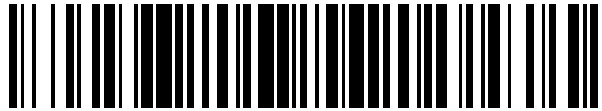


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 577 202**

51 Int. Cl.:

H04B 7/06 (2006.01)

H04B 7/08 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **16.08.2012 E 12750741 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **30.03.2016 EP 2756610**

54 Título: **Un método para implementar un modo de transmisión de múltiples entradas-múltiples salidas**

30 Prioridad:

16.09.2011 ES 201131502 P

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

13.07.2016

73 Titular/es:

TELEFÓNICA S.A. (100.0%)

**Gran Vía 28
28013 Madrid, ES**

72 Inventor/es:

LORCA HERNANDO, FRANCISCO JAVIER

74 Agente/Representante:

ARIZTI ACHA, Monica

ES 2 577 202 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).

Un método para implementar un modo de transmisión de múltiples entradas-múltiples salidas

DESCRIPCIÓN

5 Campo de la técnica

La presente invención se refiere de manera general a un método para implementar un modo de transmisión de múltiples entradas-múltiples salidas, comprendiendo dicho modo de transmisión MIMO usar un determinado número de antenas en un equipo de usuario y un número dado de antenas en un nodo de acceso de radio para la comunicación entre dicho equipo de usuario y dicho nodo de acceso de radio, llevada a cabo dicha comunicación por medio de un canal de comunicación, representado dicho canal de comunicación por una matriz de canal y más particularmente a un método que comprende descorrelacionar al menos parte de los coeficientes de dicha matriz de canal cuando dicho canal de comunicación está degenerado usando al menos una antena adicional en cada uno de dicho nodo de acceso de radio y dicho equipo de usuario con el fin de cambiar el patrón de radiación asociado con capas de transmisión de dicha comunicación permitiendo el uso de un modo de transmisión MIMO potenciado.

Estado de la técnica anterior

La evolución a largo plazo (LTE) es la siguiente etapa en sistemas 3G celulares, que representa básicamente una evolución de las normas de comunicaciones móviles actuales, tales como UMTS y GSM [2]. Es una norma 3GPP que proporciona rendimientos de hasta 50 Mbps en enlace ascendente y hasta 100 Mbps en enlace descendente. Usa un ancho de banda ajustable a escala de desde 1,25 hasta 20 MHz con el fin de adaptarse a las necesidades de operadores de red que tienen diferentes asignaciones de ancho de banda. También se espera que la LTE mejore la eficacia espectral en redes, permitiendo a las portadoras proporcionar más servicios de datos y voz sobre un ancho de banda dado.

La LTE avanzada (LTE-A), una evolución de LTE, está normalizándose en la release 10 de LTE y posteriores. Va dirigida a cumplir requisitos de IMT avanzada, cuyas capacidades van más allá de las de IMT-2000 e incluyen tasas de transmisión de datos pico potenciadas para soportar aplicaciones y servicios avanzados (100 Mbps para una alta movilidad, y 1 Gbps para una baja movilidad) [3].

El uso de tecnología de múltiples antenas permite aprovechar el campo espacial como otra nueva dimensión. Esto se vuelve esencial en la búsqueda de eficacias espectrales superiores. Pueden usarse múltiples antenas de una diversidad de formas, basándose principalmente en tres principios fundamentales [4]:

- Ganancia de diversidad. Uso de la diversidad espacial proporcionada por las múltiples antenas para mejorar la robustez de la transmisión frente al desvanecimiento multitrayectoria.
- Ganancia de red. Concentración de energía en una o más direcciones dadas mediante precodificación o modelación de haz.
- Ganancia de multiplexación espacial. Transmisión de múltiples flujos de señales a un único usuario sobre múltiples capas espaciales creadas mediante combinaciones de las antenas disponibles.

La multiplexación espacial es el único esquema que logra un aumento en la capacidad de los recursos disponibles (tiempo, frecuencia), multiplicando el rendimiento por un número que, en condiciones ideales, es igual al mínimo del número de antenas de transmisión y recepción. Este número se denomina rango de canal, y depende fuertemente de las condiciones de radio y también de la disposición geométrica de antenas tanto TX como RX.

El esquema de multiplexación espacial es únicamente útil cuando el canal no está degenerado, es decir, cuando el rango de canal es un máximo. Esto sucede cuando todos los componentes de la matriz de canal están descorrelacionados. Suponiendo que se tiene un sistema SU-MIMO con N antenas de transmisión y M antenas de recepción, la matriz de canal es tal como sigue:

$$H = \begin{pmatrix} h_{00} & \dots & h_{0,N-1} \\ \vdots & & \vdots \\ h_{M-1,0} & \dots & h_{M-1,N-1} \end{pmatrix},$$

donde h_{ij} representa el coeficiente de canal complejo entre la antena de transmisión j y la antena de recepción i , tal como se representa en la figura 1. Si todos los componentes de canal están descorrelacionados, el rango de esta matriz será igual al mínimo de (N, M). Sin embargo, si el entorno de propagación "observado" por los haces radiados es muy similar, el canal se vuelve degenerado con un rango que es inferior a $\min(N, M)$. Si el rango se vuelve uno, la multiplexación espacial se vuelve poco práctica y el sistema debe recurrir a un esquema de diversidad.

Es importante observar que la degeneración del canal no puede compensarse mediante precodificación, independientemente del esquema real empleado tal como se define para LTE y LTE-A: esquemas de precodificación basados en libro de códigos para MIMO de bucle cerrado (modo 4 de transmisión LTE), o CDD (diversidad de retardo cíclico) para MIMO de bucle abierto (modo 3 de transmisión LTE). Esto se debe al hecho de que tanto la precodificación como CDD pueden considerarse una operación de multiplicación de matriz adicional en la matriz de canal H: si X es el vector que contiene los símbolos modulados complejos de cada capa, e Y el vector complejo tras la precodificación, la operación puede expresarse [5]:

- 10 - Para TM 3 (OL-MIMO): $Y = W(i) \cdot D(i) \cdot U \cdot X$, donde $W(i)$ es una matriz de precodificación, $D(i)$ una matriz diagonal que contiene el retardo cíclico aplicado, y U una matriz cuadrada dependiente del número de capas.

Para TM 4 (CL-MIMO): $Y = W(i) \cdot X$, donde $W(i)$ es una matriz de precodificación.

- 15 El vector precodificado pasa a través del canal H, y el vector de recepción puede expresarse como $H \cdot Y$. Por tanto, teniendo en cuenta que para dos matrices A y B dadas cualesquiera se aplica la siguiente propiedad [6]:

$$\text{rango}(AB) \leq \min(\text{rango}(A), \text{rango}(B))$$

- 20 queda claro que si la matriz H está degenerada la operación de precodificación no mejorará el proceso de demodulación.

Debido a esto, el modo de funcionamiento normal referente a SU-MIMO en LTE-A se mostrará en la figura 2: el eNodo B recibe informes periódicos o no periódicos de los UE mediante los canales de enlace ascendente PUCCH o PUSCH (2a), incluyendo el indicador de rango (RI) que informa del rango de canal de enlace ascendente tal como se observa por los UE. Adicionalmente, el eNodo B estima el rango de canal de enlace ascendente mediante, por ejemplo, transmisiones SRS de enlace ascendente. Basándose en estos rangos de canal, y en los indicadores de calidad de canal (CQI), el eNodo B decide si usar o no un esquema de multiplexación espacial en las direcciones tanto de enlace ascendente como de enlace descendente:

- 30 - si el CQI es inferior a algunos umbrales predefinidos (2b), el sistema recurre a un esquema de transmisión de una capa (2c).
 - si el CQI es superior al umbral mencionado anteriormente, el eNodo B selecciona un número de capas para la transmisión que siempre es inferior o igual al rango correspondiente. Si el rango es uno (2d), el sistema recurre de nuevo a un esquema de transmisión de una capa para evitar la degeneración de la matriz de canal. De lo contrario, el sistema aprovecha completamente la multiplexación espacial (2e).
- 35

La degeneración de la matriz de canal es una situación que debe evitarse con el fin de lograr los rendimientos esperados de LTE y LTE-A, porque los esquemas de diversidad no pueden aprovechar la ventaja de multiplexación espacial de tener múltiples antenas.

40

También existen soluciones para superar este problema. Por ejemplo, en [8] se describe un sistema para su uso en sistemas vehiculares MIMO, que tiene varias sub-redes direccionales montadas en diferentes caras del vehículo. Como cada sub-red experimentará diferentes condiciones de canal, basándose en el rango de canal u otra medida apropiada el sistema puede seleccionar la sub-red con el mejor rendimiento previsto. El inconveniente de esta solución es que sólo es adecuada para condiciones vehiculares, porque se necesita una gran cantidad de espacio para ubicar las diferentes sub-redes, haciendo que el sistema sea más complejo y caro.

45

Se propone otra solución en [9], en la que la configuración y las propiedades de radiación/polarización de la red se modifican de manera adaptativa alterando la estructura física de los componentes de antena. Esta solución implica elementos de antena reconfigurables complicados (con accionadores micro-electromecánicos), y una unidad de procesamiento para buscar la disposición óptima. Por tanto, puede no ser adecuado para equipos de usuario de bajo coste.

50

En [10] se describe otra invención, en la que una antena de múltiples haces emplea dos antenas de red diferentes. Una dirección de radiación máxima de un haz combinado de la segunda antena de red está orientada a una dirección correspondiente a un punto nulo del haz combinado de la primera antena de red. Haciendo esto, los dos haces de antena tienen una correlación bastante baja y pueden disponerse en ubicaciones próximas. El inconveniente de esta invención es que los haces se dirigen hacia direcciones fijas, de modo que no hay posibilidad de seguir de manera adaptativa las características de canal. Además, los dos haces se logran usando en total un mínimo de cuatro antenas, lo que puede aumentar el coste y la complejidad globales.

60

Finalmente, en [11] el enfoque es configurar una red de antenas dividiéndola en sub-redes, basándose en la matriz

de correlación de antenas, de tal manera que las correlaciones entre antenas dentro de cada sub-red son superiores a las correlaciones entre antenas que pertenecen a diferentes sub-redes. Se generan pesos de modelación de haz para cada antena dentro de las sub-redes, y se aplica además un mecanismo MIMO entre las sub-redes. Este esquema tiene la limitación de requerir un alto número de antenas para formar las sub-redes (al menos dos para cada capa de transmisión), así como el cálculo de la matriz de correlación mediante, por ejemplo, un procedimiento de calibración, o mediante señales de realimentación de los terminales móviles.

Descripción de la invención

Es necesario ofrecer una alternativa al estado de la técnica que cubra los huecos encontrados en la misma particularmente con relación a la falta de propuestas que permiten usar técnicas de multiplexación espacial cuando el canal de comunicación está degenerado.

Para ello, la presente invención proporciona un método para implementar un modo de transmisión de múltiples entradas-múltiples salidas, comprendiendo dicho modo de transmisión MIMO usar un determinado número de antenas en un equipo de usuario y un número dado de antenas en un nodo de acceso de radio para la comunicación entre dicho equipo de usuario y dicho nodo de acceso de radio, llevada a cabo dicha comunicación por medio de un canal de comunicación, representado dicho canal de comunicación por una matriz de canal.

Al contrario que las propuestas conocidas, el método de la invención, de una manera característica comprende descorrelacionar al menos parte de los coeficientes de dicha matriz de canal cuando dicho canal de comunicación está degenerado usando al menos una antena adicional en cada uno de dicho nodo de acceso de radio y dicho equipo de usuario con el fin de cambiar el patrón de radiación asociado con capas de transmisión de dicha comunicación permitiendo el uso de un modo de transmisión MIMO potenciado.

Otras realizaciones del método del primer aspecto de la invención se describen según las reivindicaciones adjuntas 2 a 15, y en una sección posterior relacionada con la descripción detallada de varias realizaciones.

Breve descripción de los dibujos

Las ventajas y características anteriores y otras se entenderán más completamente a partir de la siguiente descripción detallada de realizaciones, con referencia a los dibujos adjuntos (algunos de los cuales ya se han descrito en la sección del estado de la técnica anterior), que deben considerarse de una manera ilustrativa y no limitativa, en los que:

La figura 1 muestra un sistema SU-MIMO actual, con N antenas de transmisión y M antenas de recepción.

La figura 2 muestra un modo de funcionamiento actual de un sistema SU-MIMO en un despliegue LTE-A.

La figura 3 muestra el modo de funcionamiento propuesto para un nuevo nodo de transmisión MIMO de multiplexación espacial potenciada, según una realización de la presente invención.

La figura 4 muestra una posible configuración para la transmisión considerando un ejemplo de dos antenas monopolo, según una realización de la presente invención.

La figura 5 muestra una disposición esquemática de dos antenas monopolo junto con una antena central adicional vista desde una perspectiva desde arriba, según una realización de la presente invención.

Las figuras 6 y 7 muestran el patrón de radiación resultante de cada capa de transmisión para el caso de $d=\lambda/2$ cuando se eligen los valores apropiados para las fases relativas de dos antenas monopolo junto con una antena central adicional con el fin de tener nulos a lo largo de las direcciones $\Phi = \pm \pi/4, \pm 3\pi/4$ en el plano de azimut, según una realización de la presente invención.

Las figuras 8 y 9 muestran el patrón de radiación resultante de cada capa de transmisión para el caso de $d=\lambda/2$ cuando se eligen los valores apropiados para las fases relativas de dos antenas monopolo junto con una antena central adicional con el fin de tener nulos a lo largo de las direcciones $\Phi = 0, \pm \pi/2$ en el plano de azimut, según una realización de la presente invención.

La figura 10 muestra una disposición esquemática de pares de elementos de antena de polarización cruzada lineal junto con una antena de panel con sus pares de elementos de polarización cruzada, según una realización de la presente invención.

La figura 11 muestra un patrón de radiación de antena sectorial típico.

Las figuras 12 y 13 muestran el patrón de radiación resultante de cada capa de transmisión para el caso de $d=\lambda/2$ cuando se eligen los valores apropiados para las fases relativas de pares de elementos de antena de polarización cruzada lineal junto con una antena de panel con sus pares de elementos de polarización cruzada con el fin de tener nulos a lo largo de las direcciones $\Phi = \pm \pi/4, \pm 3\pi/4$ en el plano de azimut, según una realización de la presente invención.

Las figuras 14 y 15 muestran el patrón de radiación resultante de cada capa de transmisión para el caso de $d=\lambda/2$ cuando se eligen los valores apropiados para las fases relativas de pares de elementos de antena de polarización cruzada lineal junto con una antena de panel con sus pares de elementos de polarización cruzada

con el fin de tener nulos a lo largo de las direcciones $\Phi = 0, \pm \pi/2$ en el plano de azimut, según una realización de la presente invención.

Las figuras 16 y 17 muestran el patrón de radiación resultante de cada capa de transmisión para el caso de $d < \lambda/2$ cuando se eligen los valores apropiados para las fases relativas de dos antenas monopolo junto con una
5 antena central adicional con el fin de tener nulos a lo largo de las direcciones $\Phi = \pm \pi/4, \pm 3\pi/4$ en el plano de azimut, según una realización de la presente invención.

Las figuras 18, 19 y 20 muestran el patrón de radiación resultante de cada capa de transmisión para el caso de $d < \lambda/2$ cuando se eligen los valores apropiados para las fases relativas de dos antenas monopolo junto con una
10 antena central adicional con el fin de tener nulos a lo largo de las direcciones $\Phi = 0, \pm \pi/2$ en el plano de azimut, según una realización de la presente invención.

La figura 21 muestra una disposición esquemática de dos antenas monopolo junto con una antena adicional que forman un triángulo equilátero visto desde una perspectiva desde arriba, según una realización de la presente invención.

Las figuras 22 y 23 muestran el patrón de radiación resultante de cada capa de transmisión para los valores $\phi_1 = \phi_2 = 0$ en el caso de una red triangular, según una realización de la presente invención.

Las figuras 24 y 25 muestran el patrón de radiación resultante de cada capa de transmisión para los valores $\phi_1 = \phi_2 = \pi/2$ en el caso de una red triangular, según una realización de la presente invención.

La figura 26 muestra una disposición esquemática de un transmisor con N antenas monopolo y N/2 puertos de antena entrelazados adicionales, según una realización de la presente invención.

La figura 27 muestra el caso genérico para antenas de polarización cruzada, según una realización de la presente invención.

La figura 28 muestra un posible diagrama de bloques del modo de transmisión MIMO potenciado propuesto en la presente invención.

25 Descripción detallada de varias realizaciones

La presente invención propone introducir un nuevo modo de transmisión MIMO de multiplexación espacial (SM) potenciada, que tendrá sentido cuando el rango de canal sea inferior al mínimo del número de antenas de transmisión y de recepción (es decir no hay transmisión de rango completo), tal como se muestra en la figura 3.

Tras la recepción de los CQI y RI de los UE (3a), el sistema evalúa el rango de canal (3b). Si la transmisión es de rango completo, funciona en uno de los modos de multiplexación espacial habituales (3d), ya sea de bucle abierto o de bucle cerrado. De lo contrario, el sistema funciona en un "modo de transmisión de multiplexación espacial potenciada" que es el objeto de la presente invención (3c).

Con el fin de aclarar el modo de transmisión de SM potenciada propuesto, se supondrá un sistema SU-MIMO 2x2 de LTE-A. La idea básica propuesta en esta invención es usar un puerto de antena adicional, o varios adicionales, tanto para la transmisión como para la recepción con el fin de diferenciar los patrones de radiación de las diferentes capas de transmisión. Se espera que esto potencie las características de canal de modo que se descorrelacionen los
40 elementos de matriz h_{ij} .

No es necesario que los nuevos puertos de antena estén conectados a ningún amplificador de potencia adicional (en transmisión) o LNA (en recepción), aparte de los presentes en un sistema MIMO típico. En vez de eso, se pretende que formen redes de antenas "virtuales" junto con los otros elementos de antena. En transmisión, cada nuevo elemento de antena se alimentará con una combinación lineal de las señales que constituyen las capas de transmisión. En recepción, las señales RF procedentes de cada antena vuelven a combinarse linealmente antes de entrar en el LNA.

Las combinaciones lineales pueden obtenerse mediante elementos pasivos típicos tales como por ejemplo atenuadores, divisores, circuladores, etc. Por tanto, la potencia de transmisión (y recepción) total será la misma que con un sistema MIMO normal.

La figura 4 representa una posible configuración para la transmisión considerando un ejemplo de dos antenas monopolo (sin embargo, la presente invención no excluye cualquier tipo de antena). Además de antenas TX1 y TX2 (correspondiendo cada una a una capa de transmisión), alimentadas con señales complejas T1 y T2 respectivamente, una tercera antena TX3 está ubicada entre las otras dos, y se alimenta con una combinación lineal de las señales T1 y T2.

La tercera antena sirve para el fin de crear dos redes de antenas "virtuales", una para cada capa de transmisión. La primera red está compuesta por la antena TX1 y parte de la nueva antena (central), la parte correspondiente a la señal $a \cdot T1$, siendo a por motivos de simplicidad un factor complejo unitario en la forma $\exp(i\phi_1)$. La segunda red está compuesta por la antena TX2 y la parte de la antena central correspondiente a la señal $b \cdot T2$, estando b en la forma $\exp(i\phi_2)$.

El propósito de estas redes es cambiar el patrón de radiación asociado con las dos capas de transmisión. Se supone que, en ausencia de la tercera antena central, la matriz de canal H es singular, de modo que su rango es igual a uno. Considerando en primer lugar la parte del canal que comprende las antenas de transmisión y su entorno, la degeneración de la matriz de canal H significa que los canales "vistos" por las señales de radio procedentes de las dos antenas están altamente correlacionados. Esta situación aparece, por ejemplo, cuando está presente un componente LOS (línea de visión) significativo entre el transmisor y el receptor, y es particularmente dañino. Un medio para evitar esta situación es cambiar el patrón de radiación de tal manera que los coeficientes de canal son diferentes para ambas capas de transmisión.

Es posible elegir coeficientes a , b con el fin de lograr nulos o picos a lo largo de diferentes direcciones del espacio, eliminando así la degeneración de la matriz de canal. El receptor no necesita conocer los coeficientes reales; el transmisor también puede variar sus valores dinámicamente con el fin de encontrar la combinación más adecuada (por ejemplo siguiendo patrones precalculados que hacen cumplir nulos o picos a lo largo de direcciones del espacio predefinidas).

En el lado de recepción existe una situación análoga. Ajustando diferentes factores de fase en las señales recibidas por cada antena, el patrón de radiación de recepción cambiará creando nuevos nulos y picos que, junto con los creados en el lado de transmisión, se espera que potencien las características de canal.

Con el fin de aplicar el mismo mecanismo tanto en TX como en RX, el eNodo B informará al UE del modo de transmisión de multiplexación espacial potenciada propuesto, mediante un mensaje de control apropiado que no se comentará aquí.

La invención propuesta es igualmente válida para modos de multiplexación espacial tanto de bucle abierto como de bucle cerrado. A continuación, pueden considerarse dos nuevos modos de transmisión: "multiplexación espacial de bucle abierto potenciada" y "multiplexación espacial de bucle cerrado potenciada", que serán los análogos "potenciados" a los modos 3 y 4 de transmisión LTE-A, respectivamente.

Es importante enfatizar que no se requiere amplificador de potencia complementario para la antena central TX3. En vez de eso, sólo se necesita una red de combinación pasiva, porque la potencia de transmisión total debe ser la misma que sin la antena complementaria. Sin embargo, una solución propietaria puede emplear un amplificador de potencia adicional para esta antena con el fin de mejorar la ganancia, la cifra de ruido, etc., pero esto no se requiere para la presente invención.

El concepto descrito en la presente invención puede generalizarse para el caso de tener un número arbitrario de antenas de transmisión y de recepción. Sin embargo, con respecto a un sistema LTE-A, se considerará una configuración SU-MIMO 2x2 (posteriormente se generalizará a NxM antenas).

• Ejemplo con antenas copolarizadas linealmente

La figura 6 muestra una disposición esquemática de dos antenas monopolo TX1 y TX2 junto con una antena central adicional TX3, tal como se observa desde una perspectiva desde arriba. Los elementos de antena TX1 y TX2 forman la combinación MIMO 2x2 habitual (siendo en este caso copolarizada linealmente), y se ha añadido un puerto TX3 adicional en el medio de los mismos.

Las señales RF complejas T_1 y T_2 alimentan a los correspondientes puertos de antena TX1 y TX2, y el puerto TX3 se alimenta con una combinación lineal:

$$T_3 = \exp(i\varphi_1) \cdot T_1 + \exp(i\varphi_2) \cdot T_2$$

La separación entre los elementos de antena es d y se supone que es superior o igual a $\lambda/2$. Esta condición se cumple habitualmente en el eNodo B con el fin de mantener la correlación de antena en un mínimo. Tener una alta separación es beneficioso para la invención propuesta.

La combinación resultante da lugar a dos redes de antenas "virtuales", una para cada capa transmitida:

- Red formada por las señales radiadas $T_1 + \exp(i\varphi_1) T_1$, procedente de los puertos de antena TX1 y TX3.
- Red formada por las señales radiadas $T_2 + \exp(i\varphi_2) T_2$, procedente de los puertos de antena TX2 y TX3.

Estas dos redes pueden analizarse con ayuda del denominado factor de red de la estructura, que para una red lineal de M elementos se define como [7]:

$$AF(\Phi) = \sum_{m=0}^{M-1} I_m \exp i(-\vec{k} \cdot \vec{r}_m + \varphi_m)$$

donde:

- 5 I_m son las corrientes de los elementos de la red;
 $\vec{k} = \frac{2\pi}{\lambda} \vec{u}$ siendo u un vector unitario en la dirección de propagación;
 r_m son los vectores de posición de los elementos de la red;
 φ_m son las fases relativas de los elementos de la red.
 Φ es el ángulo medido en el plano de azimut.

10 El patrón de radiación global es el producto del factor de red y el patrón de radiación de los elementos de antena individuales (suponiendo que todos son idénticos). En el caso de monopolos la radiación es omnidireccional en el azimut (plano Φ), de modo que el diagrama resultante es idéntico al factor de red, pero con otras antenas esto puede no ser el caso.

15 En el escenario propuesto, tomando el origen como el centro de cada una de las redes consideradas, los dos factores de red normalizados se vuelven:

Para TX1+TX3:

20

$$AF_{TX1-TX3}(\Phi) = \cos\left(\frac{kd \cos \Phi - \varphi_1}{2}\right)$$

Para TX2+TX3:

25

$$AF_{TX2-TX3}(\Phi) = \cos\left(\frac{kd \cos \Phi + \varphi_2}{2}\right)$$

Aparecen múltiples posibilidades para la elección de las fases φ_1 y φ_2 . La presente invención es igualmente válida independientemente de las fases reales, lo que será específico de la implementación.

30 **- Nulos a lo largo de las direcciones $\Phi = \pm \pi/4, \pm 3\pi/4$**

Suponiendo que se desea tener nulos de radiación diferentes para las señales T1 y T2, específicamente en las direcciones $\pi/4$ y $3\pi/4$, con el fin de favorecer las trayectorias de radio que van a descorrelacionarse. Forzando por ejemplo que la red TX1-TX3 sea nula en la dirección $3\pi/4$, y que la red TX2-TX3 sea nula en la $\pi/4$ se encuentran los valores para las fases:

35

$$\varphi_1 = \pi \left(-1 - \sqrt{2} \frac{d}{\lambda} \right),$$

$$\varphi_2 = \pi \left(1 - \sqrt{2} \frac{d}{\lambda} \right).$$

40 En las figuras 6 y 7 se representa el patrón de radiación resultante de cada capa de transmisión para el caso $d = \lambda/2$. Puede observarse que los patrones de radiación están algo desviados.

Es importante observar que, cuando las antenas están separadas una distancia igual o superior a media longitud de onda, aparecen múltiples lóbulos. Esta situación debe evitarse en redes típicas, en las que es importante obtener pocos lóbulos secundarios, pero para la presente invención es beneficioso: el objetivo no es concentrar la energía a lo largo de una determinada dirección, sino cambiar el patrón de radiación de cada capa de transmisión y dispersar la energía de una manera diferente para ambas capas. La aparición de altos lóbulos secundarios potencia la dispersión de energía y por tanto las propiedades de correlación de la matriz de canal.

50 **- Nulos a lo largo de las direcciones $\Phi = 0, \pm \pi/2$**

Esta solución se obtiene forzando que la red TX1-TX3 sea nula a lo largo de 0° , y TX2-TX3 a lo largo de $\pm \pi/2$. Las fases relativas son:

5

$$\varphi_1 = \pi \left(\pm \frac{2d}{\lambda} - 1 \right)$$

$$\varphi_2 = \pi$$

Los patrones de radiación resultantes se muestran en las figuras 8 y 9 para $d = \lambda/2$.

10 Este ejemplo permite una clara separación de las direcciones de ganancia máxima.

Otras múltiples configuraciones son posibles seleccionando diferentes valores de las fases relativas, y esta invención no prefiere el uso de ningún valor con respecto a otro.

15 El eNodo B podrá cambiar y someter a prueba diversos valores de las fases relativas sin informar a los terminales de usuario, permitiendo así una búsqueda adaptativa de la configuración óptima para cada caso.

• Ejemplo con antenas de polarización cruzada lineal

20 Éste es el caso encontrado más normalmente en sistemas celulares, porque logra una baja correlación entre elementos de antena. El análisis es idéntico, excepto porque en este caso el patrón de radiación de antena tiene la forma sectorial típica, lo que influye sobre el patrón de radiación global resultante.

25 La configuración de antena se muestra en la figura 10. Se disponen pares de elementos de antena de polarización cruzada formando una antena de panel, denominada "TX1+TX2" para mantener la misma terminología que en el caso lineal. El elemento de antena adicional, TX3, es realmente otra antena de panel con sus pares de elementos de polarización cruzada. Aparte de la geometría diferente, el concepto es análogo al caso lineal; sin embargo la diferencia se encuentra en que las antenas TX1 y TX2 tienen polarizaciones ortogonales (lo que mejora las propiedades de correlación), y por tanto los elementos en TX3 también son ortogonales.

30 Los diferentes patrones de radiación pueden obtenerse ahora sin usar ningún divisor de potencia, porque los elementos de antena están físicamente separados. Ahora se forman redes virtuales "TX1-TX3" y "TX2-TX3" por los elementos en ambas antenas que comparten la misma polarización, tal como se muestra en la figura 10.

35 La figura 11 muestra un patrón de radiación de antena sectorial de 120° típico en el plano de azimut (el de interés para la presente invención).

Debido a la disposición geométrica, las dos redes virtuales son idénticas en este caso y los factores de red correspondientes tienen la forma:

40 Para TX1+TX3:

$$AF_{TX1-TX3}(\Phi) = \cos\left(\frac{kd \cos \Phi - \varphi_1}{2}\right)$$

45 Para TX2+TX3:

$$AF_{TX2-TX3}(\Phi) = \cos\left(\frac{kd \cos \Phi - \varphi_2}{2}\right)$$

50 El análisis es por tanto análogo al caso de antena monopolo, cambiando simplemente el signo de φ_2 .

El patrón de radiación global, teniendo en cuenta la ganancia de antena, se muestra en las figuras 12 y 13 para el caso de nulos a lo largo de las direcciones $\phi = \pm \pi/4, \pm 3\pi/4$ y en las figuras 14 y 15 para el caso de nulos a lo largo de las direcciones $\Phi = 0, \pm \pi/2$.

55 Resulta evidente que son posibles múltiples combinaciones con el fin de forzar diferentes direcciones de

propagación para las dos capas de transmisión. De nuevo puede usarse cualquier valor dependiendo de la implementación real, limitaciones en el hardware, granularidad de las fases aplicables, etcétera.

• Modo de transmisión de SM 2x2 potenciada, lado de UE

5 En el terminal de usuario es más difícil tener separaciones de antenas de media longitud de onda; por tanto merece la pena examinar el caso de una separación de antenas inferior. El patrón de radiación de cada antena es habitualmente omnidireccional en el azimut, por tanto el factor de red coincide con el patrón de radiación global en este plano.

10 Las figuras 16 y 17 muestran los diagramas correspondientes obtenidos con una separación de $0,2\lambda$. Queda claro que no aparecen máximos secundarios en este caso, sólo pequeños lóbulos que apuntan hacia una dirección opuesta del lóbulo principal.

15 Para el caso de nulos a lo largo de las direcciones $= 0, \pm \pi/2$ hay dos posibles soluciones para la red TX1-TX3, cada una de ellas apuntando claramente hacia direcciones opuestas. La red TX2-TX3 presenta dos lóbulos idénticos apuntando a 0 y π , tal como se muestra en las figuras 18, 19 y 20.

20 Resulta evidente que estos resultados no son tan atractivos como los del caso del transmisor, debido a la baja separación de antenas. Para superar esto, a continuación se explica otra posible disposición geométrica para las antenas receptoras.

- Red triangular

25 Esta configuración se muestra en la figura 21, en la que las antenas forman un triángulo equilátero.

La tercera antena TX3 se encuentra ahora ubicada en el vértice de un triángulo, ubicándose las otras dos antenas en los otros dos vértices. Esta solución es más compacta y da lugar naturalmente a diferentes direcciones de propagación para las dos capas de transmisión, a pesar de ocupar un volumen algo superior al del caso lineal.

30 Los factores de red para esta configuración, teniendo en cuenta que $\Phi' = \Phi - \pi/3$, son:

Para TX1+TX3:

$$35 \quad AF_{TX1-TX3}(\Phi) = \cos\left(\frac{kd \cos(\Phi - \pi/3) - \varphi_1}{2}\right)$$

Para TX2+TX3:

$$40 \quad AF_{TX2-TX3}(\Phi) = \cos\left(\frac{kd \cos(\Phi + \pi/3) + \varphi_2}{2}\right)$$

Debido a la disposición geométrica las dos redes se dirigen hacia diferentes direcciones incluso con una fase de cero, es decir $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$. Las figuras 22 y 23 muestran los patrones de radiación en este caso.

Fijando $\varphi_1 = \varphi_2 = \pi/2$ se obtienen los patrones mostrados en las figuras 24 y 25.

45 De nuevo hay múltiples posibilidades dependiendo de las fases relativas. Las posibilidades de obtener elementos de canal descorrelacionados h_{ij} y, por tanto, recepción de rango completo son altas en este caso, debido a la disposición geométrica de las antenas.

• Modo de transmisión de SM NxM potenciada

Resulta sencillo generalizar el concepto descrito en la presente invención a un sistema MIMO con N antenas de transmisión y M antenas de recepción. La siguiente figura ilustra el caso de transmisor con N antenas monopolo.

55 Junto con las N antenas de transmisión habituales TX₁, TX₂, ..., TX_N, hay N/2 puertos de antena entrelazados adicionales, denominados TX_{1,2}, TX_{3,4}, ..., TX_{N-1,N}, de modo que se forman N/2 redes virtuales con cada par $i, i+1$ (si N es impar la última antena permanecerá desapareada). Para simplificar el análisis todas las antenas en la figura están separadas de manera equidistante una distancia d, pero en la práctica puede no ser el caso, según la geometría particular considerada. Las antenas TX₁, TX₂, ..., TX_N se alimentan con señales T₁, T₂, ..., T_N, y los nuevos

elementos de antena se alimentan con combinaciones lineales de las mismas:

$$\begin{aligned} & \exp(i\varphi_1)T_1 + \exp(i\varphi_2)T_2 \\ 5 \quad & \exp(i\varphi_3)T_3 + \exp(i\varphi_4)T_4 \\ & \exp(i\varphi_{N-1})T_{N-1} + \exp(i\varphi_N)T_N \end{aligned}$$

10 Cada par de antenas da lugar a dos redes virtuales, una para cada capa de transmisión, de una manera que es similar a 2x2. Cada capa de transmisión tendrá por tanto un patrón de radiación diferente, de modo que se potencian las propiedades de correlación de la matriz de canal H.

15 En recepción el esquema es análogo, y las señales recibidas procedentes de las antenas deben combinarse antes de entrar en el proceso de demodulación normal, de modo que se aplica la modelación de haz deseada. En caso de considerar antenas sectoriales, el diagrama es el representado en la figura 27.

Con esta disposición las redes se alimentan por separado para cada componente, por ejemplo $\exp(i\varphi_1) \cdot T_1$ y $\exp(i\varphi_2) \cdot T_2$. Sin embargo el análisis es idéntico en este caso.

20 La figura 28 muestra una realización preferida de la invención propuesta:

25 El sistema evalúa la necesidad de cambiar al modo de transmisión de SM potenciada propuesto (bloque 301), basándose en los informes de los UE (CQI, PMI y RI) y en las señales de sondeo de enlace ascendente (SRS). Si las condiciones no son adecuadas para el modo de transmisión potenciado propuesto (por ejemplo si la SNR de canal no es lo bastante alta, o el rango de canal es un máximo) el sistema funciona normalmente en cualquiera de los modos de transmisión de bucle abierto o de bucle cerrado habituales (bloque 302). Por el contrario, si la SNR de canal es superior a un umbral predefinido y el canal no está funcionando a rango completo, el sistema activa el modo de transmisión de SM potenciada por medio de un mensaje de control apropiado (bloque 303). Esto a su vez activa puertos de antena adicionales tal como se explicó anteriormente.

30 La selección de las fases relativas para alimentar a las antenas adicionales se realiza en el bloque 304. Los valores elegidos reales son completamente dependientes de la implementación y pueden basarse en un conjunto de patrones predefinidos (por ejemplo forzar nulos o picos a lo largo de determinadas direcciones en el espacio), tal como se comentó anteriormente.

35 La elección de las fases relativas sigue un procedimiento iterativo en el que el sistema aplica las diferentes fases (bloque 305) y evalúa si el canal es de rango completo (bloque 306). Si el canal todavía está degenerado, el sistema puede cambiar las fases con el fin de buscar los valores óptimos. Eventualmente, si tras varias iteraciones las características de canal no mejoran, el sistema puede recurrir a un modo SM normal como en el bloque 302.

40 Es importante enfatizar que el nuevo modo potenciado no interfiere con UE heredados, es decir, los UE que no implementan la invención propuesta. Si un UE heredado recibe un mensaje de control que indica el uso de un modo de transmisión potenciado, lo descartará y considerará idéntico al modo de transmisión normal correspondiente; sin embargo el eNodo B todavía puede aplicar la invención propuesta con el fin de mejorar las propiedades de canal en el lado de TX. Por tanto el mensaje de control no interferirá con UE heredados, y se descartará por los mismos funcionando por tanto en un modo SM normal. El mensaje de control no se describe en la presente invención.

- Ventajas de la invención

50 La invención propuesta aborda el problema de la degeneración de la matriz de canal en sistemas MIMO, que impone una grave limitación sobre el aprovechamiento de técnicas de múltiples antenas tal como se describe para LTE avanzada. Otras soluciones habituales, tales como redes adaptativas, son caras y difíciles de implementar. Las técnicas descritas por 3GPP para potenciar las características de correlación del canal (tales como precodificación o CDD) no son eficaces cuando la transmisión no es de rango completo.

55 La ventaja con respecto a otras soluciones es que el esquema de multiplexación espacial LTE-A propuesto puede potenciar las características de canal tanto en el eNodo B como en el UE, abordando por tanto el problema de la correlación extremo a extremo. Este modo MIMO de SM potenciada se señalará desde el eNodo B, y los UE con la capacidad de SM potenciada podrán aplicar el esquema propuesto, mientras que los UE heredados no se verán afectados por el mismo.

Otras soluciones son más complicadas y caras, y sin embargo no tratan con el problema de correlación en ambos lados (TX y RX). En [8] la invención descrita sólo es válida para condiciones vehiculares, mientras que la invención propuesta es igualmente adecuada para cualquier entorno. La solución en [9] es mucho más complicada de gestionar y construir, haciendo que no sea adecuada para UE de bajo coste, mientras que la presente invención es particularmente sencilla y económica. En [10] la antena de múltiples haces descrita tiene el inconveniente de apuntar hacia direcciones fijas del espacio, haciendo por tanto que no sea adaptativa, mientras que la invención propuesta permite una búsqueda adaptativa y propietaria de la configuración óptima. En [11] debe obtenerse una matriz de correlación, complicando por tanto el funcionamiento del sistema, y el número de antenas requeridas también es superior al de la presente invención.

El modo de transmisión potenciado propuesto es una manera sencilla y económica de mejorar las propiedades de canal, implementando diferentes coeficientes de canal para las capas de transmisión con el fin de potenciar las características de correlación. Dado que no se necesitan amplificadores de potencia o LNA adicionales para los elementos de antena complementarios, existe un aumento de complejidad mínimo en los eNodos B y los UE.

El funcionamiento del modo de transmisión potenciado en condiciones de canal que de lo contrario no serían adecuadas para la multiplexación espacial (tales como LOS) da como resultado un aumento del rendimiento para el usuario, conduciendo a un rendimiento celular superior y un incremento de los ingresos. Además, también se potencia la calidad de experiencia, ya que los usuarios pueden recibir múltiples flujos espaciales para las mismas condiciones de radio.

Un experto en la técnica podrá introducir cambios y modificaciones en las realizaciones descritas sin apartarse del alcance de la invención tal como se define en las reivindicaciones adjuntas.

Siglas

3GPP	Third Generation Partnership Project, proyecto de asociación de tercera generación
AF	Array Factor, factor de red
CDD	Cyclic Delay Diversity, diversidad de retardo cíclico
CQI	Channel Quality Indicator, indicador de calidad de canal
GUM	Global System for Mobile Communications, sistema global para comunicaciones móviles
IMT	International Mobile Telecommunications, telecomunicaciones móviles internacionales
LNA	Low Noise Amplifier, amplificador de bajo ruido
LOS	Line of Sight, línea de visión
LTE	Long-Term Evolution, evolución a largo plazo
LTE-A	Long-Term Evolution Advanced, evolución a largo plazo avanzada
MIMO	Multiple Input - Multiple Output, múltiples entradas-múltiples salidas
OL-MIMO	Open-Loop MIMO, MIMO de bucle abierto
CL-MIMO	Closed-Loop MIMO, MIMO de bucle cerrado
PMI	Precoding Matrix Indicator, indicador de matriz de precodificación
PUCCH	Physical Uplink Control Channel, canal de control de enlace ascendente físico
PUSCH	Physical Uplink Shared Channel, canal compartido de enlace ascendente físico
RI	Rank Indicator, indicador de rango
RX	Receiver, receptor
SM	Spatial Multiplexing, multiplexación espacial
SNR	Signal to Noise Ratio, relación señal a ruido
SRS	Sounding Reference Signal, señal de referencia de sondeo
SU-MIMO	Single-User Multiple Input - Multiple Output, múltiples entradas-múltiples salidas de un único usuario
TM	Transmission Mode, modo de transmisión
TX	Transmitter, transmisor
UE	User Equipment, equipo de usuario
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System, sistema de telecomunicación móvil universal

Referencias

[1] Definición de patente. <http://en.wikipedia.org/wiki/Patent>.

[2] 3GPP TS 36.300, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Overall Description, Stage 2 (Release 8)

[3] <http://www.3gpp.org/LTE-Advanced>

[4] S. Sesia, I. Toufik, M. Baker (editores), "LTE, the UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice", John Wiley & Sons, 2009

[5] 3GPP TS 36.211, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 10)

5 [6] [http://en.wikipedia.org/wiki/Rank_\(linear_algebra\)](http://en.wikipedia.org/wiki/Rank_(linear_algebra))

[7] C.A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", 2ª edición, John Wiley and sons

10 [8] Solicitud de patente WO2011/011307 A1, "System and Method for Improving MIMO Performance of Vehicular Based Wireless Communications"

[9] Solicitud de patente USPTO US2009/0209212 A1, "Method and Apparatus for an Adaptive Multiple-input Multiple-output (MIMO) Wireless Communications Systems"

15 [10] Solicitud de patente USPTO US2010/007573 A1, "Multibeam Antenna"

[11] Solicitud de patente USPTO US2008/0225972 A1, "Method and System for Partitioning an Antenna Array and Applying Multiple-input Multiple-output and Beamforming Mechanisms"

REIVINDICACIONES

1. Un método para implementar un modo de transmisión de múltiples entradas-múltiples salidas, comprendiendo dicho modo de transmisión MIMO usar una pluralidad de primeras antenas en un equipo de usuario y una pluralidad de segundas antenas en un nodo de acceso de radio para la comunicación entre dicho equipo de usuario y dicho nodo de acceso de radio, llevada a cabo dicha comunicación por medio de un canal de comunicación, representado dicho canal de comunicación por una matriz de canal, **caracterizado por que** comprende descorrelacionar al menos parte de los coeficientes de dicha matriz de canal cuando dicho canal de comunicación está degenerado usando al menos una antena adicional en cada uno de dicho nodo de acceso de radio y dicho equipo de usuario con el fin de cambiar patrones de radiación asociados con capas de transmisión de dicha comunicación, comprendiendo el método:

- crear dos redes entre dicha al menos una antena adicional y dos antenas adyacentes de dicha pluralidad de segundas antenas o dicha pluralidad de primeras antenas, cada una de dichas dos redes asociadas a una de dichas capas de transmisión;
- y
- alimentar dicha al menos una antena adicional con una combinación lineal de las señales que alimentan dichas dos antenas adyacentes, según la siguiente expresión:

$$T_3 = \exp(i \cdot \varphi_1) \cdot T_1 + \exp(i \cdot \varphi_2) \cdot T_2$$

donde

T_3 es la señal que alimenta dicha al menos una antena adicional;
 T_1 y T_2 son dichas señales que alimentan dichas dos antenas adyacentes;
 φ_1 y φ_2 son las fases relativas de dichas antenas adyacentes; y
 \exp es la función exponencial.

2. Un método según la reivindicación 1, en el que dicha al menos una antena adicional forma una red triangular con dos antenas adyacentes de dicha pluralidad de segundas antenas o dicha pluralidad de primeras antenas.

3. Un método según la reivindicación 1, en el que dicha al menos una antena adicional es una antena de panel con pares de elementos de polarización cruzada cuando dichas antenas de dicha pluralidad de segundas antenas son antenas de polarización cruzada lineal, que tienen una antena de panel para cada par de dichas antenas de polarización cruzada lineal.

4. Un método según cualquier reivindicación anterior, en el que la distancia entre dicha al menos una antena adicional y cada una de dichas dos antenas adyacentes es de al menos media longitud de onda.

5. Un método según la reivindicación 3, que comprende alimentar cada uno de dichos elementos de polarización cruzada de dicha antena de panel según las siguientes expresiones:

$$T_{3x} = \exp(i \cdot \varphi_1) \cdot T_1$$

$$T_{3y} = \exp(i \cdot \varphi_2) \cdot T_2$$

donde

T_{3x} y T_{3y} son las señales que alimentan cada uno de dichos elementos de polarización cruzada de dicha antena de panel;
 T_1 y T_2 son las señales que alimentan cada una de dichas antenas de polarización cruzada lineal en un par de antenas de polarización cruzada lineal;
 φ_1 y φ_2 son las fases relativas de dichas antenas de polarización cruzada lineal en dicho par de antenas de polarización cruzada lineal; y
 \exp es la función exponencial.

6. Un método según la reivindicación 1 o 4, que comprende tener la mitad del número de antenas adicionales con respecto a dicha pluralidad de segundas antenas o dicha pluralidad de primeras antenas, estando dichas antenas adicionales entrelazadas entre dicha pluralidad de segundas antenas o dicha pluralidad de primeras antenas, formando cada una de dichas antenas adicionales dos redes con sus dos antenas adyacentes, dejando una antena de dicha pluralidad de segundas antenas o dicha pluralidad de primeras antenas sin emparejar si hay una cantidad impar de dicha pluralidad de segundas antenas o dicha pluralidad de primeras antenas.

7. Un método según la reivindicación 1, en el que dicha comunicación se realiza en una red móvil de evolución a largo plazo avanzada.
- 5 8. Un método según la reivindicación 1 o 7, que comprende usar dicho modo de transmisión de MIMO potenciado si el rango de dicha matriz de canal asociada con dicho canal de comunicación es inferior al mínimo de dicha pluralidad de primeras antenas y dicha pluralidad de segundas antenas o si al menos parte de dichos coeficientes de dicha matriz de canal están correlacionados.
- 10 9. Un método según la reivindicación 8 cuando depende de la reivindicación 7, que comprende calcular, dicho nodo de acceso de radio, dicho rango de dicha matriz de canal según indicadores de calidad de canal e indicadores de rango enviados desde dicho equipo de usuario a dicho nodo de acceso de radio.
- 15 10. Un método según cualquier reivindicación anterior, que comprende elegir valores para dichas fases relativas con el fin de forzar nulos y/o picos a lo largo de determinadas direcciones en el espacio en dichos patrones de radiación.
- 11 11. Un método según cualquier reivindicación anterior, que comprende, con el fin de eliminar la degeneración de dicho canal de comunicación, variar dichas fases relativas cuando se transmiten señales desde dicho nodo de acceso de radio.
- 20 12. Un método según cualquier reivindicación anterior 10 u 11 que comprende realizar, dicho nodo de acceso de radio, una búsqueda adaptativa de los valores óptimos para dichas fases relativas.
- 25 13. Un método según cualquier reivindicación anterior, que comprende informar a dicho equipo de usuario de que se usa dicho modo de transmisión MIMO potenciado para realizar dicha comunicación.

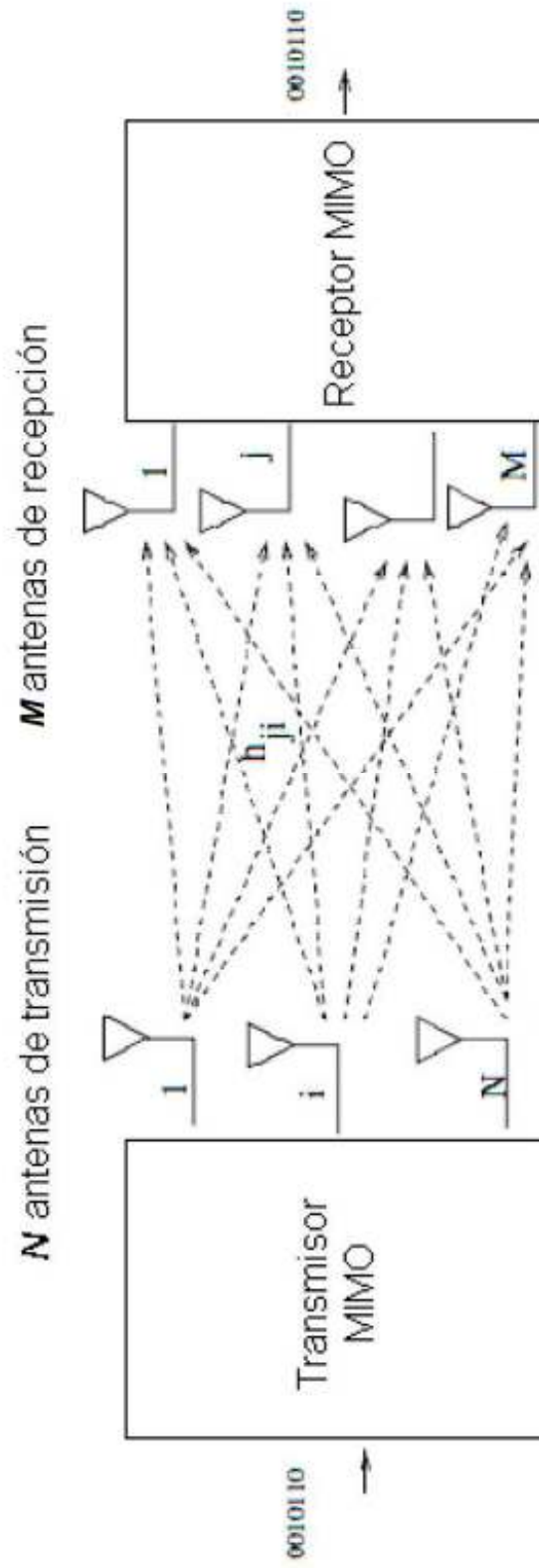


FIG. 1

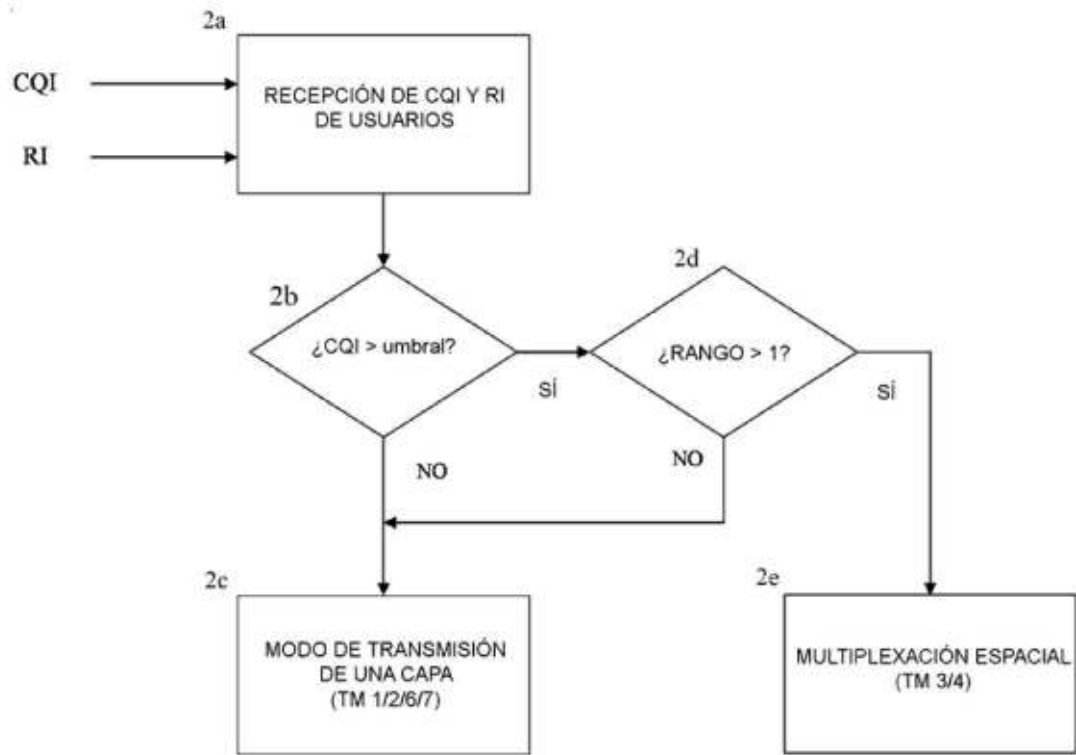


FIG. 2

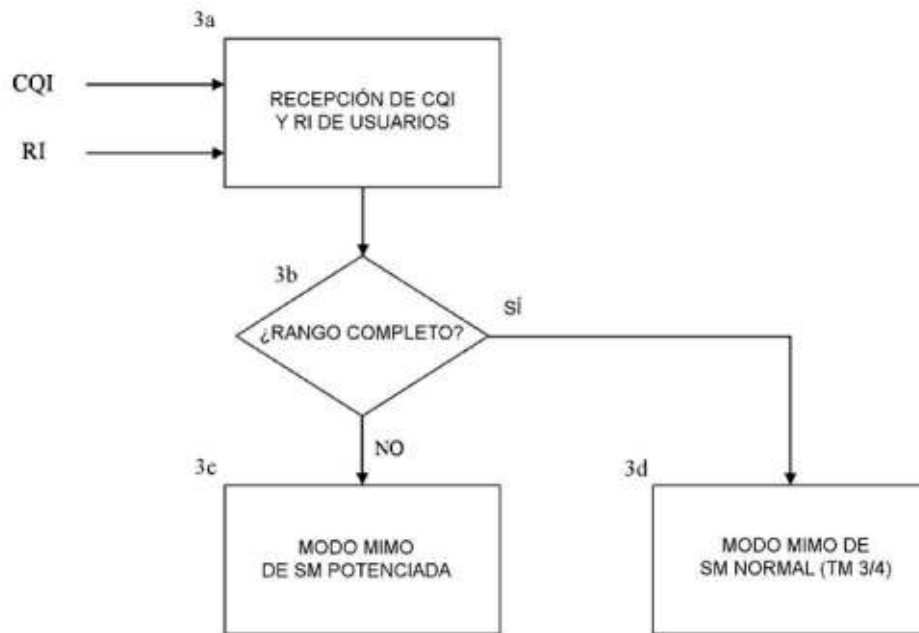


FIG. 3

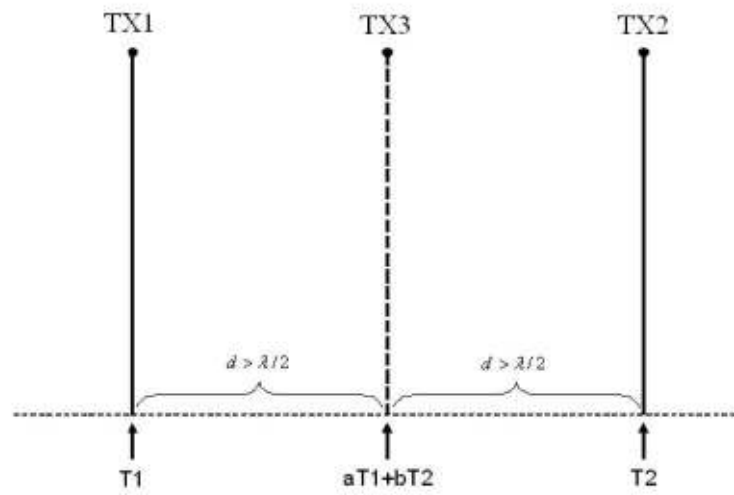


FIG. 4

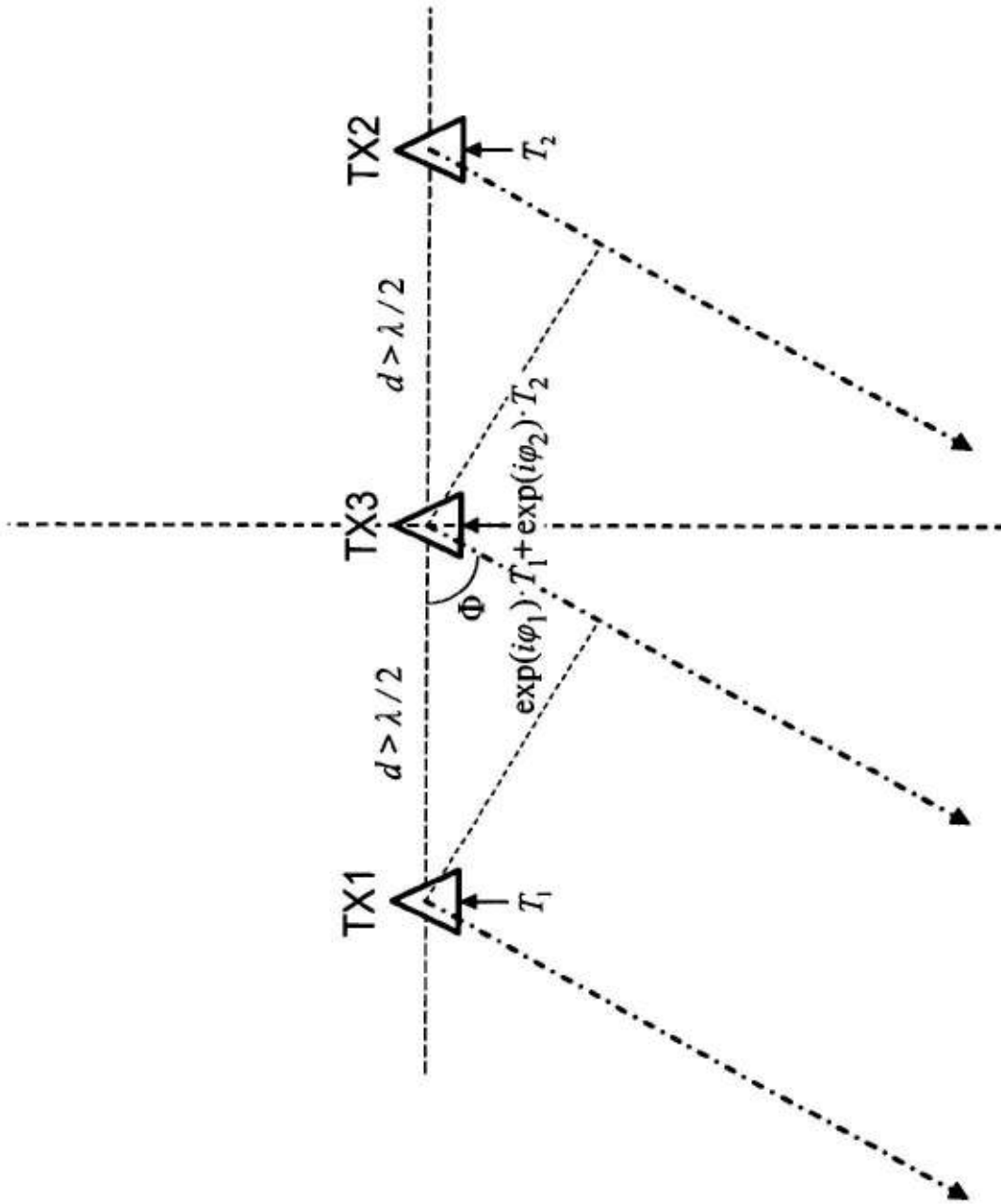


FIG. 5

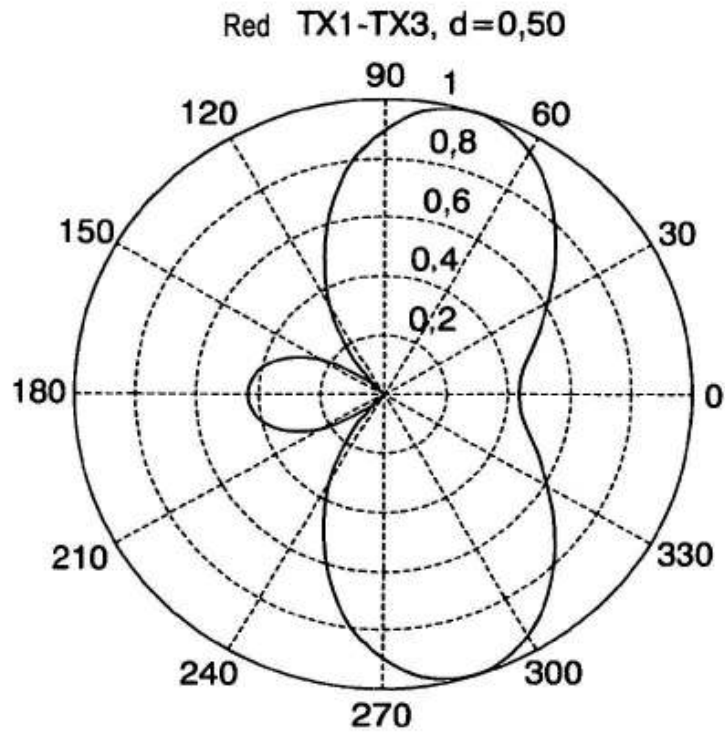


FIG. 6

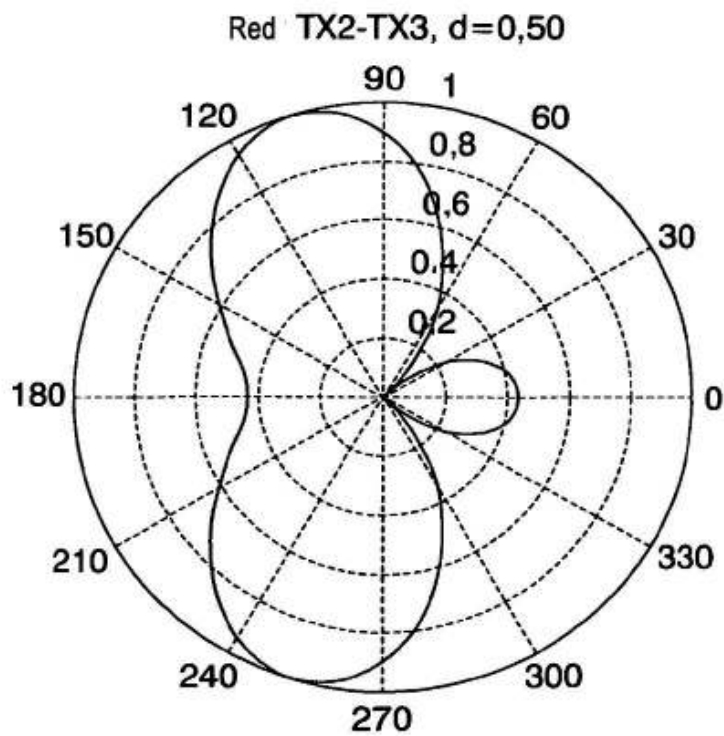


FIG. 7

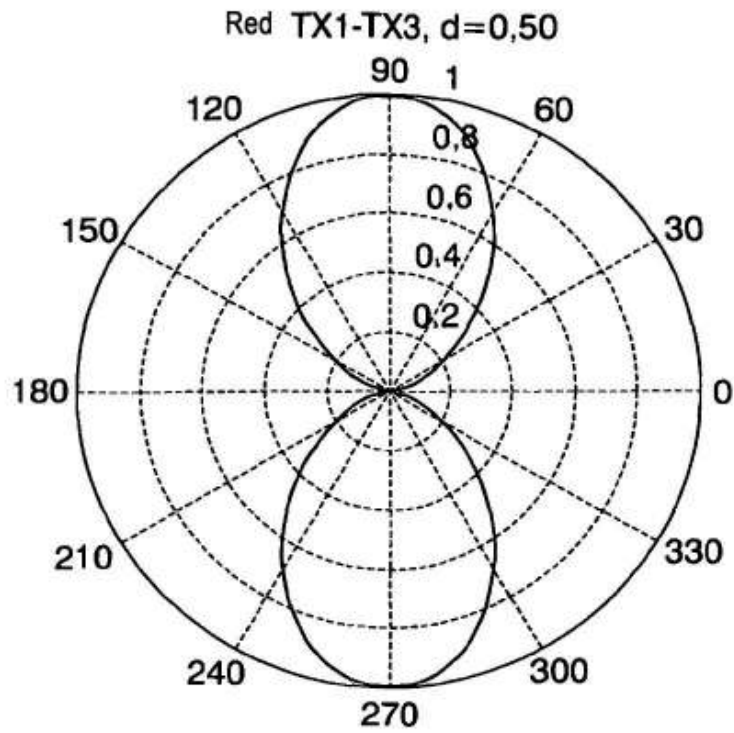


FIG. 8

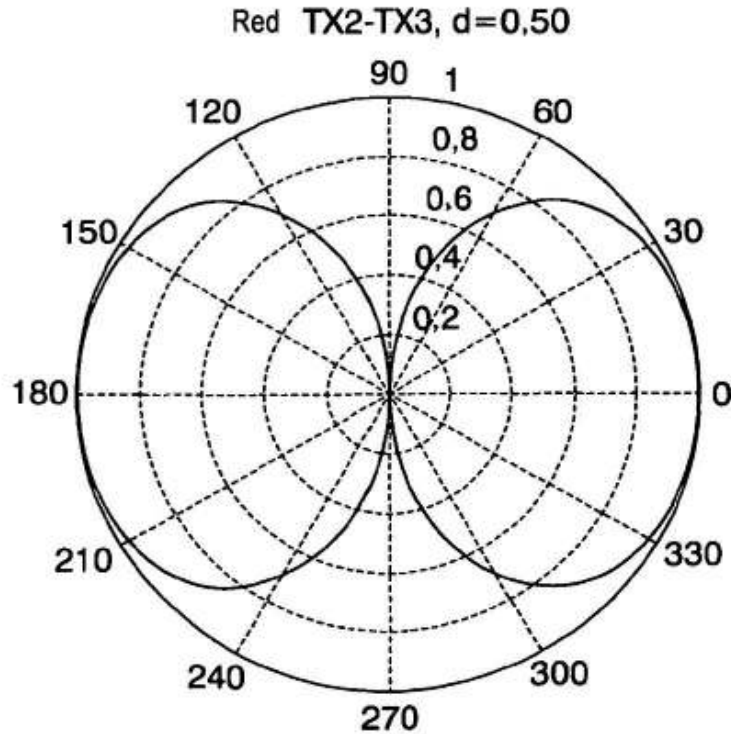


FIG. 9

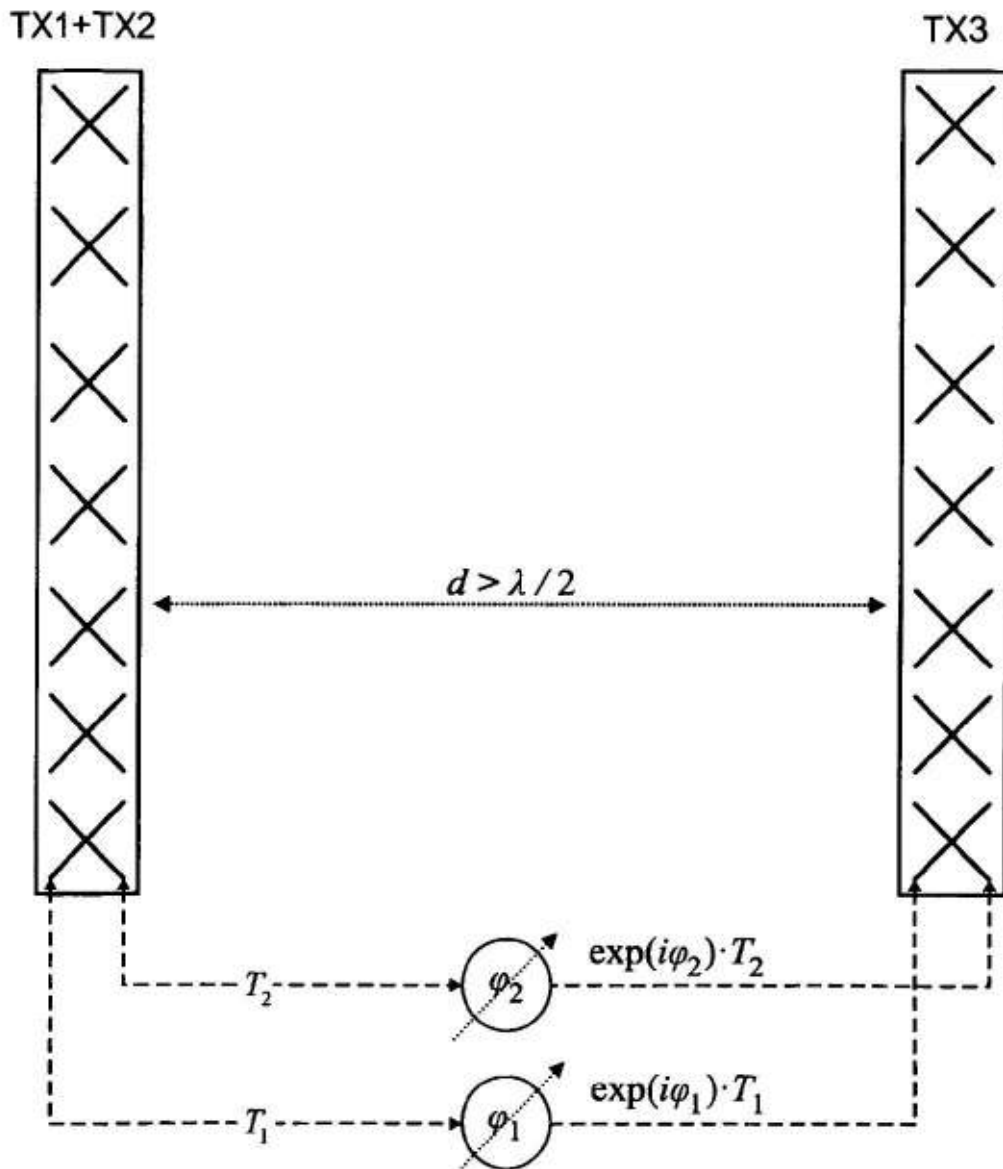


FIG. 10

Patrón de radiación de antena de sector típico

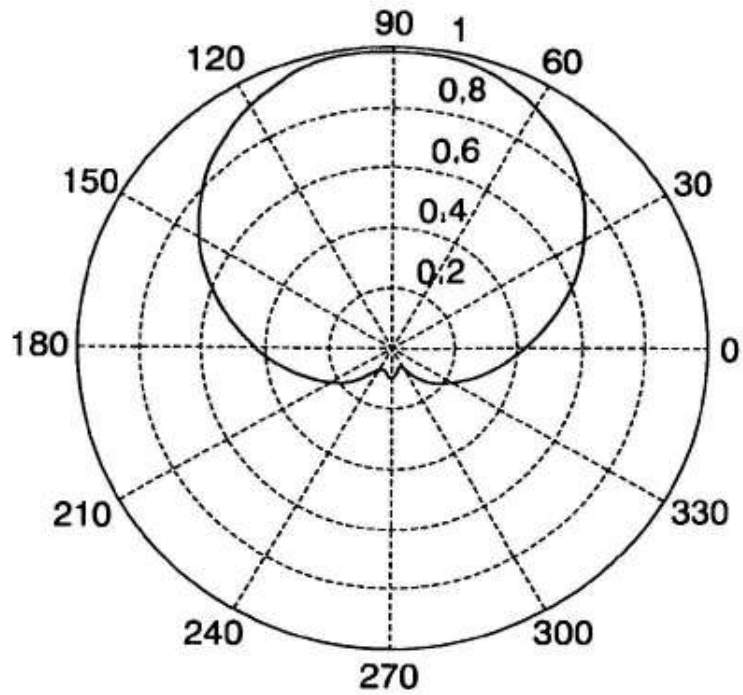


FIG. 11

Patrón Global, red TX1-TX3, $d=0,50$

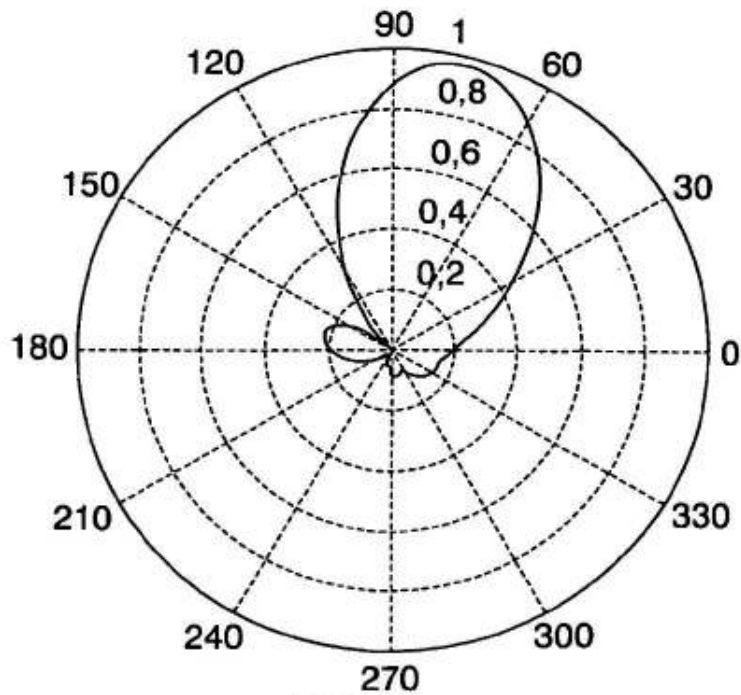


FIG. 12

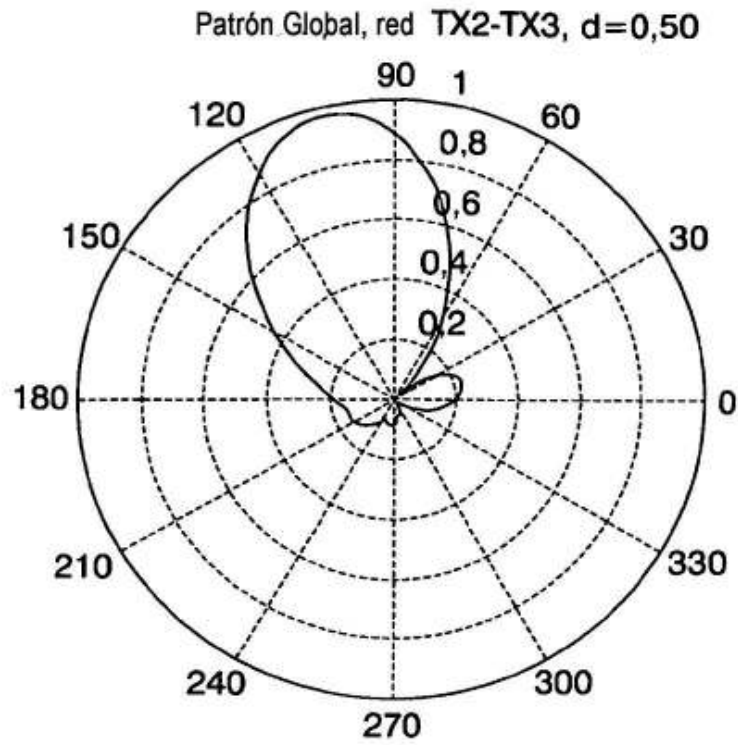


FIG. 13

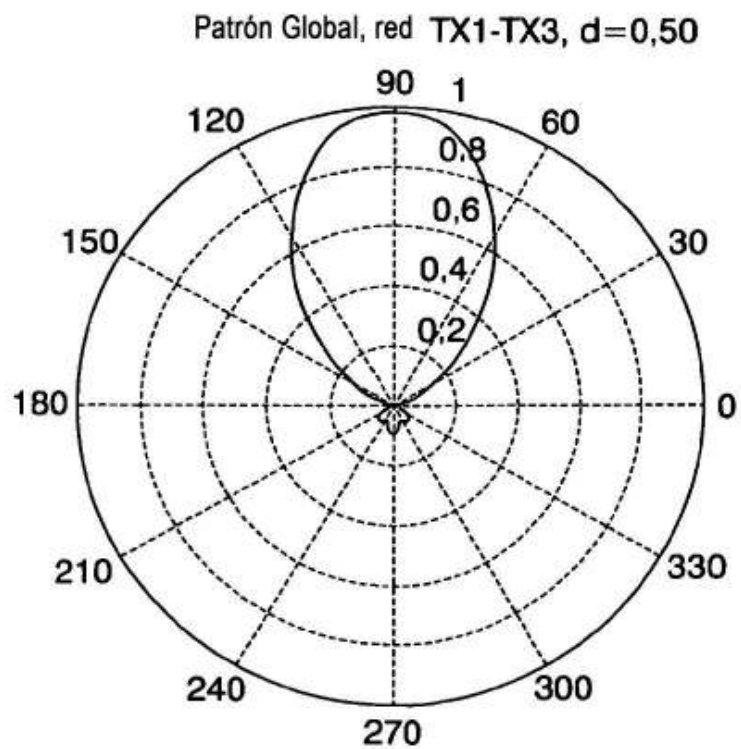


FIG. 14

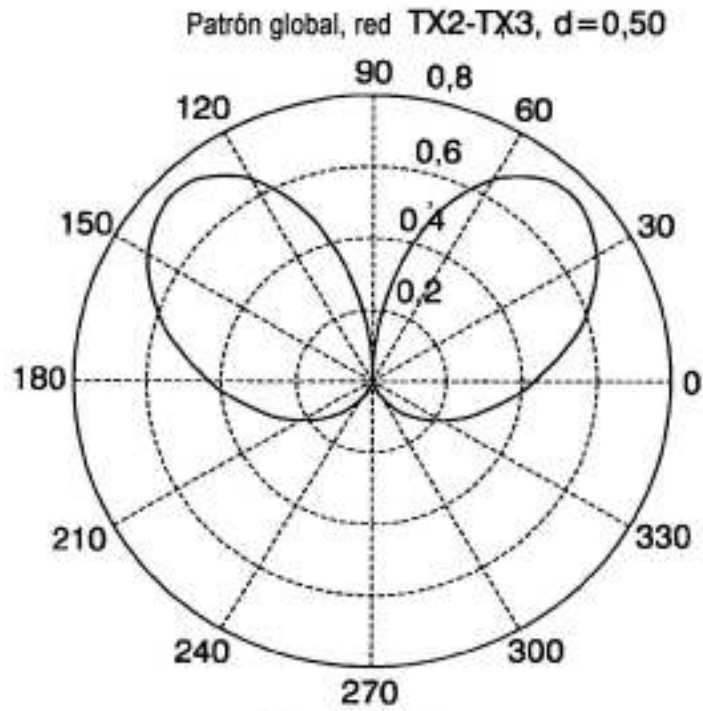


FIG. 15

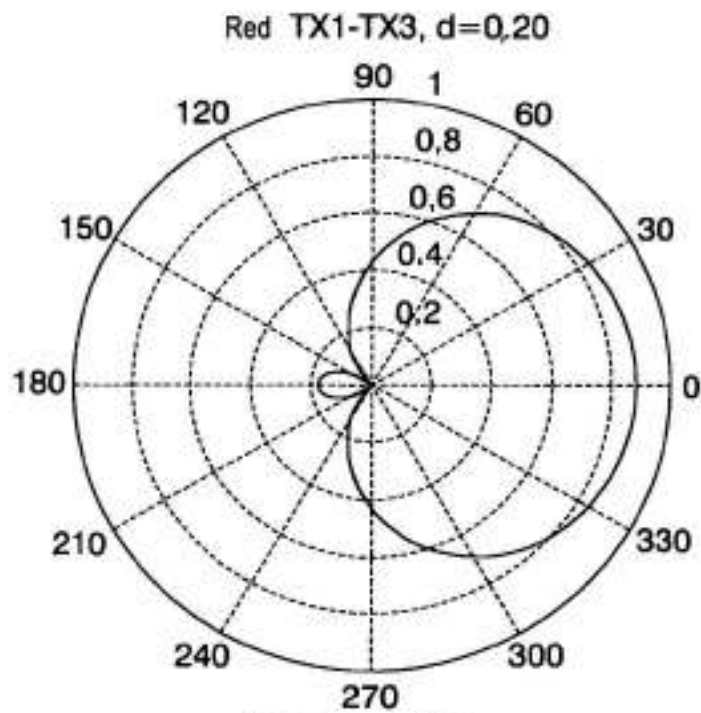


FIG. 16

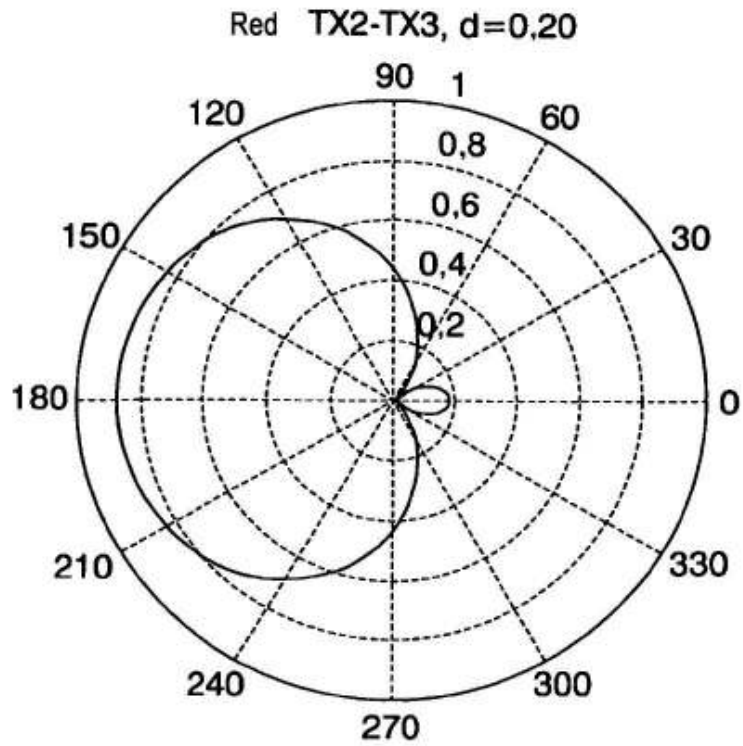


FIG. 17

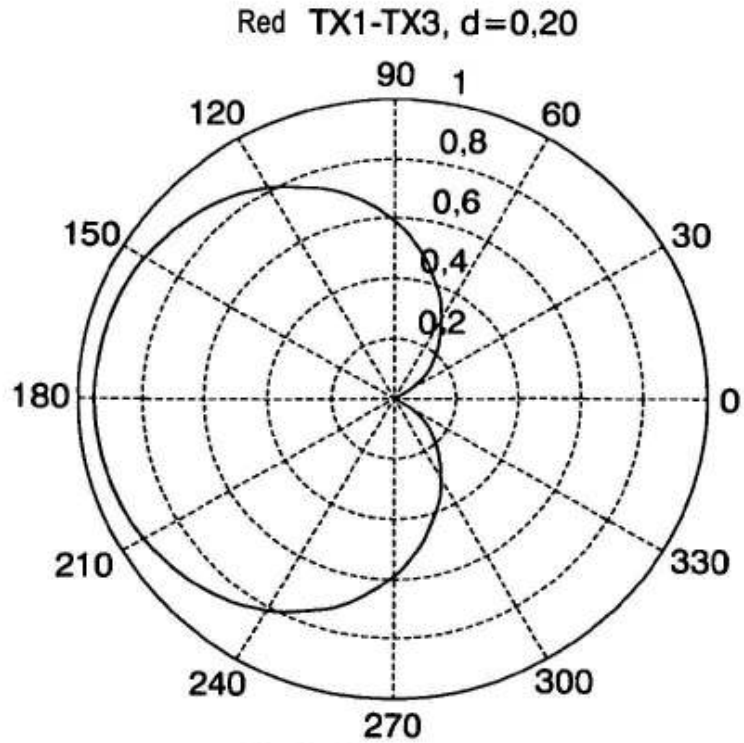


FIG. 18

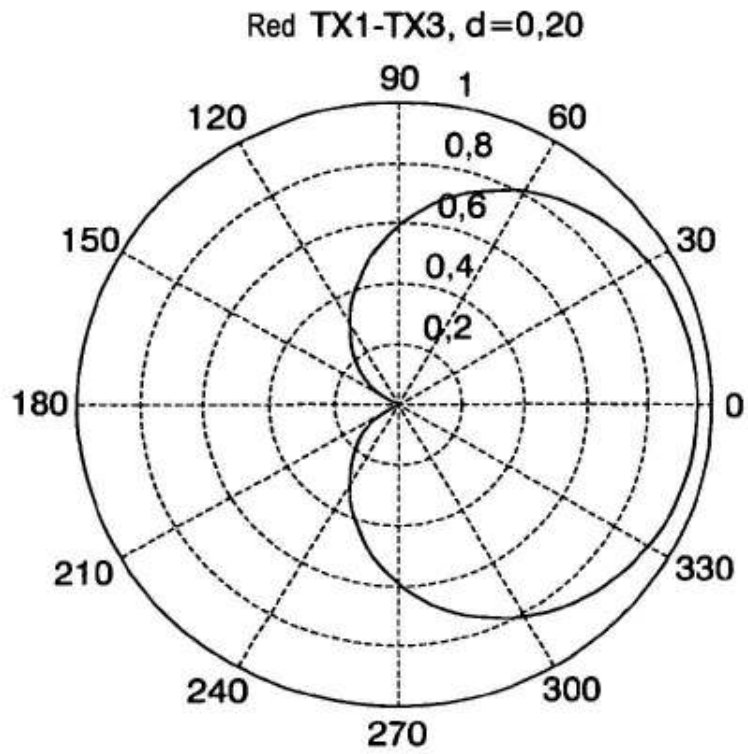


FIG. 19

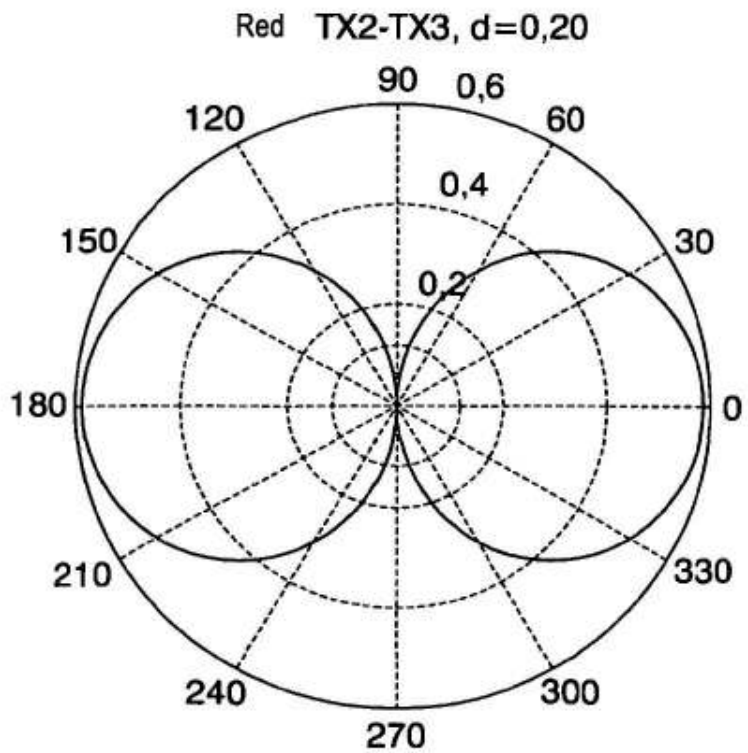


FIG. 20

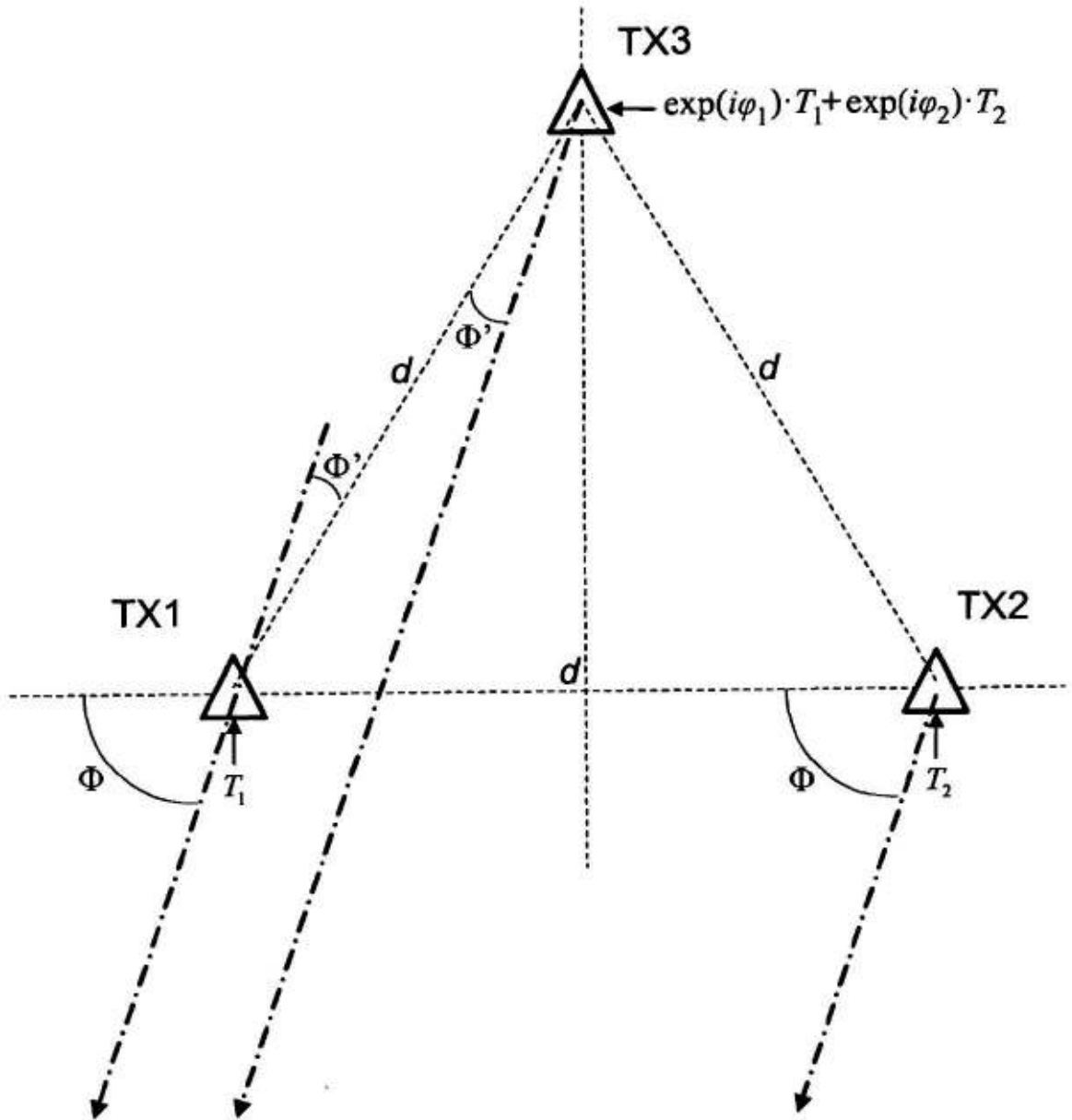


FIG. 21

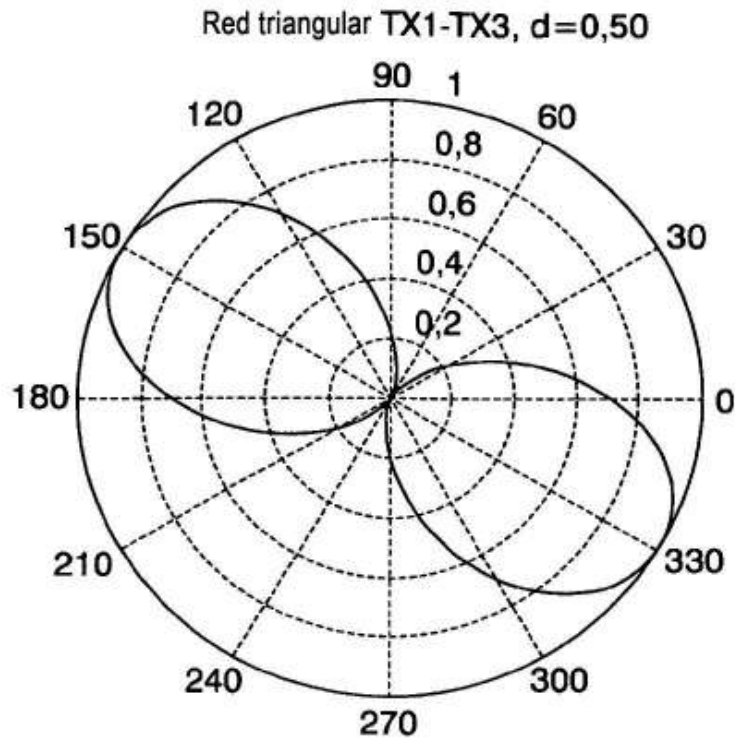


FIG. 22

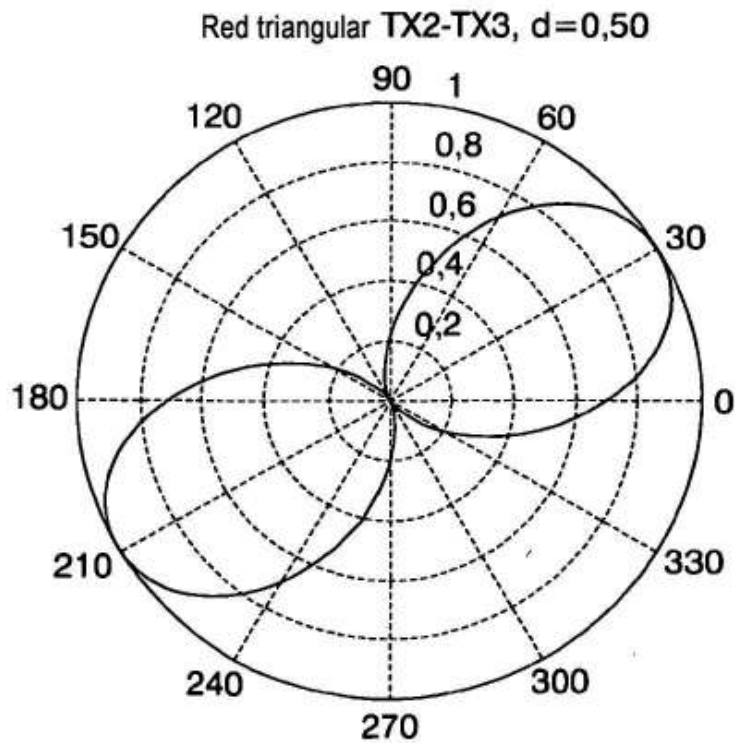


FIG. 23

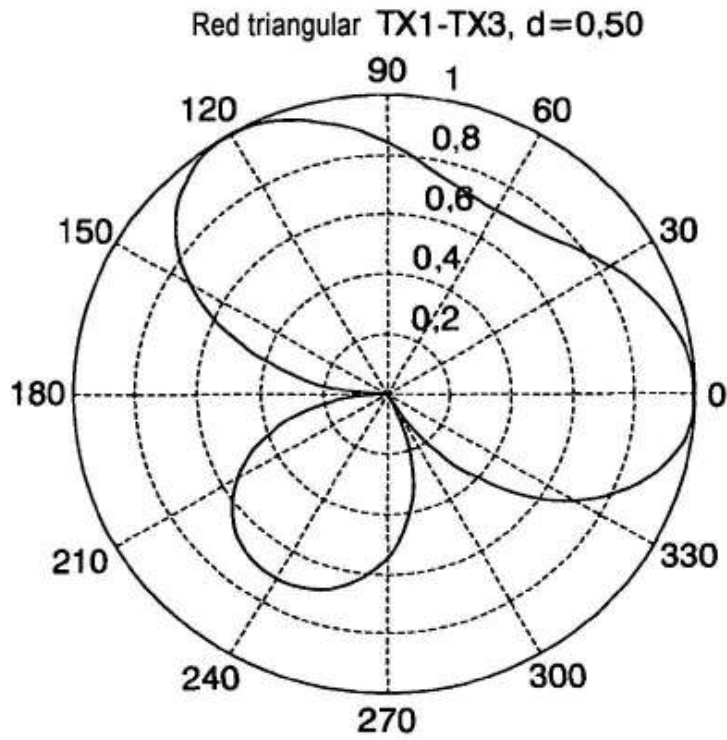


FIG. 24

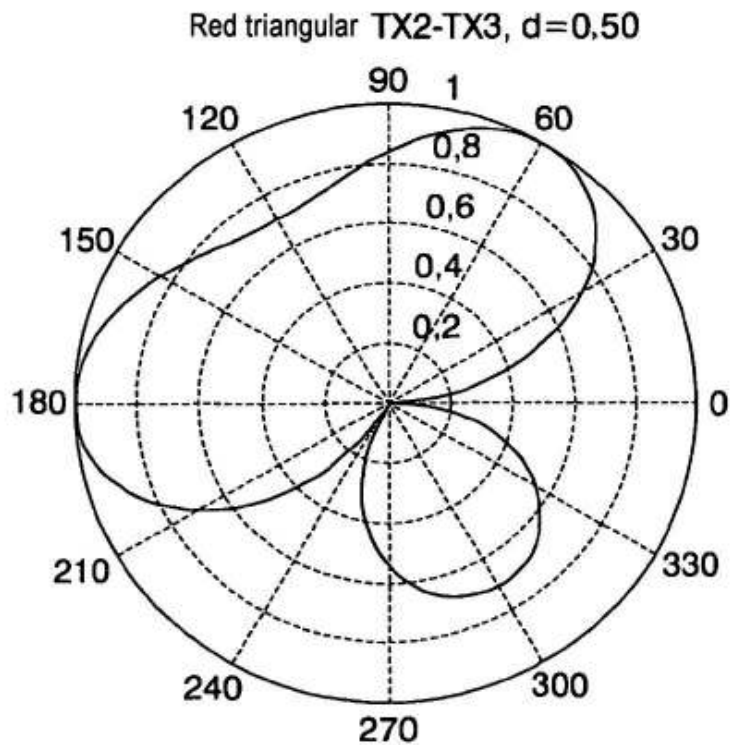


FIG. 25

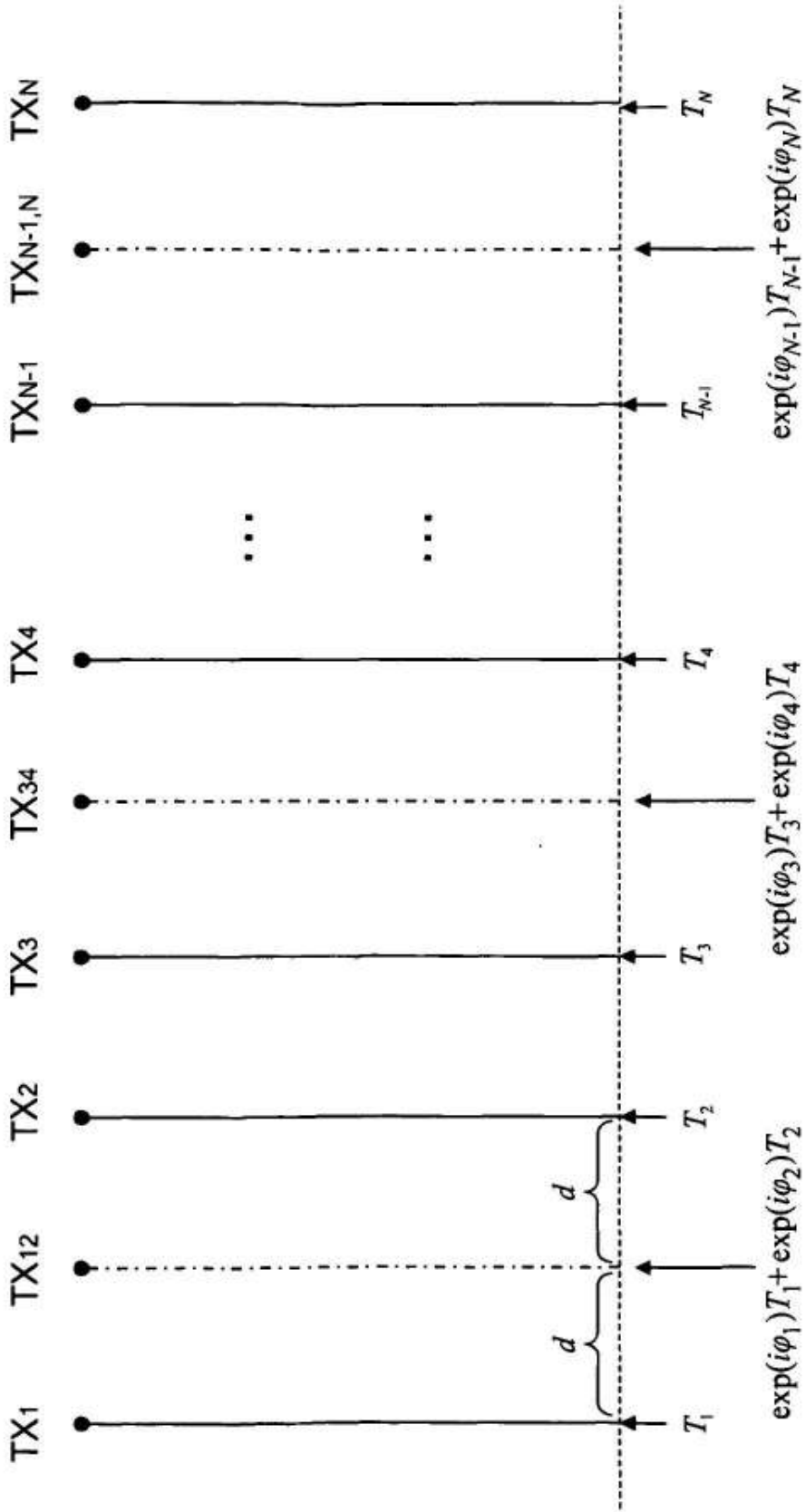


FIG. 26

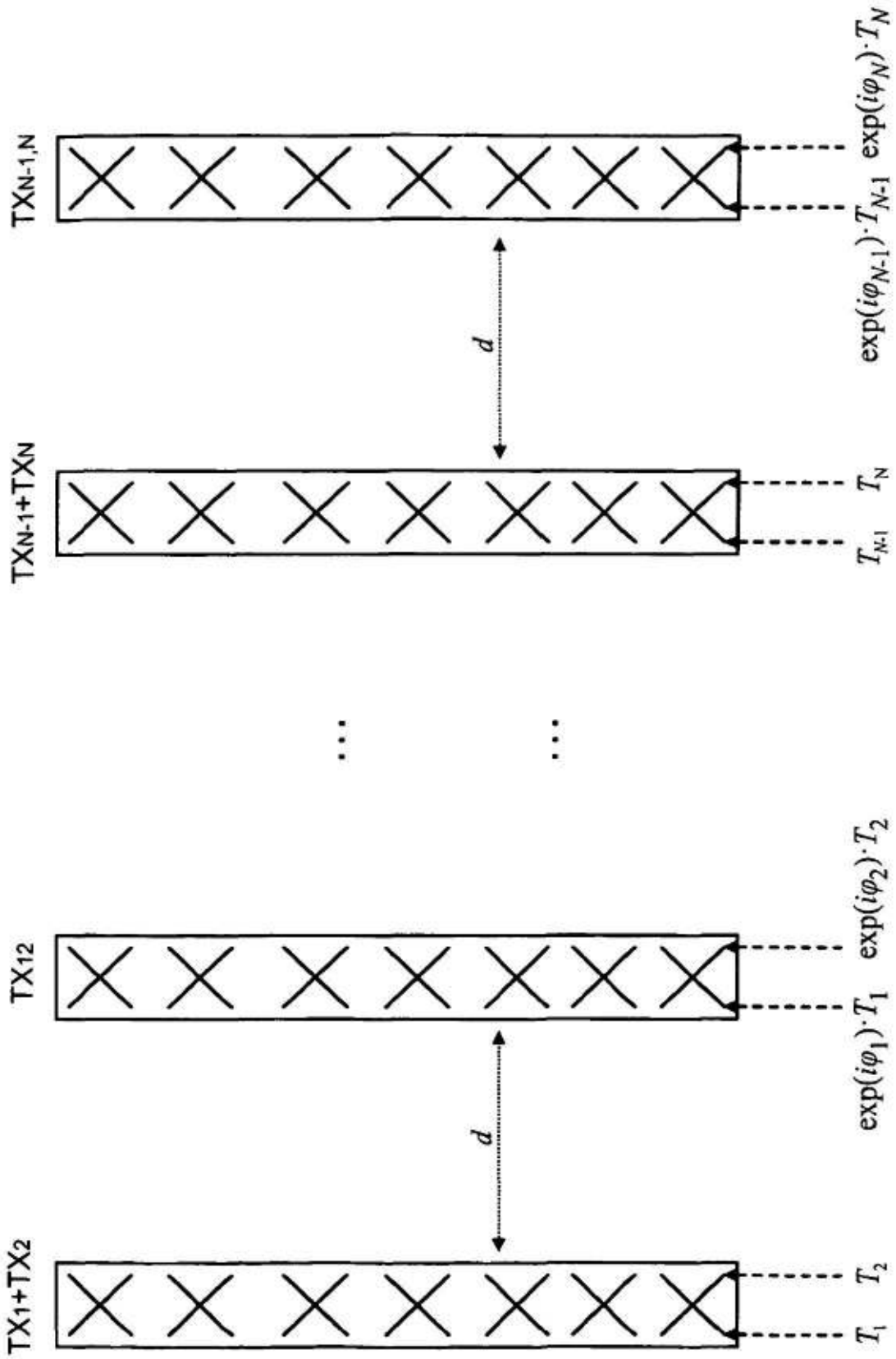


FIG. 27

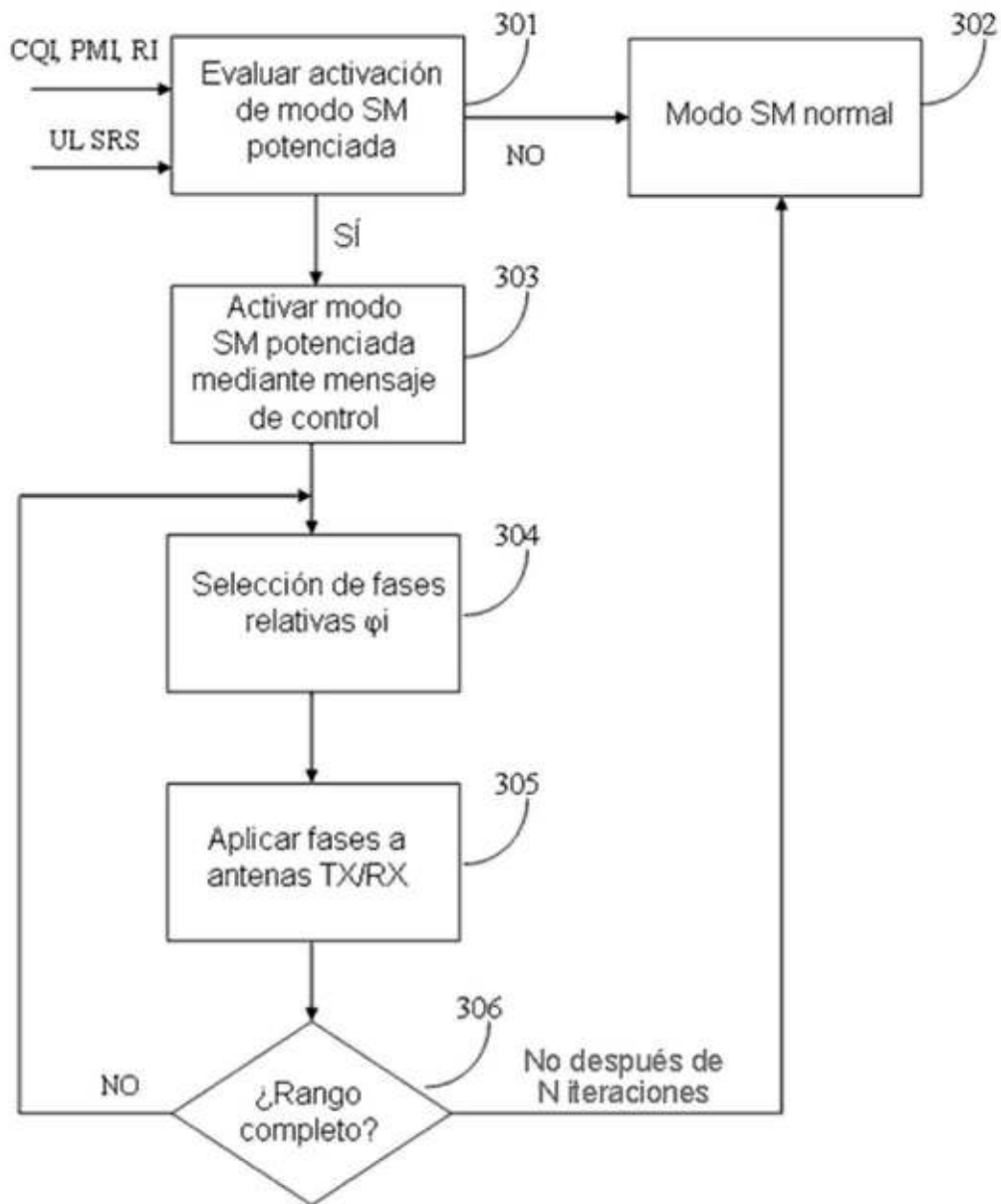


FIG. 28