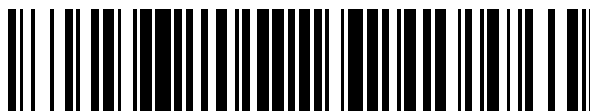


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 548 573**

51 Int. Cl.:

H04L 1/00 (2006.01)

H04W 52/00 (2009.01)

H04L 5/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **04.05.2010 E 10727169 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **08.07.2015 EP 2567484**

54 Título: **Planificación de asignación de recursos de tiempo-frecuencia en sistemas de comunicación OFDMA inalámbricos**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
19.10.2015

73 Titular/es:
**TELEFONAKTIEBOLAGET L M ERICSSON
(PUBL) (100.0%)
164 83 Stockholm, SE**

72 Inventor/es:
LARSSON, PETER

74 Agente/Representante:
DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 548 573 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

Planificación de asignación de recursos de tiempo-frecuencia en sistemas de comunicación OFDMA inalámbricos

5 CAMPO TÉCNICO

La presente invención se refiere en general a sistemas de comunicación OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, acceso múltiple por división de frecuencias ortogonales) inalámbricos, y especialmente a la planificación de asignación de recursos de tiempo-frecuencia en dichos sistemas.

10 ANTECEDENTES

El consumo de energía en los sistemas celulares inalámbricos se puede gestionar de varias maneras:

- Mediante planificación de las celdas, despliegue, altura de los mástiles de antena, un gran número de celdas (y transmisores de baja potencia)
- Mediante antenas direccionales y sistemas de antenas
- Mediante un diseño de hardware eficiente energéticamente, por ejemplo para el amplificador o los amplificadores de potencia
- Mediante modulación basada en una relación cresta-promedio baja, codificación eficiente de corrección de errores, sobrecarga reducida
- Mediante gestión de recursos de radio (RRM, radio resource management) tal como control de la potencia, control de la velocidad, planificación, etc. Sin embargo, tradicionalmente la RRM se ha centrado en un rendimiento relacionado con el caudal más que en cuestiones de consumo energético eficiente. Ejemplos habituales son la mejora del caudal del sistema y/o de usuarios individuales, y la satisfacción de ciertos requisitos de calidad de servicio, tal como minimizar el retardo.

25 La referencia [1] considera el consumo de energía para un paquete sobre un único enlace de comunicación, donde el consumo de energía se minimiza ajustando la potencia de transmisión y la velocidad de transmisión.

30 Aunque se han realizado muchos avances sobre cuestiones de consumo de energía en los sistemas de comunicación, sigue existiendo una necesidad general de soluciones incluso más eficientes energéticamente para el problema de la gestión de los recursos.

35 Jae Soong Lee, et al, en el documento "Resource Allocation for Multiclass Services in Multiuser OFDM Systems", dan a conocer que, aunque cada servicio de aplicación tiene sus propios requisitos de calidad de servicio (QoS, quality of service), la asignación de recursos para servicios multiclase no se ha estudiado principalmente en sistemas de multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) multiusuario. Investigan la asignación de recursos en un esfuerzo para satisfacer la QoS de servicios multiclase. Se examina un problema de minimización de potencia para las diversas velocidades de datos y tráfico de tasas de errores de bit (BER, bit-error rate). Se utiliza relajación lagrangiana y un factor de compartición de tiempo por subportadoras para encontrar una solución óptima. Proponen un algoritmo iterativo para encontrar un consumo de potencia óptimo y un algoritmo subóptimo de complejidad reducida para su implementación práctica. Aplican la solución óptima obtenida a partir del problema de minimización de la potencia a los algoritmos propuestos. Ejecutan simulaciones extensas bajo diversos escenarios de servicios multiclase. Estos escenarios proporcionan una valoración más completa de los algoritmos propuestos. Los resultados de las simulaciones muestran que los algoritmos propuestos mejoran significativamente los algoritmos existentes de asignación de recursos en consumo de potencia de transmisión total.

50 Feng-Seng Chu et al, en el documento "Iterative Tracking the Minimum of Overall Energy Consumption in OFDMA Systems", dan a conocer que aunque la eficiencia energética de los sistemas de comunicación ha sido estudiada durante años, la minimización del consumo de energía global del sistema de enlace descendente OFDMA sigue siendo un reto. En vista de las implementaciones habituales, el consumo de energía del procesador de control, del circuito específico y del frontal analógico se minimizan conjuntamente, teniendo la complejidad del algoritmo, la planificación de recursos, la velocidad de codificación y el orden de modulación como variables de optimización. Debido a que el algoritmo de optimización ejecutado en el procesador de control determina el consumo de energía en otros componentes, se propone un modo basado en algoritmos iterativos para perseguir el mínimo del consumo energético de todo el sistema. Diseñan un algoritmo genético y demuestran el seguimiento efectivo en base a parámetros prácticos, lo que implica que el seguimiento iterativo propuesto es aplicable a sistemas celulares avanzados tales como 3GPP LTE, y está listo para los mismos.

60 Ying Jun Zhang, en el documento "Energy-Efficient MAC-PHY Resource Management with Guaranteed QoS in Wireless OFDM Networks", dan a conocer que la mayoría de los actuales algoritmos de gestión de recursos están limitados a una sola capa de la pila de protocolos de la red, lo que conduce a un rendimiento inferior del sistema. Proponen un algoritmo conjunto de asignación de recursos de las capas MAC-PHY. El algoritmo propuesto optimiza conjuntamente el ancho de banda y la asignación de potencia mediante un diseño integrado de planificación de paquetes, asignación de subportadoras y control de la potencia. Los resultados analíticos y numéricos mostrarán

65

que el algoritmo propuesto puede proporcionar la misma QoS y garantía de equidad que los sistemas equitativos de disposición en colas en un canal cableado. Al mismo tiempo, la eficiencia de la potencia y el rendimiento del sistema se mejoran significativamente en comparación con los sistemas tradicionales en los que los recursos se asignan en base a una estricta arquitectura en capas.

5
 COMPENDIO
 Un objetivo de la presente invención es la planificación de la asignación de recursos de tiempo-frecuencia en un sistema de comunicación OFDMA inalámbrico para minimizar, por lo menos aproximadamente, el consumo de energía del transmisor.

10
 La presente invención da conocer un método para planificar la asignación de recursos de tiempo-frecuencia para soportar enlaces de comunicación, según la reivindicación 1.

15
 La presente invención da conocer asimismo un planificador de asignación de recursos de tiempo-frecuencia, según la reivindicación 4.

La presente invención da a conocer asimismo un nodo de red, según la reivindicación 5.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

20
 La invención, junto con objetivos y ventajas adicionales de la misma, se puede comprender mejor haciendo referencia a la siguiente descripción, tomada junto con los dibujos adjuntos, en los cuales:

- la figura 1 es un diagrama de bloques que muestra un transmisor que comunica con varios receptores;
- la figura 2 es un diagrama que muestra un conjunto de bloques de recursos de tiempo-frecuencia;
- 25 la figura 3 es un diagrama que muestra un ejemplo de asignación de recursos de tiempo-frecuencia para varios enlaces de comunicación de radio;
- las figuras 4A-D son diagramas que muestran varios ejemplos de modelos de la cantidad de potencia de transmisión P_{salida} en función de la potencia $P_{entrada}$ consumida por el transmisor;
- la figura 5 es un diagrama de flujo que muestra el método de acuerdo con la presente invención;
- 30 la figura 6 es un diagrama de flujo que muestra una realización del método de acuerdo con la presente invención;
- las figuras 7A-B son diagramas que muestran dos conjuntos de bloques de recursos de tiempo-frecuencia;
- la figura 8 es un diagrama de flujo que muestra otra realización del método de acuerdo con la presente invención;
- 35 la figura 9 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo de un nodo de red que incluye un planificador de asignación de recursos de tiempo-frecuencia de acuerdo con la presente invención;
- la figura 10 es un diagrama de bloques que muestra una realización de un planificador de asignación de recursos de tiempo-frecuencia de acuerdo con la presente invención; y
- 40 la figura 11 es un diagrama de bloques que muestra otra realización de un planificador de asignación de recursos de tiempo-frecuencia de acuerdo con la presente invención.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

Mediante las realizaciones de la presente invención se obtienen varias ventajas:

- 45 • Permite minimizar por lo menos aproximadamente el consumo de energía del transmisor en un sistema de comunicación OFDMA inalámbrico cuando se asigna un conjunto limitado de recursos de comunicación para transmisión.
- Presenta una solución heurística y simple que proporciona una manera sencilla de calcular las asignaciones de potencia de transmisión y de velocidad de transmisión (una velocidad de transmisión corresponde a un esquema de modulación y codificación).

55 La figura 1 es un diagrama de bloques que muestra una parte de un sistema de comunicación OFDMA inalámbrico, por ejemplo un sistema LTE (Long-Term Evolution, evolución a largo plazo), en el que un transmisor TX comunica con múltiples receptores RX_1, RX_2, \dots, RX_k , asociados con usuarios U_1, U_2, \dots, U_k sobre $K > 1$ enlaces de comunicación (radio). Estos enlaces de comunicación están caracterizados por correspondientes medidas G_1, G_2, \dots, G_k de la relación de ganancia frente a interferencia más ruido. Aunque el escenario mostrado en la figura 1 asocia cada receptor solamente con un enlace de comunicación, uno o varios receptores pueden estar cada uno asociados con más de un enlace de comunicación. Por lo tanto, el número de enlaces de comunicación K es de hecho mayor que el número de receptores. Sin embargo, los enlaces de comunicación siguen saliendo del mismo transmisor común.

60 La figura 2 es un diagrama que muestra un conjunto RBS de bloques de recursos RB de tiempo-frecuencia previsto para ser utilizado por el sistema de comunicación OFDMA para la transmisión desde el transmisor a los receptores sobre los K enlaces de comunicación. Cada bloque RB tiene una duración temporal T_R y ocupa un ancho de banda B_R . El conjunto de bloques de recursos RBS tiene una duración temporal total T y ocupa un ancho de banda total B .

Dado el escenario de las figuras 1 y 2, la presente invención está basada en la idea de adaptar conjuntamente las potencias de transmisión y las velocidades de transmisión entre los K enlaces de comunicación, de tal modo que el consumo de energía del transmisor total esté, por lo menos aproximadamente, minimizado dentro de un conjunto de bloques de recursos de tiempo-frecuencia dado, tal como un conjunto RBS.

La figura 3 es un diagrama que muestra un ejemplo de dicha asignación de recursos de tiempo-frecuencia. En la figura 3, un paquete asociado con el enlace de comunicación 1 incluye L_1 bits y está asignado a 3 bloques de recursos RB con una potencia de transmisión P_1 y una velocidad de transmisión R_1 . Similarmente, un paquete asociado con el enlace de comunicación 2 incluye L_2 bits y está asignado a 6 bloques de recursos RB con una potencia de transmisión P_2 y una velocidad de transmisión R_2 . Este patrón se repite para los restantes enlaces de comunicación 3 a 6. Obviamente, todas las potencias de transmisión tienen que ser positivas, puesto que de lo contrario los receptores no recibirían ninguna información y los enlaces de comunicación no podrían ser soportados o mantenidos. La descripción siguiente se centrará en cómo determinar la potencia de transmisión P_k y la velocidad de transmisión R_k para cada enlace de comunicación k, donde $k = 1, \dots, K$.

Basándose en la experiencia práctica del consumo de potencia de estaciones base del mundo real, es posible modelizar la dependencia de la potencia de transmisión P_{salida} sobre la potencia P_{entrada} consumida por el transmisor. En las figuras 4A-D se muestran cuatro de dichos modelos. En estos modelos, se asumirá que es posible desconectar todos los sumideros de potencia siempre que el transmisor no envíe nada. La figura 4A muestra un primer modelo, en concreto un modelo lineal proporcional. La figura 4B muestra un segundo modelo, en el que P_{salida} está modelizada haciéndola proporcional a la raíz cuadrada de P_{entrada} . La figura 4C muestra un tercer modelo, en el que P_{salida} está modelizada como

$$P_{\text{salida}} = \begin{cases} 0, & P_{\text{entrada}} < P_0 \\ \eta(P_{\text{entrada}} - P_0), & P_{\text{entrada}} \geq P_0 \end{cases} \quad (1)$$

donde η es un factor de eficiencia. La figura 4D muestra un cuarto modelo, que es una combinación del segundo y el tercer modelo. En general, para la mayoría de los modelos P_{entrada} se puede aproximar mediante un polinomio en P_{salida} .

En general, la solución al problema de gestión de los recursos consistirá en funciones de medidas de relaciones de ganancia frente a interferencia más ruido, sobre los K enlaces de comunicación (G_1, G_2, \dots, G_K de la figura 1).

La figura 5 es un diagrama de flujo que muestra el método de acuerdo con la presente invención para planificar la asignación de recursos de tiempo-frecuencia a efectos de soportar enlaces de comunicación desde un transmisor común hasta múltiples receptores en un sistema de comunicación OFDMA inalámbrico. La etapa S1 selecciona un conjunto de bloques de recursos de tiempo-frecuencia para la transmisión de un paquete para cada enlace de comunicación. La etapa S2 determina una medición de la relación de ganancia frente a interferencia más ruido, para cada enlace de comunicación. La etapa S3 estima conjuntamente, dentro del conjunto seleccionado de bloques de recursos de tiempo-frecuencia, la potencia de transmisión y la velocidad de transmisión de los paquetes como funciones de las mediciones de relaciones de ganancia frente a interferencia más ruido determinadas, para minimizar por lo menos aproximadamente el consumo de energía esperado del transmisor.

El procedimiento descrito se puede repetir para cada nuevo lote de paquetes a transmitir en los enlaces de comunicación. Una alternativa consiste en repetirlo para cada caso de planificación. Por ejemplo, un lote de paquetes debe ser enviado, requiriendo un periodo de tiempo T. El siguiente caso de planificación es después de, digamos, T/2, y el número de paquetes que aún no han sido enviados y cualquier número de paquetes a continuación forman un nuevo lote de paquetes.

La figura 6 es un diagrama de flujo que muestra una realización del método de acuerdo con la presente invención. Esta realización se basará en el modelo 3 de la figura 4C, pero se podrían manejar de manera similar otros modelos. Tal como se muestra en el Apéndice, en este modelo las potencias de transmisión y las velocidades de transmisión de los paquetes que se van a transmitir se configuran inicialmente a estimaciones de potencia de transmisión P_k^* y estimaciones de velocidad de transmisión R_k^* en base a las ecuaciones (24) y (25). Por lo tanto, en la realización de la figura 6, la etapa S4 ajusta las estimaciones iniciales de las potencias de transmisión P_k^* y las estimaciones iniciales de las velocidades de transmisión R_k^* de los paquetes, a

$$P_k^* = \frac{\ln(2)}{\sqrt{G_k} TB} \sum_{j=1}^k \frac{L_j}{\sqrt{G_j}}, \quad k = 1, \dots, K$$

$$R_k^* = \frac{\sqrt{G_k}}{TB} \sum_{j=1}^K \frac{L_j}{\sqrt{G_j}}, \quad k = 1, \dots, K$$

donde

- 5 G_k es la medición de la relación de ganancia frente a interferencia más ruido sobre el enlace de comunicación k ,
 G_j es la medición de la relación de ganancia frente a interferencia más ruido sobre el enlace de comunicación j ,
 10 T es el tiempo total disponible para la asignación de recursos de tiempo-frecuencia,
 B es el ancho de banda disponible total,
 K es el número total de enlaces de comunicación,
 L_j es el número de bits en un paquete en el enlace de comunicación j .

La etapa S5 redondea a continuación las estimaciones iniciales P_k^* y R_k^* a los valores permisibles más próximos, cuando sea necesario (algunas estimaciones iniciales P_k^* y R_k^* pueden ser ya iguales a valores permisibles).

Las mediciones G_k de la relación de ganancia frente a interferencia más ruido se basan, por ejemplo, en estimaciones de canal (complejas) H_k , estimaciones de interferencia I_k y estimaciones del ruido σ_k^2 , habitualmente de acuerdo con

$$G_k = \frac{|H_k|^2}{I_k + \sigma_k^2}, \quad k = 1, \dots, K \quad (2)$$

Estas mediciones G_k de la relación de ganancia frente a interferencia más ruido, o sus componentes independientes, se notifican habitualmente por las estaciones móviles (por ejemplo, equipos de usuario (UEs) en LTE) que contienen los receptores. Las mediciones se llevan a cabo habitualmente en las estaciones móviles, comparando señales de referencia o piloto transmitidas por el transmisor, con las correspondientes señales recibidas realmente por los receptores.

Las mediciones G_k de la relación de ganancia frente a interferencia más ruido están representadas idealmente por las relaciones de ganancia frente a interferencia más ruido completas en las ecuaciones (2), pero si alguno de los componentes están disponibles, podrían estar representadas por las relaciones de ganancia frente a interferencia $|H_k|^2 / I_k$, las relaciones de ganancia frente a ruido $|H_k|^2 / \sigma^2$ o simplemente las ganancias (de canal) $|H_k|^2$. Además, si la función de transferencia de canal no se conoce instantáneamente, se puede considerar en su lugar, y sustituir, $|H_k|^2$ por $E\{|H_k|^2\}$, donde $E\{\dots\}$ es el valor esperado.

Las anteriores expresiones para las estimaciones P_k^* y R_k^* están basadas en sumas que incluyen todas las mediciones G_k de la relación de ganancia frente a interferencia más ruido. Sin embargo, una alternativa es despreciar los términos inferiores a un correspondiente umbral predeterminado, en una o ambas de las estimaciones P_k^* y R_k^* .

El conjunto de bloques de recursos RBS se puede seleccionar sumando el número total de bits $(\sum_{k=1}^K L_k)$ que se van a enviar en el actual lote de paquetes. Esta suma se puede utilizar a continuación para buscar un conjunto adecuado de bloques de recursos, representado por la duración temporal T , a partir de una tabla de conjuntos de bloques de recursos.

Hasta el momento se ha asumido que el conjunto seleccionado de bloques de recursos es el conjunto final sobre el que serán transmitidos los paquetes. Sin embargo, es posible asimismo considerar este conjunto como un primer conjunto, y llevar a cabo el mismo procedimiento sobre uno o varios conjuntos adicionales, para encontrar el conjunto que proporcione el menor consumo esperado de potencia del transmisor. Esto se muestra en las figuras 7A-B.

La figura 7A corresponde a la figura 2 y muestra el primer conjunto seleccionado RBS1 de bloques de recursos. El procedimiento descrito anteriormente se lleva a cabo sobre este conjunto y tiene como resultado un correspondiente conjunto de potencias de transmisión y de velocidades de transmisión. Tiene asimismo como resultado un cierto consumo de energía esperado del transmisor, por ejemplo de acuerdo con la ecuación (22) en el Apéndice. La figura 7B muestra a un segundo conjunto mayor de bloques de recursos RBS2, que se utiliza para llevar a cabo el mismo procedimiento. Éste proporciona otras potencias de transmisión y otras velocidades de transmisión, y habitualmente también otro consumo de energía esperado del transmisor. Comparando los consumos de energía esperados del

transmisor obtenidos en los dos casos, es posible escoger el conjunto de bloques de recursos (y las potencias de transmisión y las velocidades de transmisión correspondientes) que proporcione el mínimo consumo de energía esperado del transmisor.

5 Es posible asimismo seleccionar un conjunto menor de bloques de recursos en lugar de un conjunto mayor, tal como en la figura 7B. Otra posibilidad es seleccionar tanto un conjunto menor como un conjunto mayor, y escoger el conjunto que proporcione el mínimo consumo de energía esperado del transmisor.

10 Otra posibilidad más es seleccionar tanto un conjunto menor como un conjunto mayor, y determinar en qué dirección se produce una disminución (si la hay) en el consumo de energía esperado del transmisor. Por ejemplo, si se encuentra que un conjunto mayor de bloques de recursos proporciona un mínimo consumo de energía esperado del transmisor, se puede probar con un conjunto aún mayor para determinar si éste proporciona un consumo de energía esperado del transmisor todavía menor. Este procedimiento se puede repetir hasta que el consumo de energía esperado del transmisor deja de disminuir.

15 La figura 8 es un diagrama de flujo que muestra dichas realizaciones del método de acuerdo con la presente invención. La etapa S6 selecciona por lo menos un conjunto más de bloques de recursos de tiempo-frecuencia para los paquetes. La etapa S7 estima conjuntamente, dentro de cada conjunto seleccionado de bloques de recursos de tiempo-frecuencia, la potencia de transmisión y la velocidad de transmisión de los paquetes como funciones de las mediciones de relaciones de ganancia frente a interferencia más ruido determinadas, para minimizar por lo menos aproximadamente el consumo de energía esperado del transmisor. La etapa S8 compara los consumos de energía esperados del transmisor para los conjuntos seleccionados de bloques de recursos de tiempo-frecuencia, y las correspondientes potencias de transmisión y velocidades de transmisión. La etapa S9 escoge un conjunto seleccionado de bloques de recursos de tiempo-frecuencia y las correspondientes potencias de transmisión y velocidades de transmisión estimadas conjuntamente que han tenido como resultado un mínimo consumo de energía esperado del transmisor para la asignación de los paquetes.

20 La figura 9 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo de un nodo de red que incluye un planificador de asignación de recursos de tiempo-frecuencia de acuerdo con la presente invención. Para facilitar la descripción, la figura 9 muestra solamente elementos que son útiles para explicar los principios de la presente invención. Un nodo de red, por ejemplo una estación base o una estación de radioenlace, incluye un paquetizador 10 que recibe K flujos de bits que se deben transmitir sobre los receptores RX_1, RX_2, \dots, RX_K , (de hecho, puede haber más enlaces de comunicación que receptores, tal como se ha discutido anteriormente). Cada flujo de bits es paquetizado en paquetes de respectivas longitudes de bits L_k . Los paquetes, un paquete de cada flujo de bits, son enviados a un codificador y modulador 12 de canal, que codifica el canal y lo transforma en señales OFDM, que son convertidas ascendentemente a radiofrecuencia en un convertidor ascendente 14 y amplificadas en un amplificador de potencia (PA) 16. A continuación, las señales amplificadas se envían a una antena.

30 El nodo de red de la figura 9 incluye asimismo un planificador 18 de asignación de recursos de tiempo-frecuencia, de acuerdo con la presente invención. El planificador 18 recibe las longitudes L_k de paquetes del lote actual de paquetes desde el paquetizador 10 y las mediciones G_k de la relación de ganancia frente a interferencia más ruido desde los receptores RX_1, RX_2, \dots, RX_K . A partir de esta información, el planificador 18 determina el conjunto de bloques de recursos (el tiempo T), las potencias de transmisión P_k y las velocidades de transmisión R_k , de acuerdo con los principios descritos anteriormente. Después de determinar estos parámetros, el planificador 18 los envía a un asignador de recursos 20, que lleva a cabo el propio control de velocidad del codificador y modulador 12 de canal y del amplificador de potencia 16, de acuerdo con procedimientos estándar.

40 En la figura 9, el asignador de recursos 20 se ha separado del planificador 18 de asignación de recursos de tiempo-frecuencia. Sin embargo, una alternativa consiste en integrarlo en el planificador 18.

50 La figura 10 es un diagrama de bloques que muestra una realización de un planificador de asignación de recursos de tiempo-frecuencia de acuerdo con la presente invención. Éste incluye un selector 30 de bloques de recursos configurado para seleccionar un conjunto RBS de bloques de recursos RB de tiempo-frecuencia para la transmisión de un paquete para cada enlace de comunicación. En la realización mostrada, las longitudes L_k de los paquetes recibidos del lote actual de paquetes son enviadas al selector 30 de bloques de recursos, que determina el número total de bits en el lote y busca un correspondiente conjunto de bloques de recursos, representado por un intervalo de tiempo T, en una tabla 32 de conjuntos de bloques de recursos. Un proveedor 34 de mediciones de la calidad de los enlaces de comunicación está configurado para determinar una medición G_k de la relación de ganancia frente a interferencia más ruido, para cada enlace de comunicación, habitualmente a partir de información de la calidad del enlace de comunicación determinada, tal como se ha descrito anteriormente haciendo referencia a la ecuación (2). El intervalo de tiempo T que representa el conjunto seleccionado de bloques de recursos, las longitudes L_k de los paquetes individuales y las mediciones G_k de la relación de ganancia frente a interferencia más ruido son enviados a un estimador 36 de la potencia de transmisión y de la velocidad de transmisión. El estimador 36 está configurado para estimar conjuntamente, dentro del conjunto seleccionado de bloques de recursos de tiempo-frecuencia, la potencia de transmisión P_k y la velocidad de transmisión R_k de los paquetes, como funciones de mediciones de la relación de ganancia frente a interferencia más ruido determinada, para minimizar por lo menos aproximadamente el

consumo de energía esperado del transmisor utilizando los principios descritos anteriormente y en el Apéndice. Los parámetros P_k , R_k y T se envían a continuación al asignador 20 de recursos (figura 9).

5 La figura 11 es un diagrama de bloques que muestra otra realización de un planificador de asignación de recursos de tiempo-frecuencia de acuerdo con la presente invención. Esta realización difiere de la realización de la figura 10 en que el selector 30 de bloques de recursos está configurado para obtener más de un conjunto de bloques de recursos de la tabla 32 de conjuntos de bloques de recursos. Estos conjuntos están representados mediante T_1 , T_2 en la figura 10. A su vez, esto significa que el estimador 36 está configurado para incluir un comparador de energías que está configurado para escoger el conjunto de bloques de recursos que tiene como resultado el mínimo consumo de energía esperado del transmisor y las correspondientes potencias de transmisión y velocidades de transmisión. A
10 continuación, estos parámetros se envían al asignador 20 de recursos (figura 9), como los parámetros P_k , R_k y T de asignación de recursos.

15 En las figuras 10 y 11, la tabla 32 de bloques de recursos se ha separado del selector 30 de bloques de recursos. Sin embargo, una alternativa consiste en integrarla en el selector 30.

20 Las funciones descritas anteriormente se pueden implementar en hardware utilizando cualquier tecnología convencional de hardware, tal como tecnología de circuitos integrados (IC, Integrated Circuit). Alternativamente, por lo menos algunas de las funciones pueden ser implementadas en software para su ejecución en un hardware de procesamiento adecuado, tal como un microprocesador y/o un procesador de señal digital, incluyendo la posibilidad de utilizar las capacidades generales de procesamiento ya presentes en la estación base o en la estación de radioenlace.

25 Los expertos en la materia comprenderán que se pueden realizar diversas modificaciones y cambios a la presente invención sin apartarse del alcance de la misma, que está definido mediante las reivindicaciones adjuntas.

APÉNDICE

30 Este apéndice comienza considerando el caso en que se asume que la potencia de transmisión, la velocidad de transmisión y los recursos de tiempo-frecuencia son continuos. El objetivo de esta idealización es mostrar que existe un problema de optimización y dar a conocer la heurística para configuraciones de potencia y velocidad en base a relaciones de ganancia frente a interferencia más ruido, de enlaces de comunicación. A continuación, se introducen algunas restricciones más realistas, en las que se consideran valores o intervalos discretos de los parámetros de transmisión. Sin embargo, se considera que el análisis basado en parámetros continuos es una buena aproximación de los casos discretos, dado que la potencia de transmisión es a menudo semi-continua y los MCSs (Modulation and Coding Schemes, esquemas de modulación y codificación) incluyen a menudo muchas velocidades disponibles.
35

En primer lugar, el número N_k de recursos de tiempo-frecuencia para el enlace de comunicación k es

$$N_k = \left\lceil \frac{L_k}{T_R \cdot B_R} \cdot \frac{1}{R_k} \right\rceil \approx \frac{L_k}{T_R \cdot B_R} \cdot \frac{1}{R_k} \quad (3)$$

40 donde

45 $\lceil \dots \rceil$ es el operador techo (redondeo hacia arriba hasta el entero más próximo),
 L_k es el número de bits en un paquete en el enlace de comunicación k ,
 T_R es la duración temporal de un bloque de recursos de tiempo-frecuencia,
 B_R es el ancho de banda de un bloque de recursos de tiempo-frecuencia, y
 R_k es la eficiencia espectral (en este caso, denominada velocidad de transmisión) del enlace de comunicación k en b/Hz/s.

50 En (3) se ha asumido que el número N_k de recursos requeridos de tiempo-frecuencia es continuo en lugar de discreto.

55 Asumiendo una codificación y una modulación que consiguen la capacidad de Shannon, es decir, una señal distribuida gaussiana compleja en AWGN (Additive White Gaussian Noise, ruido blanco gaussiano aditivo), la velocidad de transmisión R_k para el enlace de comunicación k es

$$R_k = \lg_2(1 + G_k P_k) \quad (4)$$

60 donde

\lg_2 indica en logaritmo en base 2,
 G_k es la relación de ganancia frente a interferencia más ruido en el enlace de comunicación k , y
 P_k es la potencia radiada (en este caso, denominada potencia de tránsito) por bloque de recursos de tiempo-frecuencia para el enlace de comunicación k .

Para MCS más realistas, la dependencia de la velocidad de transmisión R_k con la relación G_k de ganancia frente a interferencia más ruido y la potencia de transmisión P_k tiene un aspecto diferente pero está limitada por arriba mediante (4). Sin embargo, dado que los MCS utilizados actualmente son muy próximos a la capacidad de Shannon, se utilizará la ecuación (4) como una buena aproximación.

El tiempo total $T^{(c)}$ para la transmisión de todos los enlaces de comunicación K es

$$T^{(c)} = T_R \left[\frac{B_R \sum_{k=1}^K N_k}{B} \right] \approx \frac{T_R B_R \sum_{k=1}^K N_k}{B} = \sum_{k=1}^K \frac{L_k}{B \cdot \lg_2(1 + G_k P_k)} = \sum_{k=1}^K T_k \quad (5)$$

donde B es el ancho de banda disponible total.

Tal como se ha indicado en relación con la descripción anterior de las figuras 4A-D, es posible modelizar la cantidad de potencia de transmisión P_{salida} como una función de la potencia P_{entrada} consumida por el transmisor. La siguiente discusión se basará en la ecuación (1) (modelo 3 en la figura 4C), pero se podrían manejar de manera similar otros modelos. Cuando el transmisor está enviando, existe una potencia de reposo consumida fija P_0 , ver la figura 4C.

Además de la potencia de reposo fija P_0 , se consume una potencia $P_k^{(c)} = P_k \eta^{-1}$ para cada recurso de tiempo-frecuencia. El factor de eficiencia η es habitualmente de 0,25 a 0,33 para las técnicas de amplificadores de potencia comunes y la potencia de reposo P_0 para estaciones base en sistemas celulares mayores con PAs es habitualmente de 100 a 200 W.

En base a este modelo, el consumo de energía esperado $E^{(c)}$ del transmisor para todos los enlaces de comunicación K es

$$\begin{aligned} E^{(c)} &= P_0 \cdot T^{(c)} + \sum_{k=1}^K T_R N_k P_k \eta^{-1} \\ &= \sum_{k=1}^K \frac{L_k}{B} \frac{P_0}{\lg_2(1 + G_k P_k)} + \sum_{k=1}^K \frac{L_k}{B_R} \frac{P_k / \eta}{\lg_2(1 + G_k P_k)} \\ &= \sum_{k=1}^K \frac{L_k}{B_R} \frac{P_0 m^{-1} + P_k \eta^{-1}}{\lg_2(1 + G_k P_k)} = \sum_{k=1}^K E_k \end{aligned} \quad (6)$$

donde $m = B/B_R$.

A continuación, es posible determinar la asignación (por lo menos aproximadamente) óptima de la potencia de transmisión y de la velocidad de transmisión solucionando el siguiente problema de optimización

$$\begin{aligned} \min E^{(c)} \\ \text{s.t. } \sum_{k=1}^K T_k = T \end{aligned} \quad (7)$$

donde s.t. es una abreviatura para "tal que" ("such that").

Cuando el problema es una fórmula como en (7), los recursos están limitados. Esto significa que, en general, no es posible solamente minimizar el consumo de energía total esperado $E^{(c)}$. En cambio, la solución a (7) se puede encontrar minimizando un lagrangiano L basado en (7) y definido como

$$L = E^{(c)} + \lambda \left(\sum_{k=1}^K T_k - T \right) \quad (8)$$

donde λ es un parámetro de Lagrange. Esto se consigue tomando la derivada parcial con respecto a P_k e igualando a cero las ecuaciones resultantes (una ecuación por cada k), es decir

$$\frac{\partial}{\partial P_k} \left(E^{(c)} + \lambda \left(\sum_{j=1}^K T_j - T \right) \right) = 0, \quad k=1, \dots, K \quad (9)$$

lo que da

$$\frac{\partial}{\partial P_k} \left(\sum_{j=1}^K \frac{L_j P_0 m^{-1} + P_j / \eta}{B_R \lg_2(1 + G_j P_j)} + \lambda \left(\sum_{j=1}^K \frac{L_j}{B_R \lg_2(1 + G_j P_j)} - T \right) \right) = 0, \quad k=1, \dots, K \quad (10)$$

que después de realizar la derivada parcial da

$$(1 + G_k P_k) \ln(1 + G_k P_k) - G_k P_k = \eta m^{-1} G_k (\lambda + P_0), \quad k=1, \dots, K \quad (11)$$

donde "ln" indica el algoritmo natural en base e. Hay que solucionar la ecuación (11) para todos los enlaces de comunicación K, y λ se tiene que ajustar para acomodar todas las transmisiones dentro de los recursos/duración de tiempo dados.

A continuación, las transmisiones sobre los enlaces de comunicación que tienen una relación G_k baja de ganancia frente a interferencia más ruido necesitarán el máximo consumo de energía del transmisor. Estos enlaces de comunicación son aquellos a cuya optimización podemos aspirar principalmente. Por lo general, estos enlaces de comunicación tendrán una SINR baja. Por lo tanto, para encontrar una solución aproximada a (11) es conveniente asumir SINR bajas (de hasta 0 dB). A continuación se puede encontrar una solución en forma cerrada aproximada para la asignación de velocidades de transmisión y de potencias de transmisión. Las potencias de transmisión P_k se aproximan como sigue

$$\ln(1 + G_k P_k) \approx G_k P_k - (G_k P_k)^2 / 2 + \dots \quad (12)$$

Utilizar (11) y despreciar los términos en $G_k P_k$ de órdenes mayores que 2 implica que

$$(G_k P_k)^2 / 2 \approx \eta m^{-1} G_k (\lambda + P_0) \quad (13)$$

lo que proporciona las potencias de transmisión aproximadas

$$P_k^* \approx \begin{cases} \sqrt{\frac{2\eta m^{-1} (\lambda + P_0)}{G_k}}, & \text{if } \lambda > -P_0 \\ 0 & \text{,if } \lambda \leq -P_0 \end{cases} \quad (14)$$

En base a (4) y a (14), las velocidades de transmisión correspondientes son

$$R_k = \lg_2(1 + G_k P_k) \approx \lg_2 \left(1 + \sqrt{2\eta m^{-1} G_k (\lambda + P_0)} \right) \quad (15)$$

El parámetro lagrangiano λ se puede calcular a continuación utilizando las ecuaciones (5), (15) y la restricción de (7). Esto conduce a

$$\sum_{k=1}^K \frac{L_k}{B} \frac{1}{\lg_2 \left(1 + \sqrt{2\eta m^{-1} G_k (\lambda + P_0)} \right)} = T \quad (16)$$

Asumiendo un argumento pequeño para la velocidad, dado que tenemos SINRs pequeñas, la expresión de la velocidad en el denominador se puede escribir como una expansión de Taylor ($\ln(1 + x) = x + \dots$). Esto permite obtener una solución en forma cerrada aproximada para λ , es decir

$$\lambda \approx \left(\frac{1}{TB} \sum_{k=1}^K \frac{L_k \ln(2)}{\sqrt{2\eta m^{-1} G_k}} \right)^2 - P_0 \quad (17)$$

Dado que $\lambda > -P_0$, la ecuación (17) se puede utilizar para simplificar la ecuación (14) a

$$P_k^* \approx \frac{\ln(2)}{\sqrt{G_k} TB} \sum_{j=1}^K \frac{L_j}{\sqrt{G_j}} \quad (18)$$

5 La potencia de transmisión aproximada P_k^* proporciona, a su vez, la velocidad de transmisión aproximada R_k^* (utilizando la expansión de Taylor $\ln(1+x) = x + \dots$)

$$R_k^* \approx \lg_2 \left(1 + \left(\frac{\ln(2) \sqrt{G_k}}{TB} \sum_{j=1}^K \frac{L_j}{\sqrt{G_j}} \right) \right) \approx \frac{\sqrt{G_k}}{TB} \sum_{j=1}^K \frac{L_j}{\sqrt{G_j}} \quad (19)$$

10 Introducir la ecuación (19) en la ecuación (16) da

$$\sum_{k=1}^K \frac{L_k}{B \cdot R_k^*} = \sum_{k=1}^K \frac{L_k}{\sqrt{G_k} \sum_{j=1}^K \frac{L_j}{\sqrt{G_j}}} = \sum_{k=1}^K \frac{T \cdot L_k}{\sqrt{G_k}} / \sum_{j=1}^K \frac{L_j}{\sqrt{G_j}} = T \quad (20)$$

15 lo que indica que la restricción de (7) se satisface con la velocidad de transmisión aproximada para SINR bajas. Entonces, la energía radiada por cada enlace de comunicación k es aproximadamente

$$E_k^* = \frac{L_k}{B_R R_k^*} P_k^* \approx \frac{L_k}{B_R R_k^*} P_k^* = \frac{L_k}{B_R} \frac{\frac{\ln(2)}{\sqrt{G_k} TB} \sum_{j=1}^K \frac{L_j}{\sqrt{G_j}}}{\frac{\sqrt{G_k}}{TB} \sum_{j=1}^K \frac{L_j}{\sqrt{G_j}}} = \frac{L_k \ln(2)}{B_R G_k} \quad (21)$$

Por tanto, la energía consumida total es aproximadamente

$$E^{(c)} = TP_0 + \ln(2) B_R^{-1} \sum_{k=1}^K L_k G_k^{-1} \quad (22)$$

20 En resumen, para el caso continuo y valores de SINR bajos, el problema de optimización

$$\begin{aligned} \min E^{(c)} \\ \text{s.t. } \sum_{k=1}^K T_k = T \end{aligned} \quad (23)$$

25 se resuelve aproximadamente mediante las potencias de transmisión

$$P_k^* \approx \frac{\ln(2)}{\sqrt{G_k} TB} \sum_{j=1}^K \frac{L_j}{\sqrt{G_j}}, \quad k = 1, \dots, K \quad (24)$$

30 y las velocidades de transmisión

$$R_k^* \approx \frac{\sqrt{G_k}}{TB} \sum_{j=1}^K \frac{L_j}{\sqrt{G_j}}, \quad k = 1, \dots, K \quad (25)$$

35 Para el caso discreto, el número de recursos de tiempo-frecuencia N_k utilizados para el enlace de comunicación k es un entero. Además, la velocidad de transmisión R_k para el enlace de comunicación k está limitada en este caso a un conjunto \mathcal{R} de velocidades de transmisión discretas dado por los MCS disponibles. Las potencias de transmisión P_k se pueden seguir considerando como una variable continua definida en un intervalo

$$P_k^{(\min)} \leq P_k \leq P_k^{(\max)} \quad (26)$$

donde $P_k^{(\min)} \geq 0$ es la potencia de transmisión mínima, y $P_k^{(\max)}$ es la potencia de transmisión máxima permitida. Este intervalo se puede considerar como un conjunto continuo \mathcal{P} de valores de potencia. Como una alternativa, las potencias de transmisión P_k se pueden limitar a un conjunto discreto \mathcal{P} de valores de potencia.

5 En el caso discreto, el problema de optimización (23), para valores de SINR bajos, se resuelve aproximadamente mediante las potencias P_k^* de (24) y las velocidades R_k^* de (25), redondeadas a los valores más próximos permisibles, cuando sea necesario.

10 Por inspección de la ecuación (10), se aprecia que el modelo del consumo de potencia se puede escribir de manera más general como un polinomio arbitrario parametrizado en algunas constantes c_i . Además, la velocidad de transmisión o el caudal se pueden escribir asimismo como un polinomio parametrizado en constantes b_i , que dependen de las relaciones de ganancia frente a interferencia más ruido. Calcular la derivada de la función de Lagrange, después de la simplificación, es entonces equivalente a calcular

$$\frac{\partial}{\partial P_k} \left(\sum_{j=1}^K \frac{\sum_{i=0}^{\infty} c_i P_j^i}{\sum_{i=0}^{\infty} b_i P_j^i} + \sum_{j=1}^K \frac{\lambda}{\sum_{i=0}^{\infty} b_i P_j^i} \right) = 0, \quad k = 1, \dots, K \quad (27)$$

15 Sea $a_0 = c_0 + \lambda$ y $a_i = c_i \forall i > 0$. Esto da

$$\frac{\partial}{\partial P_k} \frac{\sum_{i=0}^{\infty} a_i P_k^i}{\sum_{i=0}^{\infty} b_i P_k^i} = 0, \quad k = 1, \dots, K \quad (28)$$

20 lo que implica que

$$\frac{\sum_{i=1}^{\infty} i \cdot a_i P_k^{i-1}}{\sum_{i=0}^{\infty} a_i P_k^i} = \frac{\sum_{i=1}^{\infty} i \cdot b_i P_k^{i-1}}{\sum_{i=0}^{\infty} b_i P_k^i}, \quad k = 1, \dots, K \quad (29)$$

25 Tal como se puede ver, las ecuaciones (29) no son lineales pero, junto con la restricción de los recursos, se pueden resolver con resolutores de ecuaciones numéricas estándar, tal como de Newton-Raphson o similares (las sumas se truncan habitualmente después de unos pocos términos, por ejemplo de 2 a 5 términos).

30 Resolver las ecuaciones (29) proporciona las potencias de transmisión óptimas que, a su vez, se utilizan para calcular las correspondientes velocidades de transmisión.

ABREVIATURAS

- AWGN Ruido blanco gaussiano aditivo
- LTE Evolución a largo plazo
- 35 MCS Esquema de modulación y codificación
- OFDM Multiplexación por división de frecuencias ortogonales
- OFDMA Acceso múltiple por división de frecuencias ortogonales
- RRM Gestión de recursos de radio
- SINR Relación de señal frente interferencia más ruido
- 40 SNR relación de señal frente ruido
- UE Equipo de usuario

REFERENCIA

45 [1] P. Larsson, Z. Zhang, "Communication link adaptation and power control with energy minimization", WO 2007/091930 A1

REIVINDICACIONES

1. Un método para la planificación de asignación de recursos de tiempo-frecuencia para soportar enlaces de comunicación desde un transmisor común (TX) hasta múltiples receptores (RX₁, ..., RX_k) en un sistema de comunicación OFDMA inalámbrico, que incluye las etapas de
 5 seleccionar (S1) un conjunto (RBS) de bloques de recursos (RB) de tiempo-frecuencia para la transmisión de un paquete para cada enlace de comunicación;
 determinar (S2) una medición (G_k) de la relación de ganancia frente a interferencia más ruido para cada enlace de comunicación;
 10 estimar conjuntamente (S3), dentro del conjunto seleccionado de bloques de recursos de tiempo-frecuencia, la potencia de transmisión (P_k) y la velocidad de transmisión (R_k) de los paquetes como funciones de mediciones de relación de ganancia frente a interferencia más ruido determinadas, para minimizar por lo menos aproximadamente el consumo de energía esperado del transmisor; **caracterizado por** las etapas de
 15 seleccionar (S6) por lo menos un conjunto adicional (RBS2) de bloques de recursos (RB) de tiempo-frecuencia para los paquetes;
 estimar conjuntamente (S7), dentro de cada conjunto (RBS2) seleccionado de bloques de recursos de tiempo-frecuencia, la potencia de transmisión y la velocidad de transmisión de los paquetes como funciones de las mediciones de relaciones de ganancia frente a interferencia más ruido determinadas, para minimizar por lo menos aproximadamente el consumo de energía esperado del transmisor;
 20 comparar (S8) los consumos de energía esperados del transmisor para los conjuntos seleccionados (RBS1, RBS2) de bloques de recursos de tiempo-frecuencia y las correspondientes potencias de transmisión y velocidades de transmisión; y
 escoger (S9) un conjunto seleccionado de bloques de recursos de tiempo-frecuencia y las correspondientes potencias de transmisión y velocidades de transmisión estimadas conjuntamente que han tenido como resultado un
 25 mínimo consumo de energía esperado del transmisor para la asignación de los paquetes, en el que el número de enlaces de comunicación desde el transmisor común (TX) hasta los múltiples receptores (RX₁, ..., RX_k) es mayor que el número de receptores (RX₁, ..., RX_k), y en el que la estimación conjunta (S3) incluye las etapas de
 establecer (S4) estimaciones iniciales de la potencia de transmisión, P_k^* , y estimaciones iniciales de la velocidad de
 30 transmisión, R_k^* , de los paquetes a

$$P_k^* = \frac{\ln(2)}{\sqrt{G_k} TB} \sum_{j=1}^K \frac{L_j}{\sqrt{G_j}}, k = 1, \dots, K$$

$$R_k^* = \frac{\sqrt{G_k}}{TB} \sum_{j=1}^K \frac{L_j}{\sqrt{G_j}}, k = 1, \dots, K$$

donde

35 G_k es la medición de la relación de ganancia frente a interferencia más ruido sobre el enlace de comunicación k,
 G_j es la medición de la relación de ganancia frente a interferencia más ruido sobre el enlace de comunicación j,
 T es el tiempo total disponible para la asignación de recursos de tiempo-frecuencia,
 B es el ancho de banda disponible total,
 40 K es el número total de enlaces de comunicación,
 L_j es el número de bits en un paquete en el enlace de comunicación j; y redondear (S5) las estimaciones iniciales P_k^* y R_k^* a los valores permisibles más próximos, cuando sea necesario.

2. El método según la reivindicación 1, en el que la estimación conjunta de la potencia de transmisión (P_k) y de la velocidad de transmisión (R_k) de los paquetes está basada en un modelo de la dependencia de la potencia de transmisión (P_{salida}) con la potencia (P_{entrada}) consumida por el transmisor.

3. El método según la reivindicación 1 ó 2, que incluye las etapas de utilizar el conjunto seleccionado de bloques de recursos de tiempo-frecuencia y las potencias de transmisión y las velocidades de transmisión estimadas conjuntamente para la asignación de los paquetes.

4. Un planificador (18) de asignación de recursos de tiempo-frecuencia para planificar la asignación de recursos de tiempo-frecuencia para soportar enlaces de comunicación desde un transmisor común (TX) hasta múltiples receptores (RX₁, ..., RX_k) en un sistema de comunicación OFDMA inalámbrico, que incluye

55

un selector (30) de bloques de recursos configurado para seleccionar un conjunto (RBS) de bloques de recursos (RB) de tiempo-frecuencia para la transmisión de un paquete para cada enlace de comunicación y para seleccionar por lo menos otro conjunto (RBS2, T₂) de bloques de recursos (RB) de tiempo-frecuencia para los paquetes;

5 un proveedor (34) de mediciones de calidad de los enlaces de comunicación configurado para determinar una medición G_k de la relación de ganancia frente a interferencia más ruido para cada enlace de comunicación;

un estimador (36) de la potencia de transmisión y de la velocidad de transmisión configurado para estimar conjuntamente, dentro del conjunto seleccionado de bloques de recursos de tiempo-frecuencia, la potencia de transmisión (P_k) y la velocidad de transmisión (R_k) de los paquetes como funciones de mediciones de relación de ganancia frente a interferencia más ruido determinadas, para minimizar por lo menos aproximadamente el consumo de energía esperado del transmisor, y **caracterizado por** estar configurado para estimar conjuntamente, dentro de

10 cada conjunto adicional seleccionado (RBS2, T₂) de bloques de recursos de tiempo-frecuencia, la potencia de transmisión y la velocidad de transmisión de los paquetes como funciones de mediciones determinadas de relación de ganancia frente a interferencia más ruido, para minimizar por lo menos aproximadamente el consumo de energía esperado del transmisor; y

15 un comparador (36) de energías configurado para comparar consumos de energía esperados del transmisor para los conjuntos seleccionados (RBS1, RBS2, T₁, T₂) de bloques de recursos de tiempo-frecuencia y las correspondientes potencias de transmisión y velocidades de transmisión, y para elegir un conjunto seleccionado de bloques de recursos de tiempo-frecuencia y las correspondientes potencias de transmisión y velocidades de transmisión estimadas conjuntamente que ha tenido como resultado un mínimo consumo de energía esperado del transmisor para la asignación de los paquetes,

20 en el que el número de enlaces de comunicación desde el transmisor común (TX) hasta los múltiples receptores (RX₁, ..., RX_k) es mayor que el número de receptores (RX₁, ..., RX_k), y en el que el estimador (36) de la potencia de transmisión y de la velocidad de transmisión está configurado para establecer las estimaciones iniciales de la potencia de transmisión, P_k^{*}, y las estimaciones iniciales de la velocidad de transmisión, R_k^{*}, de los paquetes, como

25

$$P_k^* = \frac{\ln(2)}{\sqrt{G_k} TB} \sum_{j=1}^K \frac{L_j}{\sqrt{G_j}}, k = 1, \dots, K$$

$$R_k^* = \frac{\sqrt{G_k}}{TB} \sum_{j=1}^K \frac{L_j}{\sqrt{G_j}}, k = 1, \dots, K$$

donde

30 G_k es la medición de la relación de ganancia frente a interferencia más ruido sobre el enlace de comunicación k,

G_j es la medición de la relación de ganancia frente a interferencia más ruido sobre el enlace de comunicación j,

35 T es el tiempo total disponible para la asignación de recursos de tiempo-frecuencia,

B es el ancho de banda disponible total,

K es el número total de enlaces de comunicación,

L_j es el número de bits en un paquete en el enlace de comunicación j; y configurado para redondear a continuación las estimaciones iniciales P_k^{*} y R_k^{*} a los valores permisibles más próximos, cuando sea necesario.

40

5. Un nodo de red para un sistema de comunicación OFDMA inalámbrico, incluyendo dicho nodo de red un planificador (18) de asignación de recursos de tiempo-frecuencia de acuerdo con la reivindicación 4.

45 6. El nodo de red según la reivindicación 5, en el que dicho nodo de red es una estación base.

7. El nodo de red según la reivindicación 5, en el que dicho nodo de red es una estación de radioenlace.

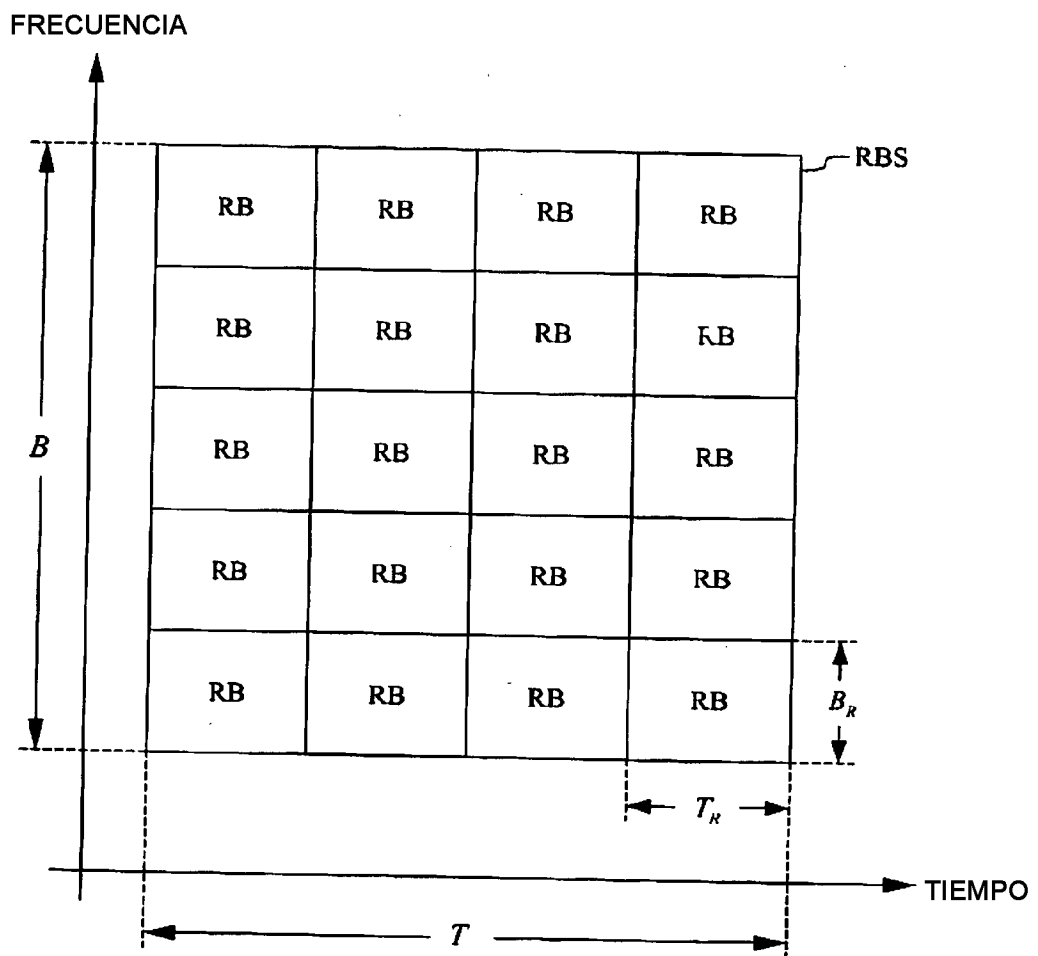
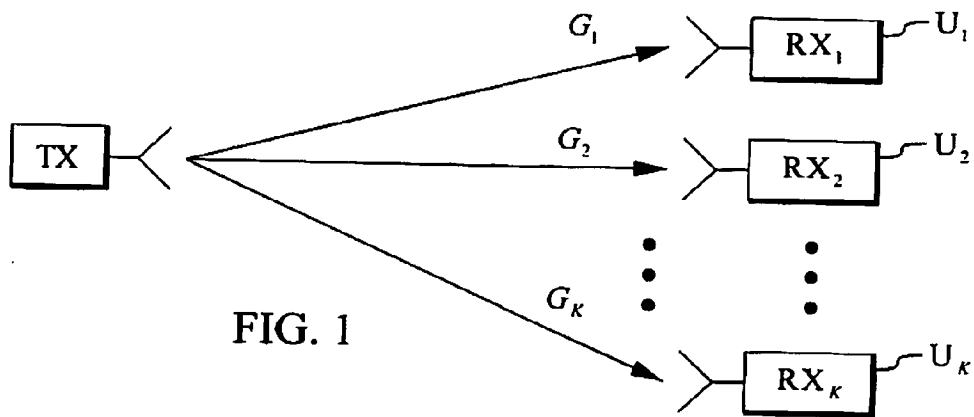


FIG. 2

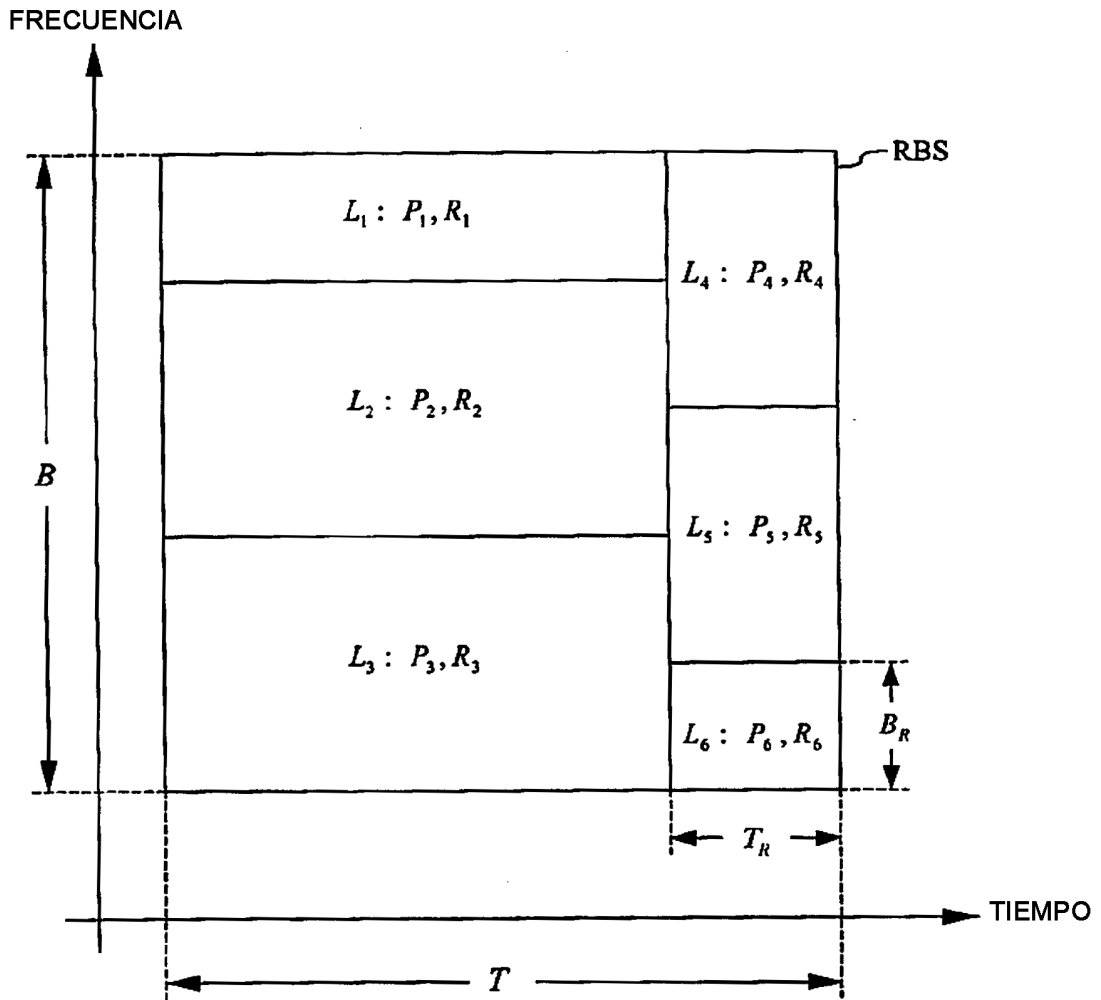


FIG. 3

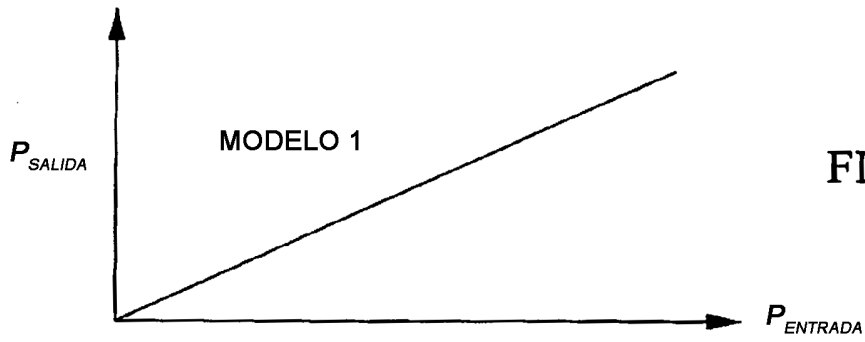


FIG. 4A

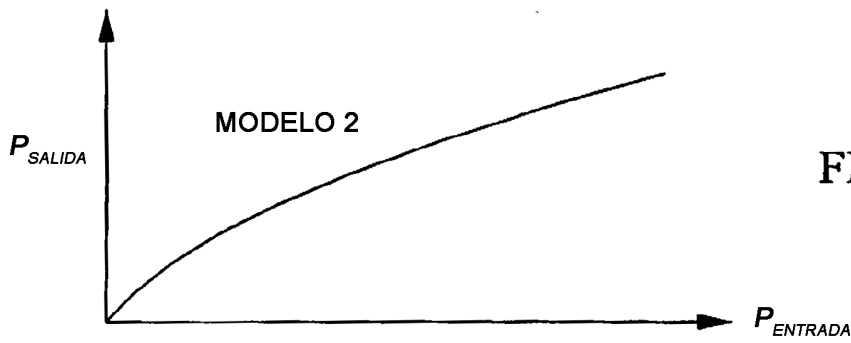


FIG. 4B

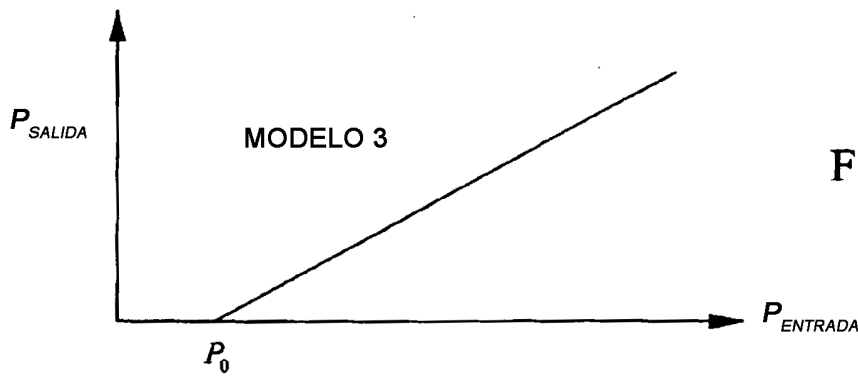


FIG. 4C

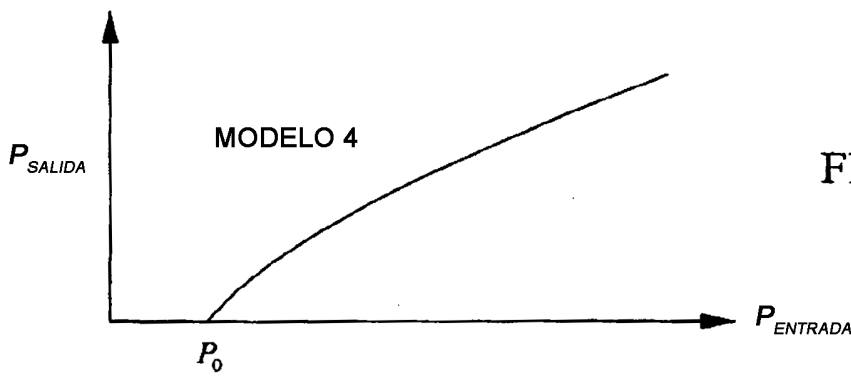


FIG. 4D

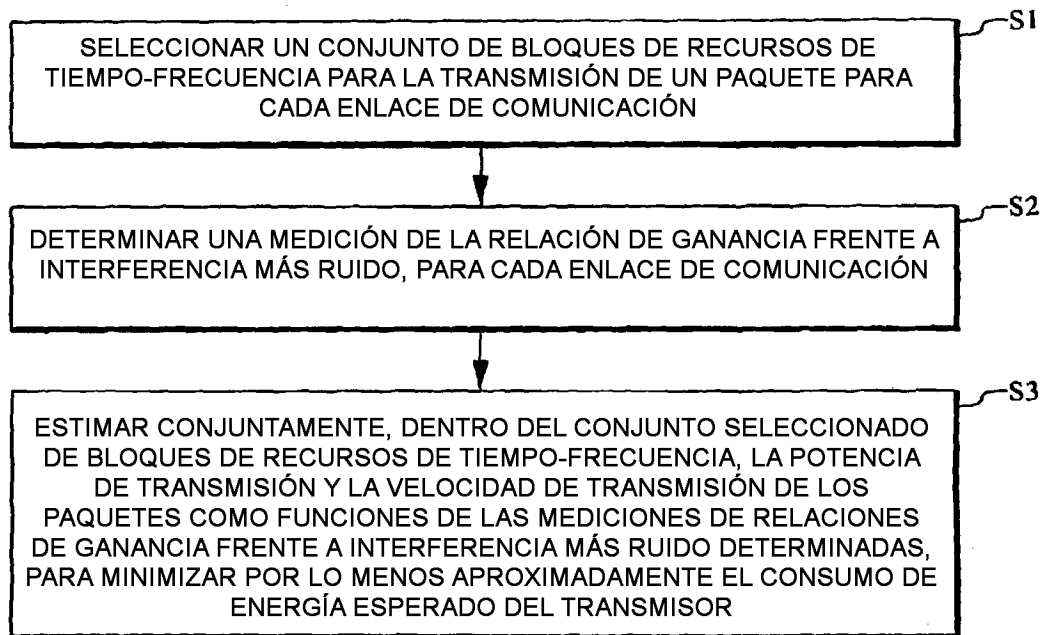
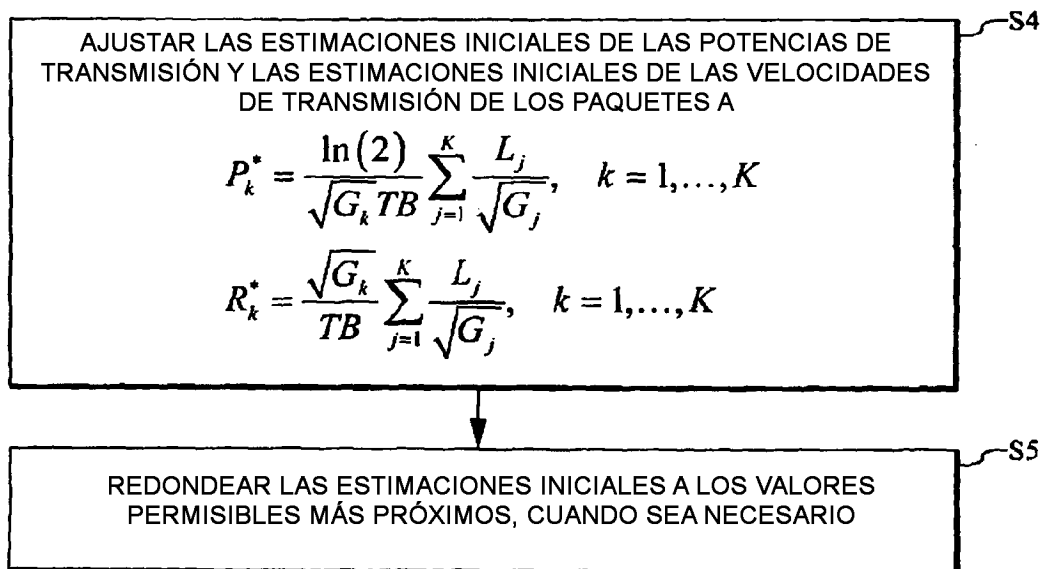


FIG. 5



$$P_k^* = \frac{\ln(2)}{\sqrt{G_k} TB} \sum_{j=1}^K \frac{L_j}{\sqrt{G_j}}, \quad k = 1, \dots, K$$

$$R_k^* = \frac{\sqrt{G_k}}{TB} \sum_{j=1}^K \frac{L_j}{\sqrt{G_j}}, \quad k = 1, \dots, K$$

FIG. 6

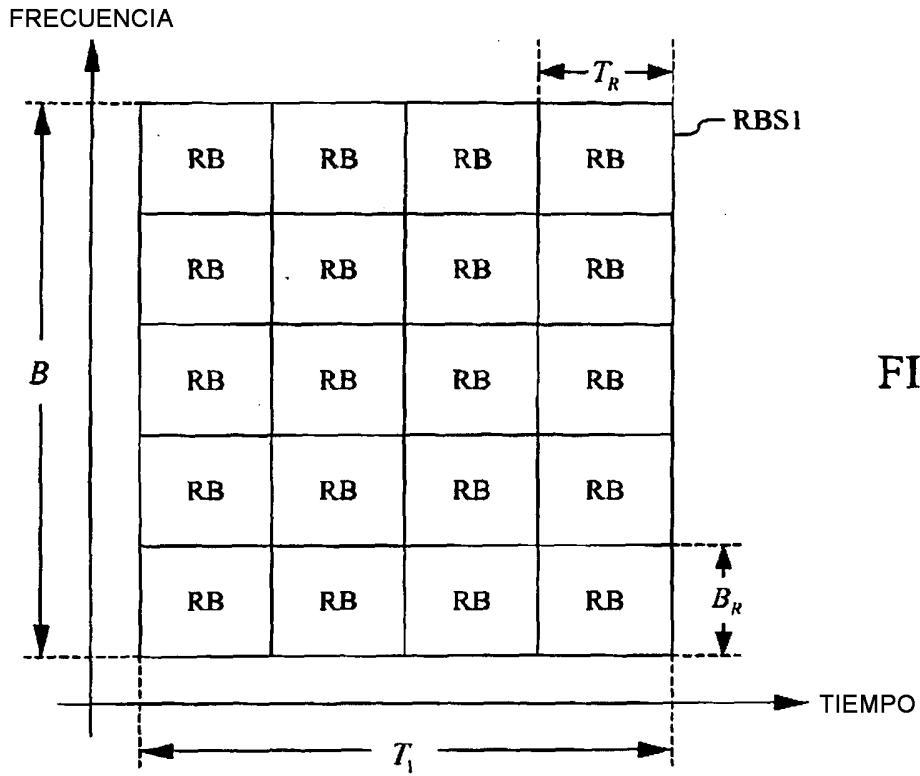


FIG. 7A

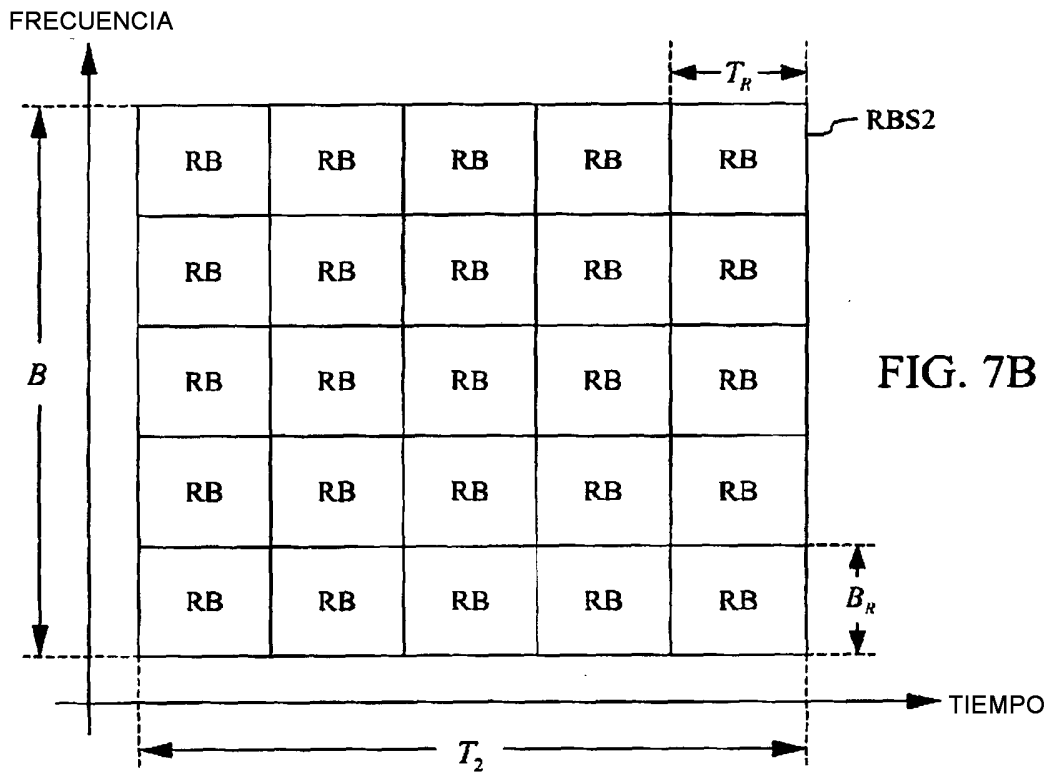


FIG. 7B

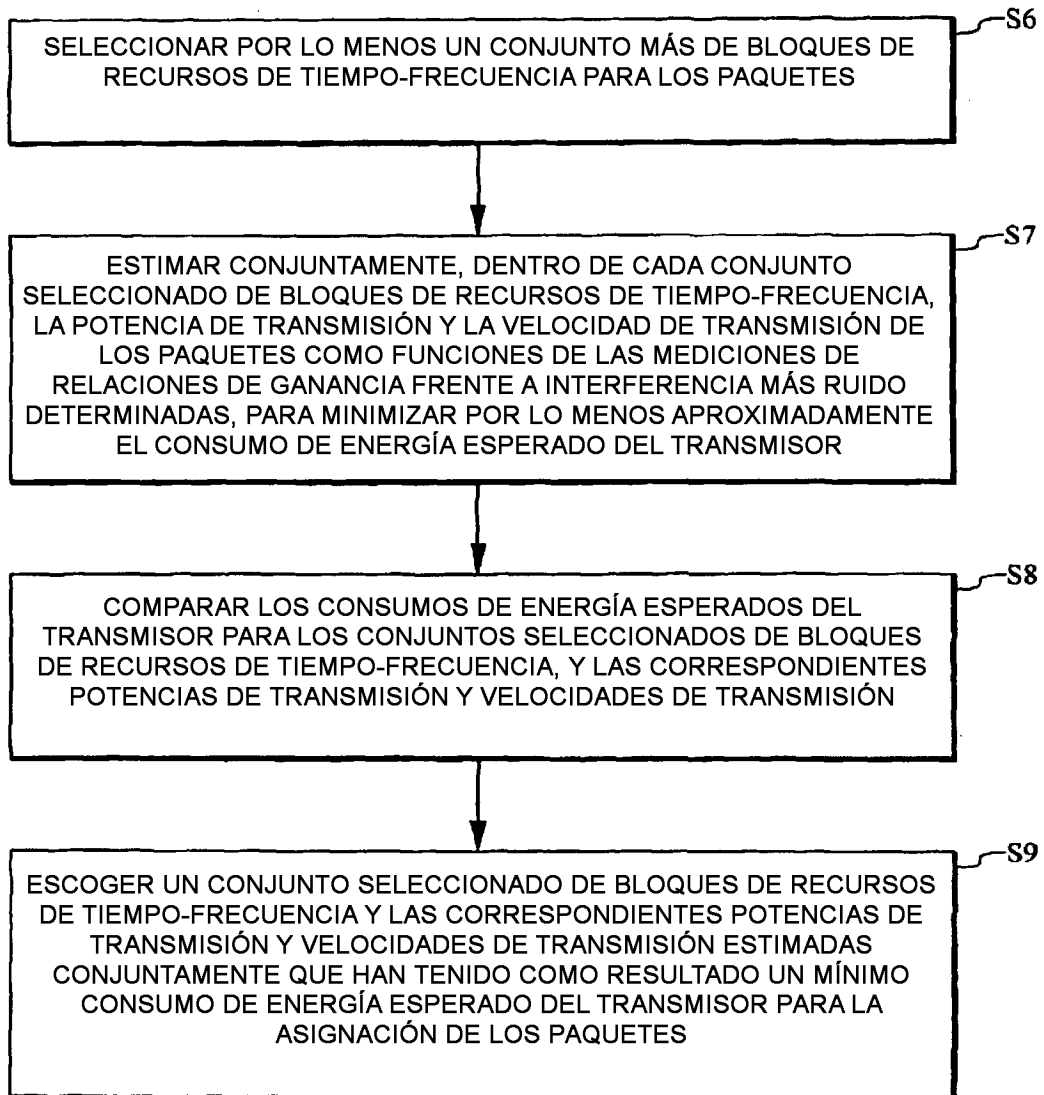


FIG. 8

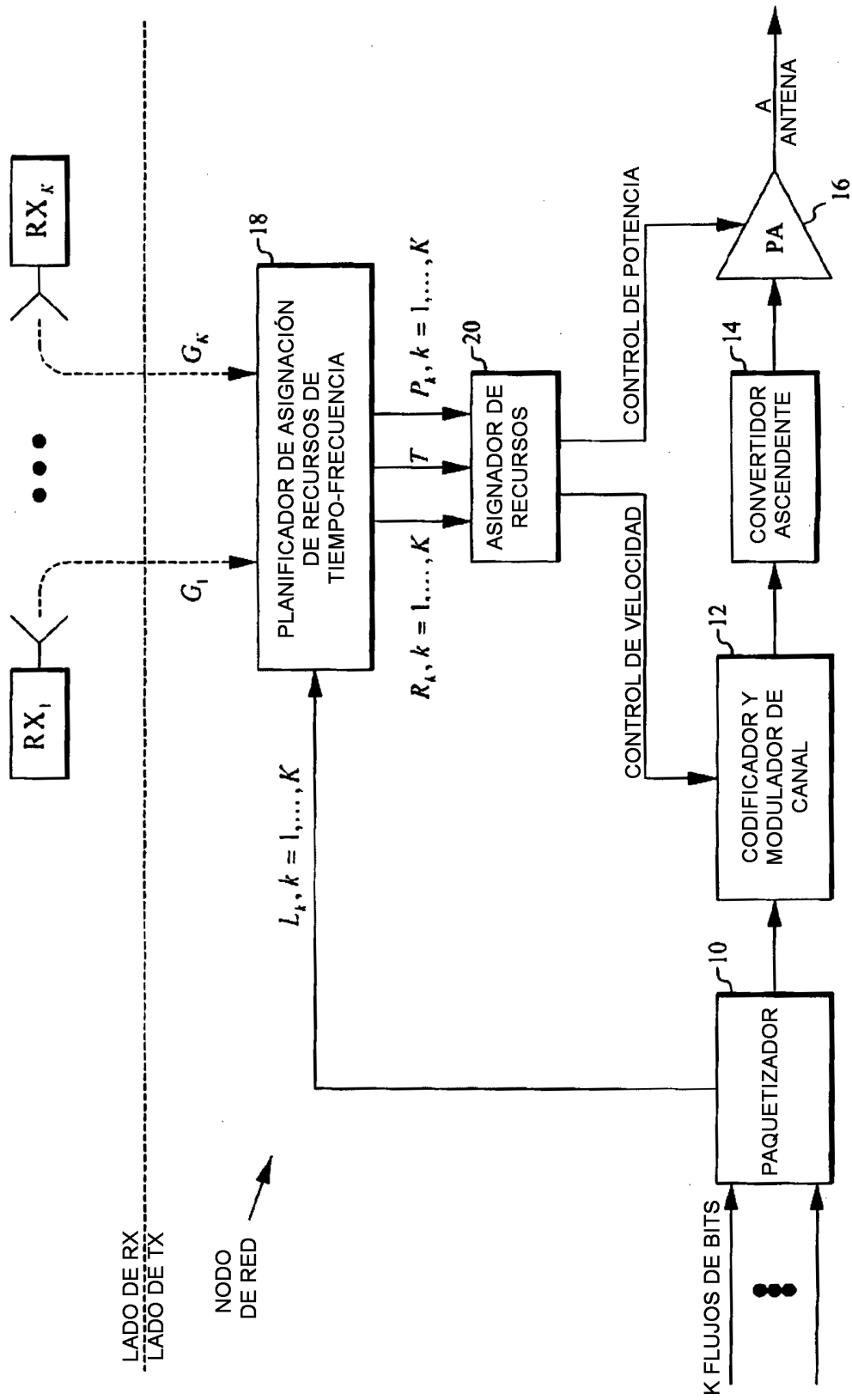


FIG. 9

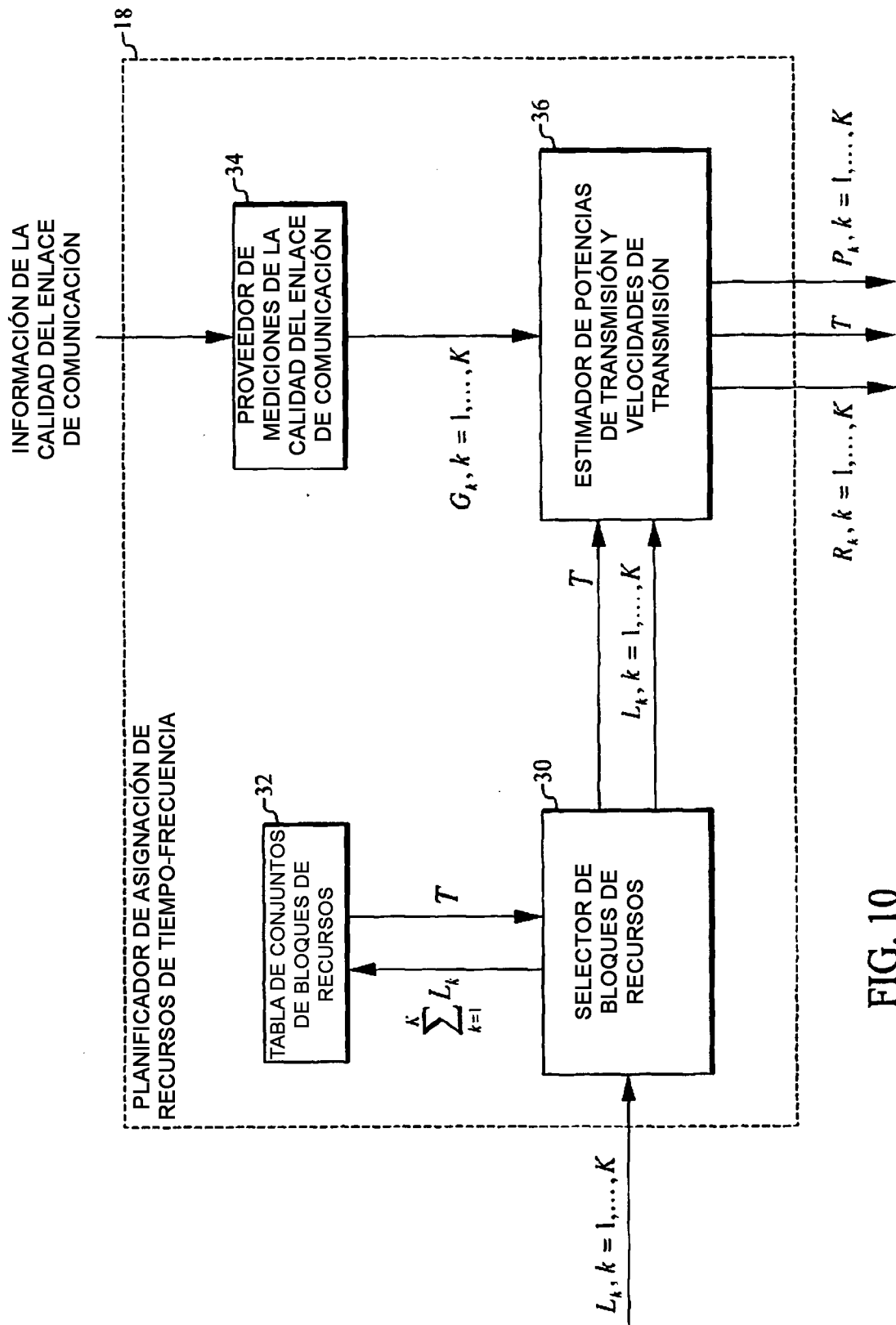


FIG. 10

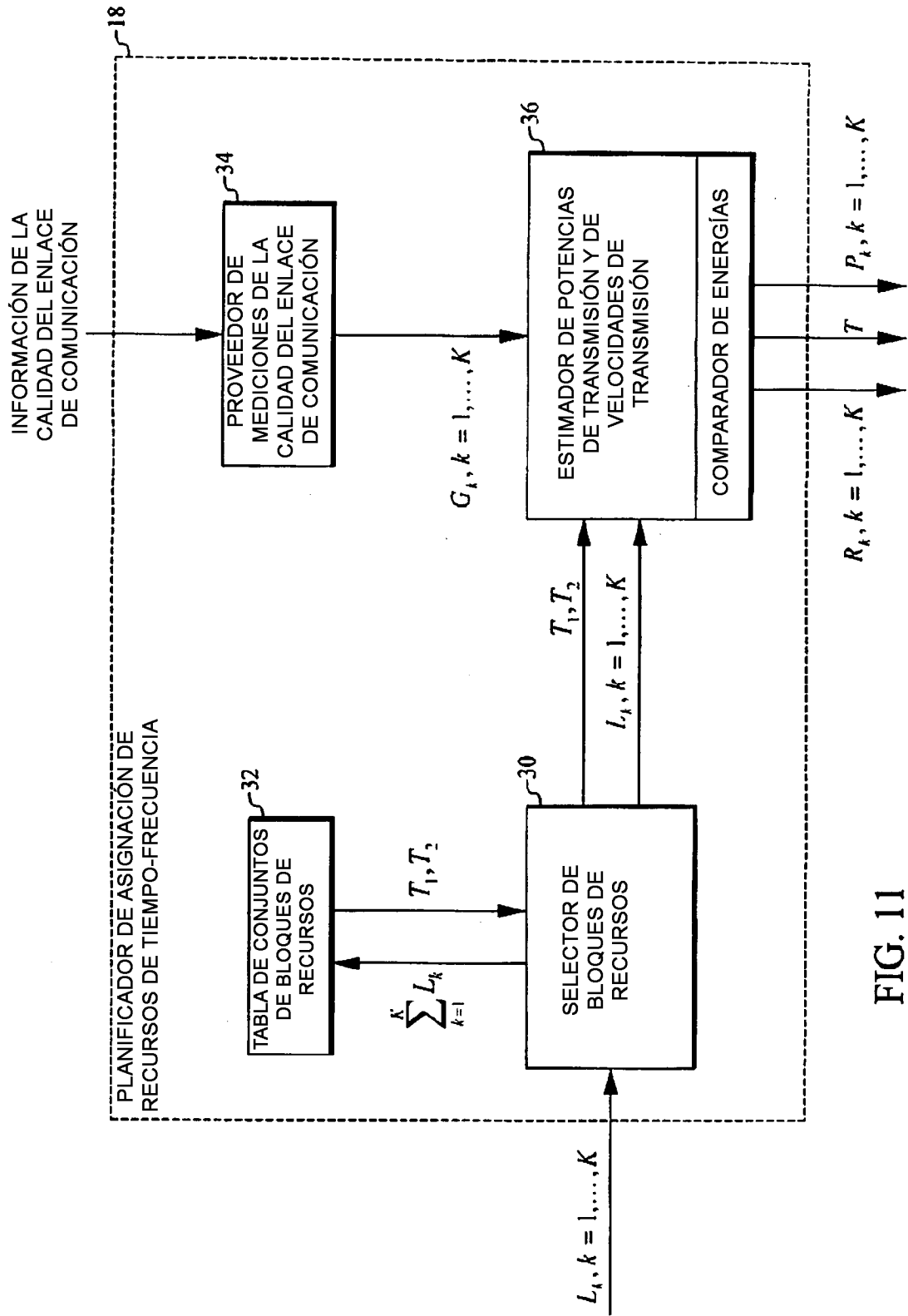


FIG. 11