K$ de código recibidas que representan los datos previstos para comunicarse a cada una de las antenas $5_1, 5_{K-1}, 5_K$ de recepción respectivas.

El MIMO-BC 6 puede modelarse mediante una ecuación

$$\mathbf{y}_t = \mathbf{H}\mathbf{x}_t + \mathbf{z}_t \tag{1}$$

donde $t=1, \dots, T-1, T$ designa un índice de tiempo discreto y T es la longitud de un bloque de tiempo en el índice; $\mathbf{y}_t=[y_{t,1}, \dots, y_{t,(K-1)}, y_{t,K}]$ es un vector $K \times T$ que representa señales recibidas en las antenas $5_1, 5_1, 5_1, \dots, 5_{K,N}$ de recepción sobre el MIMO-BC 6; $\mathbf{H}=[H_1, \dots, H_{K-1}, H_K]$ es un vector $M \times KT$ que representa las condiciones de desvanecimiento en el MIMO-BC 6, con el elemento (m,k) de \mathbf{H} representando un coeficiente de desvanecimiento entre la m -ésima antena $3_1, \dots, 3_{M-1}, 3_M$ de transmisión y la k -ésima antena $5_1, 5_1, 5_1, \dots, 5_{K,N}$ de recepción (coeficientes de desvanecimiento que se supone que son independientes y distribuidos de manera idéntica (i.i.d.)

$$\mathbf{x}_t = \sum_{m=1}^M \mathbf{x}_{t,m}$$

bajo desvanecimiento de Rayleigh); \mathbf{x}_t es un vector $M \times T$ que representa la suposición de las señales transmitidas por las M antenas $3_1, \dots, 3_{M-1}, 3_M$ de transmisión; y $\mathbf{z}_t=[z_{t,1}, \dots, z_{t,K-1}, z_{t,K}]$ es un vector $K \times T$ que representa el ruido presente en las señales y recibidas en los conjuntos de antenas $5_1, 5_1, 5_1, \dots, 5_{K,N}$ de recepción sobre el MIMO-BC 6, (ruido que se supone que es ruido gaussiano i.i.d. y se representa como $N(0, I)$ en la figura 1). EL transmisor 2 y los receptores $4_1, \dots, 4_{K-1}, 4_K$ procesan las señales bloque a bloque, teniendo cada bloque una duración T . Como consecuencia, la dimensión de tiempo definida en la ecuación 1 se ignora posteriormente en el presente documento.

La capacidad de tasa de transmisión global del MIMO-BC 5 puede calcularse se a partir de la siguiente ecuación

$$C_{BC} = \max_{\mathbf{S}_x \geq 0} \min_{\substack{\mathbf{S}_z \geq 0 \\ \text{tr}(\mathbf{S}_x) \leq P, \mathbf{S}_z(k,k)=I_N}} \log \frac{|\mathbf{H}\mathbf{S}_x\mathbf{H}^H + \mathbf{S}_z|}{\mathbf{S}_z} \quad (2)$$

5 en la que la covarianza de entrada \mathbf{S}_x y la covarianza de ruido Sato menos favorable \mathbf{S}_z definen el punto de ensilladura. Se trata de un problema de optimización de máximos y mínimos para el MIMO-BC 6. P indica la potencia total disponible en las antenas $3_1, \dots, 3_{M-1}, 3_M$ de transmisión, que está limitada por la ecuación

$$E \left[\frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \|\mathbf{x}_t^c\|_2^2 \right] = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \text{tr}(\mathbf{S}_x^c) \leq P \quad (3)$$

donde $\mathbf{S}_x^c = E[\mathbf{x}_t^c \mathbf{x}_t^{cH}]$ para cualquier tiempo t es la matriz de covarianza de entrada espacial. Así, si las matrices de covarianza de entrada para cada antena $5_1, 5_{K-1}, 5_K$ de recepción son $\mathbf{S}_k^c = E[\mathbf{x}_{t,k}^c \mathbf{x}_{t,k}^{cH}]$ para $k=1, \dots, K-1, K$, la limitación de potencia puede reescribirse como

$$\sum_{k=1}^K \text{tr}(\mathbf{S}_k^c) \leq P \quad (4)$$

Como resultado de la dualidad lagrangiana, un problema de optimización para la asignación de potencia a la señales que van a transmitirse sobre el MIMO-MAC 7 puede considerarse equivalente al problema de optimización de máximos y mínimos para la asignación de potencia a las señales u_1, \dots, u_{K-1}, u_K que van a transmitirse sobre el MIMO-BC 6 dado en la ecuación (2). Esto se describe en más detalle en el documento "Uplink-Downlink Duality Via Minimax Duality", Yu W., IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 52, no. 2, páginas 361-374, febrero de 2006. El problema de optimización de entrada para la asignación de potencia a las señales que van a transmitirse sobre el MIMO-MAC 7 puede solucionarse de manera considerable más fácil que el problema de máximos y mínimos para la asignación de potencia a las señales u_1, \dots, u_{K-1}, u_K que van a transmitirse sobre el MIMO-BC 6 dado en la ecuación (2), ya que las señales recibidas sobre el MIMO-MAC 7 pueden procesarse juntas por el transmisor 2, pero las señales recibidas sobre el MIMO-BC 5 deben procesarse independientemente por los receptores $4_1, 4_{K-1}, 4_K$.

El problema de optimización para la asignación de potencia a las señales que van a transmitirse sobre el MIMO-MAC 7 reza

$$\max_{\Gamma} \log |\mathbf{H}^H \Gamma \mathbf{H} + \mathbf{I}| \quad (5)$$

con sujeción a que la matriz Γ sea diagonal de bloques, $\text{tr}(\Gamma) \leq P$, donde P es la potencia total, y $\Gamma \geq 0$; y donde \mathbf{I} es una matriz identidad sobre el bloque de tiempo T . La solución de la ecuación (5) puede hallarse usando el método de Gauss-Seidel no lineal (o subida de coordenadas en bloque), tal como se describe en más detalle en la publicación "Nonlinear Programming", Bertsekas D., Athena Scientific, Belmont, Massachusetts, 1995 y en el documento "Sum Power Iterative Water-Filling For Multi-Antenna Gaussian Broadcast Channels", Jindal N et al, IEEE Trans. Inform. Theory, 51 (4), páginas 1570-1580, abril de 2005. Un par de matriz $(\mathbf{S}_z, \mathbf{S}_x)$ se calcula entonces usando las condiciones Karush-Kun-Tucker (KKT) condiciones como

$$\lambda \mathbf{S}_x = \mathbf{I} - (\mathbf{H}^H \Gamma \mathbf{H} + \mathbf{I})^{-1} \quad (6)$$

$$\lambda \mathbf{S}_z + \Upsilon = \mathbf{H} (\mathbf{H}^H \Gamma \mathbf{H} + \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (7)$$

donde S_x es la covarianza de entrada, S_z es la covarianza de ruido Sato menos favorable, Υ es una variable de holgura asociada con la limitación $\Gamma \geq 0$, y λ es un factor de escala, por ejemplo para compensar cualquier diferencia en la potencia total disponible en el MIMO-MAC 7 y el MIMO-BC 6.

5 Asumiendo que la covarianza de ruido Sato menos favorable S_z no es singular, las ecuaciones (6) y (7) pueden reescribirse como

$$\Psi = S_z^{-1} - (HS_x H^H + S_z)^{-1} \quad (8)$$

$$\lambda \mathbf{I} = \mathbf{H}^H (HS_x H^H + S_z)^{-1} \mathbf{H} \quad (9)$$

donde $\Psi = \lambda \Gamma$.

10 Para un esquema de ecualizador con realimentación de decisiones generalizado de error cuadrático medio mínimo (MMSE-GDFE), una fuente gaussiana u (equivalente a las señales u_1, \dots, u_{K-1}, u_K cuantificadas mostradas en la figura 2) y la matriz de formación del haz B son de tal manera que $E[uu^H] = I$ y $S_x = BB^H$. Por lo tanto, a partir de una descomposición de valor propio $S_x = V\Sigma V^H$, la matriz de formación del haz B viene dada por la ecuación

$$\mathbf{B} = \mathbf{V}\Sigma^{1/2}\mathbf{M} \quad (10)$$

15 donde M es una matriz unitaria arbitraria de la misma dimensión de la covarianza de entrada S_x y la matriz de formación del haz B . El filtro de estimación MMSE, que es igual a la matriz de covarianza del error de estimación \bar{e} en la configuración del MMSE viene dado por

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_b &= E[\bar{\mathbf{e}} \bar{\mathbf{e}}^H] = (\mathbf{B}^H \mathbf{H}^H \mathbf{S}_z^{-1} \mathbf{H} \mathbf{B} + \mathbf{I})^{-1} \\ &= (\mathbf{B}^H \mathbf{H}^H \mathbf{S}_z^{-1} \mathbf{H} \mathbf{B} + \mathbf{I})^{-1} \end{aligned} \quad (11)$$

20 Las matrices F_b, F_f de retroalimentación y alimentación hacia delante se obtienen entonces calculando la factorización Cholesky de R_b y disponiéndola en forma de bloques, de tal manera que $R_b = G^{-1} \Delta^{-1} G^{-H}$, donde G es la unitriangular superior. Así, las matrices F_b, F_f de retroalimentación y alimentación hacia delante vienen dadas por

$$\mathbf{F}_f = \Delta^{-1} \mathbf{G}^{-H} \mathbf{B}^H \mathbf{H}^H \mathbf{S}_z^{-1} \quad (12)$$

$$\mathbf{F}_b = \mathbf{G} \quad (13)$$

Una descomposición y factorización de la ecuación (8) permite reescribir Ψ como

$$\Psi = S_z^{-1} H S_x^{-1/2} R^H R S_x^{1/2} H^H S_z^{-1} \quad (14)$$

25 y una descomposición de rango completo de Ψ da

$$\Psi = \begin{pmatrix} \mathbf{T}_{1,1} \Lambda_1^{1/2} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{T}_{K,1} \Lambda_K^{1/2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Lambda_1^{1/2} \mathbf{T}_{1,1}^H & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \Lambda_K^{1/2} \mathbf{T}_{K,1}^H \end{pmatrix} \quad (15)$$

que permite la definición de una matriz unitaria U dada por

$$\mathbf{U} = \begin{pmatrix} \mathbf{\Lambda}_1^{-1/2} \mathbf{T}_{1,1}^H & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{\Lambda}_K^{-1/2} \mathbf{T}_{K,1}^H \end{pmatrix} \mathbf{S}_z^{-1} \mathbf{H} \mathbf{S}_x^{1/2} \mathbf{R}^H \quad (16)$$

Una vez calculada la matriz unitaria \mathbf{U} , puede derivarse la matriz unitaria \mathbf{M} que cumple con la descomposición Cholesky. En otras palabras, teniendo en cuenta una matriz de permutación \square que define un orden en el que las señales u_1, \dots, u_{K-1}, u_K cuantificadas se filtran usando un filtro F_b de retroalimentación, el producto

$$\mathbf{R}^H \mathbf{U}^H \mathbf{\Pi}^T = \mathbf{M} \mathbf{\Theta} \quad (17)$$

donde \mathbf{M} es $r \times r$ unitaria y $\mathbf{\Theta}$ es triangular superior. Finalmente, la descomposición Cholesky de \mathbf{R}_b se escribe en forma de bloques de tal manera que $\mathbf{R}_b = \mathbf{\Theta} \mathbf{\Theta}^H = \mathbf{G}^{-1} \mathbf{\Delta}^{-1} \mathbf{G}^{-H}$, que da la matriz diagonal de bloques $\mathbf{\Delta}^{-1}$ y la componente \mathbf{G} de la matriz de realimentación, que es triangular superior.

Este esquema puede lograr una capacidad de tasa de transmisión global dada por

$$\mathbf{C}_{\pi(k)} = \frac{\left| \mathbf{H}_{\pi(k)} \left(\sum_{i=1}^k \mathbf{S}_{\pi(i)} \right) \mathbf{H}_{\pi(k)}^H + \mathbf{I} \right|}{\left| \mathbf{H}_{\pi(k)} \left(\sum_{i=1}^{k-1} \mathbf{S}_{\pi(i)} \right) \mathbf{H}_{\pi(k)}^H + \mathbf{I} \right|}, k = 1, \dots, K \quad (18)$$

Donde $\square(k)$ es un orden de codificación seleccionado. Las matemáticas anteriores se desarrollan en el documento "Achieving the Sum-rate Capacity of the MIMO Broadcast Channel with Veroni Codes and MMSE-GDFE Estimation", F. Tosato, Proc. 42nd Annu. Allerton Conf. on Communication, Control and Computing, Allerton House, Monticello, IL, septiembre de 2005.

Resulta útil ilustrar el esquema numéricamente. En esta ilustración numérica, se considera que el transmisor 2 tiene dos antenas $3_1, 3_2$ de transmisión, y hay dos receptores $4_1, 4_2$ que tienen, cada uno, dos antenas $5_{11}, 5_{12}, 5_{21}, 5_{22}$ de recepción. La potencia total disponible para las antenas $3_1, 3_2$ de transmisión se fija en 1 para mayor simplicidad. Durante la secuencia piloto, cada receptor $4_1, 4_2$ mide el desvanecimiento en el MIMO-BC como

$$\mathbf{H}_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0.8 \\ 0.5 & 2 \end{pmatrix} \quad \mathbf{H}_2 = \begin{pmatrix} 0.2 & 1 \\ 2 & 0.5 \end{pmatrix} \quad (19)$$

Por lo tanto, $\mathbf{H}^T = [\mathbf{H}_1^T \mathbf{H}_2^T]$ es de tal manera que \mathbf{H} tiene un rango de columna $r=2$. Usando esta matriz de canal, el transmisor 2 primero calcula la matriz de covarianza de ruido Sato menos favorable \mathbf{S}_z solucionando la ecuación (5) y sustituyendo la solución Γ en la ecuación (7). Para solucionar la ecuación (5) se usa un algoritmo de distribución de potencia iterativo con una limitación de potencia global, por ejemplo, como se describe en el documento "Sum Power Iterative Water-Filling for Multi-Antenna Gaussian Broadcast Channels", Jindal, N et al, IEEE Trans. Inform. Theory, 51(4), 1570-1580, abril de 2005. El escalar λ en la ecuación (7) es la inversa de la entrada

diagonal máxima de $\mathbf{S}_z^{(0)}$. La covarianza resultante es

$$S_z = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0.1332 & 0.4446 \\ 0 & 1 & 0.4478 & 0.0613 \\ 0.1332 & 0.4478 & 1 & 0 \\ 0.4446 & 0.0613 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (20)$$

Entonces el transmisor calcula la matriz de covarianza de distribución de potencia S_x a partir de la matriz de covarianza de ruido Sato menos favorable S_z usando la ecuación (6). Esto da

$$S_x = \begin{pmatrix} 0.4849 & 0.1157 \\ 0.1157 & 0.5151 \end{pmatrix} \quad (21)$$

5 Por lo tanto, la capacidad de tasa de transmisión global C_{BC} dada por la ecuación (2) es igual a 2,2615 nats/s.

Ahora, el transmisor 2 puede derivar las matrices F_b , F_f de retroalimentación y alimentación hacia delante. La primera etapa es calcular la descomposición de rango completo Ψ de la ecuación (15), que da

$$\Psi = \begin{pmatrix} 0.0928 & 0.2353 & 0 & 0 \\ 0.2353 & 0.5968 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0000 & 0.0034 \\ 0 & 0 & 0.0034 & 0.5983 \end{pmatrix} = \Phi\Phi^H \quad (22)$$

10 con

$$\Phi^H = \begin{pmatrix} 0.8304 & 0 \\ 0 & 0.7735 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -0.3668 & -0.9303 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0057 & 1.0000 \end{pmatrix} \quad (23)$$

Así, los rangos asociados con los dos bloques de la descomposición de rango completo Ψ son $r_1=r_2=1$. La matriz unitaria U dada por la ecuación (16) es

$$U = \begin{pmatrix} -0.5900 & -0.8074 \\ -0.8074 & 0.5900 \end{pmatrix} \quad (24)$$

15 Como la matriz unitaria M y las matrices F_b , F_f de retroalimentación y alimentación hacia delante dependen del orden de codificación, la siguiente etapa es fijar un vector de permutación. En este caso, se supone que primero se codifica una señal prevista para el segundo receptor 4_2 , seguida por la señal prevista para el primer receptor 4_1 . Por tanto, el vector de permutación es $(\square(1), \square(2))=(1,2)$ y la matriz de permutación correspondiente es la identidad $\square=I_2$. Entonces, la ecuación (17) da la matriz unitaria M y la matriz triangular superior Θ

$$M = \begin{pmatrix} -0.7535 & -0.6574 \\ -0.6574 & 0.7535 \end{pmatrix} \quad (25)$$

$$\Theta = \begin{pmatrix} 0.5571 & 0.2569 \\ 0 & 0.5794 \end{pmatrix}$$

20

Esto permite al transmisor calcular la matriz de formación del haz B de la ecuación (10), que da

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} 0.0099 & 0.6963 \\ -0.6958 & 0.1760 \end{pmatrix} = (\mathbf{B}_1 \mathbf{B}_2) \quad (26)$$

Las covarianzas de entrada óptimas con el orden de codificación supuesto vienen dadas como

$$\mathbf{S}_1 = \begin{pmatrix} 0.0001 & -0.0069 \\ -0.0069 & 0.4841 \end{pmatrix} \quad (27)$$

$$\mathbf{S}_2 = \begin{pmatrix} 0.4849 & 0.1225 \\ 0.1225 & 0.0310 \end{pmatrix}$$

Se deduce de la ecuación (18) que las tasas de transmisión logradas por los receptores 4₁, 4₂ son

$$R_1 = \log |\mathbf{H}_1 \mathbf{S}_1 \mathbf{H}_1^H + \mathbf{I}| = 1.1699$$

$$R_2 = \log \frac{|\mathbf{H}_2 \mathbf{S}_2 \mathbf{H}_2^H + \mathbf{H}_2 \mathbf{S}_1 \mathbf{H}_2^H + \mathbf{I}|}{|\mathbf{H}_2 \mathbf{S}_1 \mathbf{H}_2^H + \mathbf{I}|} = 1.0916 \quad (28)$$

5

Estas tasas de transmisión R_1 , R_2 suman R_{BC} igual a 2,2615 nats/s. Esta tasa de transmisión R_{BC} corresponde a uno de los dos vértices del segmento de capacidad de tasa de transmisión global.

10 Para determinar las matrices \mathbf{F}_b , \mathbf{F}_f de retroalimentación y alimentación hacia delante, el transmisor 2 dispone la factorización Cholesky $\mathbf{R}_b = \Theta \Theta^H$ en forma de bloques. En este caso, como $r_1 = r_2 = 1$, solamente tienen que extraerse los pivotes de la eliminación de Gauss, lo que da

$$\mathbf{R}_b = \mathbf{G}^{-1} \mathbf{\Delta}^{-1} \mathbf{G}^{-H} = \begin{pmatrix} 1 & 0.4434 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0.3104 & 0 \\ 0 & 0.3357 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0.4434 & 1 \end{pmatrix} \quad (29)$$

A partir de las ecuaciones (12) y (13), el transmisor 2 puede por tanto calcular

$$\mathbf{F}_f = \begin{pmatrix} -0.1697 & -0.4304 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0026 & 0.4481 \end{pmatrix} \quad (30)$$

$$\mathbf{F}_b = \begin{pmatrix} 1 & -0.4434 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Así, los filtros $\mathbf{F}_{f,1}$, $\mathbf{F}_{f,2}$ de alimentación hacia delante para cada uno de los dos receptores 4₁, 4₂ son

$$\mathbf{F}_{f,1} = (-0.1697 \quad -0.4304)$$

$$\mathbf{F}_{f,2} = (0.0026 \quad 0.4481) \quad (31)$$

15

20

La primera realización preferida de la invención descrita anteriormente tiene un esquema de codificación no lineal. Sin embargo, es posible implementar la invención con un esquema de codificación lineal. Una segunda realización preferida de la invención ilustra esto. En referencia a la figura 3, la segunda realización preferida de la invención es similar a la primera realización preferida de la invención en su mayor parte y los componentes similares se indican con los mismos símbolos en el texto y los mismos números de referencia en el texto y en los dibujos. De manera importante, puede observarse que el transmisor 2 de la segunda realización preferida de la invención tiene un bloque 19 de precodificación en lugar de la fase 13 de formación del haz de la primera realización preferida de la invención. También puede observarse que las fases 14₁, ..., 14_{k-1}, 14_k de filtro de retroalimentación se omiten. El bloque 19 de precodificación aplica un único filtro \mathbf{F}_p de precodificación para realizar tanto la compensación de

interferencia de señal conjunta como la asignación de potencia a las señales u_1, \dots, u_{K-1}, u_K cuantificadas en lugar de la matriz F_b de retroalimentación y la matriz de formación del haz B independientes de la implementación no lineal.

Idealmente, el filtro F_p de precodificación debe definirse por la ecuación

$$\tilde{\mathbf{F}}_p = \mathbf{B} + (\mathbf{F}_f \mathbf{H})^{-1} (\mathbf{I} - \mathbf{F}_b) \quad (32)$$

5 para alcanzar la misma capacidad de tasa de transmisión global alcanzada en la primera realización preferida de la invención usando un esquema de codificación no lineal equivalente. Sin embargo, el esquema de codificación lineal de la segunda realización preferida de la invención no puede alcanzar esta capacidad C_{BC} de tasa de transmisión global sin exceder la potencia P de transmisión disponible total. En efecto, puede mostrarse que la potencia P de transmisión disponible total se excede en una constante ρ de potencia de exceso dada por la ecuación

$$\rho = \frac{\text{tr}(\tilde{\mathbf{F}}_p \tilde{\mathbf{F}}_p^H)}{P} \geq 1 \quad (33)$$

10 usando un filtro F_p de precodificación definido por la ecuación (32). Por lo tanto, el filtro F_p de precodificación se adapta para normalizar la potencia de las señales x_1, \dots, x_{K-1}, x_K transmitidas por las antenas $3_1, 3_{M-1}, 3_M$ de transmisión usando la constante ρ de potencia de exceso dada por la ecuación (33). Más específicamente, el filtro F_p de precodificación se define por la ecuación

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_p &= \frac{1}{\sqrt{\rho}} \left[\mathbf{B} + (\bar{\mathbf{F}}_f \mathbf{H})^{-1} (\sqrt{\rho} \mathbf{I} - \bar{\mathbf{F}}_b) \right] \\ &= \frac{1}{\sqrt{\rho}} \tilde{\mathbf{F}}_p \end{aligned} \quad (34)$$

15 donde $\bar{\mathbf{F}}_f = \sqrt{\rho} \mathbf{F}_f$ y $\bar{\mathbf{F}}_b = \sqrt{\rho} \mathbf{F}_b$.

20 Esta normalización de potencia tiene el efecto de aumentar el ruido efectivo, que reduce la capacidad de tasa de transmisión global alcanzable por debajo de la alcanzada en la primera realización de la invención. Sin embargo, como el filtro F_p de precodificación depende de los filtros F_b, F_f de retroalimentación y de alimentación hacia adelante, que a su vez dependen del orden en que se codifican las palabras c_1, \dots, c_{K-1}, c_K de código, la señal codificada usando la última palabra c_1 de código codificada se comunica al receptor 4_1 respectivo con interferencia sustancialmente nula y las señales codificadas usando las palabras c_1, \dots, c_{K-1}, c_K de código codificadas sucesivamente se comunican a los receptores $4_1, \dots, 4_{K-1}, 4_K$ respectivos con interferencia creciente de las señales de las palabras c_1, \dots, c_{K-1}, c_K de código codificadas posteriormente, comunicándose la última palabra c_K de código codificada al último receptor 4_K con la máxima interferencia.

25 Es interesante comparar las capacidades de tasa de transmisión global alcanzables por los sistemas 1 de comunicación de la primera y la segunda realización de la invención. En referencia a la figura 4, un promedio de la capacidad C_{BC} de tasa de transmisión global, en nat por uso de canal, alcanzado por los sistemas 1 de comunicación de la primera realización de la invención y la segunda realización de la invención se muestran para diferentes números K de los receptores $4_1, \dots, 4_{K-1}, 4_K$. Los resultados se calculan suponiendo que el transmisor 2 tiene dos antenas $3_1, 3_2$ de transmisión y cada receptor $4_1, 4_{K-1}, 4_K$ tiene una antena $5_{1,1}, 5_{K-1,1}, 5_{K,1}$ de recepción. Las líneas 20 continuas representan la capacidad C_{BC} de tasa de transmisión global alcanzada por el sistema 1 de comunicación de la primera realización de la invención y las líneas 21 discontinuas representan la capacidad C_{BC} de tasa de transmisión global alcanzada por el sistema 1 de comunicación de la segunda realización de la invención. La línea continua superior y la línea discontinua superior muestran las capacidades C_{BC} de tasa de transmisión global logradas para sistemas 1 de comunicación que tienen 40 receptores $4_1, \dots, 4_{K-1}, 4_K$; la línea continua intermedia y la línea discontinua intermedia muestran las capacidades C_{BC} de tasa de transmisión global logradas para sistemas 1 de comunicación que tienen 20 receptores $4_1, \dots, 4_{K-1}, 4_K$; y la línea continua inferior y la línea discontinua inferior muestran las capacidades C_{BC} de tasa de transmisión global logradas para sistemas 1 de comunicación que tienen 40 receptores $4_1, \dots, 4_{K-1}, 4_K$, tal como se indica en la figura 4 por las flechas $K=40, K=20$ y $K=10$ respectivamente.

40 De manera interesante, las capacidades C_{BC} de tasa de transmisión global logradas por el sistema 1 de comunicación de la primera realización de la invención son sólo ligeramente menores que las capacidades C_{BC} de tasa de transmisión global logradas por el sistema 1 de comunicación de la segunda realización de la invención.

Esto muestra que, si bien el filtro F_p de precodificación produce capacidades C_{BC} de tasa de transmisión global inferiores a lo óptimo, es probable que estas capacidades C_{BC} sean suficientes para muchas aplicaciones. Así, la complejidad reducida del transmisor 2 del sistema 1 de comunicación de la segunda realización de la invención puede hacer que sea preferible para muchas de tales aplicaciones.

- 5 En referencia a la figura 5, la capacidad de tasa de transmisión global por antena $3_1, \dots, 3_{M-1}, 3_M$ de transmisión, en bits por uso de canal, alcanzadas por los sistemas 1 de comunicación de la primera realización de la invención y la segunda realización de la invención se muestran para diferentes números $M=2, 3, 4$ y 8 de antenas $3_1, \dots, 3_{M-1}, 3_M$ de transmisión. Los resultados se calculan suponiendo que los sistemas 1 de comunicación tienen 20 receptores $4_1, \dots, 4_{K-1}, 4_K$. Las líneas 22 continuas representan la capacidad de tasa de transmisión global por antena $3_1, \dots, 3_{M-1}, 3_M$ de transmisión alcanzada por el sistema 1 de comunicación de la primera realización de la invención y las líneas 23 discontinuas representan la capacidad de tasa de transmisión global por antena $3_1, \dots, 3_{M-1}, 3_M$ de transmisión alcanzada por el sistema 1 de comunicación de la segunda realización de la invención. Como se indica en la figura 5 mediante la flecha A, la capacidad de tasa de transmisión global por antena $3_1, \dots, 3_{M-1}, 3_M$ de transmisión alcanzada por el sistema 1 de comunicación de la primera realización de la invención aumenta ligeramente con el número M de antenas $3_1, \dots, 3_{M-1}, 3_M$ de transmisión. A la inversa, como se indica mediante la flecha B en la figura 5, la capacidad de tasa de transmisión global por antena $3_1, \dots, 3_{M-1}, 3_M$ de transmisión alcanzada por el sistema 1 de comunicación de la segunda realización de la invención disminuye con el número M de antenas $3_1, \dots, 3_{M-1}, 3_M$ de transmisión. Esto se obtiene como resultado de aumentos en las dimensiones del filtro F_7 de alimentación hacia delante y una constante ρ de potencia de exceso más grande.
- 10
- 15
- 20 Naturalmente, las realizaciones descritas de la invención son sólo ejemplos de cómo puede implementarse la invención. A quienes tengan la experiencia y conocimientos adecuados se les ocurrirán también otras modificaciones, variaciones y cambios de las realizaciones descritas. Estas modificaciones, variaciones y cambios pueden realizarse sin alejarse del espíritu y alcance de la invención definido en las reivindicaciones y sus equivalentes.
- 25 En la presente memoria descriptiva y reivindicaciones la palabra “un” o “una” precediendo a un elemento no excluyen la presencia de una pluralidad de tales elementos. Además, la palabra “que comprende/comprendiendo” no excluye la presencia de otros elementos o etapas aparte de los enumerados.

REIVINDICACIONES

1. Transmisor (2) que tiene múltiples antenas ($3_1, 3_{M-1}, 3_M$) de transmisión para la transmisión sobre un canal (6) de comunicación hacia receptores ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$) que tienen, cada uno, una o más antenas ($5_{1,1}, 5_{K-1,N-1}, 5_{K,N}$) de recepción, comprendiendo el transmisor (2):
medios (9) para estimar las condiciones de canal para el canal (6);
- 5 una fase ($14_1, 14_{K-1}$) de filtro de retroalimentación para filtrar señales que representan datos previstos para comunicarse a receptores ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$) respectivos con un filtro de retroalimentación antes de la transmisión sobre el canal (6) para compensar la interferencia de señal conjunta esperada en el canal (6);
una fase (13) de formación del haz para asignar potencias a las que las señales filtradas se combinan en cada antena ($3_1, 3_{M-1}, 3_M$) de transmisión para la transmisión sobre el canal (6);
- 10 medios (8) para transmitir información que representa un filtro de alimentación hacia adelante hacia uno de los receptores ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$) para su aplicación a una señal recibida sobre el canal (6) en una o más antenas ($5_{1,1}, 5_{K-1,N-1}, 5_{K,N}$) de recepción de ese receptor ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$) para extraer a partir de la señal recibida una señal que representa los datos previstos para comunicarse a ese receptor ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$) sin conocimiento de la señal o señales recibidas sobre el canal (6) en la(s) antena(s) ($5_{1,1}, 5_{K-1,N-1}, 5_{K,N}$) de recepción del otro (los otros) receptor(es) ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$); y
medios (9) para determinar el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante basándose en las condiciones de canal estimadas para el canal (6).
2. Transmisor (2) según la reivindicación 1, en el que una combinación de los filtros de retroalimentación y de alimentación hacia adelante es sustancialmente equivalente a un único filtro para extraer la señal que representa los datos previstos para comunicarse al receptor ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$) con un error cuadrático medio mínimo en las condiciones de canal estimadas.
3. Transmisor (2) según la reivindicación 1 o la reivindicación 2, que comprende medios (8) para transmitir una secuencia piloto a los receptores ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$) y medios (8) para recibir una indicación de las condiciones de canal para el canal (6) desde los receptores ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$) basándose en los bits piloto, en el que los medios (9) para estimar las condiciones de canal para el canal (6) basan la estimación en la indicación recibida.
4. Transmisor (2) según la reivindicación 1 o la reivindicación 2, en el que los medios (9) para estimar las condiciones de canal estiman las condiciones de canal basándose en las condiciones de canal de un canal (7) de retorno desde las antenas ($5_{1,1}, 5_{K-1,N-1}, 5_{K,N}$) de recepción de los receptores ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$) hacia las antenas ($3_1, 3_{M-1}, 3_M$) de transmisión del transmisor (2).
- 30 5. Transmisor (2) según la reivindicación 3 o la reivindicación 4, en el que el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante se basan en una solución a un problema de optimización para maximizar la capacidad global del canal (6) en las condiciones de canal estimadas para una limitación de potencia total dada.
- 35 6. Transmisor (2) según la reivindicación 4, en el que el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante se basan en una solución a un problema de optimización para maximizar la capacidad global del canal (7) de retorno.
7. Transmisor (2) según la reivindicación 5 o la reivindicación 6, en el que los medios (9) para determinar el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante determinan el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante solucionando el problema de optimización.
- 40 8. Transmisor (2) según la reivindicación 7, en el que los medios (9) para determinar el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante determinan el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante derivando una covarianza de entrada y una covarianza de ruido menos favorable para el canal (6) basándose en el problema de optimización de entrada solucionado.
- 45 9. Transmisor (2) según la reivindicación 7 o la reivindicación 8, en el que los medios (9) para determinar el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante determinan el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante derivando un filtro de estimación que puede factorizarse para proporcionar el filtro de retroalimentación y el filtro de alimentación hacia delante.
- 50 10. Transmisor (2) según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el filtro de retroalimentación puede disponerse como una matriz unitriangular con respecto a una columna de las señales que representan los datos previstos para comunicarse al receptor ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$).

11. Transmisor (2) según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el filtro de alimentación hacia delante puede disponerse como una matriz diagonal de bloques con respecto a una columna de la señal recibida por el receptor ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$).
- 5 12. Transmisor (2) según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el filtro de retroalimentación y la asignación de potencia se aplican, cada uno, a bloques de símbolos de las señales que representan los datos previstos para comunicarse a los receptores ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$) respectivos bloque a bloque.
- 10 13. Transmisor (2) según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende un codificador ($10_1, 10_{K-1}, 10_K$) para codificar los datos previstos para comunicarse a los receptores ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$) para emitir las señales que van a filtrarse por el filtro de retroalimentación.
14. Transmisor (2) según la reivindicación 13, en el que el codificador ($10_1, 10_{K-1}, 10_K$) codifica los datos seleccionando una palabra de código de un código reticular anidado.
- 15 15. Transmisor (2) según la reivindicación 14, que comprende una fase ($12_1, 12_{K-1}, 12_K$) de cuantificación para cuantificar las palabras de código seleccionadas usando una red de conformación del código reticular anidado.
16. Transmisor (2) según la reivindicación 14 o la reivindicación 15, que comprende un sumador ($11_1, 11_{K-1}, 11_K$) de señales de superposición para aplicar una señal de superposición a las palabras de código seleccionadas.
- 20 17. Transmisor (2) según una cualquiera de las reivindicaciones 13 a 16, en el que el codificador ($10_1, 10_{K-1}, 10_K$) codifica las señales en un orden seleccionado.
18. Transmisor (2) según una cualquiera de las reivindicaciones 13 a 17, que comprende medios (9) para elegir un/el orden en que codificar las señales que van a comunicarse a los receptores ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$).
- 25 19. Transmisor (2) según la reivindicación 17 o la reivindicación 18, que comprende medios ($11_1, 11_{K-1}$) para restar señales codificadas previamente en el orden de una señal codificada dada y en el que la fase ($14_1, 14_{K-1}$) de filtro de retroalimentación filtra las señales codificadas previamente antes de la resta.
20. Transmisor (2) según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 16, en el que la fase ($14_1, 14_{K-1}$) de filtro de retroalimentación y la fase (13) de formación del haz comprenden una única fase (19) de filtro de precodificación para aplicar un filtro de precodificación a las señales que representan los datos previstos para comunicarse a los receptores ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$).
- 30 21. Transmisor (2) según la reivindicación 20, en el que el filtro de precodificación aplicado por la fase (19) de filtro de precodificación es una normalización del filtro de retroalimentación a una potencia total de las antenas ($3_1, 3_{M-1}, 3_M$) de transmisión.
22. Transmisor (2) según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende un selector (9) para seleccionar receptores ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$) a los que comunicar señales.
- 35 23. Transmisor (2) según la reivindicación 22, en el que el selector (9) optimiza la capacidad de tasa de transmisión global de un/el canal (7) de retorno desde las antenas ($5_{1,1}, 5_{K-1,N-1}, 5_{K,N}$) de recepción hacia las antenas ($3_1, 3_{M-1}, 3_M$) de transmisión, identifica las antenas ($5_{1,1}, 5_{K-1,N-1}, 5_{K,N}$) de recepción a las que se asigna una capacidad sustancialmente nula en el canal (7) de retorno como resultado de la optimización; y selecciona transmitir señales sobre el canal (6) de comunicación desde las antenas ($3_1, 3_{M-1}, 3_M$) de transmisión hacia las antenas ($5_{1,1}, 5_{K-1,N-1}, 5_{K,N}$) de recepción sólo a receptores ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$) que tengan una antena ($5_{1,1}, 5_{K-1,N-1}, 5_{K,N}$) de recepción no identificada como que se le ha asignado una capacidad sustancialmente nula en el canal (7) de retorno.
- 40 24. Procedimiento de transmisión sobre un canal (6) de comunicación desde un transmisor (2) que tiene múltiples antenas ($3_1, 3_{M-1}, 3_M$) de transmisión hacia receptores ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$) que tienen, cada uno, una o más antenas ($5_{1,1}, 5_{K-1,N-1}, 5_{K,N}$) de recepción, comprendiendo el procedimiento:
- 45 estimar las condiciones de canal para el canal (6);
- filtrar las señales que representan datos previstos para comunicarse a receptores ($4_1, 4_{K-1}, 4_K$) respectivos con un filtro de retroalimentación antes de la transmisión sobre el canal (6) para compensar la interferencia de señal conjunta esperada en el canal (6);
- 50 asignar potencias a las que las señales filtradas se combinan en cada antena ($3_1, 3_{M-1}, 3_M$) de transmisión para la transmisión sobre el canal (6);

- 5 transmitir información que representa un filtro de alimentación hacia delante a uno de los receptores ($4_1, 4_{k-1}, 4_k$) para su aplicación a una señal recibida sobre el canal (6) en una o más antenas ($5_{1,1}, 5_{k-1,N-1}, 5_{k,N}$) de recepción de ese receptor ($4_1, 4_{k-1}, 4_k$) para extraer a partir de la señal recibida una señal que representa los datos previstos para comunicarse a ese receptor ($4_1, 4_{k-1}, 4_k$) sin conocimiento de la señal o señales recibidas sobre el canal (6) en la(s) antena(s) ($5_{1,1}, 5_{k-1,N-1}, 5_{k,N}$) de recepción del otro (los otros) receptor(es) ($4_1, 4_{k-1}, 4_k$); y
- determinar el filtro de retroalimentación, la asignación de potencia y el filtro de alimentación hacia delante basándose en las condiciones de canal estimadas para el canal.
- 10 25. Código de programa informático adaptado para llevar a cabo el procedimiento según la reivindicación 24 cuando se procesa por medios de procesamiento informático.

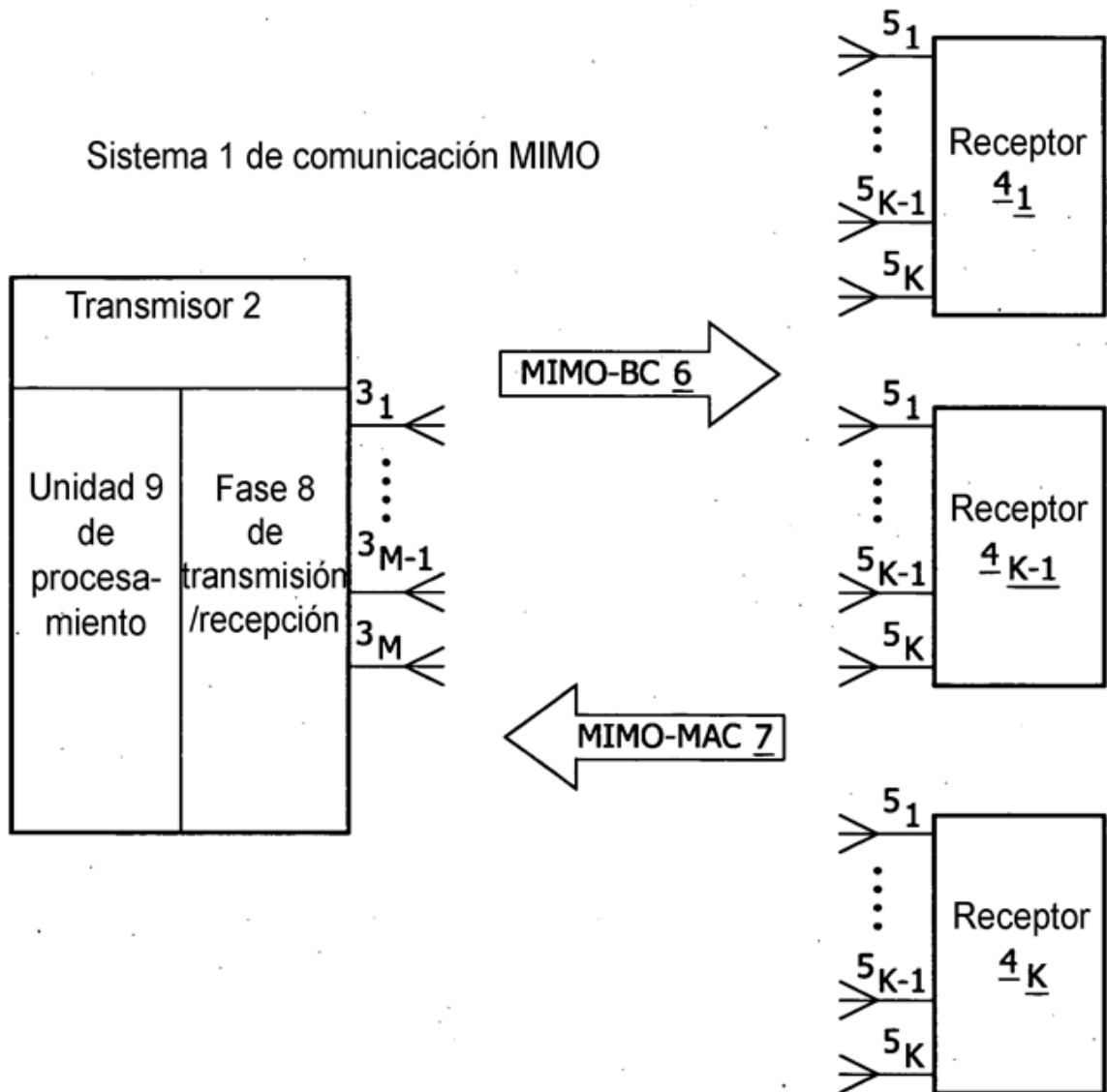
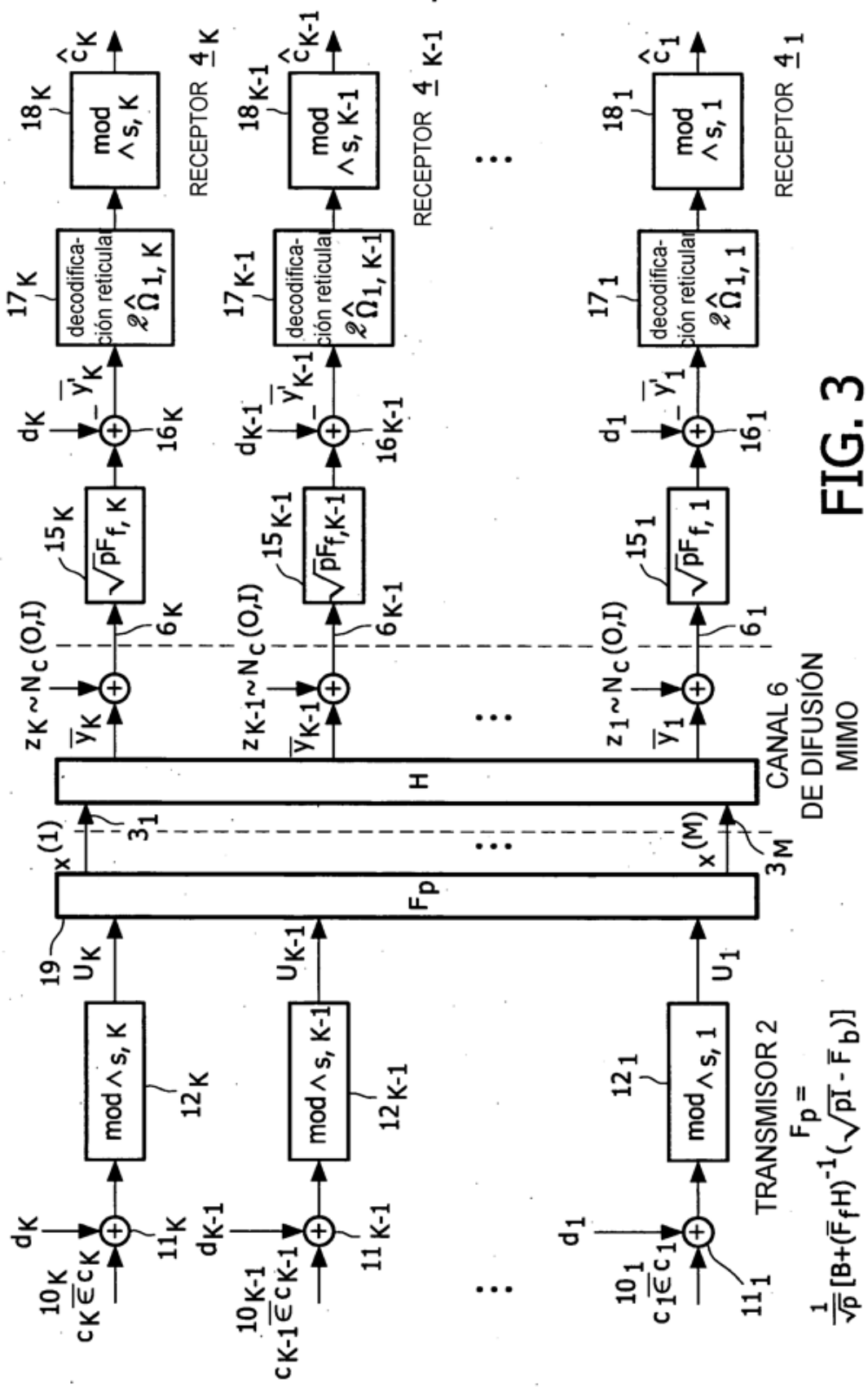


FIG. 1



$$F_p = \frac{1}{\sqrt{p}} [B + (\bar{F}_f H)^{-1} (\sqrt{p} I - \bar{F}_f b)]$$

I_{tot}

FIG. 3

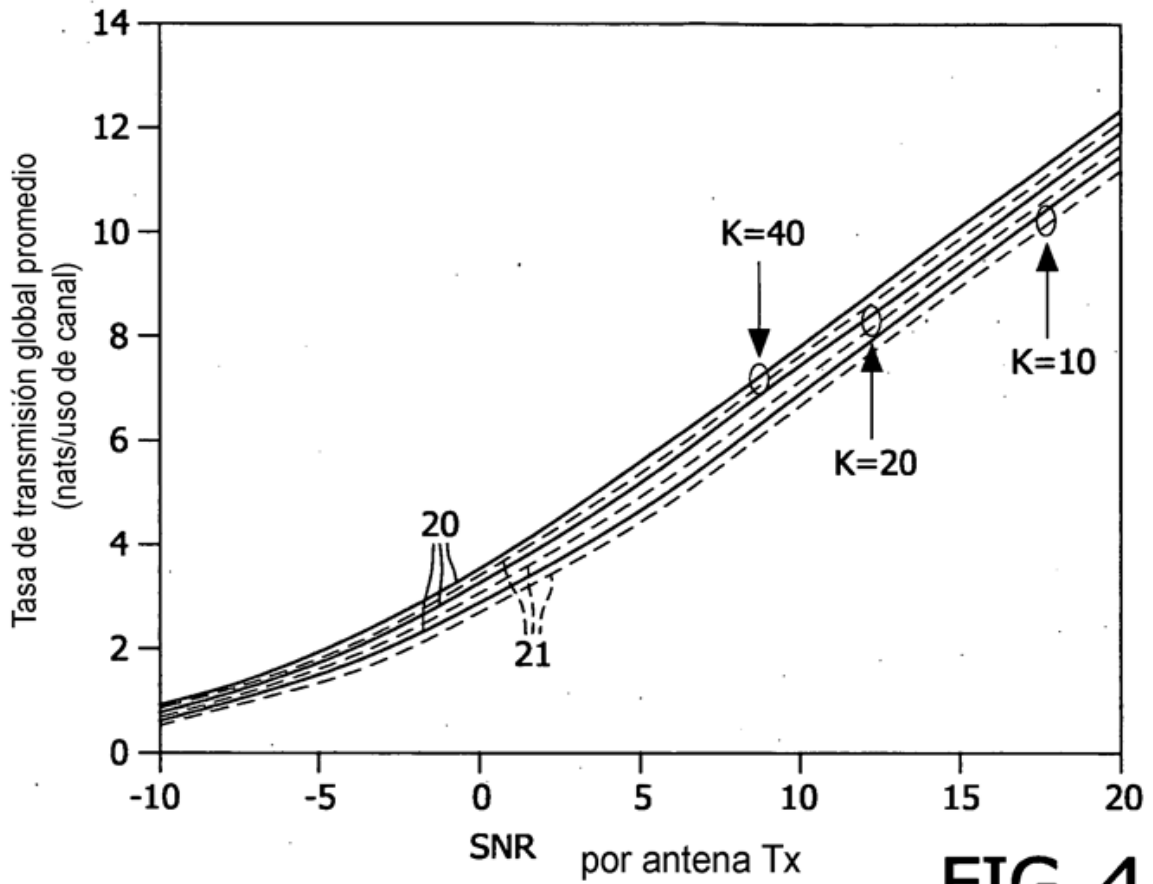


FIG. 4

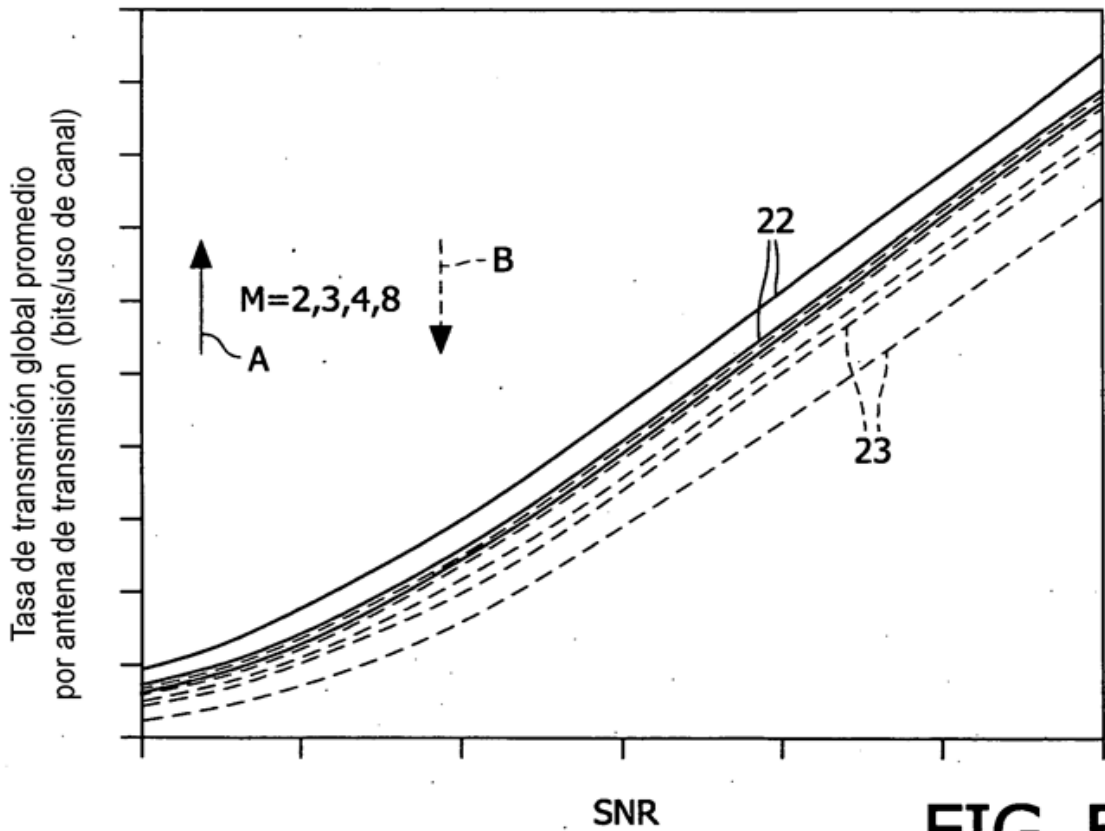


FIG. 5