

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 672 397**

51 Int. Cl.:

H04B 7/06 (2006.01)

H04L 1/06 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **15.08.2007 E 12152478 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **25.04.2018 EP 2448145**

54 Título: **Método y equipo para proporcionar feedback de precodificación eficiente en un sistema de comunicación inalámbrico MIMO**

30 Prioridad:

17.08.2006 US 838273 P

21.08.2006 US 839195 P

02.03.2007 US 892719 P

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

14.06.2018

73 Titular/es:

**INTEL CORPORATION (100.0%)
2200 Mission College Boulevard
Santa Clara, CA 95054, US**

72 Inventor/es:

**PAN, KYLE JUNG-LIN;
OLESEN, ROBERT L. y
GRIECO, DONALD M.**

74 Agente/Representante:

LEHMANN NOVO, María Isabel

ES 2 672 397 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

Método y equipo para proporcionar feedback de precodificación eficiente en un sistema de comunicación inalámbrico MIMO

5 **Campo de la invención**

La presente invención está relacionada, en general, con sistemas de comunicación inalámbrica. Más en particular, la presente invención está relacionada con un método y un equipo para realizar una precodificación eficiente de múltiples entradas múltiples salidas (MIMO) utilizando feedback diferencial combinado con feedback agrupado que da como resultado una sobrecarga de feedback significativamente reducida en un sistema de una única portadora de acceso múltiple por división de frecuencia (SC-FDMA).

10 **Antecedentes**

MIMO se considera esencial para el acceso radio terrestre universal evolucionado (E-UTRA) con el fin de proporcionar una alta tasa de datos y una capacidad de sistema aumentada para un enlace descendente (DL) de acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal (OFDMA). Por las mismas razones es deseable utilizar MIMO para un enlace ascendente (UL) SC-FDMA. Se ha mostrado una mejora significativa en las tasas de datos y el rendimiento utilizando precodificación MIMO para SC-FDMA para el enlace ascendente. E-UTRA soporta una tasa de datos pico instantánea del enlace ascendente de 50 Mb/s dentro de una asignación de espectro del enlace ascendente de 20 MHz (2,5 bps/Hz) asumiendo una modulación 16-QAM.

20 Cuando se utilizan tasas de codificación prácticas (por ejemplo, $\frac{1}{2}$) la tasa de datos pico instantánea del enlace ascendente es mucho menor de 50 Mb/s. Es necesario utilizar una configuración MIMO con el fin de conseguir esta tasa de datos al tiempo que se utilizan tasas de codificación prácticas. También se ha observado que, para conseguir el mayor rendimiento en la transmisión del enlace ascendente, es necesario utilizar una precodificación. La utilización de MIMO para un enlace ascendente (UL) SC-FDMA requiere la utilización de al menos dos transmisores, uno para cada antena MIMO del enlace ascendente. Una ventaja adicional de tener dos o más transmisores en la WTRU es la posibilidad de utilizar formación de haz para mejorar MIMO multiusuario, y también transmitir los esquemas de diversidad como, por ejemplo, Espacio Tiempo (ST)/Decodificación de Frecuencia (FD).

30 Un feedback eficiente puede reducir la sobrecarga de feedback o mejorar el rendimiento. Se obtiene una reducción potencial de la sobrecarga de feedback cuando se utiliza la rotación de Jacobi para feedback de una eigenbase. La reducción de sobrecarga adicional se puede conseguir utilizando un feedback diferencial mediante una aproximación iterativa para la transformada de Jacobi para monitorizar el delta de la eigenbase y a continuación proporcionar feedback a la nueva eigenbase.

35 Sería deseable utilizar un feedback diferencial y una rotación de Jacobi iterativa para la reducción potencial de la sobrecarga de feedback y la mejora del rendimiento. El feedback basado en la transformada de Jacobi iterativa es una solución potencial para una propuesta de dos o más antenas MIMO de transmisión.

40 El documento JUNE CHUL ROH Y OTROS: "An efficient feedback method for MIMO systems with slowly time-varying channels (Un método de feedback eficiente para sistemas MIMO con canales que varían lentamente en el tiempo)" divulga una reducción del feedback para MIMO. Se utiliza una rotación de Givens para la diagonalización. En lugar de devolver la matriz de precodificación, se devuelven los ángulos y fases de rotación de la matriz Givens. Estos se pueden utilizar para recrear la matriz de precodificación en el transmisor. Estos parámetros se devuelven como valores diferencia.

Resumen

45 La presente invención evalúa el rendimiento de un esquema de precodificación MIMO y considera los efectos de la cuantización, el feedback agrupado y el retardo del feedback para la precodificación MIMO en un sistema de comunicación inalámbrica que incluye un transmisor y un receptor. El sistema puede utilizar bien una configuración de un único código (SCW) o una configuración de doble código (DCW). Para generar la matriz de precodificación se puede utilizar una descomposición de valor único (SVD). La cuantización para la precodificación MIMO o la formación de haz propio de transmisión (TxBF) se pueden basar en un libro de códigos. El feedback agrupado considera un feedback por grupo de subportadoras o bloques de recursos (RB).

50 También se proporciona un esquema de precodificación MIMO basado en libro de códigos utilizando feedback diferencial y no diferencial combinados. El esquema de precodificación puede utilizar únicamente feedback no diferencial.

La presente invención evalúa el rendimiento del esquema de precodificación MIMO y considera los efectos de cuantización, feedback agrupado y retardo del feedback para precodificación MIMO. Se puede utilizar SVD para generar la matriz de precodificación. La cuantización para la precodificación MIMO o TxBF puede estar basada en un libro de códigos. El feedback agrupado considera un feedback por grupo de subportadoras o bloques de recursos (RB). Consideramos el esquema de precodificación MIMO basado en un libro de códigos utilizando feedback diferencial y no diferencial combinados.

La presente invención proporciona un esquema de feedback de precodificación basado en rotaciones de Jacobi para MIMO del enlace ascendente. La presente invención también se puede aplicar a MIMO del enlace descendente en donde se utiliza OFDM(A). Se considera el feedback diferencial y no diferencial combinados con una reinicialización periódica. Se muestra que el feedback diferencial con un reinicio apropiado mejora el rendimiento. El feedback diferencial necesita una sobrecarga de feedback considerablemente menor, aproximadamente un 33%, que el feedback no diferencial, al tiempo que se mantiene el rendimiento.

Se estudia la degradación del rendimiento para la precodificación MIMO debido a la cuantización, el feedback agrupado y el retardo del feedback. Se muestra que la degradación del rendimiento debida a la cuantización para la precodificación MIMO es menor de un dB. La degradación del rendimiento de precodificación MIMO debida al feedback agrupado depende del ancho de banda coherente del canal y el tamaño del grupo de feedback. La pérdida es menor de 1 dB para el feedback cada 25 RB. También se muestra que la degradación del rendimiento debida al retardo del feedback es menor de un dB para baja velocidad o un retardo del feedback menor como, por ejemplo, 3 km/h o un retardo del feedback de 2 intervalos de tiempo de transmisión (TTI). El rendimiento se degrada más cuando aumenta la velocidad o el retardo del feedback.

Breve descripción de los dibujos

Se puede tener una comprensión más detallada de la invención a partir de la siguiente descripción de un modo de realización preferido, proporcionado a modo de ejemplo y para ser comprendido junto con los dibujos adjuntos, en donde:

La Figura 1 es un gráfico que muestra la tasa de error de trama (FER) frente a la relación señal/ruido (SNR) utilizando un modelo de canal Típico Urbano 6 (TU-6). Se proporciona una comparación de un feedback ideal y cuantizado;

la Figura 2 es un gráfico que muestra la tasa de error de trama (FER) frente a la relación señal/ruido (SNR) utilizando un modelo de canal de Modelo de Canal Espacial Extendido C (SCME-C). Se proporciona una comparación de un feedback ideal y cuantizado. Tal como se observa, existe una menor pérdida del feedback cuantizado para el modelo de canal SCME-C que para el modelo de canal TU-6. Esto es debido a las propiedades de correlación del modelo de canal SCME-C;

la Figura 3 es un gráfico que compara el feedback diferencial y el feedback no diferencial;

la Figura 4 es un gráfico de feedback utilizando diferentes intervalos de reinicio;

la Figura 5 es un gráfico que compara feedback diferencial con retardo del feedback para SCME-C a baja velocidad;

la Figura 6 es un gráfico de feedback diferencial y retardo del feedback para SCME-C a alta velocidad; y

la Figura 7 es un gráfico de feedback no diferencial y retardo del feedback para SCME-C a alta velocidad.

La Figura 8A es un diagrama de bloques de un transmisor que incluye un generador de matrices de precodificación para procesar los bits de feedback diferencial o no diferencial de acuerdo con la presente invención;

las Figuras 8B y 8C muestran detalles del generador de matrices de precodificación de la Figura 8A;

la Figura 9A es un diagrama de bloques de un receptor que incluye un generador de feedback que genera los bits de feedback procesados por el generador de matrices de precodificación del transmisor de la Figura 8A de acuerdo con la presente invención;

las Figuras 9B y 9C muestran detalles del generador de feedback del receptor de la Figura 9A;

las Figuras 10A y 10B muestran modos de realización diferentes del generador de matrices de precodificación utilizado en el generador de feedback de la Figura 9B;

las Figuras 10C y 10D muestran diferentes modos de realización del generador de matrices de precodificación utilizado en el generador de feedback de la Figura 9C;

la Figura 11 muestra una comparación del rendimiento de doble código para MIMO de un usuario (SU-MIMO) respecto a entrada única, salida múltiple (SIMO) para las regiones SNR de rendimiento de muchos datos; y

la Figura 12 muestra una comparación del rendimiento para código única y doble utilizando matriz de precodificación MIMO del enlace ascendente para dos o más antenas en la WTRU y un Nodo-B evolucionado (eNodoB) con un canal SCME-C.

Descripción detallada de los modos de realización preferidos

Cuando se utiliza de aquí en adelante, el término "unidad de transmisión/recepción inalámbrica (WTRU)" incluye, pero no se limita a, un equipo de usuario (UE), una estación móvil, una unidad de abonado fija o móvil, un busca, un teléfono móvil, un asistente digital personal (PDA), un ordenador o cualquier otro tipo de dispositivo de usuario capaz de funcionar en un entorno inalámbrico. Cuando se utiliza de aquí en adelante el término "estación base" incluye, pero no se limita a, un Nodo-B, un controlador de sitio, un punto de acceso (AP), o cualquier otro tipo de dispositivo interfaz capaz de funcionar en un entorno inalámbrico.

Feedback no diferencial

Se utiliza una rotación de Jacobi para realizar una diagonalización de la matriz. La matriz H de respuesta de canal (o la estimación de la matriz de respuesta de canal) se puede descomponer en

$$H = UDV^H, \tag{Ecuación (1)}$$

donde U y V son matrices unitaria, esto es, $U^H U = I$ y $V^H V = I$. D es una matriz diagonal que tiene valores únicos en la diagonal, V es la matriz propia (compuesta por vectores propios) y se puede utilizar como una matriz de precodificación en el transmisor, y V^H es la matriz hermitiana de una matriz de precodificación (matriz propia) V. La matriz R de correlación de canal se define como:

$$R \equiv H^H H, \tag{Ecuación (2)}$$

que es el producto de la traspuesta hermitiana de la matriz H de respuesta de canal y la propia matriz H de respuesta de canal. La matriz R de correlación de canal se puede descomponer en:

$$R = VD^2V^H. \tag{Ecuación (3)}$$

La rotación de Jacobi se utiliza para realizar la diagonalización de matriz de la matriz R de correlación de canal de modo que:

$$D^2 = J^H R J. \tag{Ecuación (4)}$$

La diagonalización es un proceso para transformar cualquier matriz arbitraria en una matriz diagonal. La diagonalización se utiliza típicamente en aplicaciones de comunicaciones inalámbricas y de procesamiento de señal para separar múltiples señales y/o separar la señal deseada y la interferencia. La Ecuación (4) describe el proceso de diagonalización de la matriz R de correlación de canal en una matriz diagonal D^2 . En la Ecuación (4), la matriz J de rotación de Jacobi se multiplica por la matriz R de correlación de canal por la derecha, y la traspuesta Hermitiana de la matriz J de rotación de Jacobi se multiplica por la matriz R de correlación de canal por la izquierda. La matriz resultante es D^2 que es una matriz diagonal. Cuando se comparan las Ecuaciones (1) y (3), se observa que la diagonalización de la matriz H de respuesta de canal para encontrar la matriz propia V es equivalente a la diagonalización de la matriz R de correlación de canal para encontrar la matriz propia V. La Ecuación (3) se puede reescribir como:

$$V^H R V = D^2. \tag{Ecuación (5)}$$

Cuando se comparan las ecuaciones (4) y (5), se observa que la matriz J de Jacobi se convierte en la matriz propia V cuando la matriz R de correlación de canal se diagonaliza utilizando la descomposición de valores propios (o SVD) y la rotación de Jacobi para la transformada de diagonalización. La transformada de rotación de Jacobi o la matriz de precodificación (o la estimación de la transformada de rotación de Jacobi o la matriz de precodificación) para una configuración 2x2 se representa como:

$$J(\hat{\theta}, \hat{\phi}) = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta})e^{j\hat{\phi}} & \sin(\hat{\theta})e^{j\hat{\phi}} \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix}, \tag{Ecuación (6a)}$$

donde $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$ son estimaciones de los parámetros para la rotación de Jacobi. Los parámetros $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$ se pueden obtener mediante las ecuaciones 9 y 10. Los parámetros $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$ también se pueden obtener resolviendo la siguiente ecuación 6b.

$$V = \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} \\ v_{21} & v_{22} \end{bmatrix} = J(\hat{\theta}, \hat{\phi}) = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta})e^{j\hat{\phi}} & \sin(\hat{\theta})e^{j\hat{\phi}} \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación (6b)}$$

La matriz de precodificación (matriz propia) V se representa como:

$$V = \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} \\ v_{21} & v_{22} \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación (7)}$$

5 La matriz R de correlación de canal se representa como:

$$R = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación (8)}$$

Para el feedback no diferencial, se utiliza el feedback de la matriz V de precodificación. Como la matriz V de precodificación es equivalente a la matriz J de rotación de Jacobi comparando las Ecuaciones (4) y (5) tal como se ha descrito en las secciones previas, la matriz V de precodificación se puede transformar en la matriz J de rotación de Jacobi. El envío de la matriz V de precodificación es equivalente al envío de la matriz J de rotación de Jacobi o el reenvío de los parámetros $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$ de la matriz de rotación de Jacobi. El envío de la matriz V de precodificación se puede representar mediante dos elementos: $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$, en lugar de v11, v12, v21 y v22 (los elementos o los vectores propios de la matriz V de precodificación) o r11, r12, r21 y r22 (los elementos de la matriz R de correlación de canal). El envío de los parámetros de la transformada de la matriz (por ejemplo, el envío de $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$) es más eficiente que el envío de toda la matriz de precodificación, o que los propios vectores de precodificación (por ejemplo, el envío de la matriz V de precodificación o equivalentemente sus elementos v11, v12, v21 y v22, o el envío de la matriz R de correlación de canal o equivalentemente sus elementos r11, r12, r21 y r22).

Los parámetros de $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$ de la transformada de Jacobi se pueden calcular con las siguientes dos ecuaciones:

$$\tan(\hat{\theta})^2 + \frac{(r_{22} - r_{11})}{|r_{12}|} \tan(\hat{\theta}) - 1 = 0; \quad y \quad \text{Ecuación (9)}$$

$$e^{j\hat{\phi}} = \frac{r_{12}}{|r_{12}|}, \quad \text{Ecuación (10)}$$

20 donde r_{ij} es el elemento de la matriz R de correlación de canal que se corresponde con la i-ésima fila y la j-ésima columna.

Con el fin de reducir aún más la sobrecarga de feedback, se introduce un procesamiento diferencial en el que únicamente se calculan y devuelven los cambios o diferencias de los parámetros de la transformación de la matriz ($\Delta\hat{\theta}$ y $\Delta\hat{\phi}$).

25 Con el fin de evitar la acumulación y la propagación de errores introducidos por el procesamiento diferencial, se considera una aproximación que combina el feedback diferencial y no diferencial en la que se propone un feedback diferencial con reinicio periódico de error.

Feedback diferencial

Se propone el feedback diferencial utilizando una transformación de Jacobi iterativa.

30 Para una instancia n de feedback, se aplica la rotación de Jacobi $J(n)$ a la matriz R de correlación de canal, y se expresa mediante:

$$J(n)^H R(n) J(n) = D^2. \quad \text{Ecuación (11)}$$

Para la siguiente instancia n+1 de feedback, si no se ha actualizado la matriz de rotación de Jacobi, la diagonalización de la matriz R utilizando rotación de Jacobi de la instancia n de feedback se puede expresar mediante:

$$J(n)^H R(n+1)J(n) = \tilde{D}^2. \quad \text{Ecuación (12)}$$

5 \tilde{D}^2 no es diagonal. Sin embargo, cuando el canal cambia lentamente, \tilde{D}^2 es casi diagonal. Cuando el canal no ha cambiado, \tilde{D}^2 es diagonal. Cuando cambian los canales MIMO, \tilde{D}^2 ya no sigue siendo diagonal. Para una correcta diagonalización es necesario actualizar la matriz de precodificación y, por lo tanto, la matriz de rotación de Jacobi. Se denomina ΔJ (o $\Delta J(n)$) a la matriz de precodificación diferencial (matriz delta de precodificación) que representa el delta de actualización de la matriz de feedback en la instancia n de feedback. Los parámetros $\Delta \hat{\theta}$ y $\Delta \hat{\phi}$ para la transformada de rotación de Jacobi de la matriz delta de precodificación son devueltos al transmisor desde el receptor. Esto se distingue del feedback no diferencial en que se devuelve la matriz básica de precodificación en lugar de la matriz delta de precodificación. Se devuelven al transmisor los parámetros $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$ para la matriz de rotación de Jacobi de la matriz básica (full) de precodificación. Cuando cambia el canal es necesario actualizar la rotación o transformada de Jacobi para una diagonalización correcta:

$$\Delta J(n)^H [J(n)^H R(n+1)J(n)]\Delta J(n) = \Delta J(n)^H \tilde{D}^2 \Delta J(n) = D^2, \quad \text{Ecuación (13)}$$

15 donde $\Delta J(n)$ es el delta de actualización de feedback en la instancia n de feedback. El feedback diferencial o el feedback delta $\Delta J(n)$ se estima y calcula en el receptor y se le devuelve al transmisor desde el receptor para actualizar la matriz de precodificación J(n) para el siguiente proceso de precodificación J(n+1) en el transmisor (y/o en el receptor si es necesario).

El feedback diferencial o el feedback delta ΔJ se pueden obtener a partir de \tilde{D}^2 donde:

$$\tilde{D}^2 = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \end{bmatrix}. \quad \text{Ecuación (14)}$$

20 Las siguientes Ecuaciones (15) y (16) se pueden utilizar para obtener la matriz de precodificación diferencial ΔJ , (esto es, para obtener $\Delta \hat{\theta}$ y $\Delta \hat{\phi}$):

$$\tan(\Delta \hat{\theta})^2 + \frac{(d_{22} - d_{11})}{|d_{12}|} \tan(\Delta \hat{\theta}) - 1 = 0; \quad \text{y} \quad \text{Ecuación (15)}$$

$$e^{j\Delta \hat{\phi}} = \frac{d_{12}}{|d_{12}|}. \quad \text{Ecuación (16)}$$

Alternativamente, el feedback diferencial ΔJ se puede calcular en el receptor multiplicando la transpuesta Hermitiana de la matriz de precodificación J(n) anterior con la matriz de precodificación J(n+1) mediante:

$$\Delta J(n) = J(n)^H J(n+1), \quad \text{Ecuación (17)}$$

25 donde J(n+1) se puede calcular a partir de la matriz R(n+1) de correlación en el receptor tal como se describe en las Ecuaciones (2) y (4) para la instancia n+1 de feedback. El transmisor recibe el feedback ΔJ y lo utiliza para la actualización de la matriz de precodificación para J(n+1). Obsérvese que la matriz de precodificación se designa como J (que es igual a V ya que J y V son equivalentes tal como se ha discutido en secciones anteriores). La matriz de precodificación J(n) anterior en el transmisor se actualiza para obtener la matriz de precodificación J(n+1) siguiente. El transmisor en primer lugar recibe y decodifica los bits de feedback, y traduce dichos bits de feedback en una matriz delta de precodificación $\Delta J(n)$. Esto se puede realizar en el transmisor multiplicando la matriz de precodificación J(n) anterior que se utiliza en el transmisor por la matriz diferencial de precodificación $\Delta J(n)$ que se ha recibido, decodificado y traducido por el transmisor desde el receptor mediante:

$$J(n+1) = J(n) \cdot \Delta J(n). \quad \text{Ecuación (18)}$$

J(n+1) se puede calcular a partir de R(n+1), y R(n+1) se calcula a partir de H(n+1).

La diagonalización se consigue utilizando una matriz diferencial de precodificación actualizada ΔJ , tal como se describe en la Ecuación (13), y la ecuación resultante se puede reescribir como:

$$J(n+1)^H R(n+1) J(N+1) = D^2,$$

Ecuación (19)

donde $J(n+1)$ y ΔJ se relacionan mediante la Ecuación (18).

Feedback diferencial y no diferencial combinados

5 Obsérvese que se pueden utilizar ambas respuestas diferencial y no diferencial combinados utilizando feedback agrupado. El agrupado supone que las subportadoras o los bloques de recursos (RB) adyacentes presentarán un comportamiento de desvanecimiento similar y, por tanto, estas técnicas se les pueden aplicar conjuntamente.

En general, el feedback diferencial puede ser más apropiado para canales de baja velocidad y el feedback no diferencial puede ser apropiado para canales de alta velocidad. Se puede considerar una respuesta diferencial y no diferencial combinados para la reducción de la sobrecarga de feedback y la mejora del rendimiento.

10 El feedback diferencial se puede reiniciar cada N TTI, cada N intervalos de feedback, cada cierto periodo de tiempo o de forma aperiódica con el fin de evitar acumulación o propagación de errores debido al procesamiento diferencial. N es un entero predeterminado. En cada reinicio se utiliza el feedback no diferencial. El feedback no diferencial se produce cada N TTI o cada N intervalos de feedback y el feedback diferencial se utiliza para el resto de TTI o intervalos de feedback. En el periodo de reinicio, se envía la matriz básica de precodificación mientras que entre los reinicios o entre las respuestas no diferenciales únicamente se envía la matriz delta de precodificación.

15 Se puede reducir la sobrecarga de feedback. Para el feedback diferencial, son necesarios menos bits (por ejemplo, 2bits) para la cuantización. Para el feedback no diferencial, son necesarios más bits (por ejemplo, 3 bits) para la cuantización.

20 Por ejemplo, para el feedback no diferencial se utiliza un libro de códigos que consiste en ocho códigos que requieren tres (3) bits de feedback para la cuantización, mientras que para el feedback diferencial se utilizan cuatro códigos, lo cual requiere menos bits de feedback (2 bits). El feedback se puede basar en promedios sobre múltiples bloques de recursos (RB), (por ejemplo, 2, 5, 6, 10 RB), donde un RB se define como un bloque con múltiples subportadoras (por ejemplo, 12 ó 25 subportadoras).

25 Se utilizan dos libros de códigos. El libro de códigos, (libro de códigos diferencial), utilizado para la cuantización se concentra en el origen del plano (θ, ϕ) para feedback diferencial, mientras que el libro de códigos, (libro de códigos no diferencial), para el feedback no diferencial es uniforme con códigos distribuidas uniformemente. En una implementación, el libro de códigos diferencial consiste en cuatro códigos. El libro de códigos no diferencial consiste en ocho códigos. Un feedback diferencial y no diferencial combinados puede reducir la sobrecarga de feedback y mejorar el rendimiento para la precodificación MIMO

30 Asunciones de simulación

En la siguiente Tabla 1 se proporciona la asunción y los parámetros de simulación utilizados

Parámetro	Asunción
Frecuencia de portadora	2,0 GHz
Tasa de símbolo	4,096 millones de símbolos/s
Ancho de banda de transmisión	5 MHz
Longitud de TTI	0,5 ms (2048 símbolos)
Número de bloques de datos por TTI	6
Número de símbolos de datos por TTI	1536
Tamaño de bloque de la transformada rápida de Fourier (FFT)	512
Número de subportadoras ocupadas	256
Longitud de Prefijo Cíclico (CP)	7,8125 μ s (32 muestras)
Modelo de canal	Urbano Típico (TU6), SCME-C
Configuraciones de antena	2 x 2 (MIMO)
Correlación de desvanecimiento entre antenas de	$\rho = 0$ para TU6 y SCME-C

transmisión/recepción	
Velocidad de desplazamiento	3 km/h, 30 km/h, 120 km/h
Modulación de datos	QPSK y 16QAM
Codificación de canal	Código turbo con decodificación de decisión suave
Tasa de codificación	1/2 y 1/3
Ecuador	LMMSE
Feedback agrupado	Un feedback por cada 1, 12 y 25 subportadoras
Error de feedback	Ninguno (se supone ideal)
Retardo del feedback	2 y 6 TTI
Estimación de canal	Estimación de canal ideal

Tabla 1

Resultados de la simulación y análisis

5 La Figura 1 muestra el rendimiento de la precodificación MIMO para un modelo de canal TU6 y una velocidad del vehículo de 3km/h. Se compara el rendimiento de la precodificación MIMO con feedback agrupado de diferentes tamaños de grupo. El feedback no agrupado es el feedback por subportadora que requiere la mayor sobrecarga de feedback. El feedback agrupado utiliza un feedback cada L subportadoras. Para el feedback agrupado se observa una degradación de aproximadamente 0,3 dB utilizando un feedback por cada 12 subportadoras con respecto al rendimiento de no utilizar feedback agrupado, esto es, L=1. Se observa una degradación de aproximadamente 0,8 dB en el rendimiento para feedback agrupado utilizando un feedback por cada 25 subportadoras con respecto al feedback no agrupado.

10 Además, en la Figura 1 se compara el rendimiento de la precodificación MIMO con y sin cuantización. Con feedback diferencial que utiliza 2 bits por grupo de feedback, se observa aproximadamente una degradación de 0,3 dB que resulta de la cuantización para todos los tamaños de feedback agrupado, L=1, 12 y 25 subportadoras. El feedback se actualizó cada TTI y se reinició cada 10 TTI.

15 La Figura 2 muestra el rendimiento de la precodificación MIMO utilizando feedback agrupado y cuantización de libro de códigos para un canal SCME-C y una velocidad de vehículo de 3 km/h. Se observa una degradación de aproximadamente 0,1 dB para feedback agrupado utilizando un feedback por cada 12 subportadoras con respecto al rendimiento del feedback no agrupado, esto es, L=1. Se observa una degradación de aproximadamente 0,2 dB para feedback agrupado utilizando un feedback por cada 25 subportadoras con respecto al feedback no agrupado. Además, se observa una degradación de aproximadamente 0,3 dB debido a la cuantización que utiliza 2 bits por grupo de feedback.

20 La Figura 3 muestra la comparación de rendimiento para precodificación MIMO utilizando feedback diferencial y no diferencial. Se compara el rendimiento del feedback diferencial y no diferencial combinado que utiliza un esquema mixto 2 bits/3 bits contra un feedback no diferencial que utiliza 3 bits. El feedback diferencial y no diferencial combinado utiliza una cuantización de 2 bits con una cuantización de 3 bits en cada periodo de reinicio.

25 Se observa que el rendimiento del feedback diferencial utilizando menos bits (2 bits) con un intervalo de reinicio apropiado para un procesamiento diferencial es parecido al rendimiento de un feedback no diferencial utilizando un feedback completo y más bits (3 bits). El feedback diferencial y no diferencial combinado puede reducir la sobrecarga de feedback tanto como un 33% comparado con la sobrecarga de feedback de un feedback no diferencial, en función del intervalo de iteración y el periodo de reinicio. Una degradación de aproximadamente 0,3-0,4 dB en el rendimiento para la precodificación utilizando una cuantización con respecto a la precodificación ideal/TxBF con ninguna cuantización.

30 La Figura 4 muestra el rendimiento de la precodificación MIMO utilizando un feedback diferencial con reinicio. Se muestra que el rendimiento del feedback diferencial cada TTI con un reinicio apropiado puede mejorar el rendimiento en 2 dB. Esto se debe a que el error de precodificación debido a la cuantización se puede acumular o propagar en el feedback diferencial. El proceso de reinicio corrige el error, mejorando de este modo el rendimiento.

35 Se compara el rendimiento del feedback diferencial con diferentes intervalos de reinicio de N=10, 20, 30 y 50 TTI. La degradación de rendimiento es insignificante; se observa una degradación de aproximadamente 0,1 dB en el rendimiento con el mayor intervalo de reinicio de 50 TTI. Obsérvese que esto no tiene en cuenta los efectos de

posibles errores de bit del feedback; sin embargo, creemos que dichos errores serán raros debido a la protección de errores.

5 La Figura 5 muestra el rendimiento de la precodificación MIMO utilizando feedback diferencial con un retardo del feedback para un canal SCME-C y una velocidad de vehículo de 3 km/h. La degradación de rendimiento combinada para una cuantización de 2 bits y un retardo del feedback es de aproximadamente 0,3 dB para un retardo del feedback de 2 TTI y de aproximadamente 0,4 dB para un retardo del feedback de 6 TTI con respecto a la ausencia de cuantización y la ausencia de retardo del feedback.

10 La Figura 6 muestra el rendimiento de la precodificación MIMO utilizando feedback diferencial con un retardo del feedback para un canal SCME-C y una velocidad de vehículo de 120 km/h. Se muestra que con un retardo del feedback de 2 TTI se produce una degradación de aproximadamente 0,6 dB y con un retardo del feedback de 6 TTI se produce una degradación de aproximadamente de 1,5 dB con respecto al rendimiento de ningún retardo del feedback. Cuando se compara el rendimiento de una precodificación ideal sin cuantización y sin feedback, el rendimiento del feedback diferencial tiene una degradación de aproximadamente 1,7 dB y 2,7 dB para una cuantización combinada y un retardo del feedback de 2 TTI y 6 TTI, respectivamente.

15 La Figura 7 muestra el rendimiento de la precodificación MIMO utilizando feedback no diferencial para un canal SCME-C y 120 km/h. Se muestra que con un retardo del feedback de 2 TTI el rendimiento se degrada aproximadamente 0,5 dB y con un retardo del feedback de 6 TTI, aproximadamente de 2 dB comparado con el rendimiento sin retardo del feedback. Cuando se compara con el rendimiento de una precodificación ideal sin cuantización y sin feedback, el rendimiento del feedback diferencial tiene una degradación de aproximadamente 0,7 dB y 2,2 dB para una cuantización combinada y un retardo del feedback de 2 TTI y 6 TTI, respectivamente. Obviamente se prefiere un retardo del feedback menor para dichos canales de alta velocidad con el fin de reducir la pérdida de rendimiento debida a la velocidad.

20 La precodificación MIMO utilizando feedback diferencial, no diferencial y feedback agrupado se puede aplicar a un MIMO del enlace ascendente o del enlace descendente para las interfaces aéreas SC-FDMA u OFDMA. A continuación, se muestra el funcionamiento del feedback diferencial con MIMO del enlace ascendente con una interfaz aérea SC-FDMA.

Estas técnicas se pueden ampliar a cualquier número de antenas mayor que uno.

Arquitectura

30 La Figura 8A es un diagrama de bloques de un transmisor 800 para una configuración DCW de MIMO del enlace ascendente utilizando precodificación con cadenas de transmisión duales de acuerdo con la presente invención. En el caso de una SCW, los datos codificados se dividen en flujos paralelos, cada uno con una modulación diferente. El transmisor 800 puede ser un eNodoB o una estación base, (esto es, el eNodoB en la terminología LTE).

35 Haciendo referencia a la Figura 8A, el transmisor 800 incluye un desmultiplexor 810, una pluralidad de codificadores 815₁-815_n de canal, una pluralidad de unidades 820₁-820_n de correspondencia de tasa, una pluralidad de intercaladores 825₁-825_n de frecuencia, una pluralidad de unidades 830₁-830_n de mapeo de constelaciones, una pluralidad de unidades 835₁-835_n de transformada rápida de Fourier (FFT), un precodificador 840, una unidad 845 de mapeo de subportadoras, una pluralidad de multiplexores 850₁-850_n, una pluralidad de unidades 855₁-855_n de FFT inversa (IFFT), una pluralidad de unidades 860₁-860_n de inserción de prefijo cíclico (CP), una pluralidad de antenas 865₁-865_n y un generador 875 de matrices de precodificación. Se debería observar que la configuración del transmisor 800 se proporciona como ejemplo, no como limitación, y el procesamiento puede ser realizado por más o menos componentes y se puede cambiar el orden de procesamiento.

45 En primer lugar, el desmultiplexor 810 desmultiplexa los datos transmitidos 805 en una pluralidad de flujos de datos 812₁-812_n. Para cada uno de los flujos de datos 812₁-812_n se puede utilizar una modulación y codificación adaptativa (AMC). A continuación, cada uno de los codificadores de canal 815₁-815_n codifica los bits sobre cada uno de los flujos de datos 812₁-812_n con el fin de generar bits codificados 818₁-818_n, los cuales se perforan (puncture) a continuación para hacer corresponder con una tasa mediante cada una de las unidades 820₁-820_n de correspondencia de tasa. Alternativamente, se pueden codificar y perforar múltiples flujos de datos de entrada por parte de los codificadores de canal y las unidades de correspondencia de tasa, en lugar de analizar un dato de transmisión en múltiples flujos de datos.

50 Los datos codificados después de la correspondencia de tasa 822₁-822_n, preferiblemente, son intercalados por los intercaladores 825₁-825_n. Los bits de datos después del intercalado 828₁-828_n se mapean a continuación a los símbolos 832₁-832_n mediante las unidades 830₁-830_n de mapeo de constelaciones de acuerdo con un esquema de modulación seleccionado. El esquema de modulación puede ser modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK), modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK), 8PSK, modulación de amplitud

en cuadratura 16 (QAM), 64 QAM, o esquemas de modulación parecidos. Los símbolos 832₁-832_n sobre cada flujo de datos son procesados por las unidades FFT 835₁-835_n, las cuales producen datos 838₁-838_n en el dominio de la frecuencia.

5 El generador 875 de matrices de precodificación utiliza los bits de feedback diferencial o no diferencial, (o métricas de canal de feedback), para generar un conjunto de coeficientes 880 de precodificación (esto es, una matriz de precodificación), que alimentan el precodificador 840 para realizar la precodificación sobre los flujos de datos 838₁-838_n en el dominio de la frecuencia.

Las Figuras 8B y 8C muestran los detalles del generador 875 de matrices de precodificación del transmisor 800 de la Figura 8A.

10 Si los bits 870 de feedback incluyen bits 870' de feedback no diferencial, el generador 875 de matrices de precodificación se puede configurar como el generador 875' de precodificación que se muestra en la Figura 8B. El generador 875' de matrices de precodificación incluye bits de feedback para precodificar de forma completa una unidad 890 de mapeo de matrices que traduce los bits 870' de feedback no diferencial en una matriz 880' (J) de precodificación básica utilizando un libro de códigos 888 no diferencial.

15 Si los bits 870 de feedback incluyen bits 870" de feedback diferencial, el generador 875 de matrices de precodificación puede estar configurado como el generador 875" de matrices de precodificación que se muestra en la Figura 8C. El generador 875" de matrices de precodificación incluye bits de feedback para la unidad 894 de mapeo de matriz delta de precodificación que traduce los bits 870" de feedback diferencial en una matriz delta 896 (ΔJ) de precodificación utilizando un libro de códigos diferencial 892. La matriz delta 896 de precodificación
 20 se representa mediante $\Delta \hat{\theta}$ y $\Delta \hat{\phi}$. El generador 875" de matrices de precodificación incluye, además, una unidad 898 de generación y actualización de matrices básicas de precodificación que traduce la matriz delta 896 de precodificación a una matriz 880" (J) de precodificación básica, que se representa mediante $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$.

Volviendo a hacer referencia a la Figura 8A, el precodificador 840 aplica los coeficientes a cada flujo de datos 838₁-838_n en el dominio de la frecuencia, de forma parecida a una expansión o formación de haz espacial, y da
 25 como resultado flujos de datos precodificados 842₁-842_n. La unidad 845 de mapeo de subportadoras mapea los flujos de datos precodificados 842₁-842_n a las subportadoras que están asignadas al usuario. El mapeo de subportadoras puede ser un mapeo de subportadoras distribuido o un mapeo de subportadoras centralizado.

Los datos precodificados 842₁-842_n mapeados en subportadoras se multiplexan con pilotos 849 mediante los multiplexores 850₁-850_n, las salidas 852₁-852_n de los cuales se procesan a continuación mediante las unidades
 30 IFFT 855₁-855_n. Las unidades IFFT 855₁-855_n producen datos 858₁-858_n en el dominio del tiempo. A cada flujo de datos 858₁-858_n en el dominio del tiempo se le añade un CP mediante las unidades 860₁-860_n de inserción de CP. Los datos en el dominio del tiempo con CP 862₁-862_n se transmiten, a continuación, a través de las antenas 865₁-865_n.

La Figura 9A es un diagrama de bloques de un receptor 900 que recibe y procesa señales transmitidas por el
 35 transmisor 800 de la Figura 8A de acuerdo con la presente invención. En el caso de SCW se puede utilizar un único decodificador. El receptor 900 puede ser una WTRU.

Se supone que desde la estación base (esto es, el eNodeB en terminología LTE) a la WTRU se envía el índice de códigos de la matriz del precodificador.

40 El receptor 900 incluye una pluralidad de antenas 905₁-905_n, una pluralidad de unidades 910₁-910_n de eliminación de CP, una pluralidad de unidades FFT 915₁-915_n, un estimador 920 de canal, una unidad 925 de desmapeo de subportadoras, un decodificador MIMO 930, una pluralidad de unidades IFFT 935₁-935_n, una pluralidad de demoduladores 940₁-940_n de datos, una pluralidad de desintercaladores 945₁-945_n, una pluralidad de unidades de corrección de errores hacia delante (FEC) 950₁-950_n, un analizador inverso espacial 955 y un generador de feedback 960. El decodificador MIMO 930 puede ser un decodificador de error cuadrático medio
 45 mínimo (MMSE), un decodificador MMSE-cancelación de interferencias sucesivas (SIC), un decodificador de máxima probabilidad (ML), o un decodificador que utilice cualquier otra técnica avanzada para MIMO.

50 Siguiendo con la referencia a la Figura 9A, las unidades 910₁-910_n de eliminación de CP eliminan un CP de cada uno de los flujos de datos 908₁-908_n recibidos por las antenas 905₁-905_n. Después de la eliminación del CP, los flujos de datos procesados 912₁-912_n generados por las unidades 910₁-910_n de eliminación de CP se convierten en datos 918₁-918_n en el dominio de la frecuencia mediante las unidades FFT 915₁-915_n. El estimador de canal 920 genera una estimación de canal 922 a partir de los datos 918₁-918_n en el dominio de la frecuencia utilizando métodos convencionales. La estimación de canal se realiza por cada una de las subportadoras. La unidad 925 de desmapeo de subportadoras realiza la operación contraria a la realizada en el transmisor 800 de la Figura 8A. Los datos 928₁-928_n desmapeados de subportadora se procesan a continuación mediante el decodificador MIMO
 55 930.

Después de la decodificación MIMO, los datos decodificados 932_1-932_n son procesados por las unidades IFFT 935_1-935_n para la conversión a datos 938_1-938_n en el dominio del tiempo. Los datos 938_1-938_n en el dominio del tiempo son procesados por los demoduladores 940_1-940_n de datos para generar flujos de bits 942_1-942_n . Los flujos de bits 942_1-942_n son procesados por los desintercaladores 945_1-945_n , los cuales realizan la operación inversa de los intercaladores 825_1-825_n del transmisor 800 de la Figura 8A. Cada uno de los flujos de bits desintercalados 948_1-948_n son procesados a continuación por cada una de las unidades FEC 950_1-950_n . Los flujos de bits de datos 952_1-952_n producidos por las unidades FEC 950_1-950_n son combinados por el analizador inverso espacial 955 para recuperar los datos 962. El generador de feedback genera bits de feedback no diferencial o diferencial, los cuales son devueltos al generador 875 de matrices de precodificación del transmisor 800.

Las Figura 9B y 9C muestran detalles del generador 960 de feedback del receptor 900 de la Figura 9A.

Si los bits 870 de feedback incluyen bits 870' de feedback no diferencial, el generador 960 de feedback se puede configurar como el generador 960' de feedback que se muestra en la Figura 9B. El generador 960' de feedback incluye un generador 1005' de matrices de precodificación, que produce una matriz completa 1010 (J) de precodificación en forma de sus parámetros $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$. La matriz completa 1010 de precodificación se envía a un generador 1020' de bits de feedback, el cual utiliza un libro de códigos 1015 no diferencial para generar bits 870' de feedback no diferencial.

Si los bits 870 de feedback incluyen bits 870" de feedback diferencial, el generador 960 de feedback se puede configurar como el generador 960" de feedback que se ilustra en la Figura 9C. El generador 960" de feedback incluye un generador 1005" de matrices de precodificación, que genera una matriz delta 1012 (ΔJ) de precodificación en forma de sus parámetros $\Delta\hat{\theta}$ y $\Delta\hat{\phi}$. La matriz delta 1012 de precodificación se envía a un generador 1020" de bits de feedback, el cual utiliza un libro de códigos 1018 diferencial para generar bits 870" de feedback diferencial.

Las Figuras 10A y 10B muestran diferentes modos de realización del generador 1005' de matrices de precodificación utilizado en el generador 960' de feedback de la Figura 9B. En un modo de realización, el generador 1005' de matrices de precodificación genera una matriz completa 1010' de precodificación utilizada para generar bits de feedback no diferencial basándose en las Ecuaciones (1) y (6b). En otro modo de realización, el generador 1005' de matrices de precodificación genera una matriz completa 1010" de precodificación utilizada para generar bits de feedback no diferencial basándose en las Ecuaciones (2), (9) y (10).

Las Figuras 10C y 10D muestran diferentes modos de realización del generador 1005" de matrices de precodificación utilizado en el generador 960" de feedback de la Figura 9C. En un modo de realización, el generador 1005" de matrices de precodificación genera una matriz delta 1012' de precodificación utilizada para generar bits de feedback diferencial basándose en las Ecuaciones (2), (12), (15) y (16). En otro modo de realización, el generador 1005" de matrices de precodificación genera una matriz delta 1012" de precodificación utilizada para generar bits de feedback diferencial basándose en la Ecuación (17).

Precodificación

La precodificación se basa en la utilización de transmisión de formación de haz (TxBF), por ejemplo, formación de haz eigen basada en SVD. Mientras que SVD es óptimo, el Nodo B puede utilizar otros algoritmos.

Tal como se ha mostrado en la Ecuación (1), la matriz de canal se descompone utilizando una operación SVD o equivalente como

$$H = UDV^H,$$

donde H es la matriz de canal. La precodificación para multiplexación espacial, formación de haz, etc., se puede expresar como

$$x = Ts, \quad \text{Ecuación (20)}$$

donde s es el vector de datos y T es una matriz de precodificación generalizada o una matriz de transformación. En el caso en el que se utilice transmisión de formación de haz eigen, se elige la matriz T de precodificación o transformación para que sea la matriz V de formación de haz, la cual se obtiene de la operación SVD de más arriba, esto es, $T = V$. Alternativamente, la matriz T de precodificación o transformación se selecciona de un libro de códigos o una cuantización. La selección del código dentro del libro de códigos o la cuantización para la matriz T de precodificación se basa en algún criterio predeterminado como, por ejemplo, SINR, error cuadrático medio (MSE), capacidad de canal, etc. Basándose en la matriz H estimada de canal, se selecciona la matriz de precodificación entre todas las matrices de precodificación candidatas con las métricas mayores como, por ejemplo, la mayor SINR, la mayor capacidad de canal o la menor MSE. Alternativamente, basándose en la

operación SVD, se selecciona el código o la matriz de precodificación entre todas las matrices de precodificación candidatas en el libro de códigos que sea la mejor cuantización de la matriz V. Esto es parecido a la formación de haz eigen para OFDMA, modificada para aplicarse a SC-FDMA.

5 Como la operación SVD produce flujos ortogonales, el eNodeB puede utilizar un receptor MMSE lineal (LMMSE) simple. Se puede expresar como

$$R = R_{ss} \tilde{H}^H (\tilde{H} R_{ss} \tilde{H}^H + R_{vv})^{-1}, \quad \text{Ecuación (21)}$$

donde R es una matriz de procesamiento de recepción, R_{ss} y R_{vv} son las matrices de correlación y \tilde{H} es una matriz del canal efectivo que incluye el efecto de la matriz V sobre la respuesta de canal estimado. En la Figura 8A, el precodificador 840 en el eNodeB (esto es, el transmisor 800) produce la matriz de canal efectivo en la WTRU utilizando la última matriz de precodificación cuantizada enviada desde el eNodeB a la WTRU.

10 Feedback

Una aproximación para devolver la matriz de precodificación utiliza un esquema de precodificación MIMO basado en libro de códigos con un feedback diferencial y no diferencial tal como se ha descrito en la sección anterior.

15 Esta sección presenta los resultados de la simulación seleccionada para SU-MIMO. En primer lugar, se describe una comparación entre SU-MIMO y SIMO, seguido de una comparación del rendimiento de una SU-MIMO de código simple y doble código.

Parámetros de simulación

En la Tabla 1 se proporcionan los parámetros de simulación asumidos. En la Tabla 2 a continuación se proporcionan los rendimientos alcanzables para varias selecciones del MCS para cada flujo espacial.

MCS	Tasa de datos alcanzable (Mbps)	Eficiencia espectral (bps/Hz)
16QAM r7/8- 16QAM r3/4	19,9680	3,99
16QAM r7/8-16QAM r1/2	16,8960	3,38
16QAM r7/8- 16QAM r1/3	14,8480	2,97
16QAM r5/6 - QPSK r1/8	11,08	2,22
16QAM r5/6 - QPSK r1/2	10,752	2,15
16QAM r3/4 - QPSK r1/6	10,24	2,05
16QAM r1/2 - QPSK r1/3	8,192	1,64
16QAM r1/2 - QPSK r1/6	7,168	1,43
16QAM r1/3 - QPSK r1/8	4,864	0,97
16QAM r1/4 - QPSK r1/8	3,840	0,77

Tabla 2

20 Es digno de mención que el máximo rendimiento alcanzable utilizando una doble código y tasas de código reales en 5 MHz sea 19,968 Mbps, que aumenta a 79,87 Mbps en un ancho de banda de 20 MHz, y tiene una eficiencia espectral de 4 bps/Hz. SIMO, por otro lado, está limitado a 10,75 Mbps en 5 MHz, una eficiencia espectral de 2,15. Por lo tanto, SU-MIMO casi puede doblar la tasa de datos del enlace ascendente comparado con SIMO.

Comparación de SU-MIMO con SIMO

25 La Figura 11 muestra una comparación de rendimiento de doble código para SU-MIMO con SIMO para las regiones SNR de alto rendimiento de datos. Cuando la SNR es 24 dB el máximo rendimiento alcanzable es aproximadamente 19 Mbps, y cuando la SNR es mayor que 26 dB el rendimiento alcanzable es aproximadamente 19,97 Mbps. A partir de esta comparación es digno de mención que utilizando SIMO el máximo rendimiento alcanzable es 10,5 Mbps en una SNR de 20 dB.

30 Comparación de SU-MIMO con código simple y doble

Esta sección presenta una comparación del rendimiento para un código simple y doble utilizando MIMO de precodificación del enlace ascendente para dos antenas en la WTRU y el eNodeB con un canal SCME-C. Como no se ha simulado la HARQ, se ha utilizado la misma tasa de código tanto para SCW como DCW con el fin de

compararlos equitativamente. Además, no es práctico utilizar la misma modulación para SCW para ambos flujos cuando se utiliza precodificación, de modo que únicamente se muestran las combinaciones de QPSK y 16QAM. Por lo tanto, no se muestra el rendimiento más alto alcanzable con DCW.

5 La Figura 12 muestra una comparación del rendimiento para código simple y doble utilizando MIMO de precodificación del enlace ascendente para dos antenas en la WTRU y el eNodeB con un canal SCME-C.

10 La DCW consigue un mayor rendimiento con SNR más bajas, mientras que ocurre al contrario con SNR mayores. La SCW se comporta mejor que la DCW. La diferencia es más pronunciada en las tasas de datos más altas donde se puede observar una diferencia de 3 dB. Finalmente, como se ha utilizado una misma modulación y codificación, ambos esquemas alcanzan el mismo rendimiento máximo, casi 14 Mbps en 5 MHz para la máxima MCS simulada.

15 La razón de que la DCW se comporte mejor con SNR más bajas es debido a que el modo eigen superior tiene una SNR superior que la SNR total del sistema. Por lo tanto, en SNR bajas dicho flujo contribuye a algunas transmisiones satisfactorias mientras que el flujo inferior en general no lo hace. Sin embargo, en SNR mayores, el flujo inferior sigue teniendo una BLER relativamente alta lo que tiende a reducir el rendimiento total para DCW. Pero en el caso de SCW, el flujo superior protege el flujo inferior debido a que la codificación cubre ambos flujos. Esto da como resultado una BLER total menor para SCW en SNR mayores.

20 A partir de estos resultados se puede concluir que, utilizando cualquiera de los métodos, se puede conseguir una eficiencia espectral del enlace ascendente muy alta, aproximadamente 2,8 bps/Hz. Sin embargo, DCW puede conseguir una eficiencia espectral mayor, aproximadamente 4 bps/Hz debido a que puede utilizar 16QAM con diferentes tasas de código en cada flujo, mientras que SCW debe utilizar una tasa de código única y diferentes modulaciones.

En resumen, SU-MIMO del enlace ascendente para SC-FDMA de acuerdo con los modos de realización preferidos consiguieren lo siguiente:

25 1) La precodificación en el UE se puede basar en SVD o en un algoritmo comparable ejecutado en el eNodeB. Para un canal SCME-C el libro de códigos se puede basar en promedios de canal tomados sobre varios, por ejemplo seis, RB adyacentes.

30 2) El feedback del índice de la matriz de precodificación se puede realizar de forma eficiente utilizando feedback diferencial y no diferencial combinados. Los parámetros de feedback representativos son 2 bits cada 6 RB enviados cada 6 TTI, o un máximo de 1333 bps para 24 RB en 5 MHz. Como la tasa de datos máxima equivalente es 19,968 Mbps, la eficiencia de feedback es muy alta.

3) Las simulaciones han mostrado que SU-MIMO puede prácticamente doblar (186%) la tasa de datos del enlace ascendente en comparación con SIMO.

Modos de realización

35 1. Un método para proporcionar feedback de precodificación en un sistema de comunicación inalámbrico de múltiples entradas múltiples salidas (MIMO) que incluye un receptor y un transmisor, comprendiendo el método:

el receptor transmite bits de feedback no diferencial o bits de feedback diferencial; y

el transmisor actualiza una primera matriz de precodificación en función de los bits de feedback y precodifica una pluralidad de flujos de datos en el dominio de la frecuencia utilizando la primera matriz de precodificación.

2. El método del modo de realización 1 que comprende, además:

40 el transmisor transmite una pluralidad de flujos de datos en el dominio del tiempo, incluyendo cada flujo de datos en el dominio del tiempo un prefijo cíclico (CP);

el receptor recibe los flujos de datos en el dominio del tiempo;

el receptor elimina los CP de los flujos de datos en el dominio del tiempo para generar una pluralidad de flujos de datos procesados;

45 el receptor convierte los flujos de datos procesados en datos en el dominio de la frecuencia;

el receptor realiza una estimación de canal sobre los datos en el dominio de la frecuencia para generar una estimación de canal;

el receptor genera una segunda matriz de precodificación en función de la estimación de canal; y

el receptor genera y transmite bits de feedback basándose en la segunda matriz de precodificación.

3. El método del modo de realización 2 en donde la segunda matriz de precodificación es una matriz delta de precodificación y los bits de feedback son bits de feedback diferencial.

5 4. El método del modo de realización 2 en donde la segunda matriz de precodificación es una matriz básica de precodificación y los bits de feedback son bits de feedback no diferencial.

5. El método del modo de realización 4 en donde los bits de feedback no diferencial se generan utilizando una rotación de Jacobi para realizar una diagonalización de matrices sobre al menos una matriz de respuesta de canal y una matriz de correlación de canal asociada con la estimación de canal.

10 6. El método como en uno cualquiera de los modos de realización 1-5 en donde los bits de feedback son bits de feedback no diferencial, comprendiendo el método, además:

el transmisor mapea los bits de feedback no diferencial a una matriz básica de precodificación utilizando un libro de códigos no diferencial.

7. El método como el de uno cualquiera de los modos de realización 1-5 en donde los bits de feedback son bits de feedback diferencial, comprendiendo el método, además:

15 el transmisor mapea los bits de feedback no diferencial a una matriz delta de precodificación utilizando un libro de códigos diferencial; y

el transmisor genera una matriz básica de precodificación en función de la matriz delta de precodificación.

8. El método como el de uno cualquiera de los modos de realización 1-7 en donde el receptor es una unidad de transmisión/recepción inalámbrica (WTRU).

20 9. El método como el de uno cualquiera de los modos de realización 1-8 en donde el transmisor es un Nodo B evolucionado (eNodoB).

10. El método como el de uno cualquiera de los modos de realización 1-8 en donde el transmisor es una estación base.

25 11. Un método para proporcionar feedback de precodificación en un sistema de comunicación inalámbrico de múltiples entradas múltiples salidas (MIMO) que incluye un receptor y un transmisor, comprendiendo el método:

el receptor transmite bits de feedback no diferencial y bits de feedback diferencial; y

el transmisor actualiza una primera matriz de precodificación en función de los bits de feedback y precodifica una pluralidad de flujos de datos en el dominio de la frecuencia utilizando la primera matriz de precodificación.

30 12. El método del modo de realización 11 en donde el feedback diferencial se reinicia cada N intervalos de tiempo de transmisión (TTI), donde N es un entero predeterminado.

13. El método del modo de realización 11 en donde el feedback diferencial se reinicia cada N intervalos de feedback, donde N es un entero predeterminado.

14. El método del modo de realización 11 en donde el feedback diferencial se reinicia de forma aperiódica para evitar la acumulación o propagación de errores debido al procesamiento diferencial.

35 15. El método del modo de realización 11 en donde el feedback no diferencial se produce cada N intervalos de tiempo de transmisión (TTI), o cada N intervalos de feedback, y el feedback diferencial se utiliza para el resto de TTI o intervalos de feedback, donde N es un entero predeterminado.

16. El método del modo de realización 11 en donde se utilizan dos (2) bits para el feedback diferencial y se utilizan tres (3) bits para el feedback no diferencial.

40 17. El método del modo de realización 11 en donde para el feedback no diferencial se utiliza un libro de códigos formado por ocho códigos que requieren tres (3) bits de feedback para la cuantización.

18. El método del modo de realización 11 en donde para el feedback diferencial se utiliza un libro de códigos formado por cuatro códigos que requieren dos (2) bits de feedback para la cuantización.

45 19. El método como el de uno cualquiera de los modos de realización 11-18 en donde el receptor es una unidad de transmisión/recepción inalámbrica (WTRU).

20. El método como el de uno cualquiera de los modos de realización 11-19 en donde el transmisor es un Nodo B evolucionado (eNodoB).

21. El método como el de uno cualquiera de los modos de realización 11-19 en donde el transmisor es una estación base.

5 22. Un receptor para proporcionarle feedback a un transmisor para actualizar una primera matriz de precodificación utilizada por el transmisor para precodificar una pluralidad de flujos de datos en el dominio de la frecuencia, comprendiendo el receptor:

10 un estimador de canal configurado para generar una estimación de canal realizando una estimación de canal sobre los datos en el dominio de la frecuencia asociados a una pluralidad de flujos de datos en el dominio del tiempo transmitidos por el transmisor; y

un generador de feedback acoplado eléctricamente al estimador de canal, estando configurado el generador de feedback para generar unos bits de feedback para ser transmitidos al transmisor en función de la estimación de canal, en donde los bits de feedback son bits de feedback no diferencial o bits de feedback diferencial.

23. El receptor del modo de realización 22 que comprende, además:

15 una pluralidad de antenas configuradas para recibir los flujos de datos en el dominio del tiempo;

una pluralidad de unidades de eliminación del prefijo cíclico (CP) acopladas eléctricamente a las antenas respectivas, estando configurada cada una de las unidades de eliminación de CP para eliminar un CP de cada uno de una pluralidad de flujos de datos en el dominio del tiempo recibidos por las antenas con el fin de generar los flujos de datos procesados; y

20 una pluralidad de unidades de transformada rápida de Fourier (FFT) acopladas eléctricamente a las unidades de eliminación de CP respectivas y el estimador de canal, estando configurada cada una de las unidades FFT para convertir los flujos de datos procesados en datos en el dominio de la frecuencia.

24. El receptor del modo de realización 22 en donde el generador de feedback comprende:

25 un generador de matrices de precodificación configurado para generar una segunda matriz de precodificación en función de la estimación de canal; y

un generador de bits de feedback acoplado eléctricamente al generador de matrices de precodificación, estando configurado el generador de bits de feedback para generar y transmitir los bits de feedback en función de la segunda matriz de precodificación.

30 25. El receptor del modo de realización 24 en donde la segunda matriz de precodificación es una matriz delta de precodificación y los bits de feedback son bits de feedback diferencial.

26. El receptor del modo de realización 24 en donde la segunda matriz de precodificación es una matriz básica de precodificación y los bits de feedback son bits de feedback no diferencial.

27. El receptor como el de uno cualquiera de los modos de realización 22-26 en donde el receptor es una unidad de transmisión/recepción inalámbrica (WTRU).

35 28. El receptor como el de uno cualquiera de los modos de realización 22-27 en donde el transmisor es un Nodo B evolucionado (eNodoB).

29. El receptor como el de uno cualquiera de los modos de realización 22-27 en donde el transmisor es una estación base.

40 30. Un receptor para proporcionarle feedback a un transmisor para actualizar una primera matriz de precodificación utilizada por el transmisor para precodificar una pluralidad de flujos de datos en el dominio de la frecuencia, comprendiendo el receptor:

un estimador de canal configurado para generar una estimación de canal realizando una estimación de canal sobre los datos en el dominio de la frecuencia asociados a una pluralidad de flujos de datos en el dominio del tiempo transmitidos por el transmisor; y

45 un generador de feedback acoplado eléctricamente al estimador de canal, estando configurado el generador de feedback para generar unos bits de feedback para ser transmitidos al transmisor en función de la estimación de canal, en donde los bits de feedback son bits de feedback no diferencial y bits de feedback diferencial.

31. El receptor del modo de realización 30 en donde el feedback diferencial se reinicia cada N intervalos de tiempo de transmisión (TTI), donde N es un entero predeterminado.
32. El receptor del modo de realización 30 en donde el feedback diferencial se reinicia cada N intervalos de feedback, donde N es un entero predeterminado.
- 5 33. El receptor del modo de realización 30 en donde el feedback diferencial se reinicia de forma aperiódica para evitar la acumulación o propagación de errores debido al procesamiento diferencial.
34. El receptor del modo de realización 30 en donde el feedback no diferencial se produce cada N intervalos de tiempo de transmisión (TTI), o cada N intervalos de feedback, y el feedback diferencial se utiliza para el resto de TTI o intervalos de feedback, donde N es un entero predeterminado.
- 10 35. El receptor del modo de realización 30 en donde se utilizan dos (2) bits para el feedback diferencial y se utilizan tres (3) bits para el feedback no diferencial.
36. El receptor del modo de realización 30 en donde para el feedback no diferencial se utiliza un libro de códigos formado por ocho códigos que requieren tres (3) bits de feedback para la cuantización.
- 15 37. El receptor del modo de realización 30 en donde para el feedback diferencial se utiliza un libro de códigos formado por cuatro códigos que requieren dos (2) bits de feedback para la cuantización.
38. El receptor como el de uno cualquiera de los modos de realización 30-37 en donde el receptor es una unidad de transmisión/recepción inalámbrica (WTRU).
39. El receptor como el de uno cualquiera de los modos de realización 30-38 en donde el transmisor es un Nodo B evolucionado (eNodoB).
- 20 40. El receptor como el de uno cualquiera de los modos de realización 30-38 en donde el transmisor es una estación base.
41. Un transmisor que realiza la precodificación basándose en el feedback proporcionado por un receptor, siendo generado el feedback en función de una pluralidad de flujos de datos en el dominio del tiempo que el receptor recibe del transmisor, comprendiendo el transmisor:
- 25 un generador de matrices de precodificación configurado para recibir los bits de feedback desde el receptor y actualizar una matriz de precodificación en función de los bits de feedback, en donde los bits de feedback son bits de feedback no diferencial o bits de feedback diferencial; y
- un precodificador acoplado eléctricamente al generador de matrices de precodificación, estando configurado el precodificador para precodificar una pluralidad de flujos de datos en el dominio de la frecuencia utilizando la matriz de precodificación.
- 30 42. El transmisor del modo de realización 41 en donde el precodificador comprende:
- una unidad de mapeo de los bits de feedback en la precodificación delta para mapear los bits de feedback diferencial en una matriz delta de precodificación; y
- una unidad de generación y actualización de matrices básicas de precodificación para generar y actualizar una matriz básica de precodificación en función de la matriz delta de precodificación, en donde el precodificador utiliza la matriz básica de precodificación para precodificar los flujos de datos en el dominio de la frecuencia.
- 35 43. El transmisor del modo de realización 41 en donde el precodificador comprende:
- una unidad de mapeo de los bits de feedback en la precodificación básica para mapear los bits de feedback no diferencial en una matriz básica de precodificación, en donde el precodificador utiliza la matriz básica de precodificación para precodificar los flujos de datos en el dominio de la frecuencia.
- 40 44. El transmisor como el de uno cualquiera de los modos de realización 41-43 en donde el receptor es una unidad de transmisión/recepción inalámbrica (WTRU).
45. El transmisor como el de uno cualquiera de los modos de realización 41-44 en donde el transmisor es un Nodo B evolucionado (eNodoB).
- 45 46. El transmisor como el de uno cualquiera de los modos de realización 41-44 en donde el transmisor es una estación base.

47. Un transmisor que realiza la precodificación en función del feedback proporcionado por un receptor, siendo generado el feedback en función de las señales que el receptor recibe del transmisor, comprendiendo el transmisor:

5 un generador de matrices de precodificación configurado para recibir los bits de feedback desde el receptor y actualizar una matriz de precodificación en función de los bits de feedback, en donde los bits de feedback incluyen bits de feedback diferencial y bits de feedback no diferencial; y

un precodificador acoplado eléctricamente al generador de matrices de precodificación, estando configurado el precodificador para precodificar una pluralidad de flujos de datos en el dominio de la frecuencia utilizando la matriz de precodificación.

10 48. El transmisor del modo de realización 47 en donde el feedback diferencial se reinicia cada N intervalos de tiempo de transmisión (TTI), donde N es un entero predeterminado.

49. El transmisor del modo de realización 47 en donde el feedback diferencial se reinicia cada N intervalos de feedback, donde N es un entero predeterminado.

15 50. El transmisor del modo de realización 47 en donde el feedback diferencial se reinicia de forma aperiódica para evitar la acumulación o propagación de errores debido al procesamiento diferencial.

51. El transmisor del modo de realización 47 en donde el feedback no diferencial tiene lugar cada N intervalos de tiempo de transmisión (TTI), o cada N intervalos de feedback, y el feedback diferencial se utiliza para el resto de TTI o intervalos de feedback, donde N es un entero predeterminado.

20 52. El transmisor del modo de realización 47 en donde se utilizan dos (2) bits para el feedback diferencial y se utilizan tres (3) bits para el feedback no diferencial.

53. El transmisor del modo de realización 47 en donde para el feedback no diferencial se utiliza un libro de códigos formado por ocho códigos que requieren tres (3) bits de feedback para la cuantización.

54. El transmisor del modo de realización 47 en donde para el feedback diferencial se utiliza un libro de códigos formado por cuatro códigos que requieren dos (2) bits de feedback para la cuantización.

25 55. El transmisor como el de uno cualquiera de los modos de realización 47-54 en donde el precodificador comprende:

una unidad de mapeo de los bits de feedback en la precodificación delta para mapear los bits de feedback diferencial en una matriz delta de precodificación; y

30 una unidad de generación y actualización de matrices básicas de precodificación para generar y actualizar una matriz básica de precodificación en función de una matriz delta de precodificación, en donde el precodificador utiliza la matriz básica de precodificación para precodificar los flujos de datos en el dominio de la frecuencia.

56. El transmisor como el de uno cualquiera de los modos de realización 47-54 en donde el precodificador comprende:

35 una unidad de mapeo de los bits de feedback en la precodificación básica para mapear bits de feedback no diferencial en una matriz básica de precodificación, en donde el precodificador utiliza la matriz básica de precodificación para precodificar los flujos de datos en el dominio de la frecuencia.

57. El transmisor como el de uno cualquiera de los modos de realización 47-56 en donde el receptor es una unidad de transmisión/recepción inalámbrica (WTRU).

40 58. El transmisor como el de uno cualquiera de los modos de realización 47-57 en donde el transmisor es un Nodo B evolucionado (eNodoB).

59. El transmisor como el de uno cualquiera de los modos de realización 47-57 en donde el transmisor es una estación base.

45 Aunque las características y elementos de la presente invención se han descrito en los modos de realización preferidos en combinaciones concretas, cada característica o elemento se puede utilizar aisladamente sin el resto de características y elementos de los modos de realización preferidos o en varias combinaciones con o sin otras características y elementos de la presente invención. Los métodos o diagramas de flujo proporcionados en la presente invención se pueden implementar en un programa informático, software o firmware materializado de forma tangible en un medio de almacenamiento legible por un ordenador para su ejecución por un ordenador de propósito general o un procesador. Ejemplos de medios de almacenamiento legibles por un ordenador incluyen

una memoria de sólo lectura (ROM), una memoria de acceso aleatorio (RAM), un registro, una memoria de almacenamiento intermedio, dispositivos semiconductores de memoria, medios magnéticos como, por ejemplo, discos duros internos y discos extraíbles, medios magnetoópticos, y medios ópticos como, por ejemplo, discos CD-ROM, y discos versátiles digitales (DVD).

- 5 Los procesadores apropiados incluyen, a modo de ejemplo, un procesador de propósito general, un procesador de propósito especial, un procesador convencional, un procesador de señales digitales (DSP), una pluralidad de microprocesadores, uno o más microprocesadores en asociación con un núcleo DSP, un controlador, un microcontrolador, Circuitos Integrados de Aplicación Específica (ASIC), circuitos de Matrices de Puertas Programables en Campo (FPGA), cualquier otro tipo de circuito integrado (IC), y/o una máquina de estados.
- 10 Se puede utilizar un procesador junto con un software para implementar un transceptor de radio frecuencia para su utilización en una unidad de transmisión recepción inalámbrica (WTRU), un equipo de usuario (UE), un terminal, una estación base, un controlador de red radio (RNC), o cualquier ordenador servidor. La WTRU se puede utilizar junto con módulos implementados en hardware y/o software como, por ejemplo, una cámara, un módulo de cámara de vídeo, un vídeo teléfono, un manos libres, un dispositivo de vibración, un altavoz, un micrófono, un transceptor de televisión, un terminal manos libres, un teclado, un módulo Bluetooth®, una unidad radio de frecuencia modulada (FM), una unidad de presentación de pantalla de cristal líquido (LCD), una unidad de presentación de diodo emisor de luz orgánico (OLED), un reproductor de música digital, un reproductor multimedia, un módulo para jugar a vídeo juegos, un navegador de Internet, y/o cualquier módulo de red de área local inalámbrica (WLAN).

20

REIVINDICACIONES

1. Un método en una WTRU caracterizado por:
 - 5 determinar una información de feedback de precodificador no diferencial utilizando una matriz de rotación de Jacobi para realizar una diagonalización de matrices sobre al menos una matriz de respuesta de canal y una matriz de correlación de canal asociadas con una estimación de canal y transmitir la información de feedback de precodificador no diferencial que comprende parámetros angulares de la matriz de rotación de Jacobi;
 - determinar una matriz de rotación de Jacobi diferencial en función de la matriz de rotación de Jacobi y en una matriz de correlación adicional asociada a una segunda estimación de canal; y
 - 10 determinar una información de feedback de precodificador diferencial que comprende parámetros angulares de la matriz de rotación de Jacobi diferencial; y
 - transmitir la información de feedback de precodificador diferencial.
2. El método de la reivindicación 1 en donde la información de feedback diferencial tiene menos bits de información que la información de feedback de precodificador no diferencial.
- 15 3. El método de la reivindicación 1 en donde la información de feedback diferencial se corresponde con códigos concentrados alrededor de un origen y la información de feedback de precodificador no diferencial se corresponde con códigos distribuidas uniformemente.
4. El método de la reivindicación 1 en donde la información de feedback de precodificador no diferencial adicional se determina y transmite de forma periódica.
- 20 5. El método de la reivindicación 1 donde la determinación de la información de feedback de precodificador diferencial se basa en parámetros angulares.
6. El método de la reivindicación 1 en donde el número de parámetros angulares es menor que el número de elementos de la matriz de precodificación.
7. Un equipo de unidad de transmisión/recepción inalámbrica que comprende:
 - 25 un generador de matrices de precodificación configurado para generar (i) una información de feedback de precodificador no diferencial que utiliza una matriz de rotación de Jacobi para realizar una diagonalización de matrices sobre al menos una de una matriz de respuesta de canal y una matriz de correlación de canal asociadas a una estimación de canal; y (ii) una matriz de rotación de Jacobi diferencial, en donde la matriz de rotación de Jacobi diferencial es una matriz de rotación diferencial generada en función de la matriz de rotación de Jacobi y en una matriz de correlación de canal adicional asociada a una segunda estimación de canal;
 - 30 un generador de bit de feedback configurado para generar (i) bits de feedback no diferencial que representan la matriz básica de precodificación y que comprende parámetros angulares de la matriz de rotación de Jacobi; y (ii) bits de feedback diferencial que representan los parámetros angulares de la matriz de rotación de Jacobi diferencial; y
 - 35 un transmisor inalámbrico configurado para transmitir los bits de feedback y los bits de feedback diferencial.
8. El equipo de la reivindicación 7 en donde el generador de bits de feedback está configurado para generar menos bits de información para los bits de feedback diferencial que para los bits de feedback no diferencial.
- 40 9. El equipo de la reivindicación 7 en donde el generador de bits de feedback está configurado con códigos concentrados alrededor de un origen para generar los bits de feedback diferencial y está configurado con códigos distribuidas uniformemente para generar los bits de feedback no diferencial.

FEEDBACK DIFERENCIAL BASADO EN TRANSFORMACIÓN. LIBROS DE CÓDIGOS.
 ANCHO DE BANDA DE 5 MHz. Canal TU6. 3 km/h

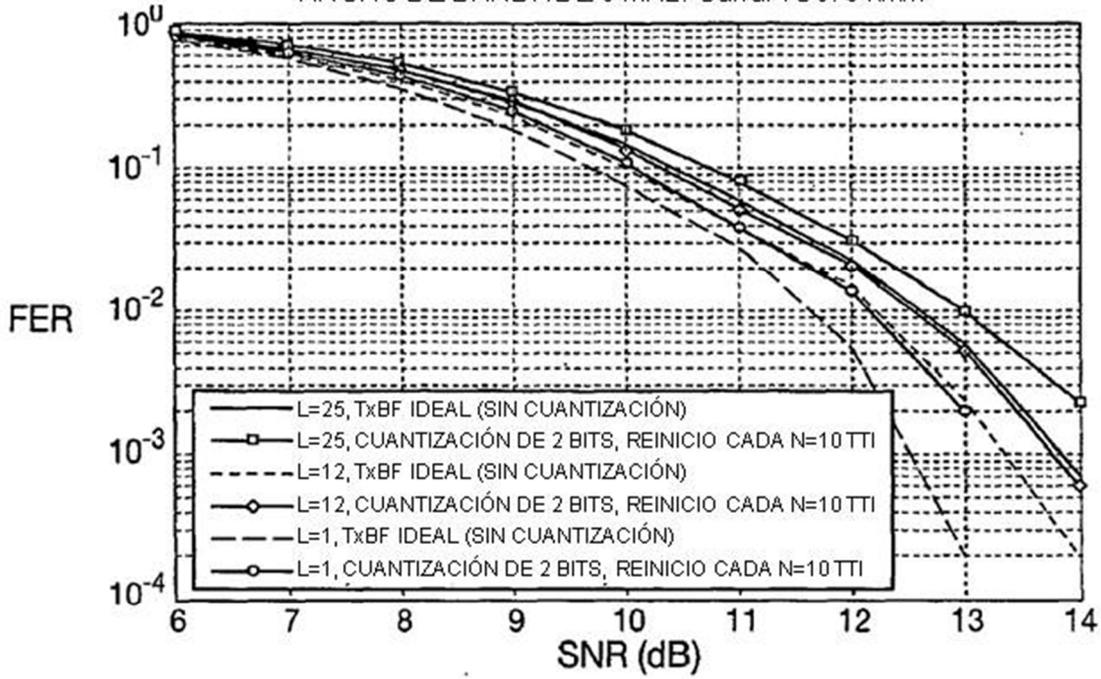


FIG. 1

FEEDBACK DIFERENCIAL BASADA EN TRANSFORMACIÓN. LIBROS DE CÓDIGOS.
 ANCHO DE BANDA DE 5 MHz. Canal SCME-C. 3 km/h

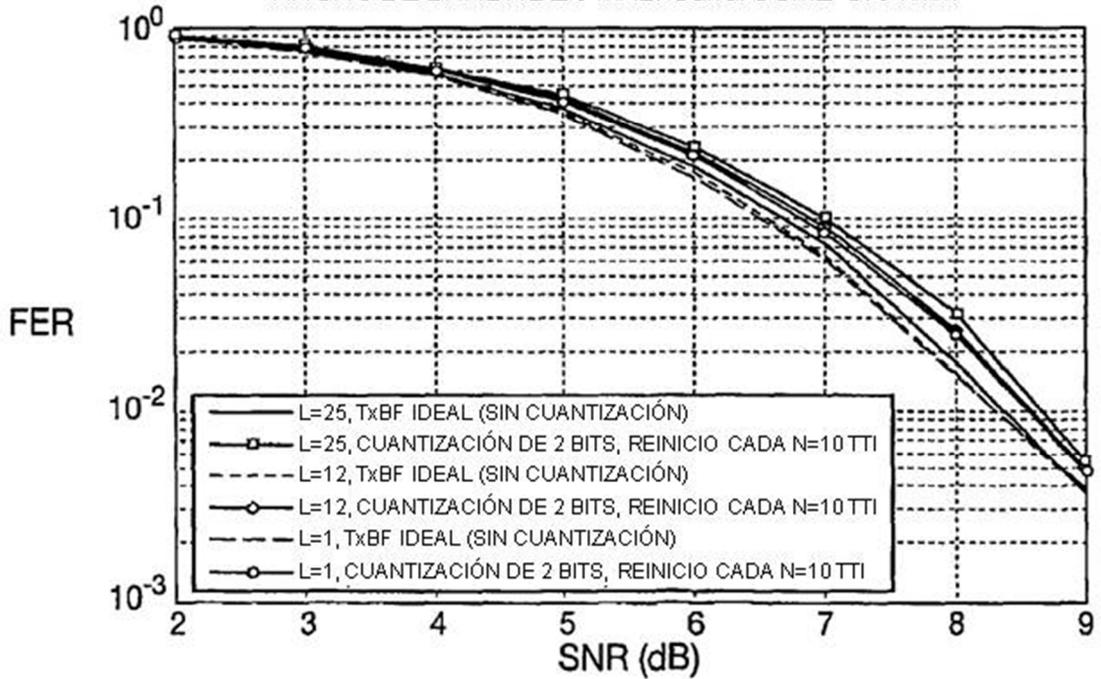


FIG. 2

FEEDBACK BASADO EN TRANSFORMACIÓN. LIBROS DE CÓDIGOS. FEEDBACK
 CADAL=25 SUBPORTADORAS 5 MHz, SCME-C. 3 km/h

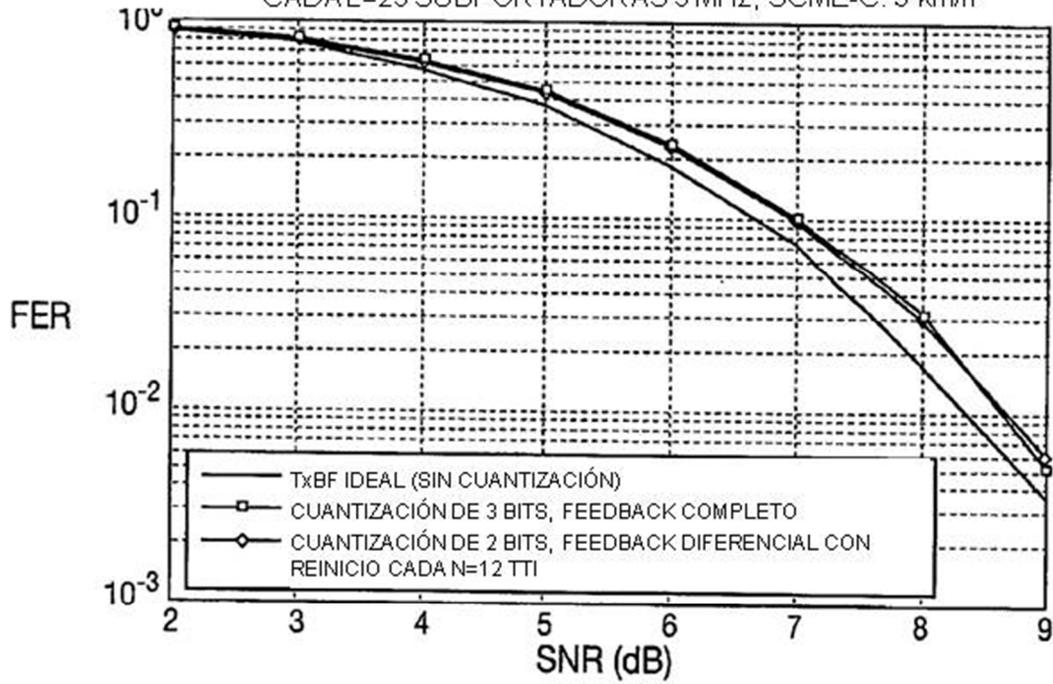


FIG. 3

FEEDBACK BASADO EN TRANSFORMACIÓN. LIBROS DE CÓDIGOS DE 2 BITS.
 ANCHO DE BANDA DE 5 MHz, CANAL TU6. 3 km/h

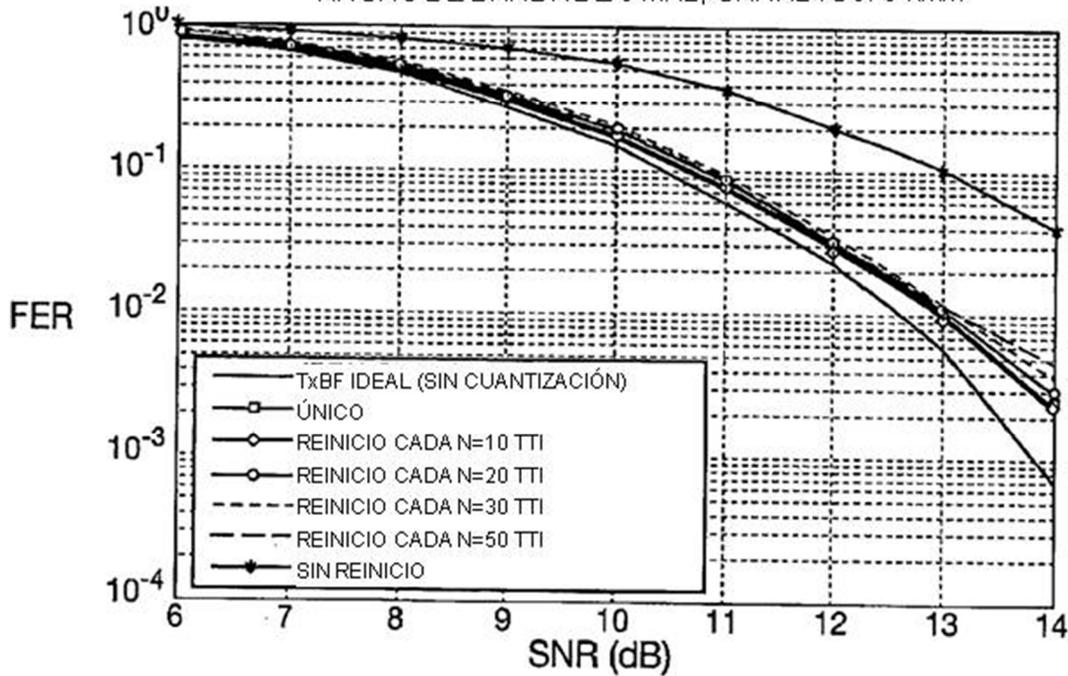


FIG. 4

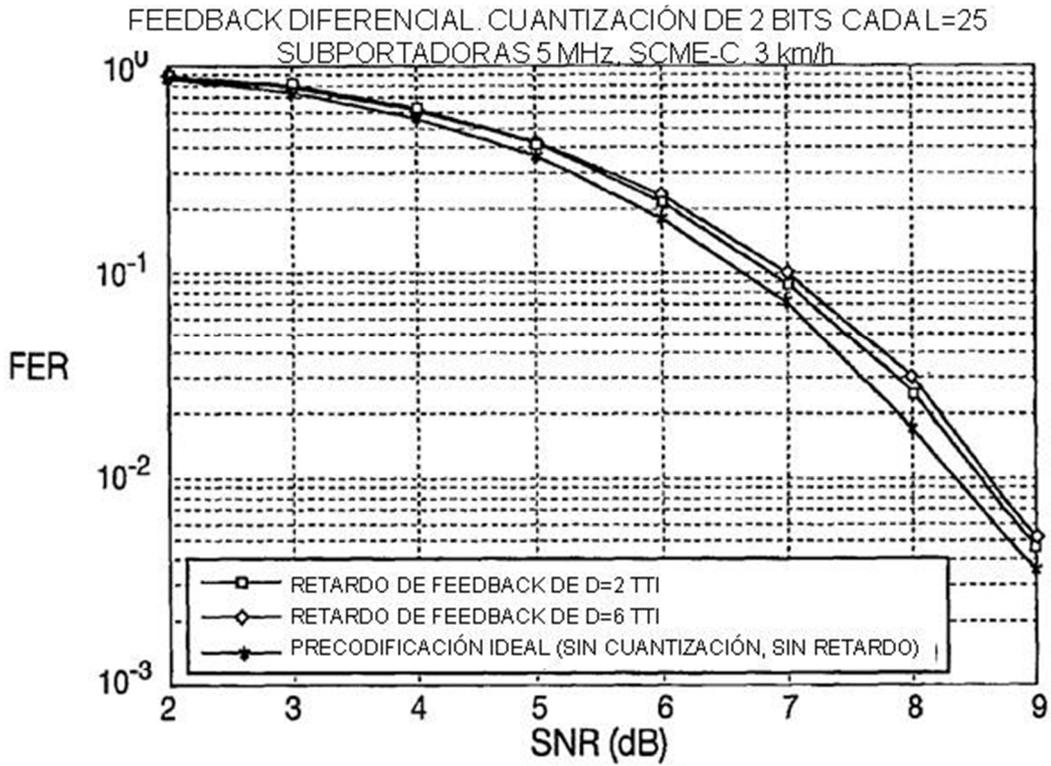


FIG. 5

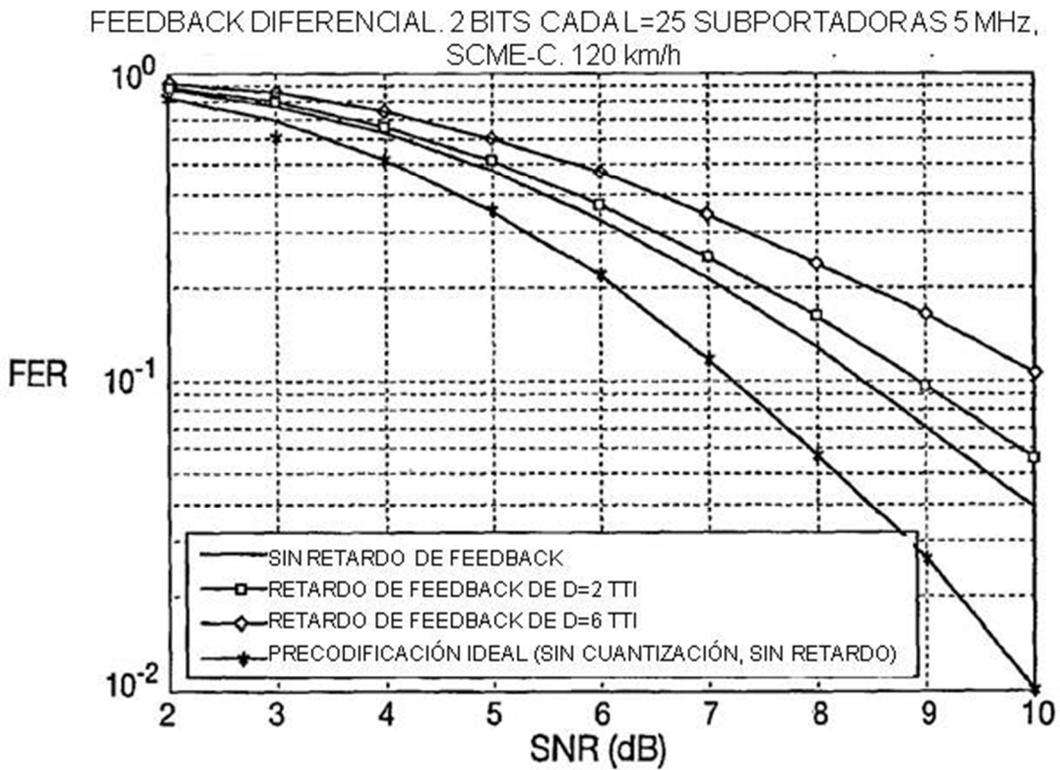
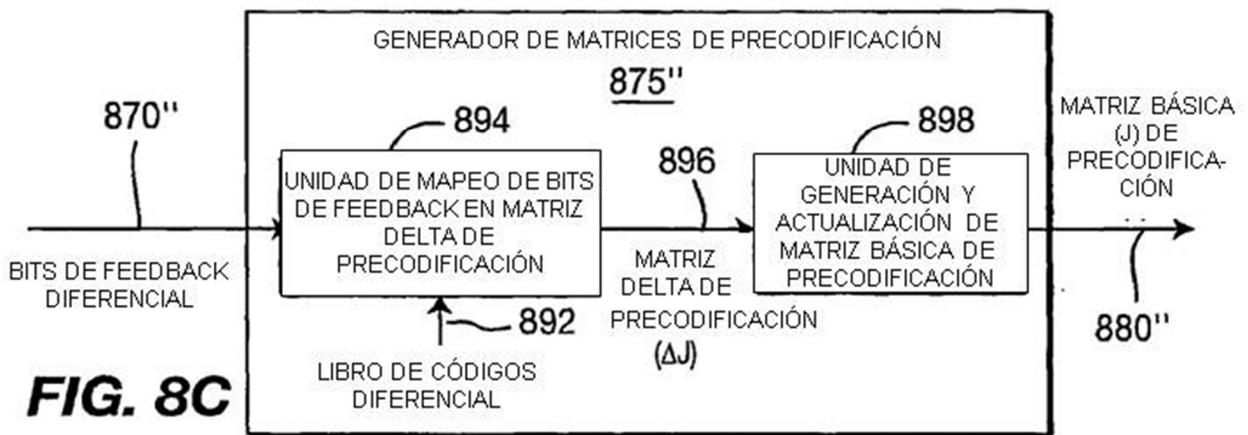
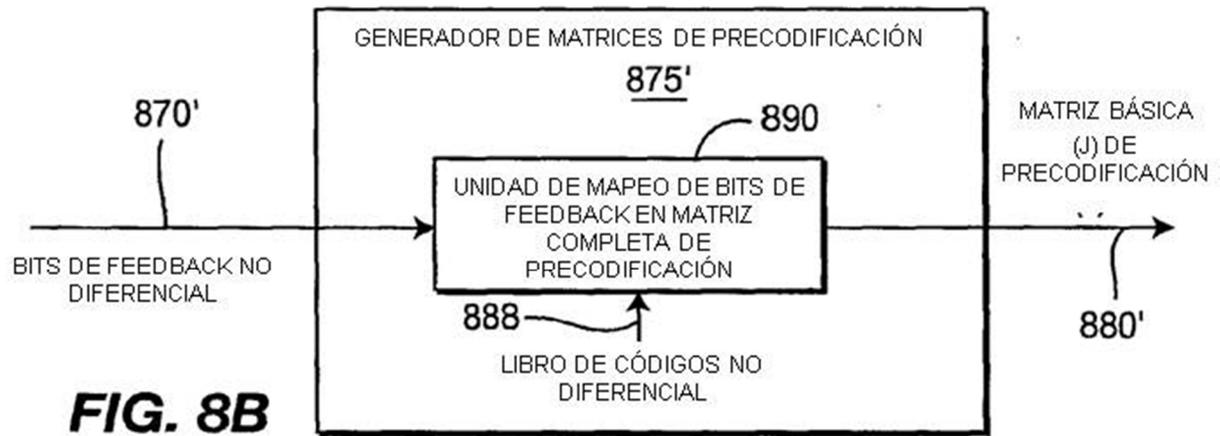
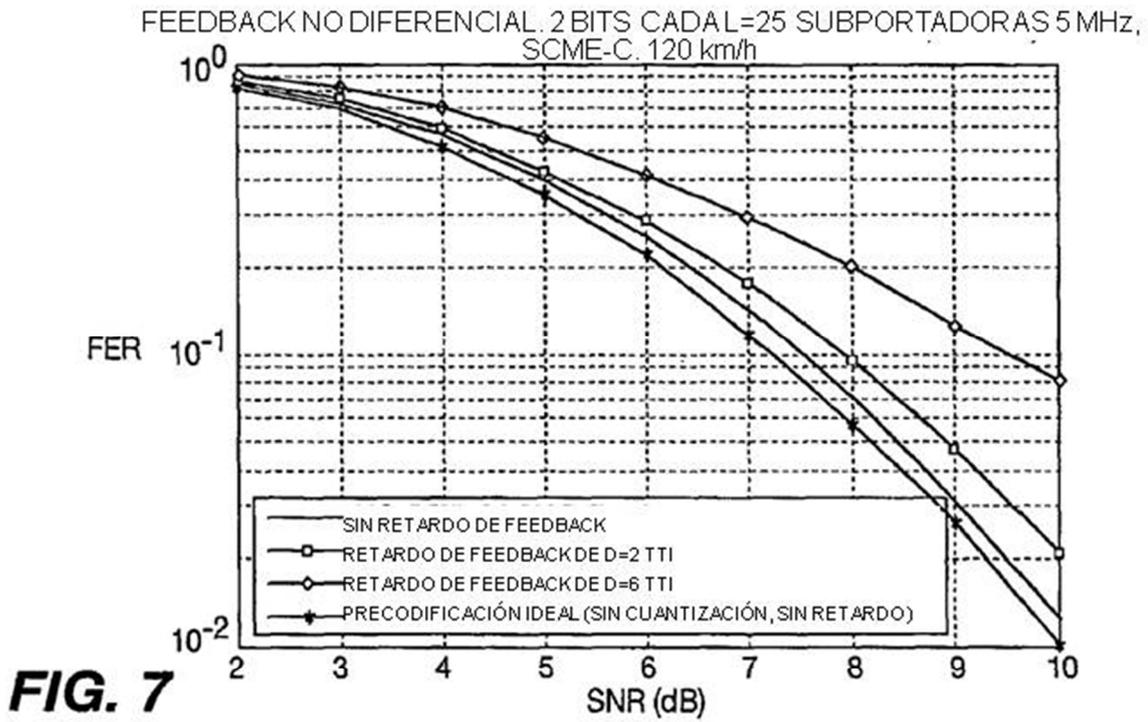


FIG. 6



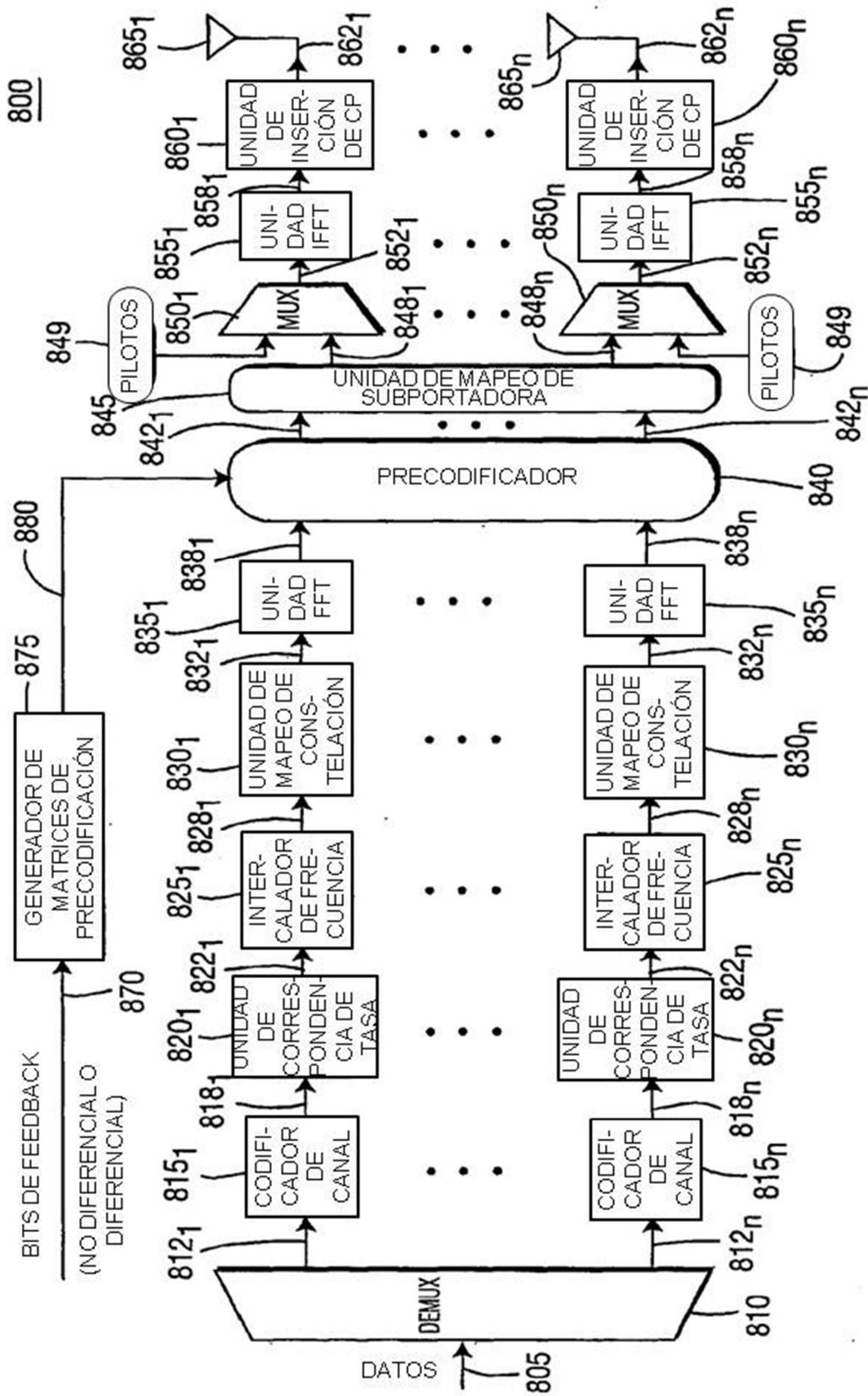


FIG. 8A

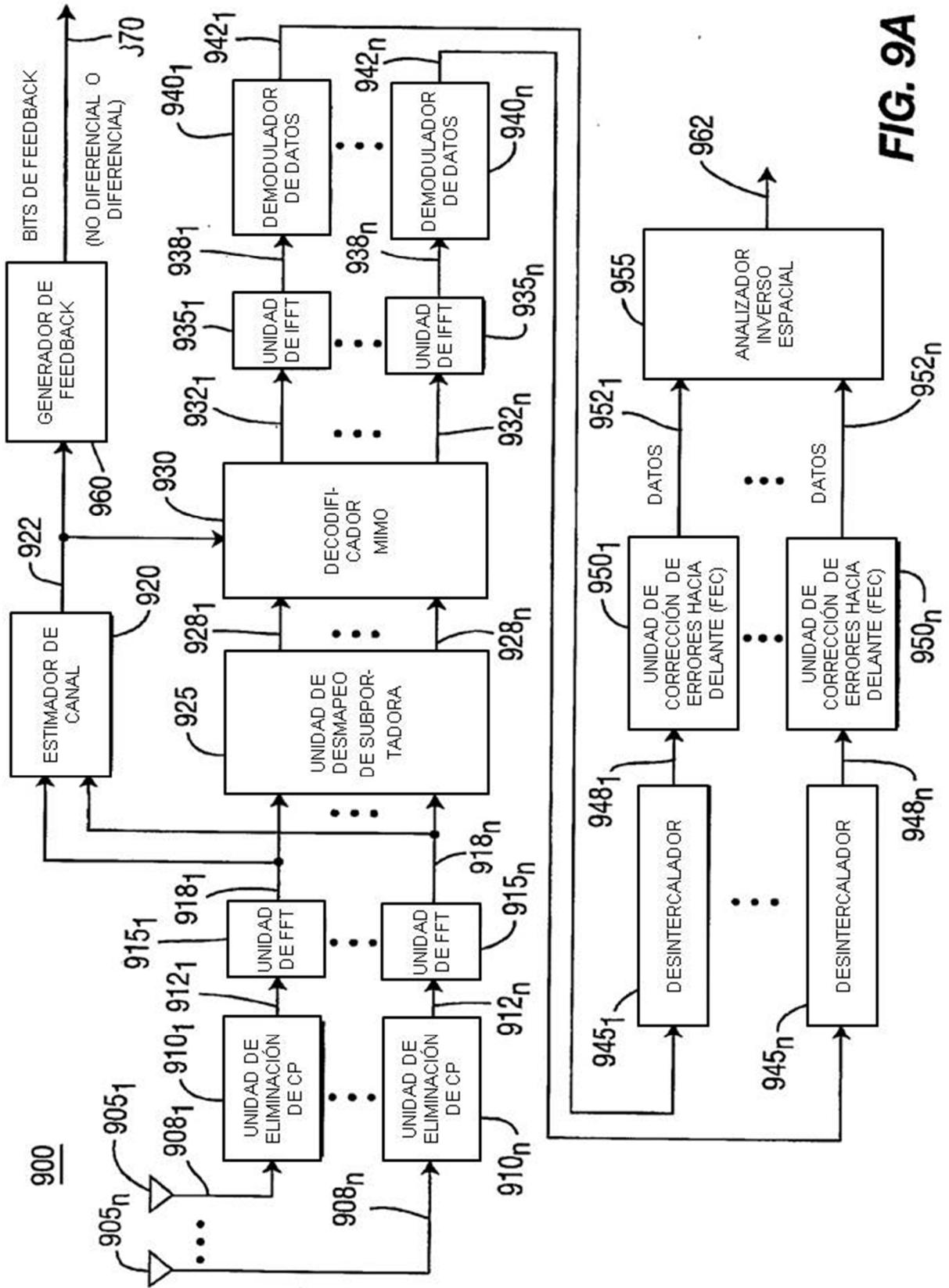


FIG. 9A

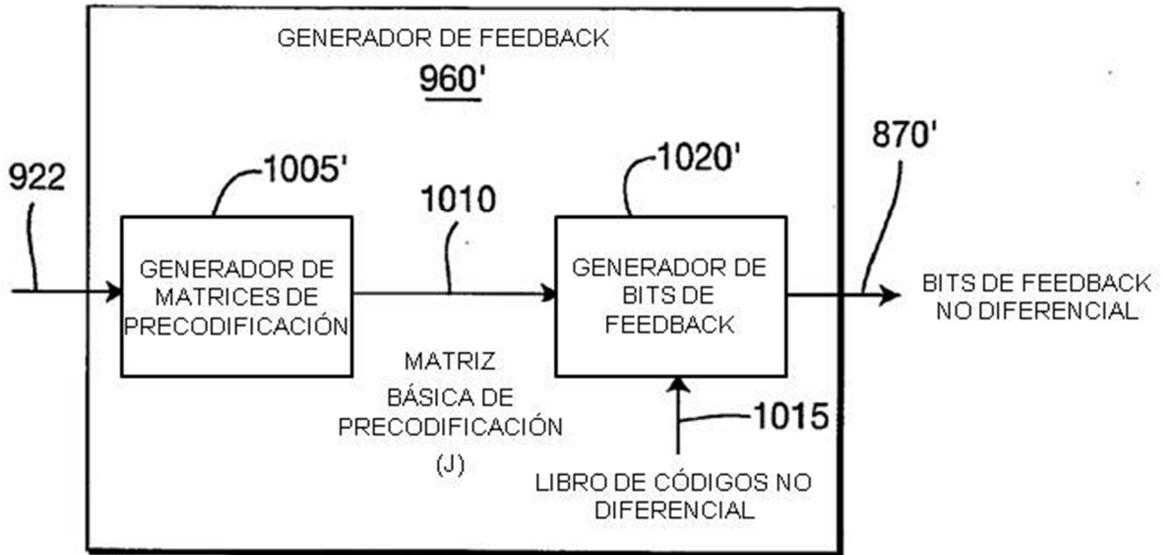


FIG. 9B

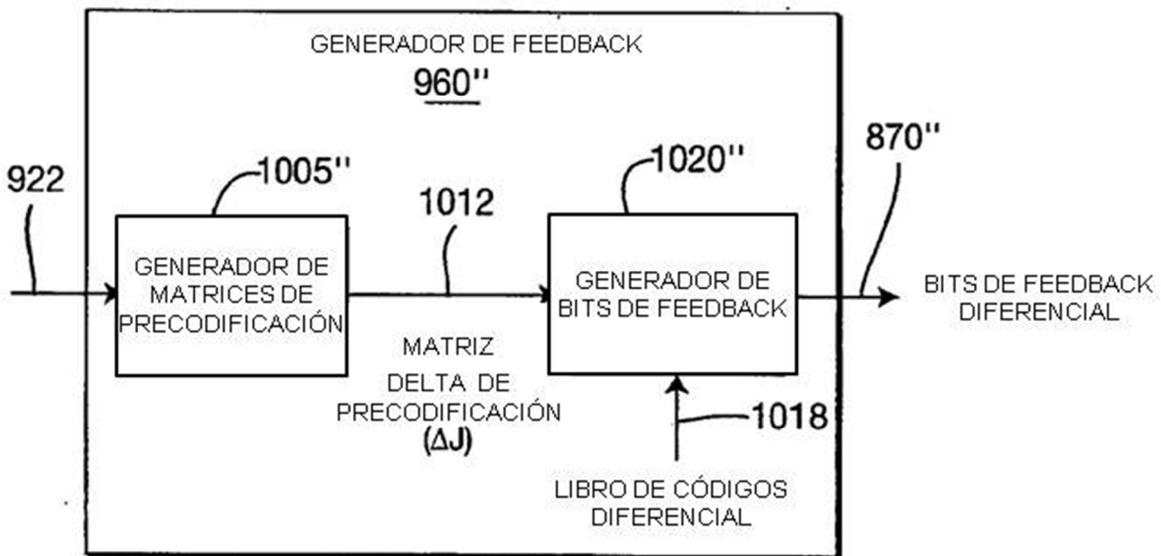


FIG. 9C

