

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 699 380**

51 Int. Cl.:

H04L 25/03 (2006.01)

H04L 25/02 (2006.01)

H04B 17/309 (2015.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **17.06.2015 PCT/EP2015/063583**

87 Fecha y número de publicación internacional: **23.12.2015 WO15193366**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **17.06.2015 E 15729841 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **29.08.2018 EP 3158700**

54 Título: **Procedimiento de estimación de un canal de propagación radioeléctrico**

30 Prioridad:

17.06.2014 FR 1401367

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

11.02.2019

73 Titular/es:

**AIRBUS DS SAS (100.0%)
ZAC de la Clef Saint Pierre, 1 Boulevard Jean
Moulin
78990 Elancourt, FR**

72 Inventor/es:

MEGE, PHILIPPE

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 699 380 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

Procedimiento de estimación de un canal de propagación radioeléctrico

Campo técnico

5 La presente invención concierne a un procedimiento de estimación de un canal de propagación radioeléctrico entre un emisor y un receptor. Asimismo, concierne a un equipo receptor y a un programa de ordenador correspondientes.

Más en particular, la invención se refiere a los sistemas de transmisión multiportadora, por ejemplo del tipo de multiplexación por división de frecuencias ortogonales OFDM ("Orthogonal Frequency Division Multiplexing") o de tipo SC-FDMA (Single-Carrier / Frequency Division Multiple Access) o también de tipo FB-MC (Filter Bank Multi-Carrier), técnicas estas que son, todas ellas, técnicas de transmisión de tipo multiportadora.

10 **Estado de la técnica**

Este tipo de transmisión es utilizado cada vez con más frecuencia. Ha sido adoptado especialmente en los sistemas LTE ("Long Term Evolution"), TEDS ("TETRA Enhanced Data Service"), DAB ("Digital Audio Broadcasting") y DVB-T ("Digital Video Broadcasting-Terrestrial").

15 En los sistemas de transmisión multiportadora, los datos se codifican en general en forma de símbolos organizados en tramas enviadas en una señal por un emisor con destino a un receptor a través de un canal de propagación, empleando cada trama N_f subportadoras frecuenciales en cada una de las cuales se emiten N_t símbolos, sea n número total de símbolos en el plano tiempo-frecuencia igual a $n = N_t \times N_f$.

20 El canal de propagación se define por ser el camino radioeléctrico que toma la señal emitida desde el emisor hacia el receptor. De manera general, la señal recibida por el receptor se escribe de la forma $\mathbf{R} = \mathbf{E} \cdot \mathbf{C} + \mathbf{B}$ donde \mathbf{R} es un vector columna de dimensión n constituido a partir de los símbolos recibidos, \mathbf{E} es una matriz diagonal de dimensión (n, n) cuya diagonal se constituye a partir de los n símbolos emitidos en una trama, \mathbf{C} es un vector columna, llamado vector canal, de dimensión n que representa el canal de propagación y \mathbf{B} es un vector columna de dimensión n que representa el ruido del canal. Se representará convencionalmente en lo que sigue los vectores \mathbf{R} , \mathbf{C} y \mathbf{B} en forma de la concatenación de N_t vectores, siendo cada uno de dimensión N_f , correspondiendo el primer vector a los N_f símbolos, correspondientes al primer símbolo de la trama, sucesivamente situados en N_f subportadoras, y correspondiendo de manera similar los vectores siguientes a los N_t símbolos sucesivos. Igualmente, en la descripción que sigue, la diagonal de la matriz \mathbf{E} está constituida por la concatenación, para los N_t símbolos sucesivos en la trama, de los N_f valores sucesivos del canal de propagación para las sucesivas subportadoras.

30 El canal de propagación comprende, para una señal emitida por el emisor, una pluralidad de trayectos entre el emisor y el receptor debidos especialmente a la reflexión y/o a la difracción de la señal sobre obstáculos tales como, por ejemplo, colinas, edificaciones, vehículos, etc. Así, cada trayecto viene caracterizado por un retardo y una atenuación, y la demora entre la señal recibida por el receptor por el trayecto radioeléctrico más corto y la señal recibida por el receptor por el trayecto radioeléctrico más largo constituye la dispersión temporal del canal. El conjunto de los trayectos con sus potencias y sus retardos constituyen el perfil temporal del canal. Según las características del entorno de propagación, se espera un perfil temporal típico de propagación.

35 Los diferentes trayectos tomados por la señal pueden además combinarse entre sí de manera destructiva, especialmente cuando las reflexiones de la señal tienen lugar sobre obstáculos situados próximos al receptor y/o al emisor. Más exactamente, cada uno de los trayectos se puede ver afectado por un desvanecimiento o fading, llamado "de Rayleigh", conocido por un experto en la materia, cuya seudofrecuencia es igual al doble de la frecuencia Doppler, determinándose esta frecuencia Doppler a partir de la velocidad del emisor y/o del receptor, cuando al menos uno de los dos es móvil, y de la frecuencia portadora de la señal transmitida. La diferencia entre la frecuencia más baja y la más elevada de entre las señales recibidas por el receptor en los diferentes trayectos radioeléctricos de una señal monocromática emitida por el emisor constituye la dispersión frecuencial del canal. El espectro de potencia de esta señal recibida es llamado perfil frecuencial del canal. Según las características del entorno de propagación, se espera un perfil frecuencial típico de propagación.

Por lo tanto, un canal multitrayecto con desvanecimiento Rayleigh puede ser selectivo en tiempo y/o en frecuencia.

40 Con objeto de estimar el canal de propagación, se insertan en cada trama, entre la información útil destinada al receptor, ciertos símbolos, repartidos en el plano tiempo-frecuencia. Estos símbolos, denominados "símbolos piloto", son conocidos por el emisor y por el receptor. Se utilizan con fines de sincronización y de estimación del canal de propagación.

45 En un sistema multiportadora, el efecto del canal de propagación sobre un símbolo de datos, en el plano tiempo-frecuencia, generalmente se modeliza simplemente mediante un coeficiente multiplicativo complejo que trata de estimar el receptor con el fin de determinar el símbolo emitido con el mínimo error posible. La estimación de canal se define por ser la determinación de estos coeficientes para todos los símbolos emitidos.

De manera conocida, el receptor empieza, por lo general, por estimar el canal en la posición de los símbolos piloto y, luego, efectúa una estimación del canal sobre el conjunto de la trama. La estimación del canal sobre las posiciones que no corresponden a símbolos piloto por lo general se efectúa por medio de una interpolación a partir de la estimación del canal sobre los símbolos piloto.

5 El documento FR 2814011 describe un procedimiento de estimación de canal que permite tomar en cuenta las características físicas conocidas del canal de propagación. Sin embargo, el procedimiento descrito es muy restrictivo en cuanto a complejidad.

10 Con objeto de resolver en parte estos inconvenientes, la solicitud de patente FR 2983666 A1 presentada por la firma solicitante describe un procedimiento de estimación de canal de complejidad reducida que permite tomar en cuenta las características físicas conocidas del canal de propagación poniendo en práctica, en especial, el criterio del máximo *a posteriori* o MAP.

15 La resolución del problema de estimación del canal con arreglo al MAP equivale a maximizar el término $e^{-\frac{\|R-EC\|^2}{2\sigma^2}} \cdot e^{-\frac{C^H M_1^{-1} C}{2}}$, es decir, a minimizar el opuesto del logaritmo de esta expresión igual a $\frac{\|R-EC\|^2}{\sigma^2} + C^H \cdot M_1^{-1} \cdot C$, a la que vez que se responde a las variaciones físicas del canal en tiempo y en frecuencia, expresadas por medio de la matriz de covarianza global M_1 del canal. σ^2 representa la varianza del ruido sobre el canal.

La matriz de covarianza global M_1 del canal se obtiene a partir del conocimiento de las variaciones físicas del canal, a saber:

- 20 - el perfil temporal del canal, definido en una ventana temporal, que lleva consigo variaciones del canal de propagación a lo largo del eje de las frecuencias y a partir del cual se puede calcular una matriz de covarianza M_{1f} que, por tanto, expresa las variaciones frecuenciales del canal debidas a dicho perfil temporal, y
- el perfil frecuencial, definido en una ventana frecuencial, que lleva consigo variaciones del canal de propagación a lo largo del eje del tiempo y a partir del cual se puede calcular una matriz de covarianza M_{1t} que, por tanto, expresa las variaciones temporales del canal debidas a dicho perfil frecuencial.

25 La matriz de covarianza temporal M_{1t} que expresa la restricción temporal del canal se puede obtener mediante transformada inversa de Fourier del perfil frecuencial del canal, en tanto que la matriz de covarianza frecuencial M_{1f} que expresa la restricción frecuencial del canal se puede obtener mediante transformada de Fourier del perfil temporal del canal. La matriz de covarianza global M_1 del canal es el producto tensorial de Kronecker de las dos matrices de covarianza temporal M_{1t} y frecuencial M_{1f} . $M_1 = M_{1t} \otimes M_{1f}$.

30 Muchas veces, el supuesto teórico considerado para estimar el canal en el dominio de la frecuencia se corresponde con un perfil temporal del canal que es simétrico y centrado en una posición llamada "de sincronización temporal de la señal". Tal posición de sincronización temporal de la señal está generalmente predeterminada de manera conocida, por ejemplo, por medio de una secuencia de sincronización temporal específica (o por otros medios), y es utilizada por el receptor para sincronizar temporalmente la señal recibida del emisor, es decir, para determinar un instante preciso asociado a la ventana del perfil temporal de la señal (en este caso, el medio de la ventana). En este caso, los valores propios y los vectores propios de la matriz de covarianza frecuencial M_{1f} son reales.

35 Ahora bien, en la práctica, el perfil temporal del canal no necesariamente es simétrico y centrado en la posición de sincronización temporal. Puede ser, por ejemplo, simétrico, pero centrado en una posición central efectiva temporal diferente de la posición llamada "de sincronización temporal" de la señal, ya que la sincronización temporal se realiza muchas veces en los primeros trayectos de propagación de las señales recibidas, que, en general, son los menos atenuados, mientras que ulteriores trayectos pueden estar más atenuados y más retardados, pero todavía ser significativos. En este caso, los valores propios de la matriz de covarianza frecuencial M_{1f} son reales, pero los vectores propios de la matriz de covarianza frecuencial M_{1f} son complejos.

40 Igualmente, la restricción teórica considerada en el dominio temporal se corresponde con un perfil frecuencial del canal que es simétrico y centrado en una posición llamada "de sincronización frecuencial de la señal". Tal posición de sincronización frecuencial de la señal puede estar predeterminada de manera conocida, por ejemplo, por medio de una secuencia de sincronización frecuencial específica (o por otros medios), y es utilizada por el receptor para sincronizar frecuencialmente la señal recibida del emisor, es decir, para determinar una frecuencia precisa asociada a la ventana de dispersión del perfil frecuencial de la señal (en este caso, el medio de la ventana). En este caso, los valores propios y los vectores propios de la matriz de covarianza M_{1t} son reales.

45 Ahora bien, en la práctica, el perfil frecuencial del canal no necesariamente es simétrico y centrado en la posición de sincronización frecuencial. Puede ser, por ejemplo, simétrico, pero centrado en una posición central efectiva frecuencial diferente de la posición llamada "de sincronización frecuencial" de la señal. En este caso, los valores propios de la matriz de covarianza M_{1t} son reales, pero los vectores propios de la matriz de covarianza M_{1t} son complejos.

La resolución del problema de estimación del canal con arreglo al MAP con vectores propios complejos en las matrices de covarianza temporal \mathbf{M}_{1f} y/o frecuencial \mathbf{M}_{1t} vuelve complejo y costoso el receptor, ya que su memoria y la capacidad de su procesador tienen que ser considerables con el fin de procesar los datos recibidos para estimar el canal de propagación, lo cual presenta un importante problema.

5 **Presentación general de la invención**

El alcance de la invención está definido por las reivindicaciones independientes.

La presente invención pretende resolver este inconveniente proponiendo un procedimiento de estimación de un canal de propagación radioeléctrico entre un emisor y un receptor que permita reducir la complejidad y el coste de implementación del receptor, al tiempo que permite la estimación de un canal cuyas restricciones se corresponden con las de la realidad.

A tal efecto, la invención concierne, en primer lugar, a un procedimiento de estimación de un canal de propagación radioeléctrico entre un emisor y un receptor, emitiendo dicho emisor una señal que comprende tramas que emplean cada una de ellas N_f subportadoras frecuenciales en cada una de las cuales se emiten N_t símbolos, donde, de entre el conjunto de los símbolos, ciertos símbolos, llamados símbolos piloto, son conocidos por dicho receptor, siendo dicha señal sincronizada por el receptor a partir de una posición de sincronización temporal y de una posición de sincronización frecuencial, siendo el perfil temporal del canal simétrico y centrado en una posición central efectiva temporal τ_{medio} distinta de la posición de sincronización temporal, siendo el perfil frecuencial del canal simétrico y centrado en una posición central efectiva frecuencial f_{medio} distinta de la posición de sincronización frecuencial. El procedimiento, puesto en práctica por el receptor, es notable por el hecho de que comprende las etapas de:

- 20 - determinación de una matriz de covarianza frecuencial intermedia \mathbf{M}_{2f} que representa las variaciones frecuenciales del canal debidas a un perfil temporal teórico del canal, simétrico y centrado en la posición de sincronización temporal, obteniéndose este perfil temporal teórico del canal a partir del perfil temporal del canal trasladado en tiempo en $(-\tau_{medio})$ al objeto de ser simétrico alrededor de la posición de sincronización temporal (posición cero temporal);
- 25 - determinación de una matriz de covarianza temporal intermedia \mathbf{M}_{2t} que representa las variaciones temporales del canal debidas a un perfil frecuencial teórico del canal, simétrico y centrado en la posición de sincronización frecuencial, obteniéndose este perfil frecuencial teórico del canal a partir del perfil frecuencial del canal trasladado en frecuencia en $(-f_{medio})$ al objeto de ser simétrico alrededor de la posición de sincronización frecuencial (posición cero frecuencial);
- 30 - cálculo de una matriz de covarianza global intermedia \mathbf{M}_2 según el producto de Kronecker: $M_2 = M_{2t} \otimes M_{2f}$;
- cálculo de una matriz E' según la relación $E' = E \cdot T^H$, donde $T = T_t \otimes T_f$ y en la que E es una matriz diagonal que comprende los símbolos piloto emitidos en una trama en las posiciones de los símbolos piloto, siendo nulos los demás símbolos, T_f es una matriz diagonal (N_f , N_f) de centrado definida por $T_f =$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & e^{i\varphi} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & e^{i2\varphi} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & 0 & e^{i(N_f-1)\varphi} \end{bmatrix}$$
 donde $\varphi = 2\pi \cdot \frac{\tau_{medio}}{N_f}$ y T_t es una matriz diagonal (N_t , N_t) de centrado definida por

$$T_t = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & e^{i\psi} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & e^{i2\psi} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & 0 & e^{i(N_t-1)\psi} \end{bmatrix}$$
 donde $\psi = -2\pi \cdot \frac{f_{medio}}{N_t}$;
- cálculo de un vector columna que represente un canal intermedio C' que minimice la relación $\frac{\|R - E' \cdot C'\|^2}{\sigma^2} + C'^H \cdot M_2^{-1} \cdot C'$ donde R es un vector columna de dimensión ($N_t \times N_f$) constituido a partir de los símbolos recibidos, y
- estimación del canal de propagación según la relación $C = T^H \cdot C'$, a partir del vector C' calculado.

40 Por los términos “determinación de una matriz de covarianza frecuencial intermedia \mathbf{M}_{2f} que representa las variaciones frecuenciales del canal debidas al perfil temporal del canal centrado en la posición de sincronización temporal”, se entiende que se determinan los efectos del perfil temporal de la señal sobre las variaciones frecuenciales de la señal cuando este perfil temporal está centrado en la posición de sincronización temporal de la señal.

45 Igualmente, por los términos “determinación de una matriz de covarianza temporal intermedia \mathbf{M}_{2t} que representa las variaciones temporales del canal, debidas al perfil frecuencial del canal centrado en la posición de sincronización frecuencial”, se entiende que se determinan los efectos del perfil frecuencial de la señal sobre las variaciones temporales de la señal cuando este perfil frecuencial está centrado en la posición de sincronización frecuencial de la

señal.

El producto de Kronecker de dos matrices **A** y **B**, teniendo la matriz **A** como componentes (a_{ij}), donde i es un entero comprendido entre 1 y m y j es un entero comprendido entre 1 y n , es el producto matricial denotado por $\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$ y definido por la siguiente expresión:

$$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} \begin{pmatrix} a_{11}\mathbf{B} & \cdots & a_{1n}\mathbf{B} \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ a_{m1}\mathbf{B} & \cdots & a_{mn}\mathbf{B} \end{pmatrix}.$$

Quando el perfil temporal del canal es simétrico y centrado alrededor de la posición central efectiva temporal, pero dicha posición central efectiva temporal τ_{medio} no se corresponde con la posición de sincronización temporal, la matriz de covarianza frecuencial \mathbf{M}_{1f} que expresa la variación del canal a lo largo del eje de frecuencias es una matriz cuyos vectores propios son complejos. El procedimiento según la invención permite definir, a partir del mismo perfil temporal, pero centrado alrededor de la posición de sincronización temporal, por ejemplo mediante transformación de Fourier del perfil temporal del canal, una matriz de covarianza frecuencial intermedia \mathbf{M}_{2f} , que se corresponde con la matriz de covarianza frecuencial \mathbf{M}_{1f} del canal real, pero que tiene vectores propios reales. Dicho de otro modo, la matriz de covarianza frecuencial intermedia \mathbf{M}_{2f} se corresponde con la restricción debida al perfil temporal del canal, pero con un desplazamiento temporal tal que la restricción en cuanto a perfil temporal del canal sea simétrica y centrada no tanto en la posición central efectiva temporal τ_{medio} , sino en la posición de sincronización temporal. La restricción de perfil temporal del canal, entonces, está centrada y simétrica alrededor de la posición de sincronización temporal. Adicionalmente, en el caso particular en que la posición central efectiva temporal τ_{medio} se corresponde con la posición de sincronización temporal, entonces $\mathbf{M}_{2f} = \mathbf{M}_{1f}$.

Igualmente, cuando el perfil frecuencial del canal es simétrico alrededor de la posición central efectiva frecuencial f_{medio} , pero dicha posición central efectiva frecuencial f_{medio} no se corresponde con la posición de sincronización frecuencial, la matriz de covarianza temporal \mathbf{M}_{1t} que expresa la variación del canal a lo largo del eje temporal es una matriz cuyos vectores propios son complejos. El procedimiento según la invención permite definir, a partir del mismo perfil frecuencial, pero ahora centrado alrededor de la posición de sincronización frecuencial, por ejemplo mediante transformación inversa de Fourier del perfil frecuencial del canal, una matriz de covarianza temporal intermedia \mathbf{M}_{2t} , que se corresponde con la matriz de covarianza temporal \mathbf{M}_{1t} del canal real, pero que tiene vectores propios reales. Dicho de otro modo, la matriz de covarianza temporal intermedia \mathbf{M}_{2t} se corresponde con la restricción debida al perfil frecuencial del canal, pero con un desplazamiento de frecuencia tal que la restricción en cuanto al perfil frecuencial del canal sea simétrica y centrada no tanto en la posición central efectiva frecuencial f_{medio} , sino en la posición de sincronización frecuencial. La restricción en cuanto a perfil frecuencial del canal, entonces, está centrada y simétrica alrededor de la posición de sincronización frecuencial. Adicionalmente, en el caso particular en que la posición central efectiva frecuencial f_{medio} se corresponde con la posición de sincronización frecuencial, entonces $\mathbf{M}_{2t} = \mathbf{M}_{1t}$.

Así, la matriz de covarianza intermedia global \mathbf{M}_2 que es el producto de Kronecker de la matriz de covarianza temporal intermedia \mathbf{M}_{2t} y de la matriz de covarianza frecuencial intermedia \mathbf{M}_{2f} se corresponde con un canal virtual de propagación \mathbf{C}' y ventajosamente posee vectores propios reales. Se puede utilizar, para estimar el canal \mathbf{C}' correspondiente a esta matriz intermedia \mathbf{M}_2 , un método basado en el criterio del máximo *a posteriori* (MAP) tal como, por ejemplo, el método descrito en el documento FR 2983666 A1, o bien en el documento FR 2814011. El vector columna \mathbf{C} correspondiente al canal se obtiene ventajosamente a continuación a partir de la matriz de canal intermedia \mathbf{C}' y de la matriz de centrado \mathbf{T} definida según la invención.

El aprovechamiento de la separabilidad de la matriz de covarianza intermedia \mathbf{M}_2 , cuyos vectores propios son reales, es muy favorable en cuanto a complejidad. De este modo, para una trama de n símbolos, con N_f subportadoras y N_t tiempos-símbolos, la matriz de covarianza intermedia \mathbf{M}_2 es de dimensión (n, n) con $n = N_f \times N_t$. Esta matriz es igual al producto de Kronecker de una matriz de covarianza \mathbf{M}_{2t} de dimensión (N_f, N_f) con una matriz de covarianza \mathbf{M}_{2f} de dimensión (N_t, N_t) . Basta, pues, con memorizar $(N_f^2 + N_t^2)$ valores en vez de $(N_f^2 \times N_t^2)$ valores. Así, el procedimiento de la presente invención permite reducir de manera significativa la complejidad de la estimación de canal, particularmente en cuanto a memoria de almacenamiento necesaria, teniendo en cuenta las restricciones físicas reales del canal de propagación.

Preferentemente, en la diagonal de la matriz \mathbf{E} , los símbolos emitidos están concatenados al objeto de que, para el primer símbolo de la trama, se colocan primero los símbolos correspondientes a las subportadoras sucesivas, y luego, se hace otro tanto para el segundo símbolo de la trama, y así sucesivamente hasta el último símbolo de la trama.

De acuerdo con un aspecto de la invención, el procedimiento comprende una etapa preliminar de determinación de la posición de sincronización temporal y de la posición de sincronización frecuencial de la señal.

De acuerdo con otro aspecto de la invención, el procedimiento comprende una etapa de determinación de la posición central efectiva temporal τ_{medio} y de la posición central efectiva frecuencial f_{medio} de la señal.

Preferentemente, la etapa de cálculo del vector canal intermedio \mathbf{C}' comprende las subetapas de:

- descomposición de las matrices de covarianza \mathbf{M}_{2f} y \mathbf{M}_{2t} en vectores propios según las relaciones $\mathbf{M}_{2f} = \mathbf{W}_F^H \mathbf{N}_F \mathbf{W}_F$ y $\mathbf{M}_{2t} = \mathbf{W}_T^H \mathbf{N}_T \mathbf{W}_T$, en las que:
 - \mathbf{W}_F es una matriz de vectores propios de la matriz \mathbf{M}_{2f} ;
 - \mathbf{N}_F es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados a los vectores propios de la matriz \mathbf{M}_{2f} ;
 - \mathbf{W}_T es una matriz de vectores propios de la matriz \mathbf{M}_{2t} ;
 - \mathbf{N}_T es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados a los vectores propios de la matriz \mathbf{M}_{2t} ;
- cálculo del producto de Kronecker de las matrices de vectores propios \mathbf{W}_F y \mathbf{W}_T para obtener una matriz de vectores propios global \mathbf{W} ;
- cálculo de una matriz diagonal de valores propios global \mathbf{N} igual al producto de Kronecker de las matrices de valores propios \mathbf{N}_F y \mathbf{N}_T ; y
- cálculo del vector canal intermedio \mathbf{C}' con ayuda de los símbolos piloto dados por la matriz \mathbf{E}' y de las matrices de vectores propios \mathbf{W} y de valores propios \mathbf{N} utilizando el criterio del máximo *a posteriori*.

Se entiende por símbolo piloto todo símbolo conocido por el receptor, es decir, a la vez los símbolos piloto, tales como se designan en las normas de los sistemas multiportadora conocidos como LTE y TEDS, y/o los símbolos de sincronización y/o los símbolos ya demodulados y decididos por el receptor en una etapa anterior de procesamiento.

Al ser la matriz \mathbf{W} de los vectores propios el producto de Kronecker de las dos matrices \mathbf{W}_F y \mathbf{W}_T de vectores propios, bastan solamente $(\mathbf{N}_f \times \mathbf{N}_f + \mathbf{N}_t \times \mathbf{N}_t) = \mathbf{N}_f^2 + \mathbf{N}_t^2$ valores para representarla. Igualmente, al ser la matriz diagonal \mathbf{N} de los valores propios el producto de Kronecker de las dos matrices diagonales \mathbf{N}_F y \mathbf{N}_T , bastan solamente $\mathbf{N}_f + \mathbf{N}_t$ valores para representarla. Esto permite reducir de manera significativa la complejidad de la estimación de canal, particularmente en cuanto a memoria de almacenamiento necesaria.

De acuerdo con una realización, la etapa de cálculo del vector canal intermedio \mathbf{C}' comprende las subetapas de:

- cálculo de una matriz \mathbf{P} según la relación $\mathbf{P} = \sqrt{\mathbf{N}} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{E}'^H \cdot \mathbf{E}' \cdot \mathbf{W}^H \cdot \sqrt{\mathbf{N}}$;
- descomposición de la matriz \mathbf{P} en vectores propios según la relación $\mathbf{P} = \mathbf{X}^H \mathbf{Q} \mathbf{X}$ en la que \mathbf{X} es una matriz de vectores propios de la matriz \mathbf{P} y \mathbf{Q} es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados a los vectores propios de la matriz \mathbf{P} ; y
- cálculo del vector \mathbf{C}' según la relación $\mathbf{C}' = \mathbf{W}^H \cdot \sqrt{\mathbf{N}} \cdot \mathbf{X}^H \cdot (\mathbf{Q} + \sigma^2 \cdot \mathbf{I})^{-1} \cdot \mathbf{X} \cdot \sqrt{\mathbf{N}} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{E}'^H \cdot \mathbf{R}$ en la que \mathbf{I} es la matriz identidad, \mathbf{R} es un vector que comprende los símbolos recibidos y σ^2 representa la potencia del ruido en el canal.

Más exactamente, la matriz $\sqrt{\mathbf{N}}$ es una matriz diagonal, los términos de cuya diagonal son las raíces cuadradas de los términos de la diagonal de la matriz diagonal \mathbf{N} .

Cuando los símbolos piloto están regularmente repartidos en tiempo y en frecuencia, la matriz \mathbf{P} se puede escribir en forma de un producto de Kronecker de dos matrices relativas respectivamente al dominio de la frecuencia y al dominio del tiempo. En este caso, resulta aún más reducida la complejidad de la estimación de canal.

De acuerdo con una realización preferida, la etapa de cálculo de la matriz \mathbf{C}' comprende las subetapas de:

- extracción de una matriz \mathbf{W}' a partir de la matriz \mathbf{W} y de una matriz \mathbf{N}' a partir de la matriz \mathbf{N} , comprendiendo la matriz \mathbf{N}' un número determinado n' de valores propios de la matriz \mathbf{N} y comprendiendo la matriz \mathbf{W}' los vectores propios asociados a estos n' valores propios; y
- cálculo de la matriz \mathbf{C}' con ayuda de los símbolos piloto y de las matrices de vectores propios \mathbf{W}' y de valores propios \mathbf{N}' utilizando el criterio del máximo *a posteriori*.

Preferentemente, los n' valores propios son los valores propios más grandes de la matriz \mathbf{N} .

Esto permite reducir la complejidad de la estimación del canal, al tiempo que minimiza la pérdida de prestaciones merced al hecho de que los vectores propios conservados en la matriz \mathbf{W}' representan la parte más amplia de la energía, representada por la suma de los valores propios conservados en la matriz \mathbf{N}' .

Ventajosamente, los n' vectores propios de la matriz \mathbf{W}' son los productos de Kronecker de un número limitado n'_f de vectores propios de la matriz \mathbf{W}_F y de un número limitado n'_t de vectores propios de la matriz \mathbf{W}_T y los n' valores propios de la matriz \mathbf{N}' son los productos de los valores propios de la matriz \mathbf{N}_F correspondientes a los n'_f vectores

propios de la matriz \mathbf{W}_F y de los valores propios de la matriz \mathbf{N}_T correspondientes a los n'_t vectores propios de la matriz \mathbf{W}_T .

En este caso, la matriz \mathbf{W}' es separable en tiempo y en frecuencia. Entonces bastan $(n'_f \times \mathbf{N}_f + n'_t \times \mathbf{N}_t)$ valores para representarla. De este modo, resulta todavía más reducida la complejidad del procedimiento.

5 Preferentemente, n' es inferior o igual al número de símbolos piloto en cada trama.

Ventajosamente, la etapa de cálculo de la matriz \mathbf{C}' comprende las subetapas de:

- cálculo de una matriz \mathbf{P}' según la relación $\mathbf{P}' = \sqrt{\mathbf{N}'} \cdot \mathbf{W}' \cdot \mathbf{E}'^H \cdot \mathbf{E}' \cdot \mathbf{W}'^H \cdot \sqrt{\mathbf{N}'};$
- descomposición de la matriz \mathbf{P}' en vectores propios según la relación $\mathbf{P}' = \mathbf{X}'^H \mathbf{Q}' \mathbf{X}'$ en la que \mathbf{X}' es una matriz de vectores propios de la matriz \mathbf{P}' y \mathbf{Q}' es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados a los vectores propios de la matriz \mathbf{P}' ; y
- cálculo de la matriz \mathbf{C}' según la relación $\mathbf{C}' = \mathbf{W}'^H \cdot \sqrt{\mathbf{N}'} \cdot \mathbf{X}'^H \cdot (\mathbf{Q}' + \sigma^2 \cdot \mathbf{I})^{-1} \cdot \mathbf{X}' \cdot \sqrt{\mathbf{N}'} \cdot \mathbf{W}' \cdot \mathbf{E}'^H \cdot \mathbf{R}$ en la que \mathbf{I} es la matriz identidad, \mathbf{R} es un vector que comprende los símbolos recibidos y σ^2 representa la potencia del ruido en el canal.

15 Más exactamente, la matriz $\sqrt{\mathbf{N}'}$ es una matriz diagonal, los términos de cuya diagonal son las raíces cuadradas de los términos de la diagonal de la matriz diagonal \mathbf{N}' .

Cuando los símbolos piloto están regularmente repartidos en tiempo y en frecuencia, la matriz \mathbf{P}' se puede escribir en forma de un producto de Kronecker de dos matrices relativas respectivamente al dominio de la frecuencia y al dominio del tiempo. En este caso, resulta aún más reducida la complejidad de la estimación de canal.

Ventajosamente, la señal es una señal multiportadora, especialmente una señal OFDM.

20 La invención puede ser asimismo de aplicación en sistemas monoportadora. En este caso, tenemos entonces $\mathbf{M}_{2f} = \mathbf{M}_{1f} = [\mathbf{1}]$, donde $[\mathbf{1}]$ representa la matriz identidad de dimensión $(1, 1)$, esta matriz es degenerada en un escalar igual a 1.

25 La invención concierne también a un equipo receptor apto para recibir de un emisor al menos una señal transmitida a través de un canal de propagación radioeléctrico, comprendiendo dicha señal unas tramas que emplean cada una de ellas \mathbf{N}_f subportadoras frecuenciales en cada una de las cuales se emiten \mathbf{N}_t símbolos, donde, de entre el conjunto de los símbolos, ciertos símbolos, llamados símbolos piloto, son conocidos por dicho equipo receptor, siendo la señal sincronizada por el receptor a partir de una posición de sincronización temporal y de una posición de sincronización frecuencial, siendo el perfil temporal del canal simétrico y centrado alrededor de una posición central efectiva temporal τ_{medio} distinta de la posición de sincronización temporal, siendo el perfil frecuencial del canal simétrico y centrado alrededor de una posición central efectiva frecuencial f_{medio} distinta de la posición de sincronización frecuencial. El procedimiento, puesto en práctica en el receptor, es notable por el hecho de que comprende:

- medios de determinación de una matriz de covarianza frecuencial intermedia \mathbf{M}_{2f} que representa las variaciones frecuenciales del canal, debidas a un perfil temporal teórico del canal, simétrico y centrado en la posición de sincronización temporal, obteniéndose este perfil temporal teórico del canal a partir del perfil temporal del canal trasladado en tiempo en $(-\tau_{\text{medio}})$ al objeto de ser simétrico alrededor de la posición de sincronización temporal;
- medios de determinación de una matriz de covarianza temporal intermedia \mathbf{M}_{2t} que representa las variaciones temporales del canal debidas a un perfil frecuencial teórico del canal, simétrico y centrado en la posición de sincronización frecuencial, obteniéndose este perfil frecuencial teórico del canal a partir del perfil frecuencial del canal trasladado en frecuencia en $(-f_{\text{medio}})$ al objeto de ser simétrico alrededor de la posición de sincronización frecuencial;
- medios de cálculo de una matriz de covarianza global intermedia \mathbf{M}_2 según el producto de Kronecker: $M_2 = M_{2t} \otimes M_{2f};$
- medios de cálculo de una matriz \mathbf{E}' según la relación $\mathbf{E}' = \mathbf{E} \cdot \mathbf{T}^H$, donde $\mathbf{T} = \mathbf{T}_t \otimes \mathbf{T}_f$ y en la que \mathbf{E} es una matriz diagonal que comprende los símbolos piloto emitidos en una trama en las posiciones de los símbolos piloto, siendo nulos los demás símbolos, \mathbf{T}_f es una matriz diagonal $(\mathbf{N}_f, \mathbf{N}_f)$ de centrado definida por $\mathbf{T}_f =$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & e^{i\varphi} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & e^{i2\varphi} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & 0 & e^{i(N_f-1)\varphi} \end{bmatrix} \text{ donde } \varphi = 2\pi \cdot \frac{\tau_{\text{medio}}}{N_f} \text{ y } \mathbf{T}_t \text{ es una matriz diagonal } (\mathbf{N}_t, \mathbf{N}_t) \text{ de centrado definida por}$$

$$T_t = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & e^{i\psi} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & e^{i2\psi} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & 0 & e^{i(Nt-1)\psi} \end{bmatrix} \text{ donde } \psi = -2\pi \cdot \frac{f_{\text{medio}}}{N_t};$$

- medios de cálculo de un vector columna que represente un canal intermedio C' que minimice la relación $\frac{\|R - E^t \cdot C'\|^2}{\sigma^2} + C'^H \cdot M_2^{-1} \cdot C'$ donde R es un vector columna de dimensión $(N_t \times N_f)$ constituido a partir de los símbolos recibidos, y
- 5 - medios de estimación del canal de propagación según la relación $C = T^H \cdot C'$, a partir del vector C' calculado.

La invención concierne también a un programa de ordenador que incluye instrucciones para la puesta en práctica del procedimiento de la invención cuando el programa es ejecutado por al menos un procesador.

Los organigramas de las figuras 2 a 3 ilustran esquemáticamente el desarrollo de este programa de ordenador, para formas de realización preferidas de la invención.

10 **Descripción de las figuras**

Se van a describir ahora unas formas de realización de la invención de manera más precisa, pero no limitativa, con referencia a los dibujos que se acompañan, en los cuales:

la figura 1 es un esquema de un equipo receptor según la invención;

- 15 la figura 2 es un organigrama que ilustra el funcionamiento del procedimiento de estimación de canal según una primera forma de puesta en práctica de la invención; y

la figura 3 es un organigrama que ilustra el funcionamiento del procedimiento de estimación de canal según una segunda forma de puesta en práctica de la invención.

Descripción detallada de la invención

I. Equipo receptor 2

- 20 La figura 1 representa un equipo receptor 2 de un sistema de transmisión multiportadora, como por ejemplo un terminal móvil de un sistema de radio móvil profesional PMR ("Professional Mobile Radio") de tipo TEDS. Esto no es en modo alguno limitativo del alcance de la presente invención, la cual puede aplicarse de manera más general en cualquier sistema de transmisión multiportadora, e incluso en un sistema de transmisión monoportadora.

- 25 El receptor 2 comprende una antena 4 para la recepción de una señal OFDM transmitida desde un emisor 6 a través de un canal de propagación radioeléctrico 8.

La señal OFDM emitida por el emisor 6 está organizada en tramas de símbolos repartidos en tiempo y en frecuencia de entre los cuales, ciertos símbolos, llamados símbolos piloto, son conocidos por el receptor 2 y están almacenados en una memoria 10 de dicho receptor 2. Así, cada trama comprende n símbolos con N_f subportadoras y N_t tiempos-símbolos, siendo n igual al producto de N_f y de N_t .

- 30 El receptor 2 comprende un módulo de estimación de canal 14 que utiliza los símbolos piloto almacenados en la memoria 10 y su conocimiento de las restricciones físicas del canal 8 en los dominios del tiempo y de la frecuencia para estimar el canal de propagación 8.

- 35 Por una parte, en el dominio de la frecuencia, el perfil frecuencial del canal 8, debido a las reflexiones sobre obstáculos cercanos, tiene una dispersión frecuencial limitada. Esta dispersión frecuencial, denominada dispersión Doppler, está comprendida entre $-F_D$ y $+F_D$, donde F_D es la frecuencia Doppler máxima dada por la relación $F_D = \frac{v}{c} \cdot F_p$, en la que v es la velocidad del receptor móvil 2, "c" es la velocidad de la luz, y F_p es la frecuencia portadora. Por lo tanto, las componentes del espectro de frecuencia del canal de propagación 8 están comprendidas entre unos límites fijos para unas condiciones de velocidad máxima del receptor móvil 2 y de frecuencia portadora dadas. El perfil frecuencial del canal 8 está centrado y es simétrico alrededor de una posición central efectiva frecuencial f_{medio} del canal 8 y define una matriz de covarianza temporal M_{1t} .
- 40

- 45 Por otra parte, el perfil temporal del canal 8, debido a las reflexiones sobre los obstáculos lejanos, tiene una dispersión temporal limitada. Esta dispersión temporal depende de la banda de frecuencias utilizada y del entorno. A título de ejemplo, a una frecuencia portadora de 400 MHz, en entorno urbano, la dispersión temporal es del orden de 5 μs , mientras que, en entorno montañoso, esta dispersión es del orden de 15 μs . Por lo tanto, las componentes del perfil temporal del canal 8 están comprendidas entre unos límites fijos para unas condiciones ambientales dadas. El perfil temporal del canal 8 está centrado y es simétrico alrededor de una posición central efectiva temporal τ_{medio} y define una matriz de covarianza frecuencial M_{1f} del canal 8.

Las características del perfil frecuencial y del perfil temporal del canal 8 son conocidas por el receptor 2 y están almacenadas en la memoria 10.

5 El receptor 2 también está configurado para determinar y/o recibir una posición de sincronización temporal de la señal y una posición de sincronización frecuencial de la señal. La posición de sincronización temporal puede estar predeterminada de manera conocida, por ejemplo, por medio de una secuencia de sincronización temporal específica (o por cualquier otro medio). La posición de sincronización frecuencial puede estar predeterminada de manera conocida, por ejemplo, por medio de una secuencia de sincronización frecuencial específica (o por cualquier otro medio).

10 El receptor 2 también está configurado para determinar una posición central efectiva temporal de la señal correspondiente al medio de la ventana de dispersión del perfil temporal de la señal recibida y una posición central efectiva frecuencial de la señal correspondiente al medio de la ventana de dispersión del perfil frecuencial de la señal recibida.

II. Módulo de estimación de canal 14

a) Medios de determinación 16

15 El módulo de estimación de canal 14 comprende en primer lugar unos medios de determinación 16 configurados para determinar:

- la matriz de covarianza frecuencial intermedia \mathbf{M}_{2f} que representa las variaciones frecuenciales del canal debidas al perfil temporal del canal centrado en la posición de sincronización temporal, y
- la matriz de covarianza temporal intermedia \mathbf{M}_{2t} que representa las variaciones temporales del canal, debidas al perfil frecuencial del canal centrado en la posición de sincronización frecuencial.

La determinación de la matriz de covarianza frecuencial intermedia \mathbf{M}_{2f} se puede realizar, por ejemplo, aplicando una transformación de Fourier a la ventana de dispersión del perfil temporal de la señal centrada en la posición de sincronización temporal de la señal.

25 Igualmente, la determinación de la matriz de covarianza temporal intermedia \mathbf{M}_{2t} se puede realizar, por ejemplo, aplicando una transformación inversa de Fourier a la ventana de dispersión del perfil frecuencial de la señal centrada en la posición de sincronización frecuencial de la señal.

Además, los medios de determinación 16 están configurados para calcular una matriz de covarianza global intermedia \mathbf{M}_2 según el producto de Kronecker: $M_2 = M_{2t} \otimes M_{2f}$.

b) Medios de cálculo 18

30 El módulo de estimación de canal 14 comprende asimismo medios de cálculo 18 de una matriz E' según la relación $E' = E \cdot T^H$, donde $T = T_t \otimes T_f$, en la que E es una matriz diagonal que comprende los símbolos piloto emitidos en una trama en las posiciones de los símbolos piloto, siendo nulos los demás símbolos, T_f es una matriz diagonal (\mathbf{N}_f , \mathbf{N}_f) de

centrado definida por $T_f = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{i\varphi} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & e^{i2\varphi} & \dots \\ 0 & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & e^{i(N_f-1)\varphi} \end{bmatrix}$ donde $\varphi = 2\pi \cdot \frac{\tau_{medio}}{N_f}$ y T_t es una matriz diagonal (\mathbf{N}_t , \mathbf{N}_t) de

centrado definida por $T_t = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{i\psi} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & e^{i2\psi} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & e^{i(N_t-1)\psi} \end{bmatrix}$ donde $\psi = -2\pi \cdot \frac{f_{medio}}{N_t}$.

35 c) Medios de estimación 20

El módulo de estimación de canal 14 comprende además medios de estimación 20 del canal de propagación 8 configurados para calcular un vector columna C' que minimice la relación $\frac{\|\mathbf{R} - E' \cdot C'\|^2}{\sigma^2} + C'^H \cdot \mathbf{M}_2^{-1} \cdot C'$ donde \mathbf{R} es un vector columna de dimensión ($\mathbf{N}_t \times \mathbf{N}_f$) constituido a partir de los símbolos recibidos, y estimar el canal según la relación $C = T^H \cdot C'$, a partir del vector C' calculado.

40 III. Decodificador 22

Asimismo, el receptor 2 comprende un decodificador 22 que proporciona una estimación de los símbolos emitidos a partir de la estimación de canal efectuada por el módulo de estimación de canal 14.

Habiéndose descrito la estructura del receptor de la invención, se va a detallar el funcionamiento del procedimiento de

estimación de canal puesto en práctica en el módulo de estimación de canal 14.

IV. Puesta en práctica

De manera general, la señal recibida por el receptor 2 se escribe de la forma $\mathbf{R} = \mathbf{E} \cdot \mathbf{C} + \mathbf{B}$ donde \mathbf{R} es un vector de dimensión n constituido a partir de los símbolos recibidos, \mathbf{C} es un vector de dimensión n que representa el canal de propagación 8, \mathbf{E} es una matriz diagonal de dimensión (n, n) constituida a partir de los símbolos emitidos en una trama y \mathbf{B} es un vector de dimensión n que representa el ruido del canal 8.

Se considera convencionalmente que el ruido del canal es un ruido gaussiano de varianza, o potencia, σ^2 . Entonces, la probabilidad de recibir el vector \mathbf{R} conociendo el vector canal \mathbf{C} es igual a $e^{-\frac{\|\mathbf{R}-\mathbf{E}\mathbf{C}\|^2}{2\sigma^2}}$.

Adicionalmente, para un canal móvil de radio terrestre que varía según una ley de Rayleigh, la probabilidad del canal es igual a $e^{-\frac{\mathbf{C}^H \mathbf{M}_1^{-1} \mathbf{C}}{2}}$ donde \mathbf{M}_1 es la matriz de covarianza global que representa las restricciones físicas reales en tiempo y en frecuencia del canal 8 y donde la notación \mathbf{X}^H indica que se trata de una matriz \mathbf{X} conjugada y transpuesta.

Por lo que se refiere a la elección de σ^2 y de \mathbf{M}_1 , es preciso hacer notar que se puede tomar para \mathbf{M}_1 la matriz de covarianza del canal normalizada, es decir, el canal de potencia media unitaria. En este caso, σ^2 representa entonces la inversa de la relación señal a ruido. Es posible fijarse un valor de relación señal a ruido objetivo, sin que este valor cambie cualquiera que sea el valor efectivo de la potencia de ruido y de la potencia de señal útil. Son posibles otras soluciones, como, por ejemplo, estimar la relación señal a ruido a la par de la recepción y de la demodulación de la información recibida, por ejemplo sobre los símbolos piloto que son conocidos por el emisor y por el receptor. En este caso, es posible adaptar dinámicamente la relación señal a ruido en el proceso de estimación del canal.

El procedimiento según la invención pone en práctica el criterio del máximo *a posteriori* o MAP. La resolución del problema de estimación del canal con arreglo al MAP equivale a maximizar la probabilidad de que un canal intermedio virtual sea igual a un vector canal intermedio \mathbf{C}' , conociendo el vector \mathbf{R} , al tiempo que se responde a sus restricciones físicas expresadas en una matriz de covarianza intermedia global denotada como \mathbf{M}_2 simétrica y centrada en una posición de sincronización temporal y en una posición de sincronización frecuencial.

Esto equivale a maximizar la probabilidad $e^{-\frac{\|\mathbf{R}-\mathbf{E}'\mathbf{C}'\|^2}{2\sigma^2}}$. $e^{-\frac{\mathbf{C}'^H \mathbf{M}_2^{-1} \mathbf{C}'}{2}}$, lo que equivale a minimizar el opuesto del logaritmo de esta expresión igual a $\frac{\|\mathbf{R}-\mathbf{E}'\mathbf{C}'\|^2}{\sigma^2} + \mathbf{C}'^H \cdot \mathbf{M}_2^{-1} \cdot \mathbf{C}'$.

Por lo tanto, la solución \mathbf{C}' es aquella para la cual se verifica la siguiente expresión, denotada como [1], obtenida anulando el gradiente con respecto a \mathbf{C}' de la expresión anterior:

$$(\mathbf{E}'^H \cdot \mathbf{E}' + \sigma^2 \cdot \mathbf{M}_2^{-1}) \cdot \mathbf{C}' = \mathbf{E}'^H \cdot \mathbf{R} \quad [1].$$

Al ser solamente conocidos por el receptor 2 los símbolos piloto, se colocan ceros en la matriz \mathbf{E}' en las ubicaciones de los demás símbolos desconocidos por el receptor.

Ahora bien, las restricciones del canal 8 en el dominio del tiempo son independientes de sus restricciones en el dominio de la frecuencia. Por lo tanto, la matriz de covarianza \mathbf{M}_2 del canal es separable en tiempo y en frecuencia expresándola como el producto de Kronecker de dos matrices de covarianza \mathbf{M}_{2f} y \mathbf{M}_{2t} , expresando la matriz \mathbf{M}_{2f} las restricciones del canal en el dominio de la frecuencia y expresando la matriz \mathbf{M}_{2t} las restricciones del canal en el dominio del tiempo.

De este modo, en una etapa 24a/24b, se determinan las matrices de covarianza \mathbf{M}_{2f} y \mathbf{M}_{2t} del canal 8, respectivamente en el dominio de la frecuencia y en el dominio del tiempo, mediante los medios de determinación 16, utilizando respectivamente la ventana de dispersión del perfil temporal y la ventana de dispersión del perfil frecuencial del canal 8 almacenadas en la memoria 10. Estas matrices \mathbf{M}_{2f} y \mathbf{M}_{2t} son almacenadas en la memoria 10.

De acuerdo con la invención, la matriz de covarianza intermedia \mathbf{M}_2 es determinada por los medios de determinación 16 en una etapa 26 según el producto de Kronecker: $M_2 = M_{2t} \otimes M_{2f}$.

A continuación se calcula una matriz \mathbf{E}' mediante los medios de cálculo 18, en una etapa 28, según la relación $\mathbf{E}' = \mathbf{E} \cdot \mathbf{T}^H$, donde $\mathbf{T} = \mathbf{T}_i \otimes \mathbf{T}_f$ en la que \mathbf{E} es una matriz diagonal que comprende los símbolos piloto emitidos en una trama en las posiciones de los símbolos piloto, siendo nulos los demás símbolos.

A continuación se calcula, mediante los medios de estimación 20, el vector columna \mathbf{C}' que minimice la relación $\frac{\|\mathbf{R}-\mathbf{E}'\mathbf{C}'\|^2}{\sigma^2} + \mathbf{C}'^H \cdot \mathbf{M}_2^{-1} \cdot \mathbf{C}'$, en una etapa 30a/30b, poniendo en práctica el criterio del máximo *a posteriori* o MAP con el fin de estimar el canal de propagación 8 según la relación $\mathbf{C} = \mathbf{T}^H \cdot \mathbf{C}'$.

Se pasa a describir seguidamente la etapa 30a/30b de cálculo del vector \mathbf{C}' en una primera forma de puesta en práctica 30a (etapas 32 a 38) y en una segunda forma de puesta en práctica 30b (etapas 32 a 34 y 40 a 44) del procedimiento según la invención.

a) Primera forma de puesta en práctica

El organigrama de la figura 2 ilustra una primera forma de puesta en práctica del procedimiento de estimación de canal de la invención que pone en práctica el criterio del MAP.

5 En una etapa 32, las matrices de covarianza \mathbf{M}_{2f} y \mathbf{M}_{2t} son descompuestas en vectores propios y en valores propios por los medios de descomposición 18 según las relaciones $\mathbf{M}_F = \mathbf{W}_F^H \mathbf{N}_F \mathbf{W}_F$ y $\mathbf{M}_T = \mathbf{W}_T^H \mathbf{N}_T \mathbf{W}_T$, en las cuales:

- \mathbf{W}_F es una matriz de vectores propios de la matriz \mathbf{M}_{2f} ,
- \mathbf{N}_F es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados a los vectores propios de la matriz \mathbf{M}_{2f} ,
- \mathbf{W}_T es una matriz de vectores propios de la matriz \mathbf{M}_{2t} ; y
- \mathbf{N}_T es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados a los vectores propios de la matriz \mathbf{M}_{2t} .

10 En la etapa 34, los medios de descomposición 18 calculan el producto de Kronecker de las matrices de vectores propios \mathbf{W}_F y \mathbf{W}_T para obtener una matriz de vectores propios global \mathbf{W} de dimensión (\mathbf{n}, \mathbf{n}) . Asimismo calculan una matriz diagonal de valores propios global \mathbf{N} de dimensión (\mathbf{n}, \mathbf{n}) que contiene los productos de los valores propios de las matrices \mathbf{N}_F y \mathbf{N}_T . Las matrices \mathbf{W}_F , \mathbf{N}_F , \mathbf{W}_T y \mathbf{N}_T también son almacenadas en la memoria 10.

15 La matriz de covarianza intermedia global \mathbf{M}_2 del canal 8 es entonces igual a $\mathbf{M}_2 = \mathbf{W}^H \mathbf{N} \mathbf{W}$. Por lo tanto, la expresión [1] puede escribirse: $(\mathbf{E}^H \mathbf{E} + \sigma^2 \cdot \mathbf{W}^H \cdot \mathbf{N}^{-1} \cdot \mathbf{W}) \cdot \mathbf{C}' = \mathbf{E}^H \cdot \mathbf{R}$.

Planteando $\mathbf{C}' = \mathbf{W}^H \cdot \sqrt{\mathbf{N}} \cdot \mathbf{b}$ donde \mathbf{b} es un vector de dimensión n , y donde $\sqrt{\mathbf{N}}$ es una matriz diagonal, cada término de cuya diagonal es la raíz cuadrada del correspondiente término de la diagonal de la matriz diagonal \mathbf{N} , la expresión [1] se escribe: $(\sqrt{\mathbf{N}} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{E}^H \cdot \mathbf{E} \cdot \mathbf{W}^H \cdot \sqrt{\mathbf{N}} + \sigma^2 \cdot \mathbf{I}) \cdot \mathbf{b} = \sqrt{\mathbf{N}} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{E}^H \cdot \mathbf{R}$ [2]

donde \mathbf{I} es la matriz identidad.

20 En la etapa 36, los medios de estimación de canal 20 calculan la matriz $\mathbf{P} = \sqrt{\mathbf{N}} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{E}^H \cdot \mathbf{E} \cdot \mathbf{W}^H \cdot \sqrt{\mathbf{N}}$ y descomponen esta matriz \mathbf{P} en vectores propios y valores propios según la relación $\mathbf{P} = \mathbf{X}^H \mathbf{Q} \mathbf{X}$ en la que \mathbf{X} es una matriz de vectores propios de la matriz \mathbf{P} y \mathbf{Q} es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados a los vectores propios de la matriz \mathbf{P} .

25 En la etapa 38, los medios de estimación de canal 20 estiman el canal 8 a partir de la relación 2 según la siguiente expresión [3]:

$$\mathbf{C}' = \mathbf{W}^H \cdot \sqrt{\mathbf{N}} \cdot \mathbf{X}^H \cdot (\mathbf{Q} + \sigma^2 \cdot \mathbf{I})^{-1} \cdot \mathbf{X} \cdot \sqrt{\mathbf{N}} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{E}^H \cdot \mathbf{R} \quad [3].$$

a) Segunda forma de puesta en práctica

30 El organigrama de la figura 3 ilustra una segunda forma de puesta en práctica del procedimiento de estimación de canal de la invención que asimismo pone en práctica el criterio MAP. En esta figura, las etapas 24, 26, 28 y 30 a 34 son idénticas a las de la figura 2. Por lo tanto, no se repite la descripción de estas etapas.

En la etapa 40, los medios de estimación de canal 20 extraen una matriz diagonal \mathbf{N}' a partir de la matriz \mathbf{N} , comprendiendo la matriz \mathbf{N}' un número determinado n' de los valores propios más grandes de \mathbf{N} y determinan una matriz \mathbf{W}' que comprende los vectores propios asociados a estos n' valores propios más grandes. Las matrices \mathbf{N}' y \mathbf{W}' son almacenadas en la memoria 10.

35 Generalmente, los valores propios de la matriz \mathbf{N} decrecen rápidamente. De este modo, la suma de los valores propios conservados en la matriz \mathbf{N}' representa una amplia parte de la energía del canal 8. De este modo, la matriz \mathbf{W}' comprende los vectores propios más representativos para expresar las restricciones del canal.

Por lo tanto, la expresión [1] puede escribirse: $(\mathbf{E}^H \mathbf{E} + \sigma^2 \cdot \mathbf{W}^H \cdot \mathbf{N}^{-1} \cdot \mathbf{W}) \cdot \mathbf{C}' = \mathbf{E}^H \cdot \mathbf{R}$.

40 Planteando $\mathbf{C}' = \mathbf{W}'^H \cdot \sqrt{\mathbf{N}'} \cdot \mathbf{b}$ donde \mathbf{b} es un vector de dimensión n' , la expresión [1] se escribe $(\sqrt{\mathbf{N}'} \cdot \mathbf{W}' \cdot \mathbf{E}^H \cdot \mathbf{E} \cdot \mathbf{W}'^H \cdot \sqrt{\mathbf{N}'} + \sigma^2 \cdot \mathbf{I}) \cdot \mathbf{b} = \sqrt{\mathbf{N}'} \cdot \mathbf{W}' \cdot \mathbf{E}^H \cdot \mathbf{R}$ [4]

donde \mathbf{I} es la matriz identidad.

45 En la etapa 42, los medios de estimación de canal 20 calculan una matriz \mathbf{P}' según la relación $\mathbf{P}' = \sqrt{\mathbf{N}'} \cdot \mathbf{W}' \cdot \mathbf{E}^H \cdot \mathbf{E} \cdot \mathbf{W}'^H \cdot \sqrt{\mathbf{N}'}$ y descomponen esta matriz \mathbf{P}' en vectores propios y valores propios según la relación $\mathbf{P}' = \mathbf{X}'^H \mathbf{Q}' \mathbf{X}'$ en la que \mathbf{X}' es una matriz de vectores propios de la matriz \mathbf{P}' y \mathbf{Q}' es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados a los vectores propios de la matriz \mathbf{P}' .

En la etapa 44, los medios de estimación de canal 20 estiman el canal 8 a partir de la relación [4] según la siguiente expresión [5]

$$C' = W'^H \cdot \sqrt{N'} \cdot X'^H \cdot (Q' + \sigma^2 \cdot I)^{-1} \cdot X' \cdot \sqrt{N'} \cdot W' \cdot E'^H \cdot R \quad [5].$$

Al ser la matriz W' de dimensión (n', n') y al ser la matriz N' de dimensión (n', n') , esta forma de realización permite cálculos menos complejos que la primera forma de realización.

5 En una realización preferida, los n' vectores propios de la matriz W' son los productos de Kronecker de un número limitado n'_f de vectores propios de la matriz W_F y de un número limitado n'_t de vectores propios de la matriz W_T y los n' valores propios de la matriz N' son los productos de los valores propios de la matriz N_F correspondientes a los n'_f vectores propios de la matriz W_F y de los valores propios de la matriz N_T correspondientes a los n'_t vectores propios de la matriz W_T . En este caso, la matriz W' es separable en tiempo y en frecuencia. Se puede memorizarla entonces en forma del producto de Kronecker de dos matrices y, entonces, corresponde a una dimensión total de **[(n'f, nf) + (n't, nt)]**, lo cual permite reducir la complejidad del procedimiento.

10 En las dos formas de puesta en práctica antes descritas, la matriz del canal real C es estimada a continuación, de acuerdo con la invención, en una etapa 50 según la relación $C = T^H \cdot C'$ a partir del vector C' calculado.

Por supuesto, se pueden aún contemplar otras formas de realización.

15 Más en particular, el cálculo de las matrices de covarianza se puede realizar de manera dinámica con el fin de tomar en cuenta las variaciones de las restricciones del canal.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de estimación de un canal de propagación radioeléctrico (8) entre un emisor (6) y un receptor (2), emitiendo dicho emisor (6) una señal que comprende tramas que emplean cada una de ellas N_f subportadoras
 5 frecuenciales en cada una de las cuales se emiten N_t símbolos, donde, de entre el conjunto de los símbolos, ciertos símbolos, llamados símbolos piloto, son conocidos por dicho receptor (2), siendo dicha señal sincronizada por el receptor (2) a partir de una posición de sincronización temporal y de una posición de sincronización frecuencial, siendo el perfil temporal del canal (8) simétrico y centrado alrededor de una posición central efectiva temporal τ_{medio} distinta de la posición de sincronización temporal, siendo el perfil frecuencial del canal (8) simétrico y centrado alrededor de una posición central efectiva frecuencial f_{medio} distinta de la posición de sincronización frecuencial, caracterizándose el procedimiento, puesto en práctica por el receptor (2), por el hecho de comprender las etapas de:

- determinación (24a) de una matriz de covarianza frecuencial intermedia M_{2f} que representa las variaciones
 15 frecuenciales del canal (8) correspondientes a un perfil temporal teórico del canal (8), simétrico y centrado en la posición de sincronización temporal, obteniéndose este perfil temporal teórico del canal a partir del perfil temporal del canal trasladado en tiempo en $(-\tau_{medio})$ al objeto de ser simétrico alrededor de la posición de sincronización temporal;
- determinación (24b) de una matriz de covarianza temporal intermedia M_{2t} que representa las variaciones
 20 temporales del canal (8) correspondientes a un perfil frecuencial teórico del canal (8), simétrico y centrado en la posición de sincronización frecuencial, obteniéndose este perfil frecuencial teórico del canal a partir del perfil frecuencial del canal trasladado en frecuencia en $(-f_{medio})$ al objeto de ser simétrico alrededor de la posición de sincronización frecuencial;
- cálculo (26) de una matriz de covarianza global intermedia M_2 según el producto de Kronecker: $M_2 = M_{2t} \otimes M_{2f}$;
- cálculo (28) de una matriz E' según la relación $E' = E.T^H$, donde $T = T_t \otimes T_f$, en la que E es una matriz diagonal que comprende los símbolos piloto emitidos en una trama en las posiciones de los símbolos piloto, siendo nulos los demás símbolos, T_f es una matriz diagonal (N_f , N_f) de centrado definida por

25
$$T_f = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & e^{i\varphi} & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & e^{i2\varphi} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & e^{i(N_f-1)\varphi} \end{bmatrix}$$
 donde $\varphi = 2\pi \cdot \frac{\tau_{medio}}{N_f}$ y T_t es una matriz diagonal (N_t , N_t) de centrado definida por

por $T_t = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & e^{i\psi} & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & e^{i2\psi} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & e^{i(N_t-1)\psi} \end{bmatrix}$ donde $\psi = -2\pi \cdot \frac{f_{medio}}{N_t}$;

- cálculo (30a; 30b) de un vector columna que represente un canal intermedio C' que minimice la relación $\frac{\|R-E'.C'\|^2}{\sigma^2} + C'^H.M_2^{-1}.C'$ donde R es un vector columna de dimensión ($N_t \times N_f$) constituido a partir de los
 30 símbolos recibidos, comprendiendo dicho cálculo las subetapas de:

- descomposición (32) de las matrices de covarianza M_{2f} y M_{2t} en vectores propios según las relaciones $M_{2f} = W_F^H N_F W_F$ y $M_{2t} = W_T^H N_T W_T$, en las cuales:
 - W_F es una matriz de vectores propios de la matriz M_{2f} ;
 - N_F es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados a los vectores propios de la matriz M_{2f} ;
 - W_T es una matriz de vectores propios de la matriz M_{2t} ;
 - N_T es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados a los vectores propios de la matriz M_{2t} ;
- cálculo (34) del producto de Kronecker de las matrices de vectores propios W_F y W_T para obtener una matriz de vectores propios global W ;
- cálculo (34) de una matriz diagonal de valores propios global N igual al producto Kronecker de las matrices de valores propios N_F y N_T ; y
- cálculo del vector canal intermedio C' con ayuda de los símbolos piloto y de las matrices de vectores propios W y de valores propios N utilizando el criterio del máximo *a posteriori*;

y

- estimación (50) del canal de propagación según la relación $C = T^H \cdot C'$, a partir del vector C' calculado.
2. Procedimiento según la reivindicación 1, caracterizado por que la etapa de cálculo del vector canal intermedio C' comprende las subetapas de:
- 5 - cálculo (36) de una matriz P según la relación $P = \sqrt{N} \cdot W \cdot E^H \cdot E \cdot W^H \cdot \sqrt{N}$ en la que E es una matriz diagonal que comprende los símbolos piloto en las posiciones de los símbolos piloto, siendo nulos los demás elementos de la diagonal;
 - descomposición (36) de la matriz P en vectores propios según la relación $P = X^H Q X$ en la que X es una matriz de vectores propios de la matriz P y Q es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados a los vectores propios de la matriz P ; y
 - 10 - cálculo del vector canal intermedio C' según la relación $C = W^H \cdot \sqrt{N} \cdot X^H \cdot (Q + \sigma^2 \cdot I)^{-1} \cdot X \cdot \sqrt{N} \cdot W \cdot E^H \cdot R$ en la que C es un vector que representa el canal, I es la matriz identidad, R es un vector que comprende los símbolos recibidos y σ^2 representa la potencia del ruido en el canal.
3. Procedimiento según la reivindicación 1, caracterizado por que la etapa de cálculo del vector canal intermedio C' comprende las subetapas:
- 15 - de extracción (40) de una matriz W' a partir de la matriz W y de una matriz N' a partir de la matriz N , comprendiendo la matriz N' un número determinado n' de valores propios de la matriz N y comprendiendo la matriz W' los vectores propios asociados a estos n' valores propios; y
 - cálculo del vector canal intermedio C' con ayuda de los símbolos piloto y de las matrices de vectores propios W' y de valores propios N' utilizando el criterio del máximo *a posteriori*.
- 20 4. Procedimiento según la reivindicación 3, caracterizado por que los n' valores propios son los valores propios más grandes de la matriz N .
5. Procedimiento según la reivindicación 3, en el que los n' vectores propios de la matriz W' son los productos de Kronecker de un número limitado n'_t de vectores propios de la matriz W_F y de un número limitado n'_r de vectores propios de la matriz W_T y los n' valores propios de la matriz N' son los productos de los valores propios de la matriz N_F correspondientes a los n'_t vectores propios de la matriz W_F y de los valores propios de la matriz N_T correspondientes a los n'_r vectores propios de la matriz W_T .
- 25 6. Procedimiento según una de las reivindicaciones 3 a 5, en el que n' es inferior o 10 igual al número de símbolos piloto en cada trama.
7. Procedimiento según una de las reivindicaciones 3 a 6, en el que la etapa de cálculo del vector canal intermedio C' comprende las subetapas de:
- 30 - cálculo (42) de una matriz P' según la relación $P' = \sqrt{N'} \cdot W' \cdot E^H \cdot E \cdot W'^H \cdot \sqrt{N'}$ en la que E es una matriz diagonal que comprende los símbolos piloto en las posiciones de los símbolos piloto, siendo nulos los demás elementos de la diagonal;
 - descomposición (42) de la matriz P' en vectores propios según la relación $P' = X'^H Q' X'$ en la que X' es una matriz de vectores propios de la matriz P' y Q' es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados a los vectores propios de la matriz P' ; y
 - cálculo del vector canal intermedio C' según la relación $C = W'^H \cdot \sqrt{N'} \cdot X'^H \cdot (Q' + \sigma^2 \cdot I)^{-1} \cdot X' \cdot \sqrt{N'} \cdot W' \cdot E^H \cdot R$ en la que C es un vector que representa el canal, I es la matriz identidad, R es un vector que comprende los símbolos recibidos y σ^2 representa la potencia del ruido en el canal.
- 35 8. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, en el que la señal es una señal OFDM.
9. Equipo receptor (2) apto para recibir de un emisor (6) al menos una señal transmitida a través de un canal de propagación radioeléctrico (8), comprendiendo dicha señal unas tramas que emplean cada una de ellas N_f subportadoras frecuenciales en cada una de las cuales se emiten N_t símbolos, donde, de entre el conjunto de los símbolos, ciertos símbolos, llamados símbolos piloto, son conocidos por dicho equipo receptor (2), siendo la señal sincronizada por el receptor (2) a partir de una posición de sincronización temporal y de una posición de sincronización
- 45 frecuenciale, siendo el perfil temporal del canal (8) simétrico y centrado alrededor de una posición central efectiva temporal τ_{medio} distinta de la posición de sincronización temporal, siendo el perfil frecuencial del canal (8) simétrico y centrado alrededor de una posición central efectiva frecuencial f_{medio} distinta de la posición de sincronización frecuencial, el procedimiento, puesto en práctica en el receptor, se caracteriza por el hecho de que comprende:
- 50 - medios de determinación (16) de una matriz de covarianza frecuencial intermedia M_{2f} que representa las variaciones frecuenciales del canal (8) correspondientes a un perfil temporal teórico del canal (8), simétrico y

centrado en la posición de sincronización temporal, obteniéndose este perfil temporal teórico del canal a partir del perfil temporal del canal trasladado en tiempo en $(-\tau_{\text{medio}})$ al objeto de ser simétrico alrededor de la posición de sincronización temporal;

- 5
- medios de determinación (16) de una matriz de covarianza temporal intermedia \mathbf{M}_{2t} que representa las variaciones temporales del canal (8) correspondientes a un perfil frecuencial teórico del canal (8), simétrico y centrado en la posición de sincronización frecuencial, obteniéndose este perfil frecuencial teórico del canal a partir del perfil frecuencial del canal trasladado en frecuencia en $(-f_{\text{medio}})$ al objeto de ser simétrico alrededor de la posición de sincronización frecuencial;

- 10
- medios de cálculo (16) de una matriz de covarianza global intermedia \mathbf{M}_2 según el producto de Kronecker: $M_2 = M_{2t} \otimes M_{2f}$;

- medios de cálculo (18) de una matriz \mathbf{E}' según la relación $E' = E.T^H$, donde $T = T_t \otimes T_f$, en la que \mathbf{E} es una matriz diagonal que comprende los símbolos piloto emitidos en una trama en las posiciones de los símbolos piloto, siendo nulos los demás símbolos, T_f es una matriz diagonal $(\mathbf{N}_f, \mathbf{N}_f)$ de centrado definida por

$$T_f = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & e^{i\varphi} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & e^{i2\varphi} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & 0 & e^{i(N_f-1)\varphi} \end{bmatrix} \text{ donde } \varphi = 2\pi \cdot \frac{\tau_{\text{medio}}}{N_f} \text{ y } T_t \text{ es una matriz diagonal } (\mathbf{N}_t, \mathbf{N}_t) \text{ de centrado definida}$$

15

$$\text{por } T_t = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & e^{i\psi} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & e^{i2\psi} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & 0 & e^{i(N_t-1)\psi} \end{bmatrix} \text{ donde } \psi = -2\pi \cdot \frac{f_{\text{medio}}}{N_t};$$

- medios de cálculo (20) de un vector columna que represente un canal intermedio \mathbf{C}' que minimice la relación $\frac{\|\mathbf{R}-\mathbf{E}'\cdot\mathbf{C}'\|^2}{\sigma^2} + \mathbf{C}'^H \cdot \mathbf{M}_2^{-1} \cdot \mathbf{C}'$ donde \mathbf{R} es un vector columna de dimensión $(\mathbf{N}_t \times \mathbf{N}_f)$ constituido a partir de los símbolos recibidos, comprendiendo dicho cálculo las subetapas de:

- 20
- descomposición (32) de las matrices de covarianza \mathbf{M}_{2f} y \mathbf{M}_{2t} en vectores propios según las relaciones $M_{2f} = \mathbf{W}_F^H \mathbf{N}_F \mathbf{W}_F$ y $M_{2t} = \mathbf{W}_T^H \mathbf{N}_T \mathbf{W}_T$, en las cuales:

- \mathbf{W}_F es una matriz de vectores propios de la matriz \mathbf{M}_{2f} ;
- \mathbf{N}_F es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados a los vectores propios de la matriz \mathbf{M}_{2f} ;
- \mathbf{W}_T es una matriz de vectores propios de la matriz \mathbf{M}_{2t} ;
- \mathbf{N}_T es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados a los vectores propios de la matriz \mathbf{M}_{2t} ;

- 25
- cálculo (34) del producto de Kronecker de las matrices de vectores propios \mathbf{W}_F y \mathbf{W}_T para obtener una matriz de vectores propios global \mathbf{W} ;

- 30
- cálculo (34) de una matriz diagonal de valores propios global \mathbf{N} igual al producto Kronecker de las matrices de valores propios \mathbf{N}_F y \mathbf{N}_T ; y

- cálculo del vector canal intermedio \mathbf{C}' con ayuda de los símbolos piloto y de las matrices de vectores propios \mathbf{W} y de valores propios \mathbf{N} utilizando el criterio del máximo *a posteriori*;

y

- 35
- medios de estimación (20) del canal de propagación (8) según la relación $\mathbf{C} = \mathbf{T}^H \cdot \mathbf{C}'$, a partir del vector \mathbf{C}' calculado.

10. Programa de ordenador que incluye instrucciones para la puesta en práctica del procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 8 cuando el programa es ejecutado por al menos un procesador.

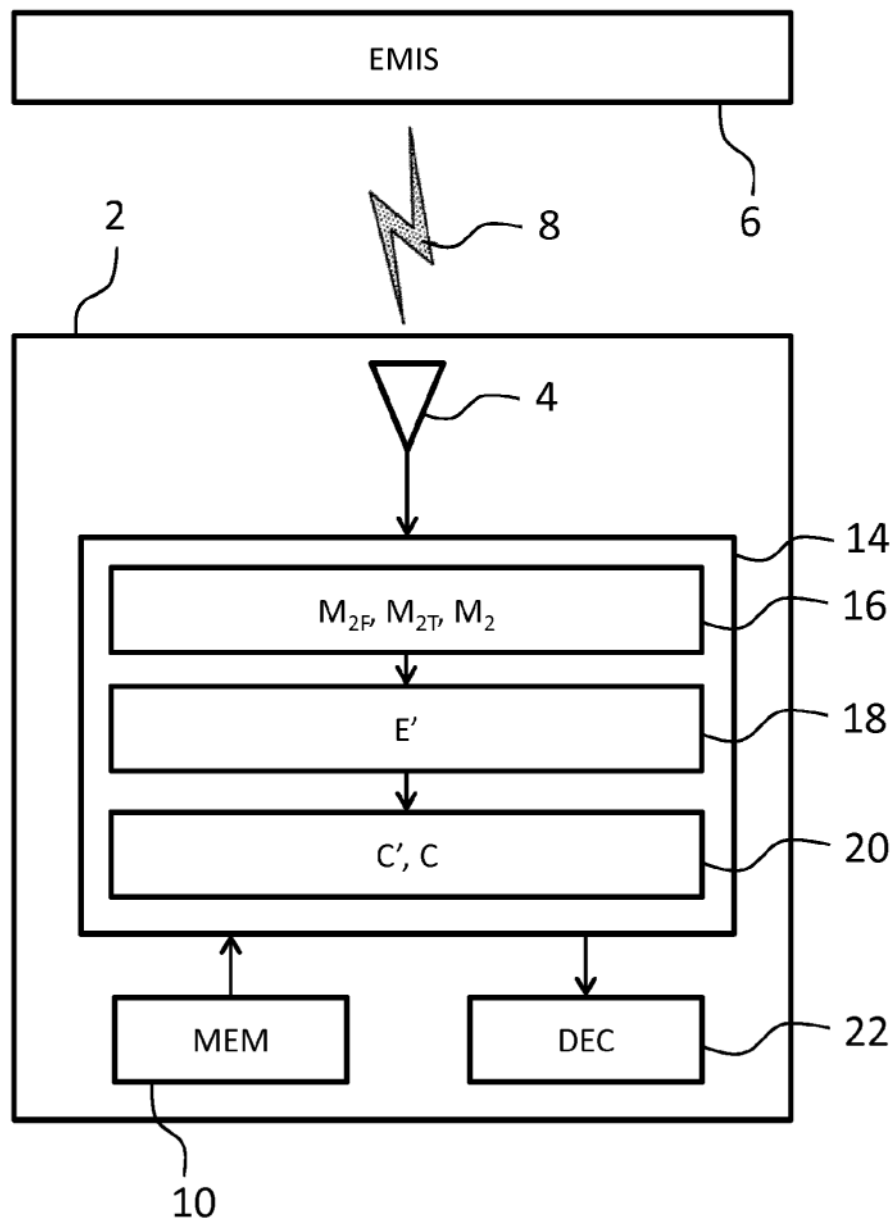


Figura 1

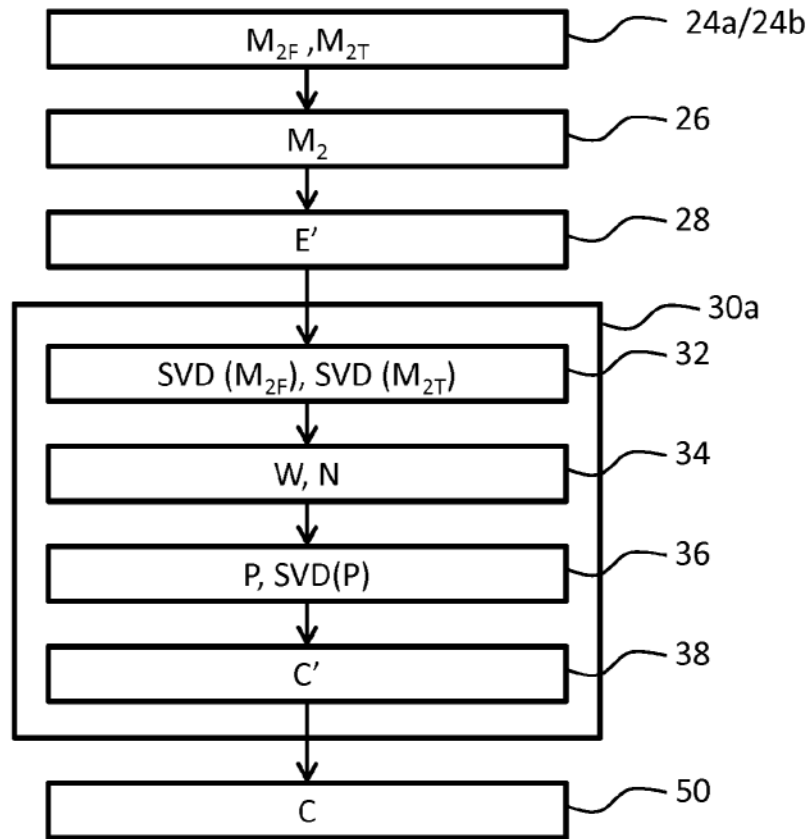


Figura 2

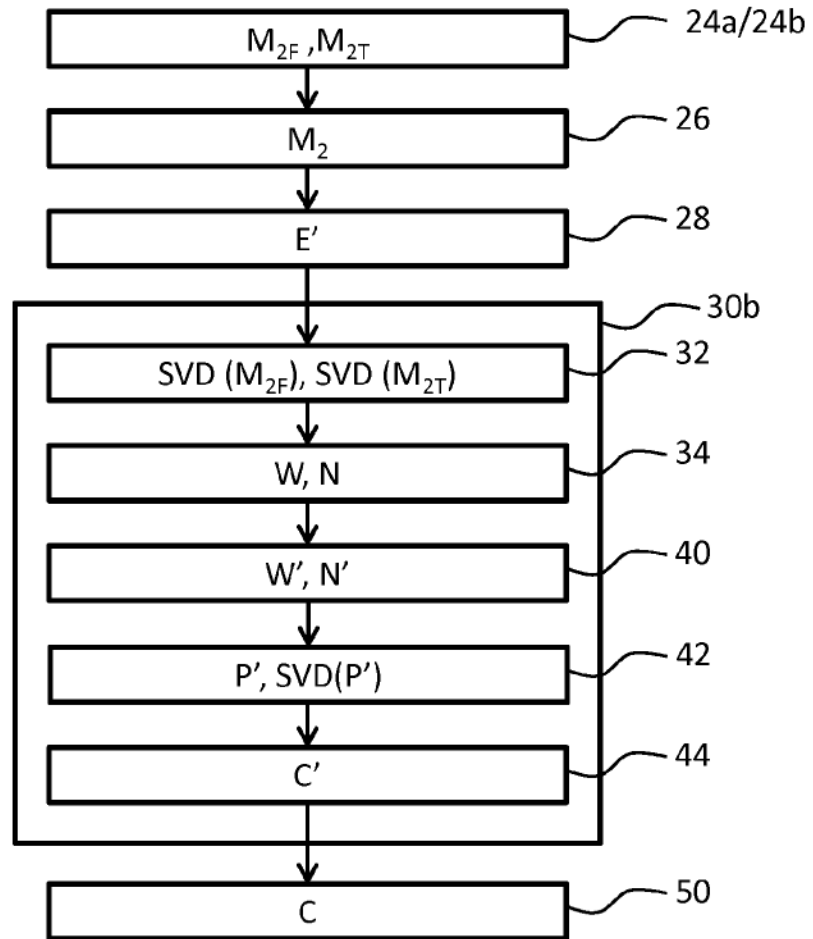


Figura 3