



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 284 122**

51 Int. Cl.:  
**H04B 1/707** (2006.01)  
**H04B 7/06** (2006.01)  
**H04L 1/06** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Número de solicitud europea: **05100393 .7**  
86 Fecha de presentación : **18.01.2002**  
87 Número de publicación de la solicitud: **1560347**  
87 Fecha de publicación de la solicitud: **03.08.2005**

54 Título: **Ecuador lineal de bloque simplificado con diversidad de transmisión de bloques de espacio-tiempo.**

30 Prioridad: **25.01.2001 US 263915 P**  
**27.12.2001 US 34793**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**01.11.2007**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**01.11.2007**

73 Titular/es:  
**INTERDIGITAL TECHNOLOGY CORPORATION**  
**3411 Silverside Road, Concord Plaza**  
**Suite 105, Hagley Building**  
**Wilmington, Delaware 19810, US**

72 Inventor/es: **Younglok, Kim**

74 Agente: **Elzaburu Márquez, Alberto**

ES 2 284 122 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

Ecuador lineal de bloque simplicado con diversidad de transmisión de bloques de espacio-tiempo.

5 El presente invento se refiere a sistemas de comunicación que emplean técnicas de acceso múltiple por división de código (CDMA). Más particularmente, el presente invento se refiere a un esquema de diversidad de transmisión que puede ser aplicado a una comunicación CDMA.

10 La diversidad espacial ha sido propuesta para el soporte a usuarios de alta velocidad de datos dentro de sistemas de acceso múltiple por división de código de banda ancha de tercera generación. Usando antenas múltiples, el sistema consigue mejor calidad de ganancias y enlace, lo que redundará en una mayor capacidad del sistema. Clásicamente, la diversidad ha sido explotada mediante el uso de la orientación del haz o mediante la combinación de diversidad.

15 Más recientemente, se ha comprobado que el uso coordinado de la diversidad se puede conseguir mediante el uso de códigos de espacio-tiempo. Tales sistemas pueden teóricamente aumentar la capacidad en hasta un factor que iguala el número de antenas de transmisión y de recepción en la red directiva de antenas. Los códigos de espacio-tiempo funcionan en un bloque de símbolos de entrada que producen una matriz de salida en antenas y tiempo.

20 En el pasado, los sistemas de diversidad de transmisión de espacio-tiempo han transmitido símbolos consecutivos simultáneamente con sus conjugados complejos. Este tipo de sistema, no obstante, pueden dar lugar a un solapamiento en el extremo receptor. La cantidad de solapamiento depende de la longitud de la respuesta de impulso del canal de propagación. En el modo duplex de división del tiempo (TDD), este solapamiento de símbolo tendrá que ser tenido en cuenta en el receptor de detección de conexión. El detector de conexión tendrá que estimar los símbolos transmitidos de solapamiento y sus conjugados, que dan lugar a un aumento de la complejidad de la detección de conexión.

25 Con el fin de aminorar este aumento de complejidad en la detección de conexión se han creado sistemas que transmiten dos campos de datos similares pero diferentes. El primer campo de datos, que tiene una primera parte,  $D_1$ , y una segunda parte,  $D_2$ , es transmitido por la primera antena. Un segundo campo de datos se produce modificando el primer campo de datos. El negativo del conjugado de  $D_2$ ,  $-D_2^*$ , es la primera parte del segundo campo de datos, y el conjugado de  $D_1$ ,  $D_1^*$ , es la segunda parte. El segundo campo de datos es transmitido simultáneamente por la segunda antena.

30 A pesar de que este esquema de transmisión de diversidad reduce la complejidad del receptor, los receptores de este esquema son todavía muy complejos. Tales receptores utilizan dos dispositivos de detección de conexión. Cada dispositivo de detección de conexión recupera el campo de datos transmitido desde una de las antenas individualmente. Tal puesta en práctica trata sobre la interferencia mutua entre los dos campos de datos transmitidos tratando separadamente sobre cada una de las transmisiones de la antena. Como consecuencia, cada dispositivo de detección de conexión trata como ruido la otra transmisión de la antena. Los símbolos recuperados de cada dispositivo de detección de conexión se combinan usando un descodificador para determinar  $d_1$  y  $d_2$ . En la Figura 1 se ilustra un diagrama de bloques de este sistema. El receptor en tal sistema tiene una alta complejidad debido al uso de dos detectores de conexión, lo que da lugar a un consumo más alto del receptor.

Por lo tanto, existe la necesidad de desarrollos alternativos del receptor.

45 El documento EP-A-1069707 expone un esquema de diversidad de transmisión de espacio-tiempo que usa dos antenas en el que un bloque de datos de símbolos es transmitido simultáneamente con un conjugado complejo del otro bloque.

50 H.R. Karimi en "Detección multiusuario de varias velocidades eficiente del enlace superior WCDMA asíncrono", 1999, ISBN 0-7803-5436-2, expone una comparación entre dos enfoques para reducir la complejidad de las técnicas de detección de conexión multiusuario, una basada en una factorización de Cholesky aproximada y otra basada en esquemas iterativos tales como el método de gradientes conjugados o el algoritmo de Jacobi y sus derivados.

55 H.R. Karimi y otros en "Una nueva y eficaz solución a la detección de conexión basada en bloques usando la factorización de Cholesky aproximada", 1998, ISBN 0-7803-4872-9, expone una técnica de factorización de Cholesky de una matriz de correlación dispersa aunque amplia que usa la pseudofactorización de Toeplitz en bloques.

## Resumen

60 El presente invento es un método y un sistema para recibir datos transmitidos usando diversidad de transmisión de bloques de espacio-tiempo (BSTTD) en un sistema de comunicación de acceso múltiple por división de código (CDMA). El sistema comprende un transmisor para transmitir un primer campo de datos usando una primera antena, y un segundo campo de datos usando una segunda antena, y un receptor. El receptor incluye una antena para recibir los campos de datos transmitidos primero y segundo, y un detector de conexión BSTTD que determina los símbolos de los campos de datos transmitidos primero y segundo usando un modelo ecualizador lineal de bloques de errores medios cuadráticos mínimos y una descomposición de Cholesky aproximada del modelo.

**Breve descripción de los dibujos**

La Figura 1 es un diagrama de bloques de un sistema de comunicación anterior que utiliza una diversidad de transmisión en espacio-tiempo.

La Figura 2 es un diagrama de bloques de un receptor de acuerdo con una realización preferida del presente invento.

La Figura 3 es una ilustración de estructuras de matriz de aproximación de Diversidad de Transmisión de Bloque de Espacio-Tiempo (BSTTD) de acuerdo con la realización preferida.

La Figura 4 es un diagrama de flujos del método de detección de conexión de diversidad de transmisión de bloques de espacio-tiempo de acuerdo con la realización preferida.

**Descripción detallada de las realizaciones preferidas**

La Figura 2 es un diagrama de bloques de un receptor 10, preferiblemente situado en un equipo de usuario (UE), en un sistema de comunicación CDMA de acuerdo con la realización preferida del presente invento. Aunque es preferible tener el receptor localizado en el UE, el receptor 10 puede estar situado en la estación base y operando en comunicaciones de enlace ascendente. El receptor 10 comprende un dispositivo de detección de conexión BSTTD (BSTTD JD) 12, un dispositivo de análisis de canal 13 y una antena 16. La antena 16 del UE recibe diversas señales RF que incluyen una primera y una segunda ráfaga de impulsos de comunicación de un transmisor.

La primera y la segunda ráfagas de impulsos de comunicación comprenden los campos de datos primero y segundo, respectivamente como se ha descrito antes. El primer campo de datos incluye la primera parte D1 y la segunda parte D2; el segundo campo de datos incluye el conjugado negativo de D2, -D2\* y el conjugado de D1, D1\*. Una ráfaga de impulsos de comunicación típica tiene las dos partes de los campos de datos separadas por un intra-ámbulo o “midamble”. La ráfaga de impulsos también tiene un período de guarda en su extremo para tener en cuenta los diferentes tiempos de llegada entre ráfagas de impulsos. Cada campo de datos de una ráfaga de comunicación está codificado como el primer campo de datos, D1, D2. Cada campo de datos de la otra ráfaga de datos de comunicación es codificado como el segundo campo de datos, -D2\*, D1\*. Los respectivos campos de datos están dispersos y está incluido un intra-ámbulo o “midamble” para producir las ráfagas de impulsos primera y segunda, respectivamente. Cada una de las ráfagas de impulsos de comunicación son transmitidas por una antena respectiva en una señal RF al receptor 10.

La señal RF de comunicación recibida que incluye las ráfagas de impulsos de comunicación primera y segunda es desmodulada y reenviada al dispositivo 13 de análisis de canal y al BSTTD JD 12. El dispositivo de análisis de canal 13 procesa la señal desmodulada y reenvía la información del canal al BSTTD JD 12.

El BSTTD JD 12 recibe la señal desmodulada que incluye las ráfagas de impulsos de comunicación primera y segunda y la información de canal del dispositivo 13 de análisis de canal. Usando la información de canal y los códigos de dispersión del transmisor, el BSTTD JD 12 analiza los símbolos de datos de los campos de datos primero y segundo de cada ráfaga de impulsos de comunicación, D1, D2, -D2\*, -D1 y combina D1, D2, -D2\*, -D1 para recuperar el campo de datos original D.

De acuerdo con la realización preferida del presente invento, el BSTTD JD 12 analiza los símbolos de datos de cada uno de los campos de datos recibido utilizando un detector basado en un ecualizador lineal simplificado de bloques de errores medios cuadráticos mínimos (MMSE-BLE). El BSTTD JD 12 del presente invento funciona de acuerdo con lo siguiente. A y B son versiones en líneas de bloques de las matrices de propagación del canal 1, asociado con la antena 1, y el canal 2, asociado con la antena 2, respectivamente. Pueden ser escritos de nuevo como una matriz de bloques 2x2, como sigue.

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & 0 \\ A_{22} & A_{22} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_{11} & 0 \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix}.$$

Por lo tanto, el modelo de señal recibida de diversidad de transmisión de bloques de espacio-tiempo está expresado en la Ecuación 1.

$$\begin{bmatrix} \bar{r}_1 \\ \bar{r}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & 0 & 0 & -B_{11} \\ B_{22}^* & -B_{21}^* & A_{21}^* & A_{22}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{d}_1 \\ \bar{d}_2 \\ \bar{d}_1^* \\ \bar{d}_2^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{n}_1 \\ \bar{n}_2 \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 1}$$

## ES 2 284 122 T3

Como la longitud de los bloques es mucho más larga que la dispersión de retardo de canal, la interferencia entre los bloques contiguos,  $A_{21}$  y  $B_{21}$ , puede ser ignorada, y el modelo de señal recibida puede simplificarse a la Ecuación 2.

$$\begin{bmatrix} \bar{r}_1 \\ \bar{r}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{11} & -B_{11} \\ B_{22} & A_{22} \end{bmatrix}}_E \begin{bmatrix} \bar{d}_1 \\ \bar{d}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{n}_1 \\ \bar{n}_2 \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 2}$$

Con el fin de analizar los bloques de datos se puede usar un algoritmo MMSE BLE para BSTTD. Usando el filtrado de blanqueo adaptado, los bloques de datos pueden ser representados por las Ecuaciones 3 y 4 que vienen a continuación.

$$\hat{d}_{wmsf\ 1} = A_{11}^H \bar{r}_1 + (B_{22}^H \bar{r}_2)^* \quad \text{Ecuación 3}$$

$$\hat{d}_{wmsf\ 2} = A_{22}^H \bar{r}_2 - (B_{11}^H \bar{r}_1)^* \quad \text{Ecuación 4}$$

La salida MMSE-BLE está representada como Ecuación 5.

$$\begin{bmatrix} \bar{d}_{mmsel} \\ \bar{d}_{mmsel}^* \end{bmatrix} = (E^H E + \sigma^2 I)^{-1} \begin{bmatrix} \hat{d}_{wmsf1} \\ \hat{d}_{wmsf2} \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 5}$$

E se muestra en la Ecuación 2.  $\sigma^2$  es la varianza media del ruido e  $I$  es la matriz idéntica.

En la antena simple BLE, la principal complejidad del bloque STTD es debida a la inversión de la matriz, que preferiblemente se realiza con una descomposición de Cholesky aproximada. La representación de la matriz de bloques de la matriz de correlación de la descomposición de Cholesky se escribe como Ecuación 6.

$$D \equiv E^H E + \sigma^2 I = \varphi \begin{bmatrix} D_{11} & D_{21}^H \\ D_{21} & D_{12} \end{bmatrix}, \quad \text{Ecuación 6}$$

$D_{11}$ ,  $D_{22}$  y  $D_{21}$  son según las ecuaciones 7, 8 y 9, respectivamente.

$$D_{11} = A_{11}^H A_{11} + (B_{22}^H B_{22})^* + \sigma^2 I \quad \text{Ecuación 7}$$

$$D_{22} = B_{11}^H B_{11} + (A_{22}^H A_{22})^* + \sigma^2 I \quad \text{Ecuación 8}$$

$$D_{21} = (A_{22}^H B_{22})^* - B_{11}^H A_{11} \quad \text{Ecuación 9}$$

La matriz triangular inferior de la descomposición de Cholesky  $D = GG^H$  está escrita como Ecuación 10.

$$G = \begin{bmatrix} G_{11} & 0 \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 10}$$

## ES 2 284 122 T3

Las ecuaciones 11, 12 y 13 son relaciones entre  $G_{11}$ ,  $G_{21}$ ,  $G_{22}$ ,  $D_{11}$ ,  $D_{21}$  y  $D_{22}$ .

$$G_{11} G_{11}^H = D_{11} \quad \text{Ecuación 11}$$

$$G_{21} G_{11}^H = D_{21} \quad \text{Ecuación 12}$$

$$G_{22} G_{22}^H = D_{22} - G_{21} G_{21}^H \quad \text{Ecuación 13}$$

La secuencia de símbolos analizada puede obtenerse resolviendo el siguiente sistema de ecuaciones triangular 14, 15, 16 y 17.

$$G_{11} \bar{m}_1 = \hat{d}_{wmf1} \quad \text{Ecuación 14}$$

$$G_{22} \bar{m}_{12} = \hat{d}_{wmf2} - G_{21} \bar{m}_1 \quad \text{Ecuación 15}$$

$$G_{22}^H \hat{d}_{mmse2} = \bar{m}_{12} \quad \text{Ecuación 16}$$

$$G_{11}^H \hat{d}_{mmse1} = \bar{m}_1 - G_{21}^H \hat{d}_{mmse2}^* \quad \text{Ecuación 17}$$

En un sistema de antena única se requiere una descomposición de Cholesky. El uso de una antena de diversidad aumenta la complejidad de la descodificación de los símbolos, lo que requiere dos descomposiciones de Cholesky (Ecuaciones 11 y 13) y una sustitución progresiva (Ecuación 12). Esto aumenta la complejidad de un sistema BSTTD sobre un sistema de antena única en más de dos veces. Además, el descodificador BSTTD de este sistema no anula la interferencia del primer subbloque al segundo subbloque, lo que es causa de más error en la detección.

Lo siguiente describe la reducción de complejidad posterior. A partir de la estructura de la matriz de transmisión  $A_{22}$  y  $B_{22}$  pueden ser representados en forma de matrices de bloques con  $A_{11}$  y  $B_{11}$  de la siguiente forma.

$$A_{22} = \begin{bmatrix} A_{11} \\ 0 \quad A_3 \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad B_{22} = \begin{bmatrix} B_{11} \\ 0 \quad B_3 \end{bmatrix}$$

Las ecuaciones 18, 19 y 20 son relaciones entre  $A_{11}$ ,  $A_{22}$ ,  $B_{11}$  y  $B_{22}$ .

$$A_{22}^H A_{22} = A_{11}^H A_{11} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & A_3^H A_3 \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 18}$$

$$B_{22}^H B_{22} = B_{11}^H B_{11} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & B_3^H B_3 \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 19}$$

$$A_{22}^H B_{22} = A_{11}^H B_{11} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & A_3^H B_3 \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 20}$$

Los expertos en la materia habrán observado que  $A_{22}^H A_{22}$ ,  $B_{22}^H B_{22}$  y  $A_{22}^H B_{22}$  son matrices de Toeplitz de bloques. Pero  $A_{22}^H A_{11}$ ,  $B_{22}^H B_{11}$  y  $A_{22}^H A_{22}^H$  y  $A_{11}^H B_{11}^H$  no lo son debido a los subbloques inferiores de la derecha en los últimos términos de las Ecuaciones 18, 19 y 20.

## ES 2 284 122 T3

Combinando las ecuaciones 4 y 18 se obtiene la Ecuación 21.

$$D_{11} = A_{22}^H A_{22} + (B_{22}^H B_{22})^* + \sigma^2 I - \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & A_3^H A_3 \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 21}$$

La Ecuación 21 es hermitica de bloques. La solución de la Ecuación 7 puede ser aproximada por la versión repetida de la descomposición de Cholesky no teniendo en cuenta el último término, es decir, la Ecuación 22.

$$\hat{G}_{11} \hat{G}_{11}^H = \hat{D}_{11} \quad \text{Ecuación 22}$$

$D_{11}$  es según la Ecuación 23

$$\hat{D}_{11} = A_{22}^H A_{22} + (B_{22}^H B_{22})^* + \sigma^2 I \quad \text{Ecuación 23}$$

La Ecuación 22 es la aproximación de matriz Toeplitz de bloques. Su complejidad es equivalente a la descomposición aproximada en el caso de antena única. Los expertos en la materia habrán advertido que las anteriores ecuaciones dan lugar a una aproximación de  $G_{11}$  que reduce la complejidad de BSTTD JD 12.

La posterior reducción de la complejidad de BSTTD JD 12 puede encontrarse en la aproximación de  $G_{22}$ . Combinando las ecuaciones 11 y 12 se obtiene la Ecuación 24.

$$G_{22} G_{22}^H = D_{22} D_{11}^{-1} D_{21}^H \quad \text{Ecuación 24}$$

Suponiendo que  $\text{norm}(D_{22}) \gg \text{norm}(D_{21} D_{11}^{-1} D_{21}^H)$ . La Ecuación 24 se convierte en la Ecuación 25.

$$G_{22} G_{22}^H \approx D_{22}$$

Además, de las ecuaciones 8, 19 y 22, se obtiene la Ecuación 26.

$$D_{22} = \hat{D}_{11}^* - \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & B_3^H B_3 \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 26}$$

Similar a la aproximación de  $G_{11}$  anterior, la anterior solución puede ser aproximada a la versión repetida de la descomposición de Cholesky no teniendo en cuenta el último término, lo que conduce a la Ecuación 27.

$$\hat{G}_{22} = \hat{G}_{11} \quad \text{Ecuación 27}$$

Mediante esta aproximación,  $G_{22}$  y, por lo tanto,  $D_{22}$ , (Ecuaciones 8 y 13) no necesitan ser calculadas de forma explícita. Por consiguiente, la complejidad de la descomposición de Cholesky con BSTTD es la misma que en el sistema de antena única.

La principal complejidad de BSTTD en una única antena está asociada con la matriz  $G_{21}$ , de las Ecuaciones 12, 15 y 17. El número de operaciones complejas en las Ecuaciones 15 y 17 es el mismo que los elementos no nulos de  $G_{21}$ . Una menor cantidad de elementos no nulos reduce la complejidad de las Ecuaciones 15 y 17. Un enfoque para reducir la complejidad es suponer  $\hat{G}_{21} = 0$ . Sin embargo, esta aproximación introduce un error en la solución, que normalmente no es deseado.

Por lo tanto, otro enfoque para reducir la complejidad es aproximar  $\hat{G}_{21}$  de acuerdo con lo siguiente.

De las Ecuaciones 9 y 12 se obtiene la Ecuación 28.

$$\hat{G}_{21} \hat{G}_{11}^H = \hat{D}_{21} \quad \text{Ecuación 28}$$

## ES 2 284 122 T3

$\hat{D}_{22}$  es por la Ecuación 29

$$\hat{D}_{22} = (A_{22}'' B_{22})^* - B_{22}'' A_{22} \quad \text{Ecuación 29}$$

La Ecuación 29 da lugar a una matriz de Toeplitz de bloques. A pesar de todo, su solución general es demasiado compleja para ser rápidamente conseguida debido a sus soluciones de sistema triangular progresivo múltiple. Sin embargo, se puede simplificar usando las siguientes propiedades:

Propiedad 1: La matriz  $\hat{D}_{21}$  es de Toeplitz de bloques, simétrica diagonalmente, es decir  $\hat{D}_{21} = -\hat{D}_{21}^T$ . Los términos de la diagonal de  $\hat{D}_{21}$  son siempre ceros.

Propiedad 2: Todas las entradas de  $\hat{D}_{21}$  son ceros excepto los elementos de la última columna o de la última fila de la matriz de subbloques (Véase la Figura 3(a)).

Propiedad 3: La matriz  $\hat{G}_{21}$  tiene una estructura de Toeplitz de bloques.

Propiedad 4: La matriz  $\hat{G}_{21}$  es de líneas de bloques inferiores con su ancho de banda igual a  $(L \cdot K_a - 1)$ . (Véase la Figura 3(b)).  $L$  es el número de los bloques distintos de cero en el primer bloque de fila o de columna. Es equivalente a la longitud de la interferencia entre símbolos más uno, esto es,  $L = L_{isi} + 1$ , donde  $L_{isi} = \text{ceil}(W/SF)$ ,  $W$  es la longitud del canal y  $\text{ceil}(x)$  representa en entero menor mayor que  $x$ .  $K_a$  es el número total de códigos activos (canal físico), por ejemplo,  $K_a = K + 1$  con KCDH en la franja de tiempo BCH.

La complejidad se reducirá de forma espectacular usando las propiedades anteriores y la aproximación a la matriz con líneas de bloques con la misma estructura de subbloques que en la propiedad 2 de  $\hat{D}_{21}$ . Esta estructura aproximada se muestra en la Figura 3(c). La Figura 3(d) muestra la  $\hat{G}_{21}$  exacta con escala diferente de la de la Figura 3(b). El cálculo de  $\hat{G}_{21}$  se simplificará mediante las anteriores propiedades así como las siguientes aproximaciones:

Aproximación 1:  $\hat{G}_{21}$  es una matriz con líneas de bloques superior e inferior con su ancho de banda  $(L \cdot K_a - 1)$ .

Aproximación 2:  $\hat{G}_{21}$  tiene la misma estructura que  $\hat{D}_{21}$

Con la aproximación 1, la  $\hat{G}_{21}$  simplificada puede ser representada por:

$$\begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \dots & f_{1L} & 0 & \dots & \dots & 0 \\ f_{21} & f_{11} & f_{12} & \dots & f_{1L} & 0 & & \vdots \\ \vdots & f_{21} & f_{11} & & & \ddots & \ddots & \vdots \\ f_{L1} & \vdots & & \ddots & & & \ddots & 0 \\ 0 & f_{L1} & & & & & & f_{1L} \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & & & f_{11} & f_{12} \\ 0 & \dots & \dots & 0 & f_{L1} & \dots & f_{21} & f_{11} \end{bmatrix}$$

Las representaciones de la matriz de bloques de la matriz de correlación  $\hat{D}_{21}$  y la matriz triangular inferior  $\hat{G}_{21}$  están escritas como Ecuaciones 30 y 31.

$$\hat{G}_{11} = \begin{bmatrix} g_{11} & 0 & \dots & & \dots & \dots & 0 \\ g_{21} & g_{22} & 0 & \dots & & & \vdots \\ \vdots & g_{32} & g_{33} & & & & \vdots \\ g_{L1} & \vdots & & \ddots & & & 0 \\ 0 & \ddots & & & & & 0 \\ \vdots & 0 & g_{N,N-L+1} & \dots & \dots & \dots & g_{N,N} \\ \vdots & & \ddots & \ddots & & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & g_{N,N-L+1} & & \dots & g_{N,N} \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 30}$$

ES 2 284 122 T3

$$\begin{bmatrix}
 d_{11} & d_{12} & \dots & d_{1L} & 0 & \dots & \dots & 0 \\
 -d_{12}^T & d_{11} & d_{12} & \dots & d_{1L} & 0 & & \vdots \\
 \vdots & d_{12}^T & d_{11} & & & \ddots & \ddots & \vdots \\
 -d_{1L}^T & \vdots & & \ddots & & & \ddots & 0 \\
 0 & -d_{1L}^T & & & & & & d_{1L} \\
 \vdots & 0 & \ddots & & & & & \vdots \\
 \vdots & \ddots & \ddots & & & d_{11} & d_{12} & f_{12} \\
 0 & \dots & \dots & 0 & -d_{12T} & \dots & -d_{12}^T & d_{11}
 \end{bmatrix}
 \quad \text{Ecuación 31}$$

$d_{11}$  es igual a  $-d_{11}^T$ ,  $d_{ij}$  y  $f_{ij}$ , por la propiedad 1 y la aproximación 2, tienen la siguiente estructura.

$$d_v = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & x \\ 0 & 0 & & 0 & x \\ \vdots & & \ddots & \vdots & x \\ 0 & 0 & \dots & 0 & x \\ x & x & x & x & x \end{bmatrix} \quad y \quad f_v = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & a_{1K_a} \\ 0 & 0 & & 0 & a_{2K_a} \\ \vdots & & \ddots & \vdots & x \\ 0 & 0 & \dots & 0 & a_{K_a-1, K_a} \\ d_{K_a+1} & d_{K_a+2} & x & x & d_{K_a, K_a} \end{bmatrix}$$

La solución de  $\hat{F}\hat{G}_{11}^H = \hat{D}_{21}$  se obtiene calculando el primer bloque y el bloque de la primera fila por las Ecuaciones 32 y 33.

$$f_{n1} g_{11}'' = -d_{1n}^T, \quad n = 1, 2, \dots, L \quad \text{Ecuación 32}$$

$$f_{1n} g_{nm}'' = d_{1n} - \sum_{l=1}^{n-1} f_{1l} g_{nl}'', \quad n = 2, \dots, L \quad \text{Ecuación 33}$$

$A = [a_{ij}]_{i,j=1}^{K_a}$  y  $D = [d_{ij}]_{i,j=1}^{K_a}$  con la estructura de la matriz anterior y la matriz triangular inferior  $G = [g_{ij}]_{i,j=1}^{K_a}$  satisface la ecuación matricial  $AG^H = D$ .  $K_d$  es el número de canales especiales (DCH) y  $K_a = K_d + 1$  es el número total de canales físicos en la franja de tiempo del canal de radiodifusión. El primer elemento  $K_d$  en el último vector columna se obtiene por la división del número complejo según la Ecuación 34.

$$a_{nK_a} = \frac{d_{nK_a}}{g_{K_a K_a}}, \quad n = 1, 2, \dots, K_d - 1 \quad \text{Ecuación 34}$$

El vector de la última fila de la matriz A 13 se ha obtenido por una sustitución progresiva de tamaño  $K_a$ , que está representada por la Ecuación 35.

$$G \bullet \begin{bmatrix} a_{K_a 1}^* \\ a_{K_a 2}^* \\ \vdots \\ a_{K_a K_a}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{K_a 1}^* \\ d_{K_a 2}^* \\ \vdots \\ d_{K_a K_a}^* \end{bmatrix}
 \quad \text{Ecuación 35}$$

Además, el miembro derecho de la Ecuación 33 contiene multiplicaciones de matrices. Cada multiplicación de matrices puede ser considerada como  $K_d + (K_d + 1)^2$  multiplicadores complejos debido a los elementos nulos.

El algoritmo BSTTD se simplifica usando la anterior aproximación de la siguiente forma:

Ecuaciones de Operación

- Filtro adaptado: (3), (4)
- Cálculo de la correlación: (23), (29)
- Descomposición de Cholesky: (22), (32), (33)
- Sustitución progresiva según las Ecuaciones 36 y 37:

$$\hat{G}_{11} \bar{m}_1 = \hat{d}_{\text{mmf}1} \quad \text{Ecuación 36}$$

$$\hat{G}_{11} \bar{m}_1 = \hat{d}_{\text{mmse}2} - (\hat{G}_{21} \bar{m}_1)^* \quad \text{Ecuación 37}$$

- Sustitución regresiva según las Ecuaciones 36 y 37:

$$\hat{G}_{11}^H \hat{d}_{\text{mmse}2} = \bar{m}_2 \quad \text{Ecuación 38}$$

$$\hat{G}_{11}^H \hat{d}_{\text{mmse}1} = \bar{m}_2 - \hat{G}_{21}^H \hat{d}_{\text{mmse}2} \quad \text{Ecuación 39}$$

La realización preferida está descrita en conjunción con el diagrama de flujos de la Figura 4. La señal recibida es modelada sin tener en cuenta la interferencia entre bloques de datos, tal como según la Ecuación 2 (Paso 401). El vector recibido es adaptado por el filtro de blanqueo, tal como según las Ecuaciones 3 y 4 (Paso 402). Se determina un factor de Cholesky de la forma de la Ecuación 10 de una solución MMSE BLE (Paso 403). Entonces se calcula una submatriz G, G<sub>11</sub> mediante el cálculo de un factor de Cholesky de una submatriz de D, D<sub>11</sub> (de la Ecuación 7), según la Ecuación 22 (Paso 404). Mediante la Ecuación 26, se calcula entonces otra aproximación de una submatriz de G, G<sub>22</sub>, usando el complejo conjugado de G<sub>11</sub>, G<sub>11</sub><sup>\*</sup> (Paso 405). Usando las Ecuaciones 31 y 32 (Paso 406) se aproxima otra submatriz de G, G<sub>21</sub> como siendo una matriz de líneas superior e inferior. Los símbolos de los dos campos de datos,  $\hat{d}_{\text{mmse}1}$  y  $\hat{d}_{\text{mmse}2}$  se resuelven usando la sustitución progresiva y regresiva según las Ecuaciones 35, 36, 37 y 38 (Paso 407). Los datos originales transmitidos se determinan después descodificando mediante  $\hat{d}_{\text{mmse}1}$  y  $\hat{d}_{\text{mmse}2}$  el descodificador 15 (Paso 408).

En tanto que el presente invento ha sido descrito desde el punto de vista de la realización preferida, para los expertos en la materia serán evidentes otras variantes que están dentro del invento tal como se ha esbozado en las reivindicaciones.

REIVINDICACIONES

1. Un método para recibir campos de datos transmitidos usando diversidad de transmisión de bloques de espacio-tiempo, BSTTD, en un sistema de comunicación de acceso por división de códigos, CDMA, efectuándose la transmisión transmitiendo un primer campo de datos ( $\bar{d}_1$   $\bar{d}_2$ ) que usa una primera antena, y un segundo campo de datos ( $-\bar{d}_2^*$   $\bar{d}_1^*$ ) que usa una segunda antena, en el que \* representa un conjugado;

comprendiendo el método los pasos de:

recibir el primer campo de datos y el segundo campo de datos;

**caracterizado** porque:

genera (401) un modelo de señal recibida que no tiene en cuenta la interferencia entre los bloques de datos de acuerdo con:

$$\begin{bmatrix} \bar{r}_1 \\ \bar{r}_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & -B_{11} \\ B_{22}^* & A_{22}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{d}_1 \\ \bar{d}_2^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{n}_1 \\ \bar{n}_2^* \end{bmatrix}$$

en donde A y B son versiones de líneas de bloques de las matrices de propagación asociadas con las antenas primera y segunda, respectivamente; y determina los símbolos de datos transmitidos del primer campo y del segundo campo utilizando una ecualización lineal de bloques de errores medios cuadráticos mínimos, una descomposición de Cholesky aproximada (403), y una sustitución progresiva y regresiva (407), en el que un factor de Cholesky usado en la descomposición de Cholesky aproximada incluye cuatro matrices de bloques, un primer bloque de las cuatro matrices de bloques es aproximado como un complejo conjugado de un segundo bloque de las matrices (405) de cuatro bloques.

2. El método de la reivindicación 1, en el que los campos de datos recibidos son procesados por un filtro de blanqueo adaptado.

3. El método de la reivindicación 2, en el que los campos de datos recibidos son procesados por un analizador de canales que genera una información de canal para ser usada en la determinación de los símbolos de los datos transmitidos.

4. Un receptor para recuperar campos de datos transmitidos desde un transmisor, BSTTD, de diversidad de transmisión por bloques de espacio-tiempo que transmite un primer campo de datos ( $\bar{d}_1$   $\bar{d}_2$ ) usando una primera antena, y un segundo campo de datos ( $-\bar{d}_2^*$   $\bar{d}_1^*$ ) usando una segunda antena, siendo el segundo campo de datos producido reordenando los bloques del primer campo de datos, comprendiendo el receptor: una antena para recibir un vector que comprende el primer campo de datos y el segundo campo de datos; y **caracterizado** por,

un detector de conexión BSTTD para determinar los símbolos transmitidos de los campos de datos primero y de los campos de datos segundos utilizando una ecualización lineal de bloque de errores medios cuadráticos mínimos, una descomposición de Cholesky aproximada (403), y sustitución progresiva y regresiva (407), usando un modelo (401) de señal recibida que no tiene en cuenta la interferencia entre los bloques de datos de acuerdo con:

$$\begin{bmatrix} \bar{r}_1 \\ \bar{r}_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & -B_{11} \\ B_{22}^* & A_{22}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{d}_1 \\ \bar{d}_2^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{n}_1 \\ \bar{n}_2^* \end{bmatrix}$$

en donde A y B son versiones de líneas de bloques de las matrices de propagación asociadas con las antenas primera y segunda, respectivamente; y en el que un factor de Cholesky usado en la descomposición de Cholesky aproximada incluye matrices de cuatro bloques, un primer bloque de las matrices de cuatro bloques es aproximado como un complejo conjugado de un segundo bloque de las matrices (405) de cuatro bloques.

5. El receptor de la reivindicación 4, que además comprende un filtro de blanqueo adaptado para procesar los campos de datos recibidos.

6. El receptor de la reivindicación 5, que además comprende un analizador de canales para generar información de canales.

7. Un sistema de comunicación CDMA para recuperar campos de datos transmitidos usando diversidad de transmisión de bloques de espacio-tiempo, (BSTTD), comprendiendo el sistema:

## ES 2 284 122 T3

un transmisor que transmite un primer campo de datos ( $\bar{d}_1$   $\bar{d}_2$ ) usando una primera antena, y un segundo campo de datos ( $\bar{d}_2^*$   $\bar{d}_1^*$ ) usando una segunda antena; y un receptor para recibir campos de datos transmitidos usando BSTTD, que comprende:

5 una antena para recibir un vector que comprende el primer campo de datos y el segundo campo de datos; y **caracterizado** por,

10 un detector de conexión BSTTD que utiliza una ecualización lineal de bloque de errores medios cuadráticos mínimos, una descomposición de Cholesky aproximada (403), y sustitución progresiva y regresiva (407), para determinar los símbolos del primer campo de datos y del segundo campo de datos, usando un modelo (401) de señal recibida que no tiene en cuenta la interferencia entre los bloques de datos de acuerdo con:

$$15 \begin{bmatrix} \bar{r}_1 \\ \bar{r}_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & -B_{11} \\ B_{22}^* & A_{22}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{d}_1 \\ \bar{d}_2^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{n}_1 \\ \bar{n}_2^* \end{bmatrix}$$

20 en donde A y B son versiones de líneas de bloques de las matrices de propagación asociadas con las antenas primera y segunda, respectivamente; y, donde un factor de Cholesky usado en la descomposición de Cholesky aproximada incluye matrices de cuatro bloques, un primer bloque de las matrices de cuatro bloques es aproximado como un complejo conjugado de un segundo bloque de las matrices de cuatro bloques (405).

25 8. El sistema de la reivindicación 7 anterior, que además comprende un filtro de blanqueo adaptado para procesar los campos de datos recibidos.

9. El sistema de la reivindicación 8, que además comprende un analizador de canales para generar información de canales.

30

35

40

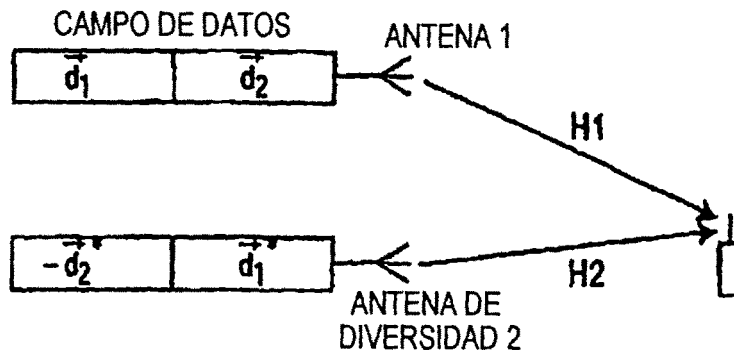
45

50

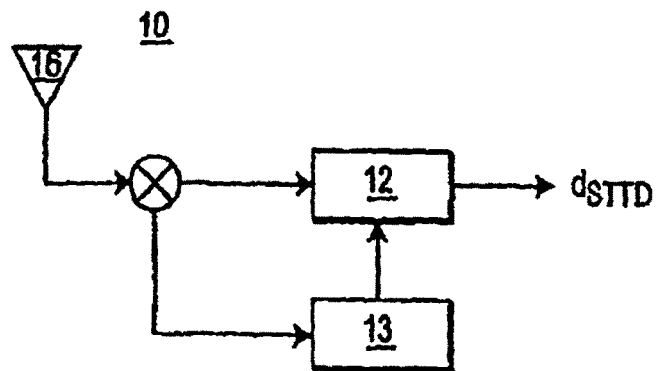
55

60

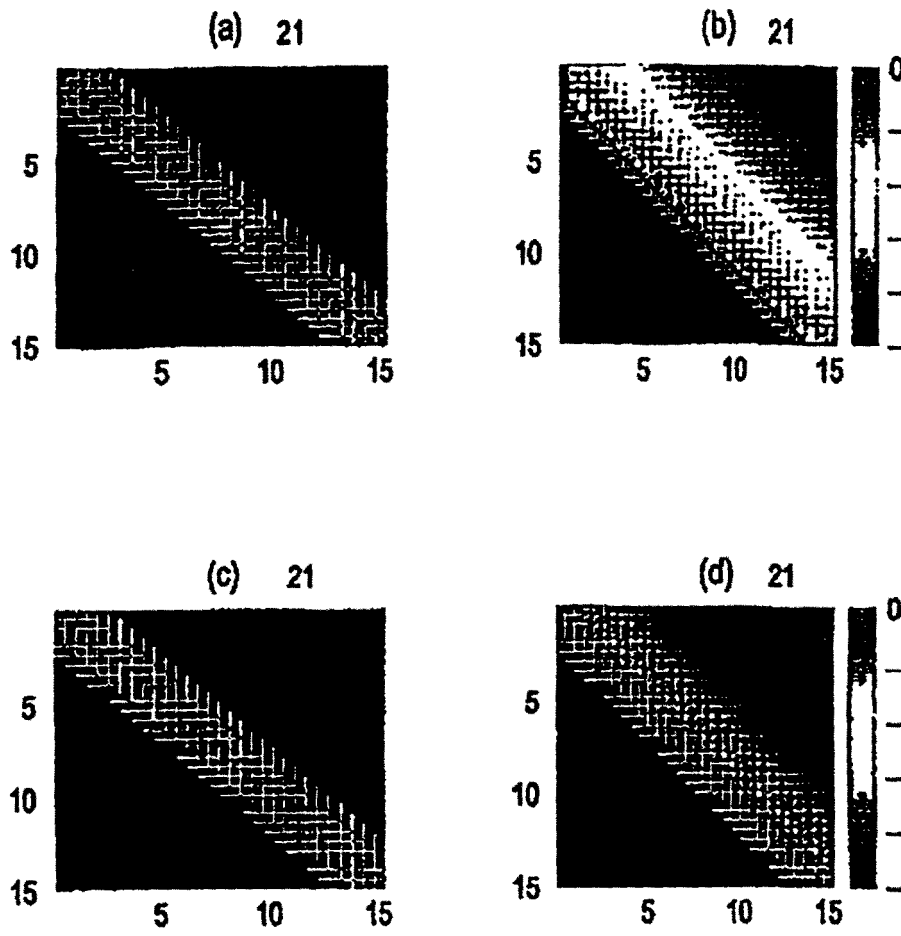
65



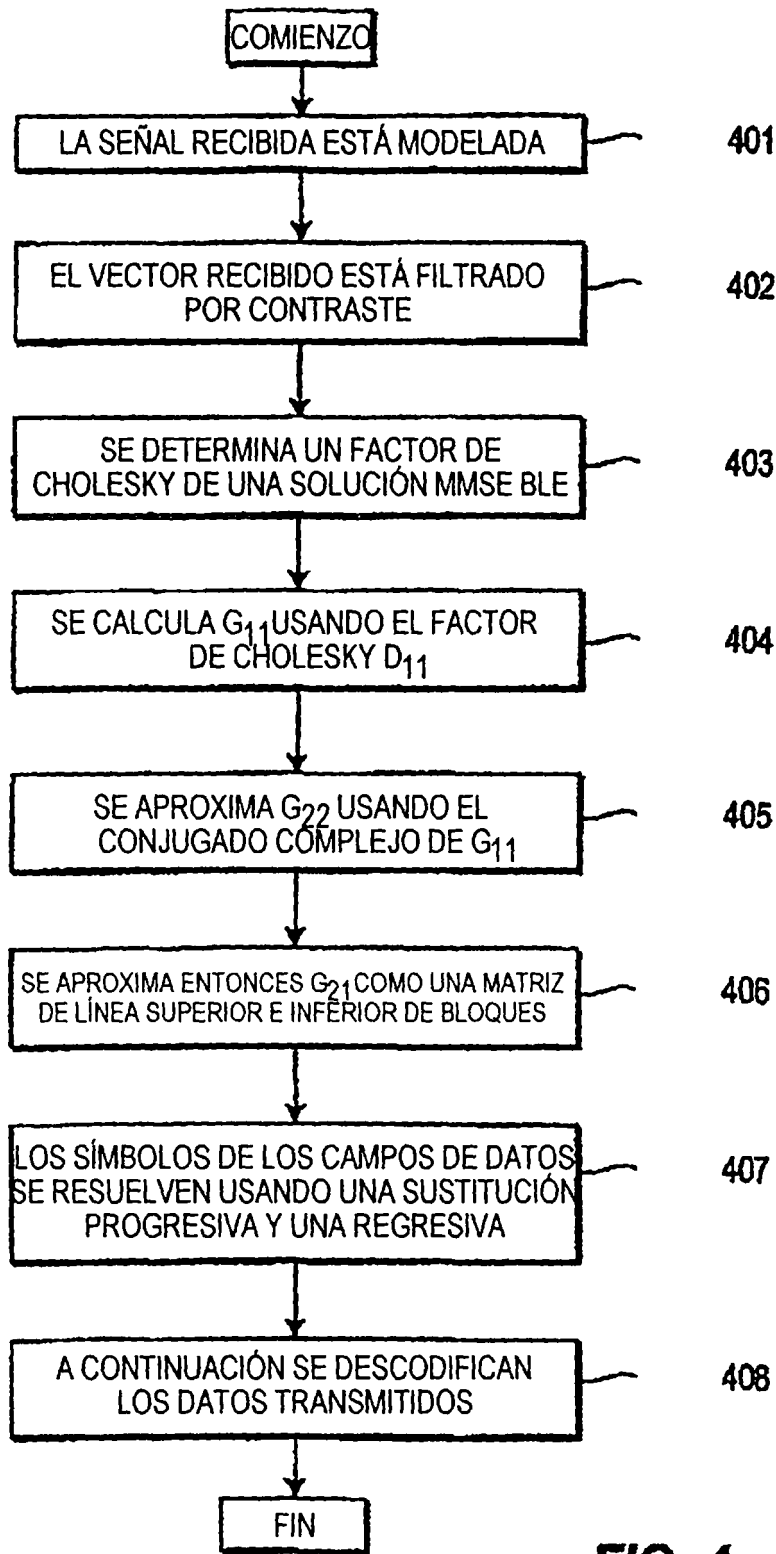
**FIG. 1**



**FIG. 2**



**FIG. 3**



**FIG. 4**