

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 425 468**

21 Número de solicitud: 201131183

51 Int. Cl.:

**H04B 7/02** (2006.01)

**H04B 7/04** (2006.01)

12

SOLICITUD DE PATENTE

A2

22 Fecha de presentación:

**13.07.2011**

43 Fecha de publicación de la solicitud:

**15.10.2013**

71 Solicitantes:

**TELFÓNICA, S.A. (100.0%)**  
**C/ GRAN VÍA, 28**  
**28013 MADRID ES**

72 Inventor/es:

**GARCÍA ARMADA, Ana;**  
**PABLO GONZÁLEZ, M<sup>a</sup> Luz;**  
**SÁNCHEZ FERNÁNDEZ, Matilde;**  
**CORVAJA, Roberto y**  
**BERBERANA FERNÁNDEZ MURIAS, Ignacio**

74 Agente/Representante:

**ARIZTI ACHA, Monica**

54 Título: **MÉTODO PARA OPTIMIZAR LA ASIGNACIÓN DE POTENCIA DE FLUJOS DE USUARIO TRANSMITIDOS DESDE ESTACIONES BASE EN SISTEMAS DE TRANSMISIÓN DE ESTACIÓN BASE COORDINADA**

57 Resumen:

Método para optimizar la asignación de potencia de flujos de usuario transmitidos desde estaciones base en sistemas de transmisión de estación base coordinada.

En el método de la invención dichos sistemas CBST emplean técnicas de diagonalización de bloques y se despliegan en escenarios MIMO-OFDM, y comprende además usar una nueva técnica de distribución óptima de potencia que proporciona un rendimiento muy próximo al ideal teórico pero con una complejidad computacional reducida.

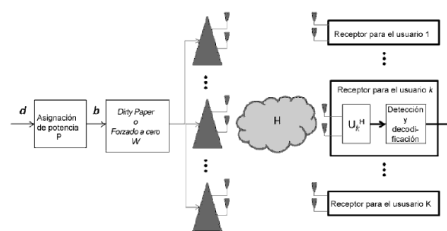


Figura 2

## DESCRIPCIÓN

**MÉTODO PARA OPTIMIZAR LA ASIGNACIÓN DE POTENCIA DE FLUJOS DE USUARIO TRANSMITIDOS DESDE ESTACIONES BASE EN SISTEMAS DE TRANSMISIÓN DE ESTACIÓN BASE COORDINADA**

Campo de la técnica

5           La presente invención se refiere, en general, a un método para optimizar la asignación de potencia de flujos de usuario transmitidos desde estaciones base en sistemas de transmisión de estación base coordinada, empleando dichos sistemas CBST técnicas de diagonalización de bloques con el fin de eliminar la interferencia entre usuarios y desplegándose en escenarios MIMO-OFDM. Más particularmente se  
10           refiere a un método que emplea una nueva técnica de *waterfilling* (distribución óptima de potencia) que proporciona un rendimiento muy próximo al ideal teórico pero con una complejidad computacional reducida.

Estado de la técnica anterior

15           Durante los últimos años, el uso de OFDM (multiplexación por división de frecuencia ortogonal), una técnica de transmisión multiportadora para transmitir información en paralelo sobre múltiples subportadoras, se ha convertido en una solución al problema de transmisión de datos sobre canales inalámbricos con gran dispersión de retardo [1]. Por este motivo, se ha adoptado en varias normas  
20           inalámbricas tales como difusión de audio digital (DAB), difusión de vídeo digital (DVB-T), 802.11a/g/n de IEEE (Wi-Fi), 802.16e/m de IEEE (WiMAX), y LTE (evolución a largo plazo) y LTE avanzada de 3GPP.

          OFDM puede combinarse con agrupaciones de antenas en el transmisor y el receptor para aumentar la ganancia de diversidad y/o para mejorar la capacidad del  
25           sistema en canales selectivos en frecuencia y variables en el tiempo. Se han propuesto técnicas de múltiples entradas múltiples salidas (MIMO) como medio para aprovechar el aumento posible de ganancia y capacidad [2]. Sin embargo, el procesamiento MIMO en redes celulares reales se enfrenta con un problema significativo: lograr aumento de capacidad y ganancia a través de técnicas MIMO  
30           requiere valores de relaciones señal a ruido más interferencia (SINR) significativos, del orden de 15 dB [3], y estos valores de SINR pueden encontrarse únicamente en las proximidades de las estaciones base.

          Como resultado, en sistemas de banda ancha móvil que usan estas tecnologías, se observa una diferencia considerable entre el rendimiento de centro de  
35           célula y de borde de célula debido a la interferencia entre células, especialmente

cuando se emplea reutilización de frecuencia uno, que plantea la principal limitación de las redes móviles del estado de la técnica. Por tanto es clave para una verdadera ubicuidad de banda ancha móvil salvar esta diferencia introduciendo técnicas innovadoras.

5 Se han propuesto varias soluciones tecnológicas para resolver los problemas identificados basadas en transmisión de estación base cooperativa. Por un lado, las técnicas de BS cooperativa permiten a un usuario beneficiarse de la comunicación desde múltiples BS, especialmente en el límite de célula. La diversidad aumenta, la calidad de comunicación aumenta, y en general, el presupuesto de enlace global es  
10 más favorable, llevando a menos consumo de energía a nivel de sistema. Por otro lado, el uso de repetidores disminuye la distancia vista por el usuario (en el límite de célula) y la infraestructura. Como resultado, el usuario puede alcanzar el repetidor con menos potencia, ahorrando duración de la batería y disminuyendo simultáneamente su contribución a la interferencia.

15 Recientemente se ha trabajado en manejar la interferencia en sistemas celulares con reutilización uno. En [4] se propone un algoritmo de diagonalización de bloques (BD) que tiene en cuenta la presencia de interferencia de otra célula (OCI) para un enlace descendente MIMO multiusuario. Se usa un filtro blanqueador para la eliminación de interferencia en el receptor y un precodificador que usa la matriz de  
20 covarianza de interferencia más ruido para cada usuario en el transmisor en la estación base. En esta propuesta el transmisor tiene perfecta información de estado del canal (CSI) y perfecto conocimiento del filtro blanqueador. Hasta ahora, esta técnica se ha empleado habitualmente sobre canales de desvanecimiento plano.

En la figura 1 se mostrará una ilustración de este sistema, en la que la señal  
25 equivalente recibida tras el filtro de eliminación de interferencia se da por:

$$\begin{aligned} r_k &= W_k H_k x_k + W_k H_k \sum_{l=1, l \neq k}^K x_l + W_k z_k = W_k H_k M_k s_k + W_k H_k \sum_{l=1, l \neq k}^K M_l s_l + W_k z_k = \\ &= W_k H_k B_k D_k s_k + W_k H_k \sum_{l=1, l \neq k}^K B_l D_l s_l + W_k z_k = \bar{H}_{eff,k} D_k s_k + W_k z_k \end{aligned}$$

donde la interferencia de otros usuarios se elimina usando el precodificador  $B_k$ . La matriz  $W_k$  es un filtro de blanqueador o de eliminación de interferencia que está determinado únicamente por la matriz de covarianza de interferencia más ruido  
30 independiente de cada canal de usuario. Por otro lado, el precodificador  $M_k$  es una cascada de dos matrices de precodificación  $B_k$  y  $D_k$  para diagonalización de bloques ( $M_k = B_k D_k$ ) donde  $B_k$  elimina la interferencia entre células y  $D_k$  se usa para

paralelización y asignación de potencia por medio de la técnica de distribución óptima de potencia convencional. El precodificador de transmisión  $M_k$  requiere la descomposición de valor individual (SVD, *Singular value decomposition*) de  $\bar{H}_{eff,k}$  que incluye  $W_k$  como la información de la matriz de covarianza de interferencia más ruido para cada usuario:

$$\bar{H}_{eff,k} = W_k H_k B_k = U_k \begin{bmatrix} \Lambda_k \\ 0 \end{bmatrix} V_k^H$$

Así cada receptor tiene que notificar  $W_k$  al transmisor.

En [5] los autores analizan varios enfoques para superar la interferencia en redes celulares MIMO. Si se conoce la interferencia por los transmisores, la codificación cooperativa entre las estaciones base que usan Dirty Paper Coding (DPC) puede suprimir la OCI. Este esquema se ha mostrado para alcanzar la capacidad (teórica máxima) del canal de enlace descendente MIMO multiusuario. Sin embargo, tiene una alta complejidad computacional.

En [6] [7] se proponen varias estrategias para realizar transmisión de estación base coordinada (CBST). La interferencia se elimina coordinando en conjunto y coherentemente la transmisión desde las estaciones base en la red, suponiendo que las estaciones base conocen todas las señales de enlace descendente.

En un esquema de transmisión de estación base coordinada (CBST), la señal transmitida desde una BS particular puede llegar eventualmente, dependiendo de las condiciones de propagación, a un cierto número de usuarios adyacentes en el sistema celular a los que dan servicio otras BS. Bajo este supuesto, el canal puede modelarse mediante una matriz  $\mathbf{H}$   $N \cdot r \times M \cdot t$  en la que cada coeficiente de la matriz representa el desvanecimiento desde cada antena de transmisión en la BS hasta cada antena de recepción en el lado de usuario. El modelo de señal recibida es el siguiente:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

donde  $\mathbf{y}$  es el vector de señal  $N \cdot r \times 1$  recibido,  $\mathbf{x}$  es el vector de señal  $M \cdot t \times 1$  transmitido desde todas las BS, y  $\mathbf{n}$  es el vector de ruido gaussiano complejo independiente e idénticamente distribuido  $N_r \times 1$  con varianza  $\sigma^2$ .

Si  $\mathbf{H}_k$ , con  $k = 1 \dots N$ , se define como la matriz de canal  $r \times M \cdot t$  vista por el usuario  $k$ , entonces

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^T & \mathbf{H}_2^T & \dots & \mathbf{H}_N^T \end{bmatrix}$$

donde el superíndice  $T$  significa la transpuesta.

Para el escenario CBST  $\mathbf{x}$  puede definirse de la siguiente manera

$$\mathbf{x} = \sum_{i=1}^r b_{1i} \mathbf{w}_{1i} + \sum_{i=1}^r b_{2i} \mathbf{w}_{2i} + \dots + \sum_{i=1}^r b_{Ni} \mathbf{w}_{Ni} = \mathbf{W}\mathbf{b}$$

donde  $b_{ki}$  representa el símbolo  $i$ -ésimo para el usuario  $k$  transmitido con potencia  $P_{ki}$ , y  $\mathbf{w}_{ki} = [w_{ki}^1, \dots, w_{ki}^{(m-1)t+j}, \dots, w_{ki}^{Mt}]^T$  son los vectores de precodificación siendo  $w_{ki}^{(m-1)t+j}$  el peso de la antena de transmisión  $j$ -ésima ( $j = 1 \dots t$ ) de la estación

5 base  $m$ -ésima para el símbolo  $i$ -ésimo del usuario  $k$  transmitido.

La matriz de precodificación

$$\mathbf{W} = [\mathbf{w}_{11}, \dots, \mathbf{w}_{1r}, \dots, \mathbf{w}_{k1}, \dots, \mathbf{w}_{kr}, \dots, \mathbf{w}_{N1}, \dots, \mathbf{w}_{Nr}]$$

se obtendrá bajo unos criterios de forzado a cero para garantizar que

$$\mathbf{H}_k [\mathbf{w}_{q1}, \mathbf{w}_{q2}, \dots, \mathbf{w}_{qr}] = \begin{cases} \mathbf{0} & k \neq q \\ \mathbf{U}_k \mathbf{S}_k & k = q \end{cases}$$

10  $\|\mathbf{w}_{ki}\|^2 = 1, k = 1, \dots, N, i = 1, \dots, r$

donde  $\mathbf{U}_k$  es una matriz unitaria y  $\mathbf{S}_k = \text{diag}\{(\lambda_{k1})^{1/2}, (\lambda_{k2})^{1/2}, \dots, (\lambda_{kr})^{1/2}\}$  es una matriz diagonal que contiene las raíces cuadradas de los valores propios distintos de cero de la matriz  $\mathbf{Q}_k \mathbf{Q}_k^T$ , siendo  $\mathbf{Q}_k$  la parte de la matriz de canal  $\mathbf{H}_k$  ortogonal al subespacio abarcado por los canales  $\mathbf{H}_q$  de otros usuarios ( $q \neq k$ ).

15 Entonces, la señal recibida puede expresarse como

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 \mathbf{S}_1 & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{U}_2 \mathbf{S}_2 & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{U}_N \mathbf{S}_N \end{bmatrix} \mathbf{b} + \mathbf{n}$$

Cada usuario puede girar de manera independiente la señal recibida y desacoplar los diferentes flujos

$$\tilde{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{U}_2 & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{U}_N \end{bmatrix} \mathbf{y} = \begin{bmatrix} (\lambda_{11})^{1/2} b_{11} \\ \vdots \\ (\lambda_{1r})^{1/2} b_{1r} \\ \vdots \\ (\lambda_{Nr})^{1/2} b_{Nr} \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{n}}$$

20 donde el ruido  $\tilde{\mathbf{n}}_k$  permanece blanco con la misma covarianza debido a la transformación unitaria.

Por tanto, la señal obtenida por el usuario  $k$ -ésimo puede expresarse como:

$$\mathbf{y} = \mathbf{U}_k \mathbf{S}_k \mathbf{b}_k + \tilde{\mathbf{n}}_k = \begin{bmatrix} (\lambda_{k1})^{1/2} \mathbf{b}_{k1} \\ \vdots \\ (\lambda_{kr})^{1/2} \mathbf{b}_{kr} \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{n}}_k$$

Por tanto, bajo una estrategia de diagonalización de bloques ideal, el sistema global puede verse como un conjunto de canales paralelos sin interferencia. El problema radica en determinar las potencias implicadas en este sistema paralelo (“asignación de potencia” tal como se mostrará en la figura 2). La solución óptima puede obtenerse de manera numérica usando optimización convexa tal como en [6] y [7]. Sin embargo, se asocia con una fuerte complejidad computacional. En esta invención, se propone un esquema que logra un rendimiento muy próximo al óptimo pero sin su alta complejidad.

#### Descripción de la invención

Es necesario ofrecer una alternativa al estado de la técnica que cubra las lagunas encontradas en la misma, particularmente en relación con la falta de propuestas que permitan reducir la gran complejidad computacional asociada a la optimización convexa, que es la técnica óptima usada para resolver el problema de asignación de potencia en sistemas CBST.

Para ello, la presente invención proporciona un método para optimizar la asignación de potencia de flujos de usuario transmitidos desde estaciones base en sistemas de transmisión de estación base coordinada, empleando dichos sistemas CBST técnicas de diagonalización de bloques con el fin de eliminar la interferencia entre usuarios y desplegándose en escenarios MIMO-OFDM, en los que dicha optimización se somete a una pluralidad de limitaciones en la transmisión de potencia máxima disponible desde cada estación base.

A diferencia de las propuestas conocidas, en el método de la invención, de manera característica comprende resolver dicha optimización de asignación de potencia con una única limitación que considera una estación base equivalente entre dichas estaciones base, en el que dicha única limitación es la más estricta de dicha pluralidad de limitaciones.

El método de la invención comprende usar una nueva técnica de distribución óptima de potencia que proporciona un rendimiento muy próximo al ideal teórico pero con una complejidad computacional reducida.

Otras realizaciones del método del primer aspecto de la invención se describen según las reivindicaciones 2 a 7 adjuntas, y en una sección posterior relativa a la descripción detallada de varias realizaciones.

5 Breve descripción de los dibujos

Las anteriores y otras ventajas y características 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 de Estado de la técnica anterior), que deben considerarse de una manera  
10 ilustrativa y no limitativa, en los que:

La figura 1 muestra los sistemas actuales de MIMO multiusuario de enlace descendente con diagonalización de bloques en presencia de interferencia.

La figura 2 muestra el esquema general actual para sistemas de transmisión de estación base coordinada.

15 La figura 3 muestra un posible escenario en el que puede aplicarse el método de la invención, según una realización de la presente invención.

La figura 4 muestra las tasas de transmisión medias que pueden lograrse en función del número de antenas de transmisión por cada estación base que compara los tres enfoques diferentes y la ubicación de potencia uniforme como referencia,  
20 según los resultados numéricos obtenidos con el método de la presente invención.

La figura 5 muestra la zona de tasas de transmisión que pueden lograrse para cada esquema propuesto, según los resultados numéricos obtenidos aplicando el método de la presente invención.

25 Descripción detallada de varias realizaciones

La presente invención está dirigida a métodos y aparatos para mejorar el rendimiento global en el sistema de comunicaciones móviles de LTE avanzada (LTE-A) que soporta transmisión de estación base cooperativa en el enlace descendente. La invención propone un método para optimizar la asignación de potencia a los flujos de  
30 usuario que van a transmitirse desde diferentes estaciones base. Se emplea un esquema de BD para eliminar la interferencia entre usuarios, usando una nueva técnica de distribución óptima de potencia que proporciona un rendimiento muy próximo al ideal teórico pero con una complejidad computacional reducida.

La transmisión y recepción multipunto coordinada (CoMP; Coordinated multi-  
35 point) ha sido considerada por LTE avanzada como una herramienta para mejorar la

cobertura de altas tasas de transmisión de datos, del rendimiento de borde de célula, y también para aumentar el rendimiento del sistema.

El 3GPP ha estado trabajando en LTE-A desde comienzos de 2008. En marzo de 2010 se terminó un artículo de estudio sobre punto múltiple coordinado (CoMP) y se comenzó un artículo de trabajo sobre coordinación de interferencia entre células extendida para despliegues cocanal de redes heterogéneas. Se han tomado las primeras decisiones y formarán la base para la normalización de LTE avanzada en la *Release* 10 que están reflejándose en el informe técnico TR 36.814 de 3GPP.

Actualmente, está analizándose CoMP en 3GPP como artículo de estudio. El marco del estudio de CoMP cubrirá CoMP tanto de intraeNodo B como de intereNodo B, e incluye la investigación de cooperación de dominio espacial, por ejemplo, planificación entre células de dominio espacial y/o coordinación de interferencia, y otros métodos de cooperación. Algunos objetivos son: evaluar los beneficios de rendimiento de funcionamiento CoMP y el soporte de especificación requerido para ciertos escenarios propuestos, identificar mejoras de potencial para el funcionamiento DL-CoMP, evaluar la aplicabilidad de la interfaz X2 para diferentes modos/esquemas CoMP, e identificar el potencial impacto de normalización para el funcionamiento UL-CoMP y evaluar su beneficio en cuanto al rendimiento.

El sistema de la invención se aplica a un sistema inalámbrico OFDM en el que el transmisor y el receptor conocen todo el canal. Este es habitualmente el caso para un sistema de transmisión bidireccional en el que la CSI está disponible en el lado de receptor después de la estimación de canal y puede usarse un canal de señalización para reenviar la CSI al transmisor, como LTE. El sistema está previsto para implementar transmisión coordinada para el enlace descendente, en el que  $M$  estaciones base (BS) dan servicio a  $N$  UE. Cada estación base tiene  $t$  antenas de transmisión y cada UE tiene  $r$  antenas de recepción. Las condiciones operativas se caracterizan por un canal de desvanecimiento de bloque lineal con desvanecimiento selectivo de frecuencia y ruido gaussiano aditivo. Siempre que la longitud del prefijo cíclico se elija más larga que la respuesta de impulso más larga, el canal visto por cada usuario puede descomponerse en subportadoras planas independientes  $N_{OFDM}$  (al mismo tiempo, un conjunto de subportadoras pueden agruparse en subcanales). Un ejemplo del sistema analizado se representó en la figura 3.

Extendiendo las ecuaciones anteriores a señales OFDM, las tasas que pueden lograrse por cada usuario en un escenario MIMO-OFDM basado en CBST con la técnica de diagonalización de bloques son las siguientes

$$R_k = \sum_{p=1}^{N_{\text{OFDM}}} \sum_{i=1}^r \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_{ki}^p P_{ki}^p}{\sigma^2} \right) \quad (1)$$

Con el fin de maximizar una suma ponderada de las tasas  $R_k$  para el conjunto de usuarios, se requiere resolver el siguiente problema de optimización en términos de la potencia  $P_{ki}^p$  asignada al flujo  $i$ -ésimo del usuario  $k$ :

$$\max \left\{ \sum_{k=1}^N \alpha_k \sum_{p=1}^{N_{\text{OFDM}}} \sum_{i=1}^r \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_{ki}^p P_{ki}^p}{\sigma^2} \right) \right\} \quad (2)$$

sometida a una limitación en la potencia máxima disponible para la transmisión desde cada estación base  $P_{\max}$ :

$$P_{BSm} = \underbrace{\sum_{j=1}^t \sum_{p=1}^{N_{\text{OFDM}}} \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^r P_{ki}^p |w_{ki}^{p,((m-1)t+j)}|^2}_{\text{potencia de antena de transmisión } j} \leq P_{\max} \quad \forall m = 1 \dots M \quad (3)$$

En (2) los valores  $\alpha_k \in [0,1]$ ,  $\sum_{k=1}^N \alpha_k = 1$ , pueden verse como indicadores de las prioridades de los usuarios: cuanto más próximo a 1 es  $\alpha_k$ , mayor será la prioridad dada al usuario  $k$ . En el caso particular de  $\alpha_k = 1/N$ , para todo  $k$ , la solución del problema anterior maximiza la tasa de suma.

El problema anterior es convexo puesto que la función logarítmica es cóncava en las asignaciones de potencias, la operación de adición preserva la concavidad y las limitaciones (3) son lineales. Por tanto puede resolverse mediante técnicas de optimización convexa convencionales [8]. Esta solución óptima viene dada por:

$$P_{ki}^p = \sigma^2 \left[ \frac{\alpha_k}{\ln(2) L_{ki}^p} - \frac{1}{\lambda_{ki}^p} \right]$$

$$L_{ki}^p = - \sum_{m=1}^M \sum_{j=1}^t \mu_m |w_{ki}^{p,(m-1)t+j}|^2$$

$$\sum_{j=1}^t \sum_{p=1}^{N_{\text{OFDM}}} \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^r P_{ki}^p |w_{ki}^{p,(m-1)t+j}|^2 = P_{\max}$$

que se asemeja a la ampliamente conocida distribución óptima de potencia. Sin embargo, en el presente documento el nivel de distribución (*waterlevel*) es diferente para cada símbolo  $i$  que va a transmitirse a cada usuario  $k$  en cada subportadora  $p$ . Aunque los valores de los niveles de distribución pueden hallarse nuevamente mediante técnicas de optimización convexas, todavía tiene una complejidad computacional similar. Así, las soluciones de forma cerrada, aunque no sean del todo óptimas, serían deseables con el fin de reducir estos recursos y tiempo

computacionales requeridos para la optimización.

Esta invención propone un nuevo método para resolver el problema de asignación de potencia descrito anteriormente que hace posible implementarlo de manera computacionalmente eficaz sin degradación significativa del rendimiento.

- 5 Considerando la más estricta de las limitaciones en (3), el problema puede reducirse a una estación base  $m_0$  “equivalente” que tiene para cada símbolo transmitido a cada usuario los pesos de precodificación cuya suma de valores al cuadrado es máxima entre todas las BS, es decir:

$$\Omega_{ki}^p = \max_{m=1\dots M} \left( \sum_{j=1}^t |w_{ki}^{p,((m-1)t+j)}|^2 \right) \quad (4)$$

- 10 Así el problema se reduce a:

$$\max \left\{ \sum_{k=1}^N \alpha_k \left( \sum_{p=1}^{N_{OFDM}} \sum_{i=1}^r \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_{ki}^p P_{ki}^p}{\sigma^2} \right) \right) \right\}$$

sometida a:

$$\sum_{p=1}^{N_{OFDM}} \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^r P_{ki}^p \Omega_{ki}^p \leq P_{max} \quad (5)$$

- 15 El problema resultante es equivalente a encontrar un valor constante  $K$  tal que, para todos los niveles de potencia  $P_{ki}^p$ , se cumplen las ecuaciones siguientes

$$P_{ki}^p = \left[ K \frac{\alpha_k}{\Omega_{ki}^p} - \frac{\sigma^2}{\lambda_{ki}^p} \right]^+ \quad (6)$$

con

$$K = \frac{-\sigma^2}{\ln(2)\mu} \quad (7)$$

- donde  $[K\alpha_k - \frac{\sigma^2}{\lambda_{ki}^p}]^+$  indica el máximo entre cero y el argumento y  $\mu$  es el multiplicador de Lagrange usado para maximizar la tasa de suma ponderada de los usuarios. Esto corresponde de nuevo a una distribución óptima de potencia con nivel de distribución variable. Sin embargo, para prioridades de usuario  $\alpha_k$  y realización de canal dadas determinando  $\lambda_{ki}^p$  y  $\Omega_{ki}^p$ , el problema se reduce a hallar una constante  $K$  que pueda resolverse con los mismos algoritmos que resuelven la distribución óptima de potencia convencional [9].
- 20  
25

Con el fin de simplificar adicionalmente la solución al problema de optimización,

puede considerarse que en realizaciones prácticas los valores de  $\Omega_{ki}^p$  están próximos entre sí para todo  $k, i$  y  $p$ . Entonces la solución (6) puede simplificarse para dar:

$$P_{ki}^p = \left[ K\alpha_k - \frac{\sigma^2}{\lambda_{ki}^p} \right]^+ \quad (8)$$

que corresponde a una distribución óptima de potencia con el nivel de distribución modificado únicamente por las prioridades de usuario. En particular para prioridades iguales  $\alpha_k = 1/N$  corresponde a una distribución óptima de potencia convencional.

En resumen, las soluciones propuestas para este problema de asignación de potencia pueden resumirse a través de las ecuaciones siguientes:

### SOLUCIÓN PROPUESTA

$$P_{ki}^p = \left[ K \frac{\alpha_k}{\Omega_{ki}^p} - \frac{\sigma^2}{\lambda_{ki}^p} \right]^+ \quad \text{con } K = \frac{-\sigma^2}{\ln(2)\mu}$$

$$\text{Si } \Omega_{ki}^p \cong \sim \Omega_{k'i'}^{p'} \quad \forall k, i, p: P_{ki}^p = \left[ K\alpha_k - \frac{\sigma^2}{\lambda_{ki}^p} \right]^+$$

10

#### Ventajas de la invención

La invención permite la implementación práctica de una técnica de transmisión multipunto cooperativa que puede ayudar a proporcionar la capacidad requerida para satisfacer la futura demanda de tráfico para servicios de banda ancha móvil. La invención propuesta proporciona una solución para la asignación de potencia en un entorno CBST con una complejidad mucho menor con respecto a otras soluciones posibles como la DPC (Dirty Paper Coding) sin una pérdida significativa de rendimiento. Esta complejidad reducida puede permitir soportar la técnica con un coste más bajo, debido al uso de hardware con capacidades de procesamiento más bajas.

La técnica también permitirá el soporte de tasas de bit más altas para aquellos usuarios ubicados en los bordes de célula, con condiciones de funcionamiento de baja SINR, y proporcionándoles una mejor calidad de experiencia.

#### Resultados numéricos de la invención

A continuación, se realizará una comparación del rendimiento en términos de tasas de transmisión que pueden lograrse de la distribución óptima de potencia (WF)

propuesta, la distribución óptima de potencia modificada (MWF; *Modified waterfilling*) y la solución óptima hallada mediante optimización convexa (CVX; *Convex optimization*). También se incluyen con fines de comparación las tasas logradas cuando se usa una distribución de potencia uniforme (UP; *Uniform power*).

- 5            Se considera un escenario sencillo de dos BS, dos usuarios. En este caso se emplean un modelo de canal selectivo de frecuencia simplificada con trayectorias  $N_{tray}$  y un perfil de retardo de potencia exponencial (PDP; *power-delay profile*). Por tanto, la matriz de canal de la trayectoria  $n$ -ésima es

$$H(n) = \left( \frac{1 - e^{-2\beta}}{1 - e^{-2\beta N_{tray}}} \right)^{1/2} e^{-j\beta n} \cdot H_G$$

- 10            donde  $\beta$  es el factor que indica la velocidad decreciente de la potencia, y  $H_G$  es una matriz cuyas entradas son variables aleatorias gaussianas complejas independientes e idénticamente distribuidas de media cero y varianza 1. Debido a la alta complejidad computacional de la CVX, se considerará un sistema OFDM con 8 subportadoras, aunque los resultados pueden extenderse a más subportadoras.

- 15            En la figura 4 se mostró las tasas de transmisión medias en función del número de antenas de transmisión por BS que compara los tres diferentes enfoques y la asignación de potencia uniforme como referencia. Se usa un sistema de única portadora también como referencia. El número de antenas de receptor es igual a 2 y se consideran dos valores diferentes de  $\beta$ . Además, se asigna la misma prioridad a  
20            ambos usuarios. Puede verse que la diferencia entre las tasas de transmisión medias obtenidas con WF y MWF y la solución óptima CVX es bastante pequeña. Estas tasas son considerablemente superiores de la que se logra por la UP.

- En la figura 5 se mostró la zona de tasas que pueden lograrse para cada esquema propuesto. Se ha elegido un valor de  $\beta = 0,1$ , que significa que se usa un  
25            canal con selectividad de alta frecuencia. Se consideran diferentes valores del número de antenas de transmisión y recepción. Tal como en la figura 4, las tasas que pueden lograrse obtenidas con WF y MWF están muy próximas a la solución óptima CVX.

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

SIGLAS

3GPP	<i>Third Generation Partnership Project</i> ; Proyecto de asociación de tercera generación.
BD	<i>Block Diagonalization</i> ; Diagonalización de bloques.
BS	<i>Base Station</i> ; Estación base.
CBST	<i>Coordinated Base Station Transmission</i> ; Transmisión de estación base coordinada.
CSI	<i>Channel State Information</i> ; Información de estado del canal.
DAB	<i>Digital Audio Broadcasting</i> ; Difusión de audio digital.
DPC	<i>Dirty Paper Coding</i> ;
DVB-T	<i>Digital Video Broadcasting-Terrestrial</i> ; Difusión terrestre de vídeo digital.
LTE	<i>Long Term Evolution</i> ; Evolución a largo plazo.
LTE-A	<i>Long Term Evolution-Advanced</i> ; Evolución a largo plazo avanzada
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i> ; Múltiples entradas múltiples salidas.
OCI	<i>Other-Cell Interference</i> ; Interferencia de otra célula.
OFDM	<i>Orthogonal frequency Division Multiplexing</i> ; Multiplexación por división de frecuencia ortogonal.
SINR	<i>Signal-to-Noise-plus-Interference Ratio</i> ; Relación señal a ruido más interferencia.
UE	<i>User Equipment</i> ; Equipo de usuario;
WF	<i>Waterfilling</i> ; Distribución óptima de potencia.
ZF	<i>Zero-Forcing</i> ; Forzado a cero.

BIBLIOGRAFÍA

- 5 [1] J.A.C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come", IEEE Communications Magazine, Vol. 28, n.º 5, páginas 5–14, mayo de 1990.
- 10 [2] G.J. Foschini y M.J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment When Using Multiple Antennas", Wireless Personal Communications, Vol. 6, n.º 3, páginas 311–335, marzo de 1998.
- [3] H. Takahashi, Y. Ofuji, S. Fukumoto, S. Abeta y T. Nakamura, "Field Experimental Results on E-UTRA Downlink Throughput Using Polarization Diversity Antennas", IEEE Vehicular Technology Conference, abril de 2009.
- 15 [4] S. Shim, J.-S. Kwak, R.W. Heath, Jr., y J.G. Andrews, "Block Diagonalization for Multi-User MIMO with Other-Cell Interference", IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 7, n.º 7, páginas 2671–2681, julio de 2008.
- 20 [5] J.G. Andrews *et al.*, "Overcoming Interference in Spatial Multiplexing MIMO Cellular Networks", IEEE Wireless Communications, Vol. 14, n.º 6, páginas 95–104, diciembre de 2007.
- [6] M.K. Karakayali, G.J. Foschini, R.A. Valenzuela, "Network coordination for spectrally efficient communications in cellular systems", IEEE Wireless Communications, Vol. 13, n.º 4, páginas 56–61, agosto de 2006.
- 30 [7] G.J. Foschini, K. Karakayali, R.A. Valenzuela, "Coordinating multiple antenna cellular networks to achieve enormous spectral efficiency", IEEE Proceedings Communications, Vol. 153, n.º 4, páginas 548–555, agosto de 2006.
- [8] S. Boyd, L. Vandenberghe, "Convex Optimization", Cambridge University Press, NY, EE.UU., 2004.
- 35 [9] J.M. Cioffi, "Advanced Digital Communications, EE379c", Stanford University Course Notes, <http://www.stanford.edu/class/ee379c>

**REIVINDICACIONES**

1. Método para optimizar la asignación de potencia de flujos de usuario transmitidos desde estaciones base en sistemas de transmisión de estación base coordinada, empleando dichos sistemas CBST técnicas de diagonalización de bloques y desplegándose en escenarios MIMO-OFDM, en el que dicha optimización se somete a una pluralidad de limitaciones en la transmisión de potencia máxima disponible desde cada estación base, caracterizado porque comprende:

- resolver dicha optimización de asignación de potencia con una única limitación que considera una estación base equivalente entre dichas estaciones base, en el que dicha única limitación es la más estricta de dicha pluralidad de limitaciones y se basa en una función que comprende los pesos de precodificación cuya suma de valores al cuadrado es máxima entre todas dichas estaciones base de cada símbolo transmitido a cada usuario, comprendiendo definir dicha función según la expresión siguiente:

$$\Omega_{ki}^p = \max_{m=1 \dots M} \left( \sum_{j=1}^t |w_{ki}^{p, ((m-1)t+j)}|^2 \right)$$

donde

$p$  es el índice de la subportadora;

$k$  es el índice del usuario;

$i$  es el índice del símbolo que va a transmitirse;

$M$  es el número de estaciones base;

$t$  es el número de antenas de cada estación base; y

$max$  calcula el valor máximo.

- definir dicha única limitación según la expresión siguiente:

$$\sum_{p=1}^{N_{OFDM}} \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^r P_{ki}^p \Omega_{ki}^p \leq P_{max}$$

donde

$N_{OFDM}$  es el número de subportadoras planas independientes en las que se descompone un canal visto por un usuario;

$N$  es el número de equipos de usuario;

$r$  es el número de antenas en cada equipo de usuario;

$P_{ki}^p$  es el nivel de dicha asignación de potencia del flujo de usuario del

usuario  $k$ , para el símbolo  $l$  y la subportadora  $p$ ; y

$P_{max}$  es dicha potencia máxima disponible para la transmisión desde cada estación base.

- realizando dicha optimización resolviendo la expresión siguiente:

$$\max \left\{ \sum_{k=1}^N \alpha_k \left( \sum_{p=1}^{N_{OFDM}} \sum_{i=1}^r \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_{ki}^p P_{ki}^p}{\sigma^2} \right) \right) \right\}$$

sometida a dicha única limitación, donde

$\alpha_k$  indica la prioridad del usuario  $k$  y es un número entre 0 y 1;

$\lambda_{ki}^p$  es un valor propio distinto de cero de la matriz producto de  $\mathbf{Q}_k \mathbf{Q}_k^T$ , donde  $T$  significa transpuesta;

$\mathbf{Q}_k$  es la parte de la matriz de canal  $H_k$  ortogonal al subespacio abarcado por los canales  $H_q$  de otros usuarios ( $k \neq q$ );

$H_k$  es la matriz de canal  $M \cdot t \times r$  vista por el usuario  $k$ ; y

$\sigma^2$  es la varianza de ruido gaussiano.

- el resultado de dicha optimización la expresión siguiente:

$$P_{ki}^p = \left[ K \frac{\alpha_k}{\Omega_{ki}^p} - \frac{\sigma^2}{\lambda_{ki}^p} \right]^+$$

donde

$$K = \frac{-\sigma^2}{\ln(2)\mu}$$

$\mu$  es el multiplicador de Lagrange usado para maximizar la tasa de suma ponderada de los usuarios.

$\left[ K \alpha_k - \frac{\sigma^2}{\lambda_{ki}^p} \right]^+$  expresa el valor máximo entre cero y el argumento.

- considerando los valores de  $\Omega_{ki}^p$  iguales para todo  $k$ ,  $i$  y  $p$  y definiendo dicho resultado de dicha optimización según la expresión siguiente:

$$P_{ki}^p = \left[ K \alpha_k - \frac{\sigma^2}{\lambda_{ki}^p} \right]^+$$

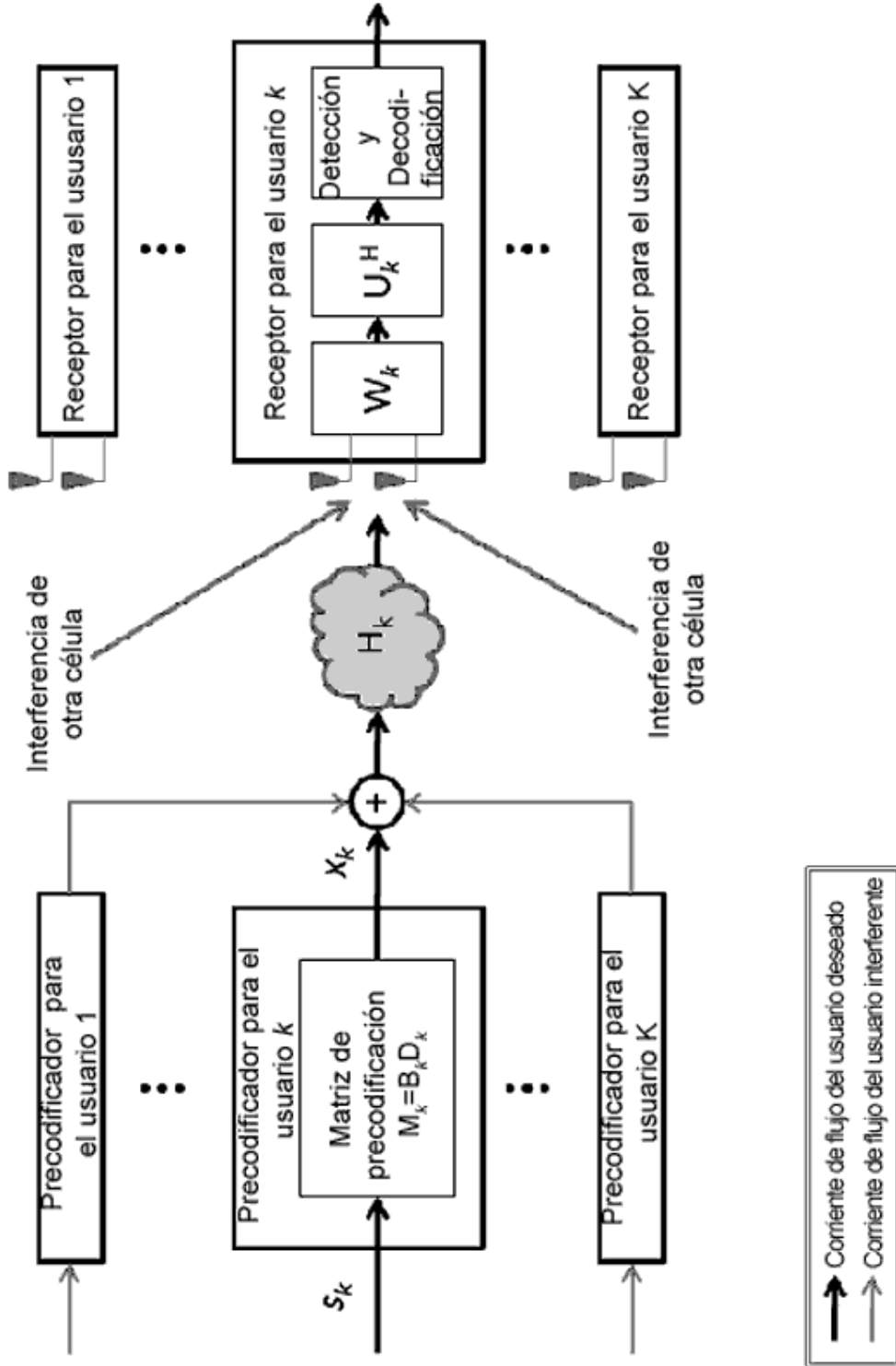


Figura 1

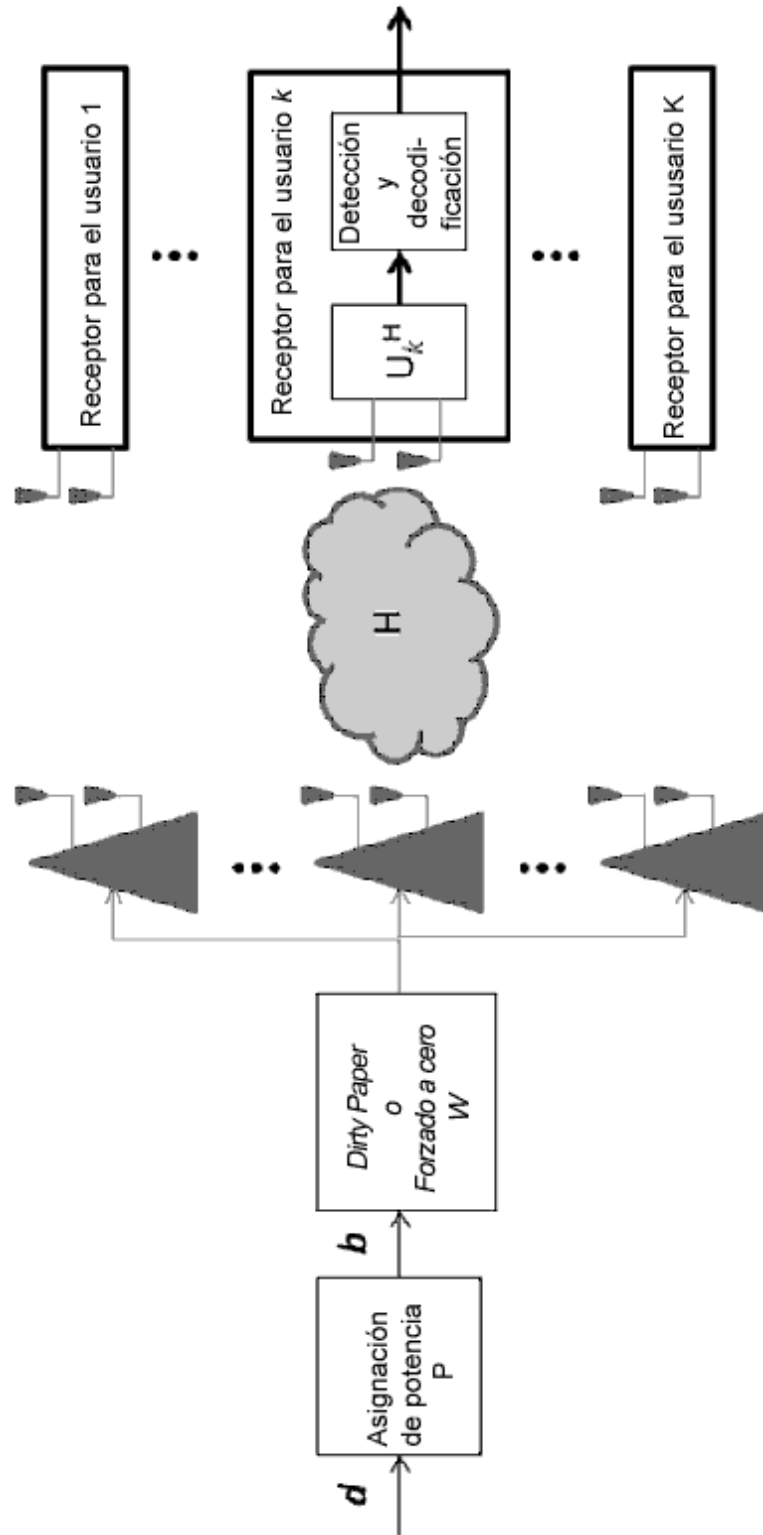


Figura 2

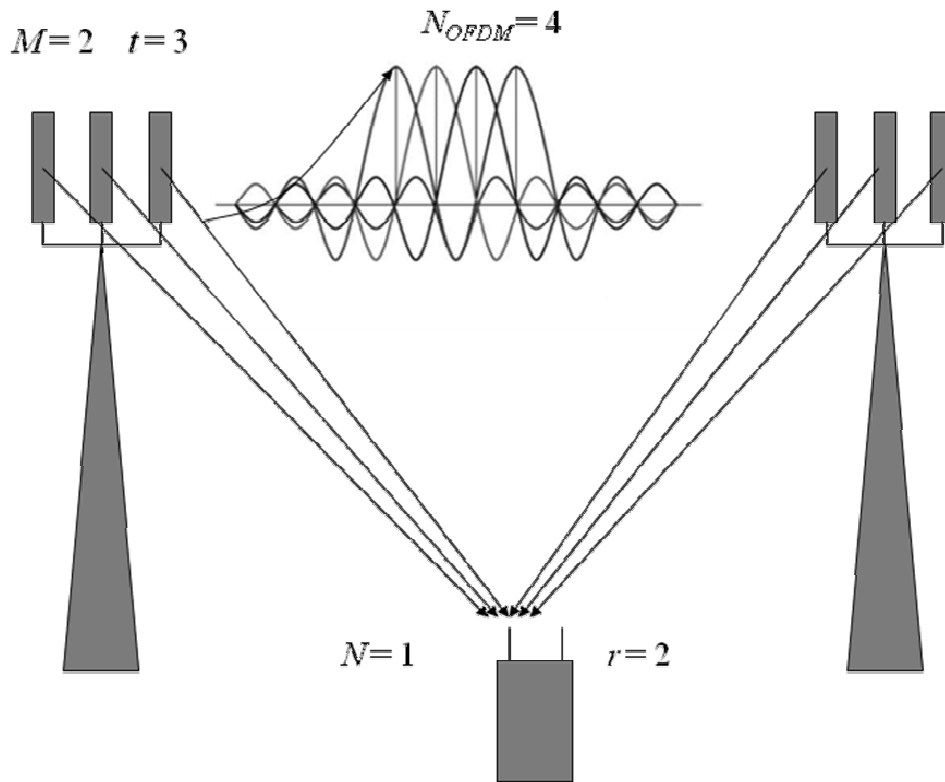


Figura 3

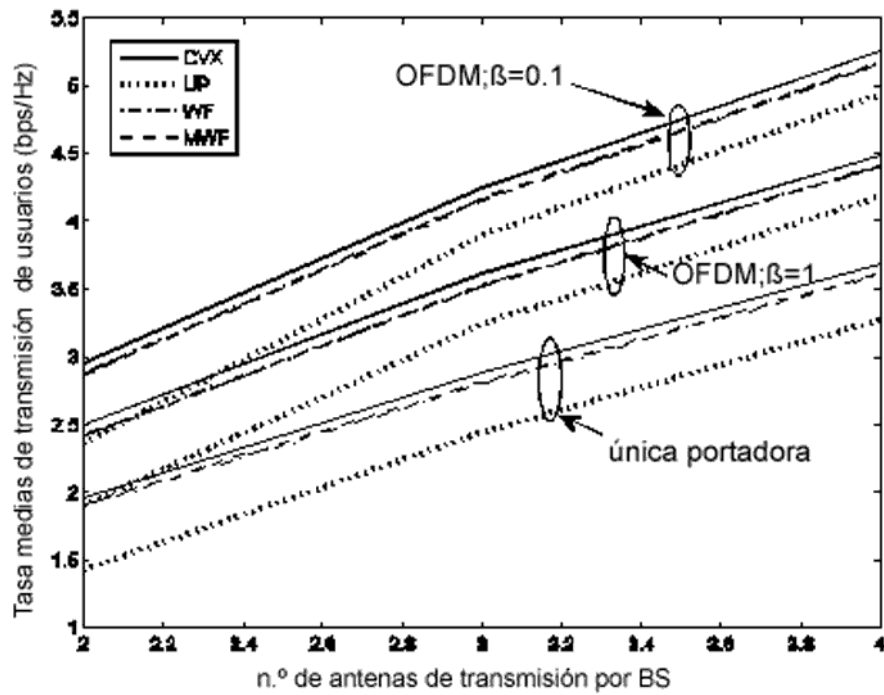


Figura 4

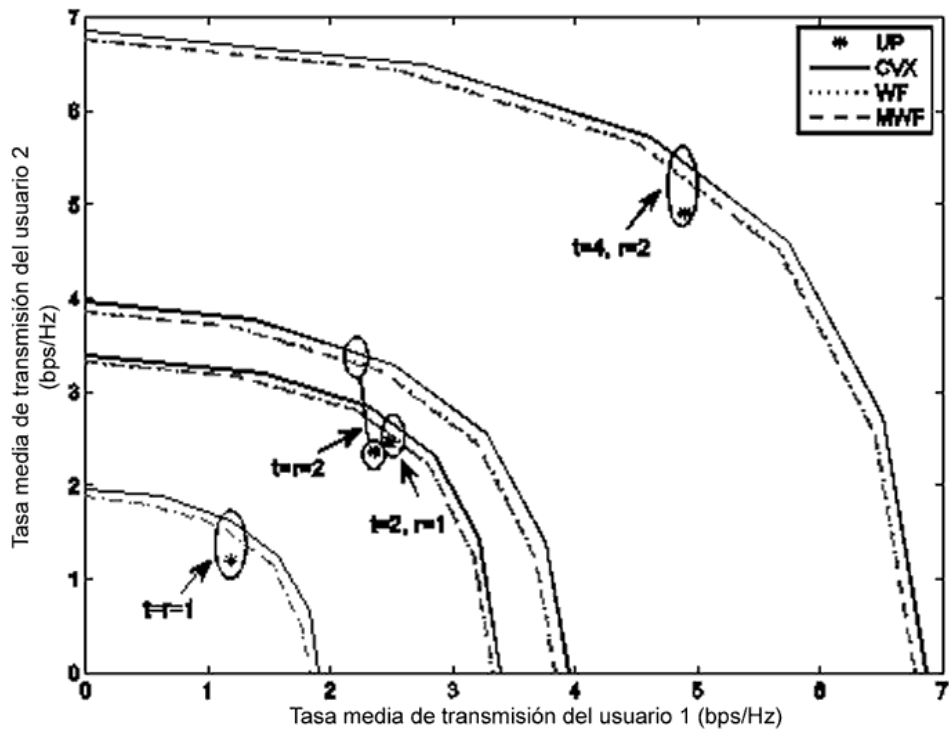


Figura 5