

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 801 274**

51 Int. Cl.:

**H04L 27/26** (2006.01)

**H04B 7/0413** (2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **31.08.2016 PCT/EP2016/070535**

87 Fecha y número de publicación internacional: **09.03.2017 WO17037128**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **31.08.2016 E 16759759 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **25.03.2020 EP 3345357**

54 Título: **Procedimiento y dispositivo de sincronización MIMO en presencia de interferencias**

30 Prioridad:

**01.09.2015 FR 1501813**

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

**08.01.2021**

73 Titular/es:

**THALES (100.0%)  
Tour Carpe Diem, Place des Corolles, Esplanade  
Nord  
92400 Courbevoie, FR**

72 Inventor/es:

**CHEVALIER, PASCAL;  
PIPON, FRANÇOIS y  
HILTUNEN, SONJA**

74 Agente/Representante:

**GONZÁLEZ PECES, Gustavo Adolfo**

ES 2 801 274 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 y dispositivo de sincronización MIMO en presencia de interferencias

La invención se refiere a un procedimiento y a un dispositivo que permite a un módem sincronizarse, tanto en tiempo como en frecuencia, sobre un transmisor de datos digitales por vía herciana, en ausencia o en presencia de interferencias (involuntarias o voluntarias), para un sistema que integra varias antenas, tanto en emisión como en recepción o sistema MIMO (abreviación anglosajona de Multiple Input Multiple Output).

En los sistemas de transmisión de datos digitales por vía herciana, la sincronización (tiempo/frecuencia) se efectúa a partir de secuencias de símbolos conocidos por el receptor e intercalados entre los símbolos de información, por correlación entre la señal recibida y una señal de referencia construida a partir de los símbolos conocidos. El resultado se compara con un umbral a decidir de la sincronización. Los procedimientos que permiten sincronizar un módem sobre un transmisor de datos digitales son bastante conocidos por los sistemas de transmisión entrada simple salidas múltiples, SIMO. Por ejemplo, la publicación de D.M. Duglos, R.A. Scholtz, titulada "Acquisition of spread spectrum signals by an adaptive array" IEEE Trans. Acou. Speech.Signal Proc., vol. 37, nº. 8, p. 1253-1270, 1989, y la publicación de L.E. Brennan, I.S. Reed, titulada "An adaptive array signal processing algorithm for communications", IEEE Trans. Aerosp. Electronic Systems, vol. 18, nº. 1, p. 124-130, 1982, describen tales procedimientos para la sincronización temporal. La patente EP 0 665 665 del solicitante se refiere a una mejora de estas técnicas.

En el caso de sistemas de tipo MIMO, los procedimientos conocidos por el solicitante para una sincronización MIMO robusta con las interferencias correspondientes y con los receptores de prueba de relación de verosimilitud o GLRT (Generalized Likelihood Radio Test) y de error cuadrático medio mínimo o MMSE (Minimum Mean Square Error) descritos, por ejemplo, en la publicación de D. W. Bliss, P. A. Parker "Temporal synchronization of MIMO wireless communication in the presence of interference", IEEE Trans. Signal Process., vol. 58, nº.3, p.1794-1806, marzo de 2010. Sin embargo, el procedimiento GLTR descrito en esta publicación es complejo de implementar, ya que necesita el cálculo de un determinante y de una inversión de matriz en cada posición probada, lo que hace se convierte en costoso cuando el número de antenas del sistema aumenta. El procedimiento MMSE, menos costoso, se convierte en subóptimo para las secuencias no ortogonales. Por lo tanto, existe una necesidad de disponer receptores alternativos de complejidad reducida con vistas a conservar los rendimientos del receptor GLRT anteriormente citado. Tal receptor de complejidad reducida se desvela en HILTUNEN S ET AL: "New insights into time synchronization of MIMO systems with interference", 2015 23RD EUROPEAN SIGNAL PROCESSING CONFERENCE (EUSIPCO), EURASIP, 31 agosto de 2015 (2015-08-31), p. 1381-1385.

La invención se refiere a un procedimiento de sincronización tiempo/frecuencia de una señal en un sistema de transmisión que comprende M emisores y N receptores, estando los N receptores conectados a un procesador adaptado para tratar las señales y para transmitir un resultado a un demodulador, en presencia de interferencias caracterizado por que consta al menos de las siguientes etapas:  
Al nivel del procesador:

- calcular una matriz de correlación  $R_{SS}$  de señales de referencia emitidas por los M sensores emisores, calcular su inversa  $R_{SS}^{-1}$ ,

- para cada índice  $l$  correspondiente a un instante posible de sincronización, con  $l$  variando hasta una posición  $l + Etal$ , o  $Etal$  es la dispersión temporal máxima del canal, cuando  $l$  corresponde a la primera posición probada para la que hay un adelantamiento del umbral, repetir las siguientes etapas:

- estimar la matriz de correlación de ruido  $\hat{R}(l)$  recibido sobre los N sensores en recepción,
- calcular la inversa de la matriz de correlación estimada,  $\hat{R}^{-1}(l)$
- para cada índice  $\Delta f$  que corresponde a un desfase o desplazamiento de frecuencia posible para la sincronización frecuencial entre,  $\Delta f_{min}$  y  $\Delta f_{max}$ ,

- o estimar una matriz de intercorrelación entre las señales recibidas sobre los N sensores en recepción, desfasadas en  $-\Delta f$ , y las secuencias de aprendizaje transmitidas por las M antenas en emisión  $\hat{R}_{XS}(l, \Delta f)$ ,
- o calcular un criterio de sincronización determinando huella  $Tr[.]$  de una matriz resultante del producto

formado por la matriz inversa de correlación de las secuencias de aprendizaje  $R_{SS}^{-1}$ , la transpuesta conjugada de la estimada de la matriz de intercorrelación de las señales recibidas y de la matriz de las secuencias de aprendizaje  $\hat{R}_{XS}(l, \Delta f)^H$ , la inversa de una estimada de la matriz de ruido  $\hat{R}^{-1}(l)$  y la estimada de la matriz de intercorrelación entre las observaciones recibidas y las secuencias de aprendizaje  $\hat{R}_{XS}(l, \Delta f)$

:  
$$C(l, \Delta f) = EGLRT3(l, \Delta f) = Tr[R_{SS}^{-1} \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)^H \hat{R}^{-1}(l) \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)]$$

- o comparar el valor del criterio  $C(l, \Delta f)$  obtenido de un valor de umbral  $\eta$ , si el valor del criterio  $C(l, \Delta f)$  sobrepasa el valor del umbral  $\eta$  como un candidato potencial para el desplazamiento de frecuencia de sincronización, repetir el procedimiento para  $\Delta f - \delta$  y  $\Delta f + \delta$ , o  $\delta$  y el paso de análisis en frecuencia y repetir el procedimiento hasta que la posición  $l + \text{Etal}$ , o  $\text{Etal}$  sea la dispersión temporal máxima del canal, determinar uno o varios valores de instante posible  $l$ , y de desplazamiento posible  $\Delta f$  y desencadenar el procedimiento de sincronización y de adquisición de las señales,
- o si el valor del criterio  $C(l, \Delta f)$  es inferior al valor umbral, incrementar el valor de  $\Delta f$  de hasta una posible nueva detección.

Según una variante de realización, se estima la matriz de ruido asimilando a la inversa de la matriz de correlación de las señales recibidas  $\hat{R}_{xx}(l)$  y el criterio de cálculo conjunto del índice y del desplazamiento de sincronización se realiza mediante la siguiente fórmula: determinando la huella de una matriz resultante del producto formado por la matriz inversa de correlación de secuencias de aprendizaje, la transpuesta conjugada de la estimada de la matriz de intercorrelación de las señales recibidas y de la matriz de las secuencias de aprendizaje, la inversa de una estimada de la matriz de ruido  $\hat{R}^{-1}(l) = \hat{R}_{xx}^{-1}(l)$  y la estimada de la matriz de intercorrelación entre las observaciones recibidas y las secuencias de aprendizaje:

$$C(l, \Delta f) = \text{E0\_GLRT3}(l, \Delta f) = \text{Tr}[R_{SS}^{-1} \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)^H \hat{R}_{XX}^{-1}(l) \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)].$$

En el caso donde las  $M$  secuencias de referencia emitidas por los  $M$  sensores emisores son ortogonales, el cálculo del índice de sincronización se efectúa, por ejemplo, usando la siguiente fórmula:

$$C(l, \Delta f) = \text{E0\_GLRT3}(l, \Delta f) \triangleq \sum_{i=1}^M \frac{\hat{r}_{XS_i}(l, \Delta f)^H \hat{R}_{XX}^{-1}(l) \hat{r}_{XS_i}(l, \Delta f)}{r_{Si}}$$

donde el vector  $\hat{r}_{XS_i}(l, \Delta f)$  es el vector de intercorrelación entre las observaciones desplazadas de  $-\Delta f$  y la secuencia de aprendizaje emitida por un emisor  $i$  para una posición de sincronización probada  $l$ , definido por:

$$\hat{r}_{XS_i}(l, \Delta f) \triangleq \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{K-1} x((k+l)) s_i(k)^* \exp(-j2\pi\Delta f k T_e)$$

donde  $s_i(k)$  es la componente  $i$  de  $s(k)$  y donde  $T_e$  es el período de muestreo.

Según una variante de realización, la matriz de ruido estimada,  $\hat{R}_1(l, \Delta f)$ , puede ser la estimada retirando las contribuciones de las secuencias de sincronización al nivel de la estimada de la matriz de correlación de las señales recibidas, en la hipótesis de que la señal que contiene las secuencias de referencia está alineada en el tiempo y en frecuencia con la matriz de observación y el criterio se obtiene mediante la siguiente fórmula:

$$\hat{R}_1(l, \Delta f) = \hat{R}_{XX}(l) - \hat{R}_{XS}(l, \Delta f) R_{SS}^{-1} \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)^H$$

$$C(l, \Delta f) = \text{E1\_GLRT3}(l, \Delta f) = \text{Tr}[R_{SS}^{-1} \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)^H \hat{R}_1^{-1}(l, \Delta f) \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)]$$

$R_{SS}^{-1}$  inversa de la matriz de correlación de las secuencias de referencia,  $\hat{R}_{XS}(l, \Delta f)$  estimada de la matriz de intercorrelación y su transpuesta  $\hat{R}_{XS}(l, \Delta f)^H$ .

Las  $M$  secuencias de referencia son, por ejemplo, secuencias ortogonales, el criterio se obtiene mediante la siguiente fórmula:

$$C(l, \Delta f) = E1\_GLRT3(l, \Delta f) \triangleq \sum_{i=1}^M \frac{\hat{r}_{XS_i}(l, \Delta f)^H \hat{R}_1^{-1}(l, \Delta f) \hat{r}_{XS_i}(l, \Delta f)}{r_{Si}}$$

donde el vector  $\hat{r}_{XS_i}(l, \Delta f)$  es el vector de intercorrelación entre las observaciones desfasadas de  $-\Delta f$  y la secuencia de aprendizaje emitida por un emisor  $i$  para una posición de sincronización probada  $l$ , definido a continuación, donde  $s_i(k)$  es la componente  $i$  de  $\mathbf{s}(k)$  y la componente  $i$  de  $\hat{\mathbf{R}}_1^{-1}(l, \Delta f)$  la inversa de la estimada de la matriz de ruido.

- 5 Según una variante, se construye una matriz de observación ( $N \times K'$ ) siendo  $k'$  elegido y fijado con el fin de que la matriz de canal  $H$  y la matriz de ruido sean estacionarias sobre el horizonte temporal fijado por  $K'$  y se usa la matriz

estimada  $\hat{R}'_{xx}(l) = \frac{X'(l)X'(l)^H}{K'}$  para  $K'-K+1$  posiciones probadas siendo  $X'(l)$  una matriz de observación definida a partir de los  $K'$  muestreos de señales.

- 10 Para aplicaciones donde los ruidos se decorrelacionan sobre las antenas, pero de potencias diferentes, el criterio, por ejemplo, se obtiene mediante la siguiente fórmula:

$$C(l, \Delta f) = E0\_Diag\_GLRT3(l, \Delta f) = \text{Tr}[R_{SS}^{-1} \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)^H \hat{R}_0^{-1}(l) \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)]$$

$R_{ss}^{-1}$  inversa de la matriz de correlación de las secuencias de referencia  $\hat{R}_{XS}(l, \Delta f)$  estimada de la matriz de intercorrelación y su transpuesta  $\hat{R}_{XS}(l, \Delta f)^H$

$$\hat{R}_0^{-1}(l) = \text{Diag}(\hat{\eta}_{10}(l), \hat{\eta}_{20}(l), \dots, \hat{\eta}_{N0}(l))^{-1}.$$

- 15  $\eta_i$  es la potencia del ruido sobre la antena de recepción  $i$ ,  
 $+ l$ ) la envoltura de las señales a la salida de la antena de recepción. siendo  $\mathbf{x}(k$
- $$\hat{\eta}_{i0}(l) \triangleq \frac{1}{NK} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{x}(k+l)^H \mathbf{x}(k+l)$$

Para aplicaciones de ruido blanco, el criterio de sincronización puede obtenerse mediante la siguiente fórmula:

$$C(l, \Delta f) = E0\_BB\_GLRT3(l, \Delta f) = \text{Tr}[R_{SS}^{-1} \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)^H \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)] / \text{Tr}[\hat{R}_{XX}(l)] = \text{Tr}[\hat{R}_{XS}(l, \Delta f) R_{SS}^{-1} \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)^H] / \text{Tr}[\hat{R}_{XX}(l)]$$

$\text{Tr}[\cdot]$  es la huella de una matriz,

- 20  $R_{ss}^{-1}$  la inversa de la matriz de correlación de las secuencias de referencia,

$\hat{R}_{XS}(l, \Delta f)$  la estimada de la matriz de intercorrelación y su transpuesta  $\hat{R}_{XS}(l, \Delta f)^H$ ,

$\hat{R}_{xx}(l)$  la estimada de la matriz de correlación de las señales recibidas.

Para aplicaciones donde las  $M$  secuencias de sincronización están decorrelacionadas y son ortogonales, se usa, por ejemplo, la siguiente fórmula:

$$GLRT1'(l, \Delta f) = \sum_{i=1}^M \frac{\hat{r}_{XS_i}(l, \Delta f)^H \hat{r}_{XS_i}(l, \Delta f)}{\hat{r}_X(l) r_{Si}}$$

Según una variante, se puede determinar el vector de intercorrelación  $\hat{r}_{xsi}(l, \Delta f)$  para cada posición  $l$  a probar y para cada desfase de frecuencia  $\Delta f$  que pertenece al intervalo  $[-\Delta f_{max}, \Delta f_{max}]$ , o  $\Delta f_{max} = M_d \delta$  o  $\delta$  es el paso de búsqueda del desplazamiento y donde  $2 M_d + 1$  es el número de casos Doppler a probar, usando la siguiente fórmula:

$$\hat{r}_{xsi}(l, \Delta f) = \left(\frac{1}{K}\right) \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{x}(l + F_{sur} * k) S_i^*(k) e^{-2j\pi \frac{\Delta f}{F_s} . k . F_{sur}}$$

- 5 con  $F_{sur}$  el factor de sobremuestreo de la señal de entrada con relación a la frecuencia de símbolo  $F_s$ , donde  $\Delta f_{max}$  se da en función de la velocidad máxima de desplazamiento de los emisores y receptores.

- 10 Según una variante de realización, se corta la longitud  $K$  de una secuencia de aprendizaje en  $T$  sectores de longitud  $K_0$  siendo  $K=T*K_0$  habiéndose seleccionado con el fin de que la rotación de fase inducida por el desfase de frecuencia es insignificante, se estima para cada posición de sincronización probada  $l$ , un vector de intercorrelación sobre cada sección  $t$  y para cada caso Doppler  $m$  ( $m=-M_d, \dots, +M_d$ ), en el paso  $\Delta f'$ :

$$\hat{r}_{xsi}(l, m) = \left(\frac{1}{K}\right) \sum_{t=0}^{T-1} \hat{r}_{xsi,t}(l) e^{-2j\pi \frac{m . \Delta f' t}{F_s} . t . K_0}$$

y determinando la matriz de correlación mediante la siguiente fórmula:

$$\hat{R}_{xx}(l) = \left(\frac{1}{K}\right) \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{x}(l + F_{sur} * k) \mathbf{x}^H(l + F_{sur} * k)$$

$F_{sur}$  es la frecuencia de sobremuestreo,  $F_s$ , la frecuencia de símbolo.

- 15 Se puede estimar el desfase Doppler asociado a un trayecto detectado sobre una posición de sincronización por interpolación parabólica a partir de criterios calculados sobre la posición  $l_0$  para los tres casos Doppler ( $m_0-1$ ),  $m_0$  y ( $m_0+1$ ):

$$\widehat{\Delta f} = \left( m_0 + \frac{1}{2} \frac{c(l_0, m_0+1) - c(l_0, m_0-1)}{c(l_0, m_0-1) + c(l_0, m_0+1) - 2.c(l_0, m_0)} \right) . \Delta f'$$

- 20 Se puede usar dos transformadas de Fourier o transformadas de Fourier rápidas para calcular las intercorrelaciones efectuadas sobre cada secuencia de aprendizaje:

$$\hat{r}_{xsi}(l, m) = \left(\frac{1}{K}\right) \sum_{t=0}^{T-1} \hat{r}_{xsi,t}(l) e^{-2j\pi \frac{t.m}{T}}$$

Para una señal que contiene una trama de datos que comprende secuencias de sincronización TS, se usa, por ejemplo, estas secuencias TS y se ejecutan las siguientes etapas:

El paso  $\Delta f'$  depende de las posiciones de las dos secuencias TS extremas de la trama de datos:

$$\Delta f' = \frac{\text{DELTA\_PHI\_MAX}}{2 . \pi . (p_{N_{TS}-1} + (I - 1)K_0 - p_0)} . F_s$$

- 25 Para cada posición de sincronización probada  $l$ , un vector de intercorrelación se estima sobre cada sector  $t$  de cada secuencia de aprendizaje  $j$  mediante la siguiente fórmula:

$$\hat{\mathbf{r}}_{xsi,t,j}(l) = \sum_{k=0}^{K_0-1} \mathbf{x}(l + F_{sur} * (k + p_j + t.K_0)) s_{i,j}^*(k + t.K_0)$$

$$\hat{\mathbf{r}}_{xsi}(l, m) = \left( \frac{1}{KN_{TS}} \sum_{j=0}^{N_{TS}-1} \left( \sum_{t=0}^{T-1} \hat{\mathbf{r}}_{xsi,t,j}(l) e^{-2j\pi \frac{m\Delta f t}{F_s} \cdot t.K_0} \right) e^{-2j\pi \frac{m\Delta f t}{F_s} (p_j - p_0)} \right)$$

calculando las matrices de correlación sobre las  $N_{TS}$  secuencias de aprendizaje mediante la siguiente fórmula:

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx}(n) = \left( \frac{1}{KN_{TS}} \sum_{j=0}^{N_{TS}-1} \left( \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{x}(n + F_{sur} * (k + p_j)) \mathbf{x}^H(n + F_{sur} * (k + p_j)) \right) \right)$$

- $N_{TS}$ , el número de secuencias de aprendizaje sobre las que se efectúa el cálculo del criterio de sincronización,
- $s_{i,j}(k)$ , la secuencia de aprendizaje de índice  $j(j=0, \dots, N_{TS}-1)$  emitida sobre la antena de emisión  $i$ ,
- $p_j$ , el índice del primer símbolo de la secuencia de aprendizaje  $j$ , común a todas las antenas de emisión.

Otras características y ventajas de la presente invención aparecerán en la descripción que sigue realizada con respecto a las figuras de los dibujos adjuntos, que representan:

- la figura 1, un esquema funcional de un sistema de transmisión de datos que comprende varios emisores y un dispositivo de recepción que consta de al menos una antena según la invención,
- la figura 2, un diagrama de flujo que traza un ejemplo de etapas del procedimiento según la invención, y
- la figura 3, esquematiza un ejemplo de trama al nivel de una antena de emisión.

La figura 1 representa un ejemplo de transmisión de datos en un sistema 1 que comprende  $M$  sensores emisores  $C_1, \dots, C_M$ , de las antenas de banda estrecha, por ejemplo, y  $N$  sensores receptores  $R_1, \dots, R_N$ , por ejemplo, de las antenas de banda estrecha. Las secuencias de datos transmitidos se reciben por los  $N$  receptores en un entorno que consta del ruido con interferencias. Los sensores receptores están en conexión con un procesador 2 que se adaptará a ejecutar las etapas del procedimiento según la invención con el fin de determinar el instante de sincronización que permite la adquisición de las señales a partir del cálculo de un criterio que se describirá a continuación. El procesador puede, después, transmitir los instantes y los desplazamientos de sincronización obtenidos de este modo a un modulador 2 que permite la demodulación de los símbolos útiles transmitidos. El demodulador 3 consta, en particular, de un módulo de decisión adaptado para apoyar el igualador en función de las observaciones y de los instantes encontrados para la sincronización según un principio conocido por el experto en la materia. La etapa de sincronización es un requisito previo a esta demodulación. Permite no solamente detectar la presencia de la señal útil sobre las antenas de recepción, sino que permite también reconocer las posiciones de los símbolos de referencia y la de los símbolos a demodular. Finalmente, permite también apoyar sabiamente los igualadores a implementar antes de la demodulación para un máximo de rendimientos. La etapa de demodulación se realizará usando técnicas conocidas por el experto en la materia y no se detallará. El resultado de la implementación de procedimiento según la invención corresponde a una optimización de la detección de una señal.

Ya sea un enlace MIMO ( $M \times N$ ) con  $M$  antenas de banda estrecha de emisión y  $N$  antenas de banda estrecha de recepción, y  $\mathbf{s}(k)$  ( $0 \leq k \leq K-1$ ) el vector ( $M \times 1$ ), de longitud  $K$ , de las secuencias de aprendizaje emitidas simultáneamente sobre las antenas de emisión en el instante  $k$ . Suponiendo un canal de propagación con difusión plana y cuando la sincronización temporal y frecuencial son perfectas, las envolturas complejas de las señales a la salida de las  $N$  antenas de recepción, para un instante óptimo de sincronización  $l_0$  y para un desplazamiento óptimo de frecuencia  $\Delta f_0$  pueden describirse como la suma de las contribuciones de las señales útiles y del ruido total muestreado:

$$\mathbf{x}_0(k+l_0) = \mathbf{x}(k+l_0) \exp(-j2\pi\Delta f_0(k+l_0)T_e) = \mathbf{H}\mathbf{s}(k) + \mathbf{v}(k+l_0) \quad (1)$$

En esta expresión,  $T_e$  es el período de muestreo,  $\mathbf{x}(k+l_0)$  corresponde al vector formado por las señales recibidas sobre los sensores de recepción en el instante  $k+l_0$ ,  $\mathbf{x}_0(k+l_0)$  es el vector en el instante  $k+l_0$  de las observaciones desplazadas de  $-\Delta f_0$ ,  $\mathbf{H}$  es la matriz ( $N \times M$ ) de canal y  $\mathbf{v}(k+l_0)$  el vector de ruido total desplazado de  $-\Delta f_0$  y muestreado en el instante  $k+l_0$ , que contiene la contribución potencial de las interferencias multiusuarios o MUI, de las interferencias y del ruido de fondo. Designando por  $\mathbf{X}_i = [\mathbf{x}_0(l), \dots, \mathbf{x}_0(l+K-1)]$  y  $\mathbf{V}_i = [\mathbf{v}(l), \dots, \mathbf{v}(l+K-1)]$  las matrices ( $N \times K$ ) de las observaciones desfasadas o desplazadas de manera óptima y del ruido total para la posición de sincronización probada  $i$ , y  $\mathbf{S} = [\mathbf{s}(0), \dots, \mathbf{s}(K-1)]$  la matriz ( $M \times K$ ) de las secuencias de aprendizaje, la matriz de las observaciones  $\mathbf{X}_{i_0}$  para la posición óptima de muestreo se escribe

$$X_{i_0} = HS + V_{i_0}. \quad (2)$$

La matriz de observación  $X_{i_0}$  corresponde a las señales recibidas sobre los sensores receptores desplazados de manera óptima para los instantes  $k+i_0$  ( $0 \leq k \leq K-1$ ). La continuación de las justificaciones teóricas trata del caso donde el desplazamiento de frecuencia no existe, puesto que en el modelo (2) se ha compensado y el caso donde se tiene en cuenta.

El problema de la sincronización temporal de una conexión MIMO puede considerarse como un problema de detección de dos hipótesis. La primera hipótesis  $H_1$  obtenida por el instante de sincronización óptimo  $i=i_0$  y que la matriz de las secuencias de aprendizaje  $S$  está perfectamente alineada en el tiempo con la matriz de observación  $X_i$  correspondiente al modelo (2). La segunda hipótesis  $H_0$  es que no hay señal en la matriz de observación  $X_i$ . Las dos hipótesis, para la posición  $i$  de sincronización probada, son, por lo tanto:

$$\begin{aligned} H_0 : X_i &= V_i \\ H_1 : X_i &= HS + V_i \end{aligned} \quad (3)$$

Para cada posición temporal  $i$  probada, la sincronización consiste, entonces, en elaborar un criterio de sincronización que es función de las observaciones  $X_i$  y en comparar el valor de este criterio con un valor umbral  $\eta$ . Si el umbral se sobrepasa por un índice de sincronización posible  $i$ , entonces el índice se decide como candidato susceptible de ser el buen instante o momento de sincronización. Los rendimientos de un criterio de sincronización están caracterizados por la probabilidad de una detección correcta  $P_D$  bajo la hipótesis  $H_1$  para una probabilidad de falsa alarma  $P_{FA}$  dada (en caso de ausencia de señal), correspondiente a la probabilidad de sobrepasar el umbral de la hipótesis  $H_0$ .

Antes de exponer las etapas del procedimiento de sincronización según la invención, algunos recordatorios sobre la obtención del receptor (como se determina el criterio para definir el instante de sincronización) que permite la sincronización según la técnica anterior se dan.

Según la teoría óptima en el sentido de Neyman-Pearson, la estadística óptima para la detección de la matriz  $S$  a partir de la matriz de observación  $X$  (se ha quitado aquí el índice  $i$  de la posición probada para simplificar las valoraciones) es la prueba de la relación de verosimilitud LRT (Likelihood Ratio Test) que consiste en comparar la función

$LRT \triangleq p_{H_1}(X|S, H, R) / p_{H_0}(X|R)$  con un umbral, donde  $p_{H_i}(X|..)(i=0,1)$  es la densidad de probabilidad

condicional de  $X$  bajo  $H_i$ . Para calcular esta estadística de prueba, se supone que los muestreos de ruido  $v(k)$  son gaussianos de media cero, estacionarios, blancos temporalmente, circulares con una matriz de correlación  $R = E[v(k)v(k)^H]$ , donde  $^H$  significa la transpuesta conjugada. La expresión de LRT toma entonces la siguiente forma:

$$LRT = \frac{\prod_{k=0}^{K-1} p_{H_1}(v(k)|s(k), H, R)}{\prod_{k=0}^{K-1} p_{H_0}(v(k)|R)} \quad (4)$$

Para el modelo, se obtiene:

$$p_{H_0}(v(k)|R) = \frac{1}{\pi^N \det(R)} e^{-x(k)^H R^{-1} x(k)} \quad (5, 6)$$

$$p_{H_1}(v(k)|s(k), H, R) = \frac{1}{\pi^N \det(R)} e^{-(x(k)-Hs(k))^H R^{-1} (x(k)-Hs(k))}$$

donde  $\det(R)$  significa el determinante de la matriz  $R$ . Como los valores de  $R$  y de  $H$  son desconocidos, se usa su estimada en el sentido del máximo de verosimilitud, EMV, bajo cada una de las hipótesis  $H_1$  y  $H_0$ . Esto conduce a la estadística GLRT2 conocida de la técnica anterior citada anteriormente, con:

$$GLRT2 = \det[I_k - \hat{P}_s \hat{P}_x]^{-K} \quad (7)$$

donde  $I_k$  es la matriz de identidad de dimensión  $K$ ,  $\hat{P}_s$  y  $\hat{P}_x$  son matrices ( $K \times K$ ) que corresponden a los proyectores

sobre los espacios generados por las líneas de S y de X respectivamente; definidas por  $\hat{P}_s \triangleq S^H(SS^H)^{-1}S$  y  $\hat{P}_x \triangleq X^H(XX^H)^{-1}X$ .

Definiendo las matrices  $\hat{R}_{ss} \triangleq SS^H/K$ ,  $\hat{R}_{xx} \triangleq XX^H/K$  y  $\hat{R}_{xs} \triangleq XS^H/K$  usando las propiedades del determinante, es fácil mostrar que la fórmula (7) se escribe también:

$$\begin{aligned} GLRT2 &= \det \left[ I_N - \hat{R}_{xx}^{-1} \hat{R}_{xs} R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H \right]^K \\ &= \det \left[ I_M - R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H \hat{R}_{xx}^{-1} \hat{R}_{xs} \right]^K \end{aligned} \quad (8)$$

5 La expresión supone un número M de antenas en emisión inferior o igual a K.  
 Las dos fórmulas (7) y (8) muestran que, para cada posición de sincronización / probada, ( $x=x_i$ ), el receptor conocido por la técnica anterior necesita al cálculo de al menos una inversión de matriz (N×N),  $\hat{R}_{xx}^{-1}$  y el del determinante de una matriz (P×P), donde ( $P=\text{Inf}(K,N,M)$ ) lo que puede ser prohibitivo cuando K es grande y que el sistema comprende un gran número de antenas.

10 Se ve que el cálculo del determinante es tanto costoso como los números de antenas de emisión y de recepción son importantes. La idea de la presente invención es, por lo tanto, ofrecer receptores de complejidad reducida que tienen rendimientos parecidos al menos a los de la técnica anterior, incluso superiores.

15 Una primera variante de implementación del procedimiento se basa en el receptor GLRT bajo la hipótesis de que la matriz de canal H es desconocida en presencia de un ruido total de media cero, estacionario, circular, gaussiano cuya matriz de covarianza R se supone conocida. Este receptor GLRT se llama GLRT3 en lo sucesivo.

La estimada de la matriz de canal H bajo la hipótesis  $H_1$  se da por:

$$\hat{H} = \hat{R}_{xs} R_{ss}^{-1} \quad (9)$$

20 donde  $\hat{R}_{xs}$  corresponde a la estimada de la matriz de intercorrelación de las señales recibidas y de las señales de referencia, y  $R_{ss}^{-1}$  corresponde a la inversa de la matriz de correlación de las señales de referencia.

Como R es la matriz de ruido supuesta conocida, una estadística suficiente se obtiene a partir de (4) reemplazando H por su estimada (9). Usando las fórmulas (5) y (6) y tomando el algoritmo de (4), se obtiene una estadística suficiente o un nuevo criterio de cálculo del instante de sincronización:

$$GLRT3 = Tr \left[ R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs} \right] \quad (10)$$

25 con:

$R_{ss}^{-1}$  la inversa de la matriz de correlación de las señales de referencia,

$\hat{R}_{xs}^H$  la transpuesta conjugada de la estimada de la matriz de intercorrelación de las señales recibidas y de las señales de referencia,

$R_{ss}^{-1}$  la inversa de la matriz de ruido, supuesta estacionaria,

30  $\hat{R}_{xs}$  la estimada de la matriz de intercorrelación de las señales recibidas y de las señales de referencia.

Haciendo aparecer el instante l, la fórmula (10) se escribe:



$$C(l) = GLRT3(l) = Tr \left[ R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H(l) R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}(l) \right] \quad (10bis)$$

con:

$\hat{R}_{xs}^H(l)$  la transpuesta conjugada de la estimada de la matriz de intercorrelación de las señales recibidas y de las señales de referencia, para un instante  $l$  posible para la sincronización,

- 5  $\hat{R}_{xs}(l)$  la estimada de la matriz de intercorrelación de las señales recibidas y de las señales de referencia para un instante  $l$  posible de sincronización,  
 $R^{-1}$  la inversa de la matriz de ruido.

Este procedimiento presenta, en particular, la ventaja de no recurrir al cálculo de determinante, de disminuir la complejidad del receptor.

- 10 No obstante, en la práctica, la matriz  $R$  es desconocida y debe estimarse en cada posición de sincronización probada  $l$  por una matriz de ruido estimada  $\hat{R}(l)$ . Reemplazando  $R$  por su estimada  $\hat{R}(l)$  en la fórmula (10bis), se obtiene un receptor optimizado que permite determinar el instante de sincronización de las señales, el criterio para determinar un instante de sincronización  $l$  que se escribe de la siguiente manera:

$$C(l) = EGLRT3(l) = Tr \left[ R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H(l) \hat{R}^{-1}(l) \hat{R}_{xs}(l) \right] \quad (10ter)$$

- 15 La figura 2 esquematiza las diferentes etapas del procedimiento implementado por la invención que tiene en cuenta el desfase de frecuencia. Aguas arriba, se ha determinado el valor de la matriz de correlación de las secuencias de referencia y su inversa, 200, 201,  $R_{ss}$  y  $R_{ss}^{-1}$ ,

- se inicializa  $l$  con un valor inicial  $l_{inicial}=1$ , por ejemplo 202

Para un instante posible de sincronización  $l$ ,

- 20 • se determina, 203, el valor estimado de la matriz de correlación  $\hat{R}(l)$  del ruido estimado, después se calculará 204, la inversa de esta matriz  $\hat{R}^{-1}(l)$ , se calcula 205 la estimada  $\hat{R}_{xs}(l)$  de la matriz de intercorrelación entre las señales recibidas sobre los  $N$  sensores en recepción “desplazados” de  $-\Delta f$  y de las señales de referencia y las secuencias de aprendizaje transmitidas por las  $M$  antenas en emisión  $\hat{R}_{xs}(l, \Delta f)$  se efectúa este cálculo para cada fase índice  $\Delta f$  que corresponde a un desfase de frecuencia posible para la sincronización frecuencial entre los valores  $\Delta f_{min}$  y  $\Delta f_{max}$ ,
- 25 • se determina el criterio de sincronización  $C(l, \Delta f)$  determinando la matriz resultante del producto formado por la matriz inversa de correlación de las secuencias de aprendizaje, la transpuesta conjunta de la estimada de la matriz de intercorrelación entre las observaciones recibidas y las secuencias de aprendizaje  $\hat{R}_{xs}(l, \Delta f)^H$ , inversa de la matriz de intercorrelación entre las observaciones recibidas y las secuencias de aprendizaje  $\hat{R}_{xs}(l, \Delta f)$ , por ejemplo,
- 30 206,  $C(l, \Delta f) = EGLRT3(l, \Delta f) = Tr [R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}(l, \Delta f)^H \hat{R}^{-1}(l) \hat{R}_{xs}(l, \Delta f)]$ , otros ejemplos de cálculo para el criterio  $C(l)$  se darán en la descripción a continuación
- se comparará el valor del criterio encontrado  $C(l, \Delta f)$  a un valor umbral  $\eta$ , 207,
  - si el valor del criterio  $C(l, \Delta f)$  es superior al valor umbral  $\eta$ , se usa el índice  $l$  encontrado como candidato en el instante de sincronización el desplazamiento  $\Delta f$  como un candidato potencial para el desplazamiento de frecuencia de sincronización, 208, si se detecta sobre una primera posición inicial  $l_{inicial}$ , se obtiene una primera posición candidata a la buena sincronización, el procedimiento iterará el procedimiento para  $\Delta f - \delta$  y  $\Delta f + \delta$ , o  $\delta$  es el paso de análisis de frecuencia y hasta la posición  $l_{inicial} + Etal$  e informar al órgano que decide la sincronización de todos los sobrepasos de umbral entre la  $l_{inicial}$  e  $l_{inicial} + Etal$ , el órgano de decisión vuelve a censar el conjunto de los valores  $l$  de los valores de desplazamiento posibles  $\Delta f$  para las cuales hay un sobrepaso del umbral si existe un solo valor de  $l$ , entonces el instante de sincronización corresponde a esta posición  $l$ , si hay varios valores de  $l$ , entonces el órgano de decisión deduce de ello que el canal de transmisión es en trayectos múltiples con un número de trayectos separados igual al número de valores  $l$  de sobrepaso encontrados y con una dispersión del canal efectivo igual a la diferencia entre las posiciones  $l_{min}$  y  $l_{max}$  de sobrepaso; el órgano de decisión usa entonces esta información para apoyar el igualador según un procedimiento conocido por el experto en la materia,
- 40
- si el valor del criterio  $C(l)$  es inferior al umbral, se iterará sobre  $l$ ,  $l=l+1$ , e incrementar el valor de  $\Delta f$  hasta el valor máximo 209, hasta una posible detección y si se detecta, se repiten las etapas descritas anteriormente cuando el criterio  $C(l)$  sobrepasa el umbral. Para conocer el valor de la matriz de ruido  $R$ , una variante posible de realización es usar como matriz  $\hat{R}(l)$  el valor estimado de la matriz de ruido  $R$  bajo la hipótesis  $H_0$ ,  $\hat{R}_0$ , para un valor  $l$ , anotado
- 45

$$\hat{R}_0(l).$$

La estimada de la matriz de ruido en el caso donde no hay señal en la matriz de observación es igual a la estimada de la matriz de correlación de las señales recibidas  $\hat{R}_0(l) = \hat{R}_{xx}(l) = \hat{R}(l)$ , lo que conduce a un receptor de criterio que permite determinar el instante de sincronización definido por:

$$C(l) = E0 - GLRT3(l) = Tr \left[ R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H(l) \hat{R}_{xx}^{-1}(l) \hat{R}_{xs}(l) \right] \quad (11),$$

$$C(l) = E0 - GLRT3(l, \Delta f) = Tr \left[ R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H(l, \Delta f) \hat{R}_{xx}^{-1}(l) \hat{R}_{xs}(l, \Delta f) \right]$$

5

Cuando se tiene en cuenta el desfase de frecuencia.

Para las secuencias ortogonales, el receptor también se puede escribir de la siguiente manera:

$$C(l) = E0 - GLRT3(l) = \sum_{i=1}^M \frac{\hat{r}_{xsi}^H(l) \hat{R}_{xx}^{-1}(l) \hat{r}_{xsi}(l)}{r_{si}} \quad (12)$$

O teniendo en cuenta el desfase de frecuencia

$$C(l, \Delta f) = E0 - GLRT3(l, \Delta f) \triangleq \sum_{i=1}^M \frac{\hat{r}_{xsi}^H(l, \Delta f) \hat{R}_{xx}^{-1}(l) \hat{r}_{xsi}(l, \Delta f)}{r_{si}}$$

10

En (12) el vector  $\hat{r}_{xsi}(l)$  es el vector de intercorrelación entre las observaciones y la secuencia de aprendizaje emitida por la antena de emisión i para la posición de sincronización probada l, definida por

$$\hat{r}_{xsi}(l) \triangleq \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{x}((k+l)) s_i(k)^* \quad (13)$$

donde  $s_i(k)$  es la componente i de  $\mathbf{s}(k)$  ( $s_i(k)$  corresponde por lo tanto a la secuencia de aprendizaje emitida sobre la antena i y donde \* significa compleja conjugada y teniendo en cuenta el desfase en frecuencia, con el vector  $\hat{r}_{xsi}(l, \Delta f)$  correspondiente al vector de intercorrelación entre las observaciones desplazadas de  $-\Delta f$  y la secuencia de aprendizaje emitida por un emisor i para una posición de sincronización probada l, definido por:

15

$$\hat{r}_{xsi}(l, \Delta f) \triangleq \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{K-1} \mathbf{x}((k+l)) s_i(k)^* \exp(-j2\pi\Delta f k T_e)$$

donde  $s_i(k)$  es la componente i de  $\mathbf{s}(k)$ .

20

Según una variante de realización, se estimará el valor de la matriz de ruido R bajo una hipótesis  $H_1$  que considera que la matriz de la señal está alineada en el tiempo con la matriz de observación.

El valor  $\hat{R}_1(l)$  estimado de la matriz R bajo la hipótesis  $H_1$  para la posición l probada bajo la hipótesis  $H_1$  se define por  $\hat{R}_1(l) = \hat{R}_{xx}(l) - \hat{R}_{xs}(l) \hat{R}_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H(l) = \hat{R}(l)$ . En este valor estimado  $\hat{R}_1(l)$ , las contribuciones de las secuencias de sincronización se han repetido de  $\hat{R}_{xx}(l)$ .

El criterio de sincronización para un instante l, por lo tanto, se calculará a partir de la siguiente fórmula:

$$C(l) = E1 - GLRT3(l) = Tr \left[ R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H(l) \hat{R}_1^{-1}(l) \hat{R}_{xs}(l) \right] \quad (14)$$

En el caso donde las M secuencias de sincronización son ortogonales, el criterio se convertirá en:

$$C(l) = E1 - GLRT3(l) = \sum_{i=1}^M \frac{\hat{r}_{xsi}^H(l) \hat{R}_1^{-1}(l) \hat{r}_{xsi}(l)}{r_{si}} \quad (15)$$

5 En la hipótesis de que la señal está alineada en el tiempo y en frecuencia, las fórmulas se convertirán en:

$$\hat{R}_1(l, \Delta f) = \hat{R}_{xx}(l) - \hat{R}_{xs}(l, \Delta f) R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}(l, \Delta f)^H$$

$$C(l, \Delta f) = E1 - GLRT3(l, \Delta f) = Tr \left[ R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}(l, \Delta f)^H \hat{R}_1^{-1}(l, \Delta f) \hat{R}_{xs}(l, \Delta f) \right]$$

$R_{ss}^{-1}$  inversa de la matriz de correlación de las secuencias de referencia, y  $\hat{R}_{xs}(l, \Delta f)$  estimada de la matriz de intercorrelación y su transpuesta  $\hat{R}_{xs}(l, \Delta f)^H$ .

10 En el ejemplo de implementación expuesto por (11), el uso del criterio para determinar la sincronización necesita a la vez el cálculo de la matriz (N×N)  $\hat{R}_{xx}(l)$  sobre K muestreos de observación y la inversión de esta misma matriz (N×N). En el caso donde el número N de sensores de recepción es elevado, la complejidad resultante puede convertirse en prohibitiva.

15 Un medio para disminuir la complejidad de cálculo es disminuir la frecuencia a la que se calcula el valor de la matriz  $\hat{R}_{xx}(l)$  para un instante l y la de su inversa  $\hat{R}_{xx}^{-1}(l)$ , por ejemplo, para un factor  $\beta > 1$ . La idea es estimar la matriz de correlación de las observaciones sobre un horizonte temporal mayor que el de las secuencias de aprendizaje, es decir, sobre K' muestreos en lugar de K con  $K' > K$  y usar esta matriz para las  $\beta = K' - K + 1$  posiciones probadas contenidas en el horizonte de esta matriz. El valor de K' se limita por el hecho de que las matrices H y R debe permanecer estacionarias sobre este horizonte.

20 El principio de esta variante de realización para la posición l probada consistirá en construir una matriz de observación (N×K') definida por  $X'(l) = [x(l), \dots, x(K'+l-1)]$ , construida a partir de K' muestreos que se eligen de tal manera que  $K' > K$  y utilizable por  $\beta = K' - K + 1$  muestreos probados.

La matriz estimada  $\hat{R}_{xx}(l)$  entonces se reemplaza en la fórmula (12) por la matriz estimada  $\hat{R}'_{xx}(l)$  definida por

$$\hat{R}'_{xx}(l) = \frac{X'(l) X'(l)^H}{K'}$$

25 para las  $\beta$  posiciones probadas. Los últimos K'-K muestreos probados son muestreos de datos en lugar de las secuencias de sincronización. Como los muestreos de datos asociados a las diferentes antenas de recepción están correlacionados, esta variante de realización solo se podrá usar en el caso de secuencias ortogonales.

30 En ciertas condiciones de funcionamiento, el ruido  $v(k) (0 \leq k \leq K-1)$  puede suponerse de media cero, estacionario, circular, gaussiano, pero de matriz de correlación R diagonal, tal como  $R = \text{Diag}(\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_N)$ , donde  $\eta_i$  es la potencia del ruido sobre la antena de recepción i, supuesta desconocida de la misma manera que la matriz de canal H. Para conocer en este caso el valor de la matriz de ruido R, una variante posible de realización es usar el valor estimado en el sentido EMV, de las potencias  $\eta_i$  bajo la hipótesis  $H_0: \eta_i = 0$ . Esta variante se escribe, para la posición probada l:

$$\hat{\eta}_{i0}(l) \triangleq \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} x_i(k+l) x_i(k+l)^* \quad (16)$$

Desde entonces, una matriz estimada de R para la posición probada l se obtiene para  $\hat{R}'_0(l) = \text{Diag}(\hat{\eta}_{10(l)}, \hat{\eta}_{20(l)}, \dots, \hat{\eta}_{N0(l)})$ . Insertando esta estimada en (10bis), se obtiene el criterio de sincronización siguiente:

$$C(l) = E0 - \text{Diag} - \text{GLRT3}(l) = \text{Tr} \left[ R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H(l) \hat{R}'_0^{-1}(l) \hat{R}_{xs}(l) \right] \quad (17)$$

y teniendo en cuenta el parámetro "desplazamiento de frecuencia", el criterio se escribe

$$C(l, \Delta f) = E0 - \text{Diag} - \text{GLRT3}(l, \Delta f) = \text{Tr} \left[ R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H(l, \Delta f) \hat{R}'_0^{-1}(l) \hat{R}_{xs}(l, \Delta f) \right].$$

En otras condiciones de funcionamiento, el ruido  $v(k)$  ( $0 \leq k \leq K-1$ ) se puede suponer de media cero, estacionario, circular, gaussiano y temporalmente blanco, de matriz de correlación R proporcional a la identidad y tal que  $R = \eta I$ . En este caso, las potencias  $\eta_i$  son las mismas e iguales a  $\eta$ , desconocidas al mismo nivel que la matriz de canal H. Para conocer en este caso el valor de la matriz de ruido R, una variante posible de realización es usar el valor estimado en el sentido EMV, de la potencia  $\eta$  bajo la hipótesis  $H_0$ ,  $\hat{\eta}_0$ . Esta estimada se escribe para la posición probada l

$$\hat{\eta}_0(l) \triangleq \frac{1}{NK} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{x}(k+l)^H \mathbf{x}(k+l) = \frac{1}{N} \text{Tr}(\hat{R}_{xx}(l)) \quad (18)$$

Desde entonces, una matriz estimada de R para la posición probada l se obtiene mediante  $\hat{R}''_0(l) = \hat{\eta}_0(l) I$ . Insertando esta estimada en (10bis), se obtiene el criterio de sincronización C(l) siguiente:

$$E0 - \text{BB} - \text{GLRT3}(l) = \frac{\text{Tr} \left[ R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H(l) \hat{R}_{xs}(l) \right]}{\text{Tr} \left[ \hat{R}_{xx}(l) \right]} = \frac{\text{Tr} \left[ \hat{R}_{xs}(l) R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H(l) \right]}{\text{Tr} \left[ \hat{R}_{xx}(l) \right]} = \text{GLRT1} \quad (19)$$

Lo que corresponde al receptor GLRT1, es decir, al receptor (4) bajo la hipótesis de un ruido desconocido, centrado, circular, gaussiano, estacionario y blanco temporal y espacialmente y de una matriz de canal H desconocida. Para aplicaciones de tipo ruido blanco que tiene en cuenta el desplazamiento de frecuencia, el criterio se convierte en

$$C(l, \Delta f) = E0 - \text{BB} - \text{GLRT3}(l, \Delta f) = \frac{\text{Tr} \left[ R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H(l, \Delta f) \hat{R}_{xs}(l, \Delta f) \right]}{\text{Tr} \left[ \hat{R}_{xx}(l) \right]} = \frac{\text{Tr} \left[ \hat{R}_{xs}(l, \Delta f) R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H(l, \Delta f) \right]}{\text{Tr} \left[ \hat{R}_{xx}(l) \right]} = \text{GLRT1}$$

Tr[] es la huella de una matriz,

$R_{ss}^{-1}$  la inversa de la matriz de correlación de las secuencias de referencia,  
 $\hat{R}_{xs}(l, \Delta f)$  la estimada de la matriz de intercorrelación y su transpuesta  $\hat{R}_{xs}^H(l, \Delta f)$ ,  
 $\hat{R}_{xx}(l)$  la estimada de la matriz de correlación de las señales recibidas.

Para aplicaciones donde las M secuencias de sincronización están decorrelacionadas y son ortogonales, la expresión (19) se transforma en:

$$C(l) = \text{GLRT1}'(l, \Delta f) = \sum_{i=1}^M \frac{\hat{r}_{xsi}^H(l) \hat{r}_{xsi}(l, \Delta f)}{\hat{r}_x(l) r_{si}} \quad (20)$$

donde

$$\hat{r}_x(l) = \text{Tr} \left[ \hat{R}_{xx}(l) \right].$$

En la realidad, la señal recibida en el punto de recepción a menudo está afectada por un desfase de frecuencia, anotado como  $\Delta f_0$ , que se debe a la imprecisión de la síntesis de frecuencia de los osciladores locales OLs del emisor y del receptor, así como a la velocidad de los emisores y de los receptores móviles en la emisión y en la recepción (efecto Doppler). Se supone en esta patente que las mezclas en la emisión y en la recepción se efectúan con osciladores locales OLs síncronos, recibidos con el mismo desfase de frecuencia  $\Delta f_0 = \Delta f_{o1} + \Delta f_{o2}$ .

En presencia de un desfase de frecuencia  $\Delta f_0$ , la señal recibida sobre la posición de sincronización óptima  $l_0$ , muestreada al ritmo de símbolo, se escribe:

$$\mathbf{x}(k+l_0) = \mathbf{H}\mathbf{s}(k) e^{j2\pi\Delta f_0(k+l_0)/F_s} + \mathbf{v}(k+l_0) \quad (21)$$

donde  $F_s$  es la frecuencia de símbolo.

10 Los diferentes criterios descritos en la presente invención se basan en las estimaciones:

- potencias,  $\hat{r}_{s_i}$  de las secuencias de aprendizaje,
- matrices de correlaciones  $\hat{R}$ ,  $\hat{R}(l)$  o  $\hat{R}_{xx}(l)$ ,
- vectores de intercorrelación  $\hat{r}_{x_{s_i}}$  donde  $i$  corresponde al índice de la antena de emisión, o  $\hat{r}_{x_{s_i}}(l)$ .

15 Por definición,  $\hat{r}_{s_i}$  no está afectado por un desfase de frecuencia. Del mismo modo, la matriz de correlación  $\hat{R}_{xx}(l)$  no se afecta por un desfase de frecuencia. Su valor de asíntota vale, para la posición óptima de sincronización:

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{H} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{H}^H + \mathbf{R} \quad (22)$$

Por el contrario, el vector de intercorrelación entre la señal recibida y la secuencia de referencia  $s_i(k)$  se afecta por el desfase de frecuencia. En efecto, se obtiene sobre la posición de sincronización  $l_0$ :

$$\hat{r}_{x_{s_i}}(l_0, \Delta f_0) \triangleq \frac{1}{K} \left( \sum_{k=0}^{K-1} |s_i(k)|^2 e^{2j\pi\frac{\Delta f_0}{F_s}k} \right) e^{j2\pi\Delta f_0 l_0 / F_s} \mathbf{h}_i \quad (23)$$

20 donde  $\mathbf{h}_i$  es el vector de canal, de tamaño  $N \times 1$ , asociado a la antena de emisión  $i$  (se tiene:  $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \dots \mathbf{h}_M]$ ). Esta fórmula muestra que, si el desfase de frecuencia  $\Delta f_0$  es demasiado importante, la integración no se efectúa ya para de forma coherente: el algoritmo de sincronización MIMO debe, por lo tanto, tener en cuenta el desfase de frecuencia para el cálculo de los vectores de intercorrelación  $\hat{r}_{x_{s_i}}(l)$ .

25 En lo sucesivo, se explica cómo el desfase de frecuencia se tiene en cuenta en el cálculo de cada vector de intercorrelación  $\hat{r}_{x_{s_i}}(l)$  que interviene en el criterio de sincronización.

El algoritmo de sincronización MIMO usado en presencia de un desfase de frecuencia estima conjuntamente la posición de sincronización óptima  $l_0$  y el desfase de frecuencia  $\Delta f_0$  asociados a cada trayecto de propagación de la señal útil, reemplazando en las ecuaciones la señal de referencia  $s_i(k)$  por la señal de referencia desfasada en

30 frecuencia para el desfase probado  $\Delta f$ :  $s_i(k) e^{2j\pi\frac{\Delta f}{F_s}k}$ , o, lo que es equivalente, reemplazando el vector de observación  $\mathbf{x}(k)$  por un vector desplazado  $\mathbf{x}(k) \exp(-j2\pi k \Delta f / F_s)$ .

El vector de intercorrelación  $\hat{r}_{x_{s_i}}$  puede escribirse, de este modo, para cada desfase de frecuencia probado y para cada posición de sincronización probada:

$$\hat{r}_{x_{s_i}}(l, \Delta f) = \left( \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{x}(l + F_{sur} * k) s_i^*(k) e^{-2j\pi\frac{\Delta f}{F_s}k.F_{sur}} \right) \quad (24)$$

35 con  $\Delta f \in [-\Delta f_{max}; +\Delta f_{max}]$  y  $F_{sur}$  el factor de sobremuestreo de la señal de entrada con relación a la frecuencia de símbolo.

El intervalo de frecuencias a probar  $[-\Delta f_{max}; \Delta f_{max}]$  depende de la precisión de los OL de emisión y de recepción anotada DELTA\_OL\_MAX, de la velocidad máxima de los móviles, anotada VMAX, de la frecuencia de antena,

anotada  $F_{ant}$ :

$$\Delta f_{max} = 2 \left( DELTA\_OL\_MAX + \frac{VMAX}{c} \right) F_{ant} \quad (25)$$

Con el fin de reducir la potencia de cálculo, los vectores de intercorrelación se calculan en el paso  $\Delta f$ . El paso  $\Delta f$  se determina de forma que la variación de fase máxima sobre la secuencia de aprendizaje sea inferior a un valor anotado DELTA\_PHI\_MAX:

5

$$\Delta f' = \frac{DELTA\_PHI\_MAX}{2 \cdot \pi \cdot K} \cdot F_s \quad (26)$$

El número de casos Doppler a probar depende de  $\Delta f_{max}$  y del paso  $\Delta f'$ , donde  $ceil()$  es la función que tiene un número real dado asociado al número entero inmediatamente superior:

$$M_d = ceil\left(\frac{\Delta f_{max}}{\Delta f'}\right) \quad (27)$$

10 El algoritmo calcula, por lo tanto, los vectores de intercorrelación  $\hat{r}_{xsi}(l, m)$  para cada posición de sincronización a probar  $l$  y para  $m$  comprendido entre  $-M_d$  y  $+M_d$ :

$$\hat{r}_{xsi}(l, m) = \left(\frac{1}{K}\right) \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{x}(l + F_{sur} * k) s_i^*(k) e^{-2j\pi \frac{m \Delta f'}{F_s} \cdot k \cdot F_{sur}} \quad (28)$$

Con el fin de reducir la potencia de cálculo, cada secuencia de aprendizaje de longitud  $K$  se corta en  $T$  sectores de longitud  $K_0$ , con  $K = T \cdot K_0$ , sobre las cuales, la rotación de fase inducida por el desfase de frecuencia sea inferior a DELTA\_PHI\_MAX para el desfase de frecuencia máxima  $\Delta f_{max}$ :

15

$$K_0 = ceil\left(\frac{DELTA\_PHI\_MAX}{2 \cdot \pi \cdot \Delta f_{max}} \cdot F_s\right) \quad (29)$$

Para cada posición de sincronización probada  $l$ , un vector de intercorrelación se estima sobre cada sector  $t$  mediante la siguiente fórmula:

$$\hat{r}_{xsi,t}(l) = \sum_{k=0}^{K_0-1} \mathbf{x}(l + F_{sur} * (k + t \cdot K_0)) s_i^*(k + t \cdot K_0) \quad (30)$$

20 Estos vectores elementales son independientes del desfase de frecuencia.

A partir de las correlaciones elementales calculadas durante esta primera etapa, para cada posición de sincronización  $l$ , el vector de intercorrelación  $\hat{r}_{xsi}(l, m)$  se calcula para los diferentes casos Doppler  $m$  ( $m = -M_d, \dots, +M_d$ ), en el paso  $\Delta f$ .

$$\hat{r}_{xsi}(l, m) = \left(\frac{1}{K}\right) \sum_{t=0}^{T-1} \hat{r}_{xsi,t}(l) e^{-2j\pi \frac{m \Delta f'}{F_s} \cdot t \cdot K_0} \quad (31)$$

25 Los diferentes criterios de sincronización MIMO se obtienen, entonces, para cada posición  $l$  y para cada caso Doppler  $m$ , por las diferentes fórmulas descritas en la patente, reemplazando los vectores de intercorrelación por los vectores de intercorrelación de la fórmula anterior, y calculando las matrices de correlación mediante la siguiente fórmula:

$$\hat{R}_{xx}(l) = \left(\frac{1}{K}\right) \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{x}(l + F_{sur} * k) \mathbf{x}^H(l + F_{sur} * k) \quad (32)$$

30 Si el criterio sobrepasa el umbral de sincronización para la posición  $l_0$  y el caso Doppler  $m_0$ , un trayecto se detecta  $m_0 \Delta f$ .

Con el fin de mejorar la resolución obtenida sobre el desfase de frecuencia, el desfase Doppler asociado al trayecto detectado sobre esta posición se estima por interpolación parabólica a partir de los criterios calculados sobre la

posición l0 para los tres casos Doppler ( $m_0-1$ ),  $m_0$  y ( $m_0+1$ ):

$$\widehat{\Delta f} = \left( m_0 + \frac{1}{2} \frac{c(l_0, m_0 + 1) - c(l_0, m_0 - 1)}{c(l_0, m_0 - 1) + c(l_0, m_0 + 1) - 2 \cdot c(l_0, m_0)} \right) \cdot \Delta f' \quad (33)$$

En función del número de casos Doppler a probar, es posible reducir la potencia de cálculo usando TFD o TFR si  $T$  es una potencia de 2, para calcular los vectores de intercorrelación sobre cada secuencia de aprendizaje:

$$\hat{\mathbf{r}}_{xsi}(l, m) = \left( \frac{1}{K} \right) \sum_{t=0}^{T-1} \hat{\mathbf{r}}_{xsi,t}(l) e^{-2j\pi \frac{t \cdot m}{T}} \quad (34)$$

5

La resolución es entonces igual a:

$$\Delta f_r = \frac{F_s}{T \cdot K_0} = \frac{F_s}{K} \quad (35)$$

Si la resolución es insuficiente, una mejora de un factor  $p$  puede obtenerse efectuando  $p-1$  operaciones de TFD (o de TFR según el valor de  $T$ ), sobre los vectores  $\hat{\mathbf{r}}_{xsi,t}(l)$  desfasados de frecuencia de la siguiente manera:

$$\hat{\mathbf{r}}_{xsi,t}(l) e^{-2j\pi \frac{t \cdot k}{T \cdot p}} \quad \text{para } k = 1, \dots, p-1, p \text{ es un factor definido en función de la mejora deseada.}$$

10

La trama sobre la que se efectúa la sincronización puede constar de varias secuencias TS, que el criterio de sincronización puede aprovechar, así como una o varias secuencias de símbolos tal como se ha representado en la figura 3.

Se anota:

- 15 -  $N_{TS}$ , el número de secuencias de aprendizaje sobre las que se efectúa el cálculo del criterio de sincronización,
- $s_{i,j}(k)$ , la secuencia de aprendizaje de índice  $j(j=0, \dots, N_{TS}-1)$  emitida sobre la antena de emisión  $i$ ,
- $p_j$ , el índice del primer símbolo de la secuencia de aprendizaje  $j$ , común a todas las antenas de emisión.

Con el fin de mejorar los rendimientos de detección, el algoritmo anterior puede generalizarse, usando ventajosamente las  $N_{TS}$  secuencias de aprendizaje disponibles sobre la trama, de la siguiente manera:

20 El paso  $\Delta f$  depende de las posiciones de las dos secuencias TS extremas:

$$\Delta f' = \frac{\text{DELTA\_PHI\_MAX}}{2 \cdot \pi \cdot (p_{N_{TS}-1} + (l-1)K_0 - p_0)} \cdot F_s \quad (36)$$

Para cada posición de sincronización probada  $l$ , un vector de intercorrelación se estima sobre cada sector  $t$  de cada secuencia de aprendizaje  $j$  mediante la siguiente fórmula:

$$\hat{\mathbf{r}}_{xsi,t,j}(l) = \sum_{k=0}^{K_0-1} \mathbf{x}(l + F_{sur} * (k + p_j + t \cdot K_0)) s_{i,j}^*(k + t \cdot K_0) \quad (37)$$

25 A partir de las correlaciones elementales calculadas durante esta primera etapa sobre las diferentes secciones de cada secuencia de aprendizaje, para cada posición de sincronización  $l$ , el vector de intercorrelación  $\hat{\mathbf{r}}_{xsi}(l, m)$  se calcula para los diferentes casos de Doppler  $m$  ( $m = -M_d, \dots, +M_d$ ) en el paso  $\Delta f$ , para una integración coherente sobre las  $N_{TS}$  secuencias de aprendizaje.

$$\hat{\mathbf{r}}_{xsi}(l, m) = \left( \frac{1}{KN_{TS}} \right) \sum_{j=0}^{N_{TS}-1} \left( \sum_{t=0}^{T-1} \hat{\mathbf{r}}_{xsi,t,j}(l) e^{-2j\pi \frac{m \cdot \Delta f'}{F_s} \cdot t \cdot K_0} \right) e^{-2j\pi \frac{m \cdot \Delta f'}{F_s} (p_j - p_0)} \quad (38)$$

30 Los diferentes criterios de sincronización MIMO se obtienen, entonces, para cada posición  $l$  y para cada caso Doppler  $m$  para los criterios de sincronización descritos anteriormente, reemplazando los vectores de intercorrelación por los

vectores de intercorrelación de la fórmula anterior y calculando las matrices de correlación sobre las  $N_{TS}$  secuencias de aprendizaje para la siguiente fórmula:

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx}(n) = \left(\frac{1}{KN_{TS}}\right) \sum_{j=0}^{N_{TS}-1} \left( \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{x}(n + Fsur * (k + p_j)) \mathbf{x}^H(n + Fsur * (k + p_j)) \right) \quad (39)$$

5 El procedimiento y el sistema según la invención permiten efectuar una sincronización en un contexto MIMO en presencia de interferencias reduciendo los cálculos con relación al estado de la técnica, sin perder en rendimiento.



REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de sincronización de una señal en un sistema de transmisión que comprende M emisores y N receptores, estando los N receptores conectados a un procesador (2) adaptado para procesar las señales y para transmitir un resultado a un demodulador, en presencia de interferencias, **caracterizado porque** consta de al menos las siguientes etapas:  
al nivel del procesador (2)

- calcular (200) una matriz de correlación  $R_{ss}$  de señales de referencia emitidas por los M sensores emisores, calcular su inversa  $R_{ss}^{-1}$  (201),

- para cada índice  $l$  correspondiente a un instante posible de sincronización, con  $l$  variando hasta una posición  $l + Etal$ , donde  $Etal$  es la dispersión temporal máxima del canal, cuando  $l$  corresponde a la primera posición probada para la que hay un sobrepaso del umbral repetir las siguientes etapas:

- estimar (203) la matriz de correlación de ruido  $\hat{R}(l)$  recibido sobre los N sensores en recepción,
- calcular (204) la inversa de la matriz de correlación estimada,  $\hat{R}^{-1}(l)$ ,
- para cada índice  $\Delta f$  correspondiente a un desplazamiento de frecuencia posible para la sincronización frecuencial, entre  $\Delta f_{min}$  y  $\Delta f_{max}$ ,

- o estimar una matriz de intercorrelación (205) entre las señales recibidas sobre los N sensores en recepción desplazados de  $-\Delta f$ , y las secuencias de aprendizaje transmitidas por las M antenas en emisión,  $\hat{R}_{XS}(l, \Delta f)$ ,
- o calcular (206) un criterio de sincronización determinando la huella  $Tr[]$  de una matriz resultante del

producto formado por la matriz inversa de correlación de las secuencias de aprendizaje  $R_{ss}^{-1}$ , la transpuesta conjugada de la estimada de la matriz de intercorrelación de las señales recibidas y de la matriz de las secuencias de aprendizaje  $\hat{R}_{XS}(l, \Delta f)^H$ , la inversa de una estimada de la matriz de ruido  $\hat{R}^{-1}(l)$  y la estimada de la matriz de intercorrelación entre las observaciones recibidas y las secuencias de aprendizaje  $\hat{R}_{XS}(l, \Delta f)$ :

$$C(l, \Delta f) = EGLRT3(l, \Delta f) = Tr[R_{SS}^{-1} \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)^H \hat{R}^{-1}(l) \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)],$$

- o comparar (207) el valor del criterio  $C(l, \Delta f)$  obtenido en un valor umbral  $\eta$ , si el valor del criterio  $C(l, \Delta f)$  sobrepasa el valor umbral  $\eta$  (208), entonces considerar el índice  $l$  como un candidato potencial para el instante temporal que permite la sincronización y el desplazamiento  $\Delta f$  como un candidato potencial para el desplazamiento de frecuencia de sincronización, repetir el procedimiento para  $\Delta f - \delta$  y  $\Delta f + \delta$ , donde  $\delta$  es el paso de análisis de frecuencia y repetir el procedimiento hasta la posición  $l + Etal$ , donde  $Etal$  es la dispersión temporal máxima del canal, determinar uno o varios valores de instante posible  $l$ , y de desplazamiento posible  $\Delta f$  y desencadenar el procedimiento de sincronización y de adquisición de las señales,
- o si el valor del criterio  $C(l, \Delta f)$  es inferior al valor umbral, incrementar el valor de  $\Delta f$  hasta una posible nueva detección.

2. Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado porque** se estima la matriz de ruido asimilando a la inversa de la matriz de correlación de las señales recibidas  $\hat{R}_{xx}(l)$  y el criterio de cálculo conjunto del índice y del desplazamiento de sincronización se realiza mediante la siguiente fórmula: determinando la huella de una matriz resultante del producto formado por la matriz inversa de correlación de las secuencias de aprendizaje, la transpuesta conjugada de la estimada de la matriz de intercorrelación de las señales recibidas y de la matriz de las secuencias de

aprendizaje, la inversa de una estimada de la matriz de ruido  $\hat{R}^{-1}(l) = \hat{R}_{xx}^{-1}(l)$  y la estimada de la matriz de intercorrelación entre las observaciones recibidas y las secuencias de aprendizaje:

$$C(l, \Delta f) = E0\_GLRT3(l, \Delta f) = Tr[R_{SS}^{-1} \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)^H \hat{R}_{XX}^{-1}(l) \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)].$$

3. Procedimiento según la reivindicación 2, **caracterizado porque** en el caso donde las M secuencias de referencia emitidas por los M sensores emisores son ortogonales, el cálculo del índice de sincronización se efectúa usando la siguiente fórmula:

$$C(l, \Delta f) = E0\_GLRT3(l, \Delta f) \triangleq \sum_{i=1}^M \frac{\hat{r}_{XS_i}(l, \Delta f)^H \hat{R}_X(l)^{-1} \hat{r}_{XS_i}(l, \Delta f)}{r_{Si}}$$

donde el vector  $\hat{r}_{XS_i}(l, \Delta f)$  es el vector de intercorrelación entre las observaciones desplazadas de  $-\Delta f$  y la secuencia de aprendizaje emitida por un emisor  $i$  para una posición de sincronización probada  $l$ , definido por:

$$\hat{r}_{XS_i}(l, \Delta f) \triangleq \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{K-1} \mathbf{x}((k+l)) s_i(k)^* \exp(-j2\pi\Delta f k T_e)$$

5 donde  $s_i(k)$  es la componente  $i$  de  $s(k)$  y  $T_e$  el período de muestreo de las señales recibidas.

4. Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado porque** la matriz de ruido estimada  $\hat{R}_1(l, \Delta f)$ , se estima retirando las contribuciones de las secuencias de sincronización al nivel de la estimada de la matriz de correlación de las señales recibidas, en la hipótesis de que la señal que contiene las secuencias de referencia está alineada en el tiempo y en frecuencia con la matriz de observación y el criterio se obtiene mediante la siguiente fórmula:

$$\hat{R}_1(l, \Delta f) = \hat{R}_{XX}(l) - \hat{R}_{XS}(l, \Delta f) R_{SS}^{-1} \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)^H$$

$$C(l, \Delta f) = E1\_GLRT3(l, \Delta f) = \text{Tr}[R_{SS}^{-1} \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)^H \hat{R}_1^{-1}(l, \Delta f) \hat{R}_{XS}(l, \Delta f)]$$

10

$R_{SS}^{-1}$  es la inversa de la matriz de correlación de las secuencias de referencia,

$\hat{R}_{XX}(l)$  la estimada de la matriz de correlación de las señales recibidas para una posición  $l$  posible de sincronización,

$\hat{R}_{XS}(l, \Delta f)$  estimada de la matriz de intercorrelación y su transpuesta  $\hat{R}_{XS}(l, \Delta f)^H$ .

15 5. Procedimiento según la reivindicación 4, **caracterizado porque** cuando las  $M$  secuencias de referencia son secuencias ortogonales, el criterio se obtiene mediante la siguiente fórmula:

$$C(l, \Delta f) = E1\_GLRT3(l, \Delta f) \triangleq \sum_{i=1}^M \frac{\hat{r}_{XS_i}(l, \Delta f)^H \hat{R}_1^{-1}(l, \Delta f) \hat{r}_{XS_i}(l, \Delta f)}{r_{Si}}$$

donde el vector  $\hat{r}_{XS_i}(l, \Delta f)$  es el vector de intercorrelación entre las observaciones desplazadas de  $-\Delta f$  y la secuencia de referencia emitida por un emisor  $i$  para una posición de sincronización probada  $l$ , definido por:

$$\hat{r}_{XS_i}(l, \Delta f) \triangleq \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{K-1} \mathbf{x}((k+l)) s_i(k)^* \exp(-j2\pi\Delta f k T_e)$$

20

donde  $s_i(k)$  es la componente  $i$  de  $s(k)$  y  $\hat{R}_1^{-1}(l, \Delta f)$  la inversa de la estimada de la matriz de ruido,  $T_e$  el período de muestreo de las señales recibidas.

6. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** se construye una matriz de observación ( $N \times K'$ ) siendo  $K'$  elegido y fijado con el fin de que la matriz de canal  $H$  y la matriz de ruido sean

$$\hat{R}'_{XX}(l) = \frac{X'(l)X'(l)^H}{K'}$$

25 estacionarias sobre el horizonte temporal fijado por  $K'$  y se usa la matriz estimada  $\hat{R}'_{XX}(l)$  para  $K'-K+1$  posiciones probadas siendo  $X'(l)$  una matriz de observación definida a partir de los  $K'$  muestreos de señales.

7. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** para aplicaciones donde los ruidos están decorrelacionados sobre las antenas, pero de potencias diferentes, el criterio de sincronización:

$$C(l) = E0 - \text{Diag} - \text{GLRT3}(l) = \text{Tr} \left[ R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H(l) \hat{R}_0^{-1}(l) \hat{R}_{xs}(l) \right]$$

se obtiene para una posición real probada  $l$ ,

usando  $\hat{R}_0^{-1}(l) = \text{Diag}(\hat{\eta}_{10}(l), \hat{\eta}_{20}(l), \dots, \hat{\eta}_{N0}(l))^{-1}$ , insertando este valor en

$$C(l) = \text{GLRT3}(l) = \text{Tr} \left[ R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H(l) R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}(l) \right] \text{ donde:}$$

- 5  $\hat{R}_{xs}^H(l)$  es la transpuesta conjugada de la estimada de la matriz de intercorrelación de las señales recibidas y de las señales de referencia, para un instante  $l$  posible para la sincronización,  
 $\hat{R}_{xs}(l)$  la estimada de la matriz de intercorrelación de las señales recibidas y de las señales de referencia para un instante  $l$  posible de sincronización,  
 $R^{-1}$  la inversa de la matriz de ruido.

- 10 8. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 6, **caracterizado porque** para aplicaciones de ruido blanco, el criterio de sincronización se obtiene mediante la siguiente fórmula:

$$C(l) = E0 - BB - \text{GLRT3}(l) = \frac{\text{Tr} \left[ R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H(l) \hat{R}_{xs}(l) \right]}{\text{Tr} \left[ \hat{R}_{xx}(l) \right]} = \frac{\text{Tr} \left[ \hat{R}_{xs}(l) R_{ss}^{-1} \hat{R}_{xs}^H(l) \right]}{\text{Tr} \left[ \hat{R}_{xx}(l) \right]}$$

$\text{Tr}[\ ]$  es la huella de una matriz,

- 15  $R_{ss}^{-1}$  la inversa de la matriz de correlación de las secuencias de referencia,  
 $\hat{R}_{xs}(l, \Delta f)$  la estimada de la matriz de intercorrelación y su transpuesta  $\hat{R}_{xs}^H(l, \Delta f)$ ,  
 $\hat{R}_{xx}(l)$  la estimada de la matriz de correlación de las señales recibidas.

9. Procedimiento según la reivindicación 8, **caracterizado porque** para aplicaciones donde las  $M$  secuencias de sincronización están decorrelacionadas y son ortogonales, se usa la fórmula

$$\text{GLRT1}'(l, \Delta f) = \sum_{i=1}^M \frac{\hat{r}_{xsi}(l, \Delta f)^H \hat{r}_{xsi}(l, \Delta f)}{\hat{r}_x(l) r_{si}}$$

- 20 10. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** se estima conjuntamente la posición de sincronización  $l$  y el desfase en frecuencia usando la señal de referencia desfasada en frecuencia asociados a cada trayecto de propagación de la señal para estimar cada vector de intercorrelación  $\hat{r}_{xsi}(l)$  entre la señal recibida y la señal de referencia componente de la matriz de intercorrelación  $\hat{R}_{xs}(l)$ .

- 25 11. Procedimiento según la reivindicación 10, **caracterizado porque** se determina un vector de intercorrelación  $\hat{r}_{xsi}(l)$  para cada desfase de frecuencia y para cada posición  $l$  a probar y para  $m$  casos Doppler que pertenecen a un intervalo  $[-M_d, +M_d]$  siendo  $M_d$  el número de casos Doppler a probar usando la siguiente fórmula:

$$\hat{r}_{xsi}(l, \Delta f) = \left(\frac{1}{K}\right) \sum_{k=0}^{K-1} x(l + F_{sur} * k) s_i^*(k) e^{-2j\pi \frac{\Delta f}{F_s} k F_{sur}}$$

siendo  $\Delta f \in [-\Delta f_{max}, +\Delta f_{max}]$ ,  $F_{sur}$  el factor de sobremuestreo de la señal de entrada con relación a la frecuencia de símbolo  $F_s$ , donde  $\Delta f_{max}$  se da en función de la velocidad máxima de desplazamiento de los emisores y receptores.

- 30 12. Procedimiento según la reivindicación 11, **caracterizado porque** se corta la longitud  $K$  de una secuencia de aprendizaje en  $T$  sectores de longitud  $K_0$  siendo  $K = T * K_0$ , eligiéndose  $T$  con el fin de que la rotación de fase inducida por el desfase de frecuencia sea insignificante, se estima para cada posición de sincronización probada  $l$ , un vector de intercorrelación sobre cada sector  $t$  y para cada caso Doppler  $m$  ( $m = -M_d, \dots, +M_d$ ), en el paso  $\Delta f$

$$\hat{\mathbf{r}}_{xsi}(l, m) = \left(\frac{1}{K}\right) \sum_{t=0}^{T-1} \hat{\mathbf{r}}_{xsi,t}(l) e^{-2j\pi \frac{m \Delta f t}{F_s} \cdot t \cdot K_0}$$

y determinando la matriz de correlación mediante la siguiente fórmula:

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx}(l) = \left(\frac{1}{K}\right) \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{x}(l + F_{sur} * k) \mathbf{x}^H(l + F_{sur} * k)$$

$F_{sur}$  es la frecuencia de sobremuestreo,  $F_s$  la frecuencia de símbolo.

- 5 13. Procedimiento según una de las reivindicaciones 11 a 12, **caracterizado porque** se estima el desfase Doppler asociado a un trayecto detectado sobre una posición de sincronización por interpolación parabólica a partir de criterios calculados sobre la posición  $l_0$  para los tres casos Doppler ( $m_0-1$ ),  $m_0$  y ( $m_0+1$ ):

$$\widehat{\Delta f} = \left( m_0 + \frac{1}{2} \frac{c(l_0, m_0+1) - c(l_0, m_0-1)}{c(l_0, m_0-1) + c(l_0, m_0+1) - 2 \cdot c(l_0, m_0)} \right) \cdot \Delta f'$$

- 10 14. Procedimiento según la reivindicación 13, **caracterizado porque** se usan transformadas de Fourier o transformadas de Fourier rápidas para calcular las intercorrelaciones efectuadas sobre cada secuencia de aprendizaje:

$$\hat{\mathbf{r}}_{xsi}(l, m) = \left(\frac{1}{K}\right) \sum_{t=0}^{T-1} \hat{\mathbf{r}}_{xsi,t}(l) e^{-2j\pi \frac{t \cdot m}{T}}$$

- 15 15. Procedimiento según una de las reivindicaciones 10 a 14, **caracterizado porque** para una señal que contiene una trama de datos que comprende secuencias de sincronización TS, se usan estas secuencias TS y se ejecutan las siguientes etapas:  
el paso  $\Delta f'$  depende de las posiciones de las dos secuencias TS extremas de la trama de datos:

$$\Delta f' = \frac{\text{DELTA\_PHI\_MAX}}{2 \cdot \pi \cdot (p_{N_{TS}-1} + (l - 1)K_0 - p_0)} \cdot F_s$$

para cada posición de sincronización probada  $l$ , un vector de intercorrelación se estima sobre cada sector  $t$  de cada secuencia de aprendizaje  $j$  mediante la siguiente fórmula:

$$\hat{\mathbf{r}}_{xsi,t,j}(l) = \sum_{k=0}^{K_0-1} \mathbf{x}(l + F_{sur} * (k + p_j + t \cdot K_0)) s_{i,j}^*(k + t \cdot K_0)$$

$$\hat{\mathbf{r}}_{xsi}(l, m) = \left(\frac{1}{KN_{TS}}\right) \sum_{j=0}^{N_{TS}-1} \left( \sum_{t=0}^{T-1} \hat{\mathbf{r}}_{xsi,t,j}(l) e^{-2j\pi \frac{m \Delta f t}{F_s} \cdot t \cdot K_0} \right) e^{-2j\pi \frac{m \Delta f t}{F_s} (p_j - p_0)}$$

- 20 calculando las matrices de correlación sobre las  $N_{TS}$  secuencias de aprendizaje mediante la siguiente fórmula:

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx}(n) = \left(\frac{1}{KN_{TS}}\right) \sum_{j=0}^{N_{TS}-1} \left( \sum_{k=0}^{K_0-1} \mathbf{x}(n + F_{sur} * (k + p_j)) \mathbf{x}^H(n + F_{sur} * (k + p_j)) \right)$$

- $N_{TS}$ , el número de secuencias de aprendizaje sobre las que se efectúa el cálculo del criterio de sincronización,
- $s_{i,j}(k)$ , la secuencia de aprendizaje de índice  $j$  ( $j=0, \dots, N_{TS}-1$ ) emitida sobre la antena de emisión  $i$ ,
- $p_j$ , el índice del primer símbolo de la secuencia de aprendizaje  $j$ , común a todas las antenas de emisión.

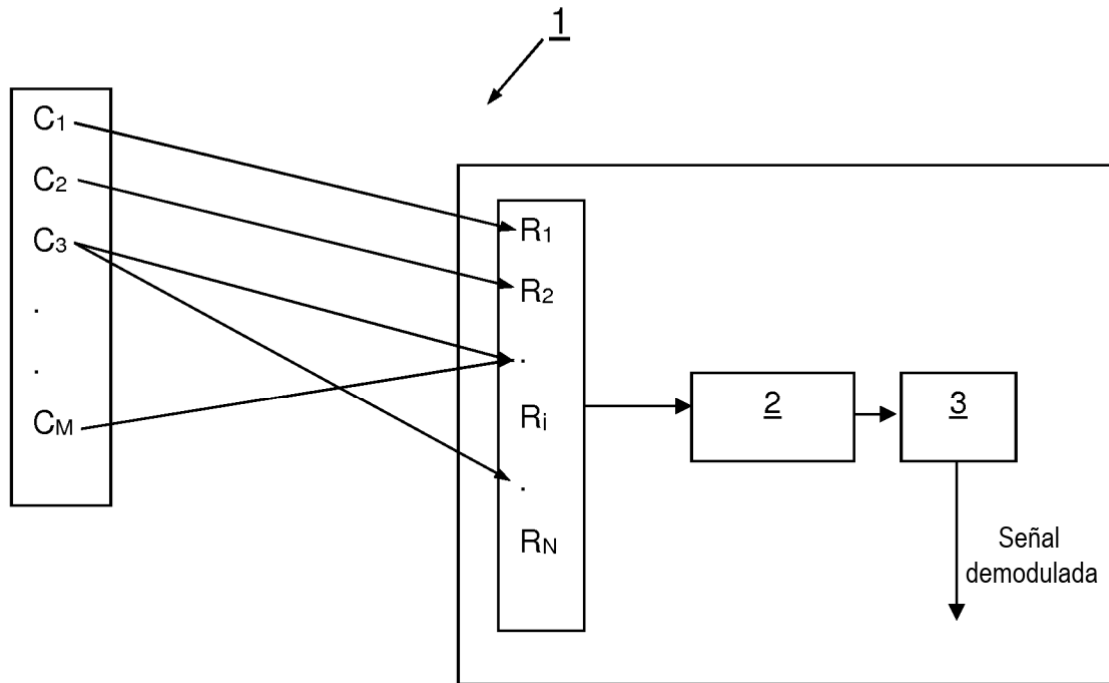


FIG.1

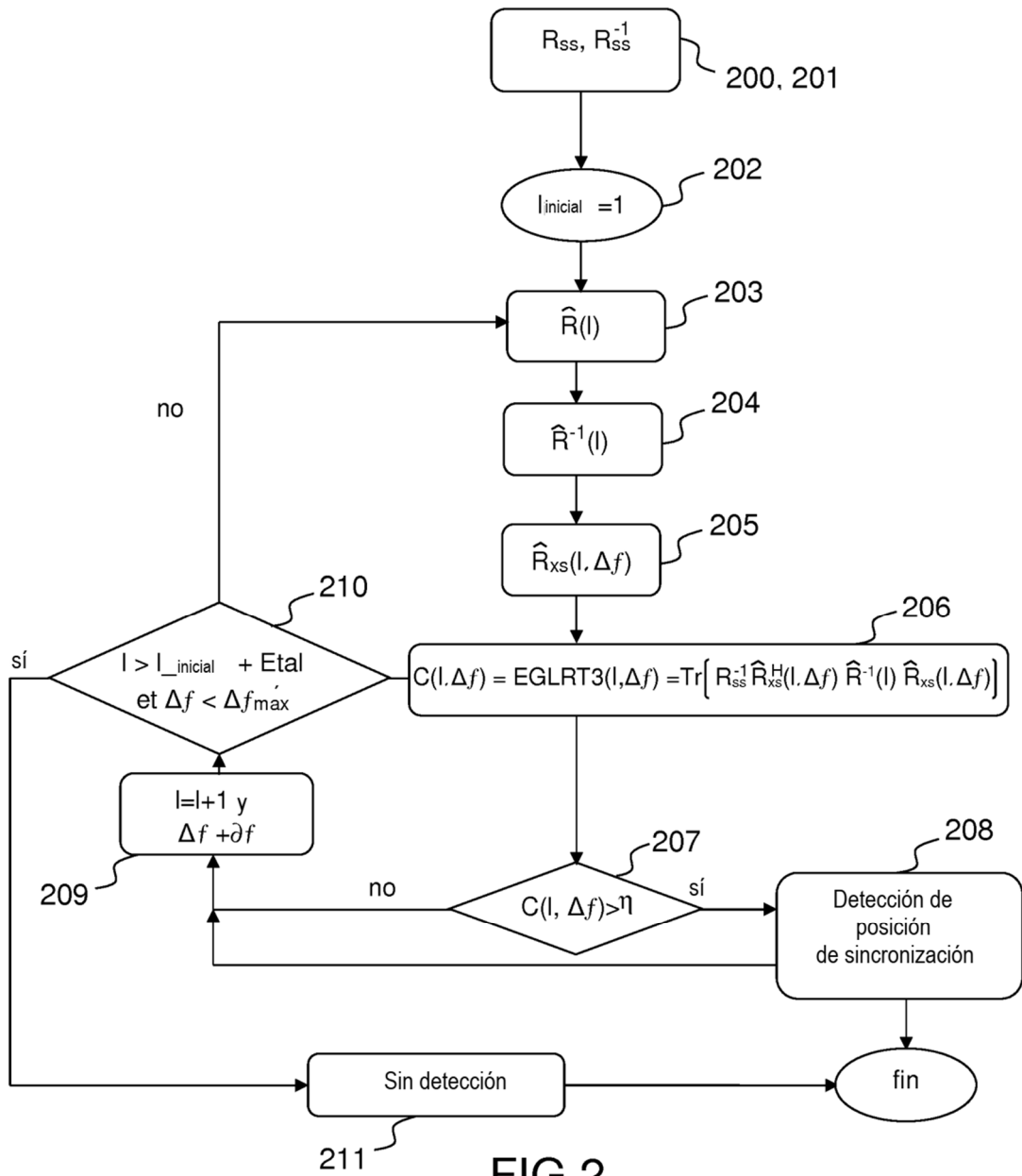


FIG.2

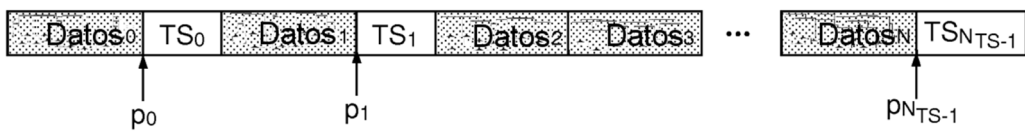


FIG.3