

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 539 362**

51 Int. Cl.:

H04J 13/00 (2011.01)

H04J 13/18 (2011.01)

H04B 1/7103 (2011.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **24.08.2012 E 12006039 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **25.03.2015 EP 2701323**

54 Título: **Generación y procesamiento de señales CDMA**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
30.06.2015

73 Titular/es:

**AIRBUS DS GMBH (50.0%)
Robert-Koch-Strasse 1
82024 Taufkirchen, DE y
STMICROELECTRONICS (RESEARCH &
DEVELOPMENT) LTD (50.0%)**

72 Inventor/es:

**SOUALLE, FRANCIS;
FLOCH, JEAN-JACQUES y
MATTOS, PHILIP G.**

74 Agente/Representante:

LEHMANN NOVO, María Isabel

ES 2 539 362 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

Generación y procesamiento de señales CDMA

5 CAMPO TÉCNICO

Esta invención se refiere a un método para generar una señal de CDMA (Acceso Múltiple por División de Código) según la reivindicación 1, un método para procesar una señal CDMA según la reivindicación 8, un generador de señales CDMA según la reivindicación 13 y un procesador de señales CDMA según la reivindicación 15.

10

ANTECEDENTES DE LA INVENCION

CDMA (Acceso Múltiple por División de Código) es una tecnología para el acceso de canal de transmisión, que permite una transmisión simultánea de varias señales dentro de la misma banda de frecuencias. CDMA se utiliza en comunicaciones móviles y en transmisiones vía satélite, a modo de ejemplo, para transmitir flujos de datos de carga útil diferentes en la misma gama de frecuencias desde satélites de un Sistema de Satélites de Navegación Global (GNSS) tal como NAVSTAR-GPS o el sistema GNSS europeo planificado denominado GALILEO para los usuarios. CDMA se utiliza también para redes de telecomunicaciones terrestres, a modo de ejemplo, en redes de comunicaciones móviles de la tercera generación.

15

20

El término de señal CDMA, tal como aquí se utiliza, designa una señal modulada en código, esto es, una señal cuyos símbolos se modulan con una secuencia de dispersión o un código de dispersión, que se transmite desde un transmisor, tal como un satélite de GNSS a un receptor tal como el sistema de posicionamiento GNSS. A modo de ejemplo, en (NAVSTAR-) GPS para cada satélite se asignan un código C/A (acceso aproximado) único y un código P (precisión) único como códigos de dispersión para generar y transmitir señales CDMA. Cuando varias señales moduladas en código se transmiten en la misma portadora, la señal agregada correspondiente se denomina señal CDMA multiplexada o indexada. Cada señal CDMA elemental que constituye la señal CDMA multiplexada se denomina una componente.

25

30

Las funciones de adquisición, seguimiento y demodulación de datos de señales CDMA multiplexadas requieren algoritmos de procesamiento de señales sofisticados, que sean capaces de extraer los datos contenidos en una señal CDMA recibida sin producirse una pérdida de información. Un factor crítico en los sistemas CDMA es el denominado ruido térmico, que es uno de los motivos principales para las degradaciones del rendimiento. El ruido térmico se suele incurrir por el canal de transmisión y los elementos activos del extremo frontal del receptor.

35

El documento WO 2006/063613 A1 da a conocer un método según el preámbulo de la reivindicación 1, esto es, un método para generar una señal CDMA $s(t)$ que comprende N componentes, con una secuencia de dispersión única a_n por componente, que comprende: la dispersión de los símbolos d_n con la secuencia a_n y la combinación de los N símbolos de dispersión para una señal CDMA $s(t)$, siendo las secuencias ortogonales o muy próximas a ser ortogonales (ecuación (2)).

40

SUMARIO DE LA INVENCION

45

Es un objetivo de la invención mejorar los rendimientos para las funciones de adquisición, seguimiento o demodulación de datos de las señales CDMA.

Este objetivo se consigue mediante lo establecido en las reivindicaciones independientes. Otras formas de realización se ilustran mediante las reivindicaciones subordinadas.

50

Una idea básica subyacente en la presente invención es restringir la selección de símbolos utilizados para diferentes componentes de una señal CDMA con el fin de mejorar los rendimientos para las funciones de adquisición, seguimiento o demodulación de datos de esa señal.

55

Los símbolos que pertenecen a componentes y una señal CDMA pueden comprender varios componentes. N designa el número de componentes. Una componente es comparable con un canal que transmite su propia información por medio de los símbolos de la componente. En cada instante y para cada componente de la señal CDMA se asigna una secuencia de dispersión única, que se utiliza para la modulación de los símbolos de la componente respectiva. Esta secuencia es diferente para cada componente que permite discriminar o aislar esta componente con respecto a las demás N-1 componentes. Según una forma de realización de la invención, en el transcurso del tiempo, la secuencia de dispersión utilizada para codificar el símbolo de una componente dada puede cambiarse, en tanto que sea diferente de las demás secuencias utilizadas para la modulación de los símbolos de las demás componentes y que el receptor conozca la planificación de cambios de la secuencia de dispersión con el fin de tener acceso siempre a los símbolos deseados. En tal caso, una agrupamiento de M secuencias, con $M \geq N$, puede utilizarse para modular los símbolos de N componentes en el transcurso del tiempo. Varias componentes pueden transmitir información diferente con la misma señal CDMA. A modo de ejemplo, un satélite de GNSS, que genera y transmite una señal CDMA según la invención, puede utilizar diferentes componentes para transmitir

60

65

información relacionada con diferentes servicios de GNSS a los receptores de GNSS. Un receptor de GNSS puede, entonces, efectuar la adquisición, seguimiento y demodulación de la información transmitida con las diferentes componentes de la señal CDMA recibida utilizando el respectivo código o secuencia de dispersión.

5 Introduciendo una limitación sobre los símbolos transmitidos, la invención permite mejorar los rendimientos para las funciones de adquisición, seguimiento o demodulación de datos de señales CDMA, reduciendo los efectos del ruido térmico, que son uno de los principales motivos para las degradaciones del rendimiento. Para conseguir este objetivo, la ortogonalidad entre las diferentes secuencias de dispersión y las propiedades estocásticas del ruido térmico aditivo se utilizan para atenuar los efectos correspondientes en las salidas del detector (para adquisición) y en el discriminador (para las funciones de seguimiento y demodulación. La estructura de la señal y los algoritmos relacionados pueden adaptarse en conformidad con el rendimiento objetivo y el tipo de aplicación (p.e., aplicaciones que requieren una adquisición rápida pero una tasa binaria de errores baja o que requieren una gran tasa de transmisión de datos con baja tasa binaria de errores). A modo de ejemplo, esta invención permite la creación de servicios tales como, a modo de ejemplo, en interiores con el estado actual de la técnica para el diseño de receptores, sin necesidad de aumentar la complejidad y los costes de estos receptores. Además, la señal CDMA puede tener una envolvente constante (a modo de ejemplo, uso de Modulación por Desplazamiento de Fase Múltiple, M-PSK) o no (a modo de ejemplo, uso de la Modulación de Amplitud en Cuadratura, QAM).

La limitación sobre los símbolos transmitidos define que los símbolos de las componentes se seleccionen para satisfacer una condición predefinida, a modo de ejemplo, que el producto de todos los símbolos, para cada instancia de tiempo, sea un valor constante a través de un determinado periodo de tiempo en el supuesto de que todas las componentes moduladas tengan la misma duración de símbolo. A modo de ejemplo, si se utilizan símbolos binarios con valores +1 o -1, la limitación puede definir que el producto de todos los símbolos para cada instancia de tiempo sea +1 o -1, por convenio, durante un periodo de tiempo determinado.

Una forma de realización de la invención se refiere a un método para generar una señal CDMA $s(t)$ que comprende N componentes, en donde el método comprende las etapas de:

30 asignar a cada una de las N componentes una secuencia de dispersión única a_n seleccionada a partir de un conjunto de M secuencias de dispersión con $M \geq N$, a modo de ejemplo, una secuencia PRN (ruido pseudo-aleatorio) y

modular los símbolos d_n de cada componente en la secuencia de dispersión única asignada a_n y

35 combinar los N símbolos d_n estando cada uno de ellos dispersos con su propia secuencia de dispersión única a_n para una señal CDMA $s(t)$,

en donde las secuencias de dispersión asignadas a_n se seleccionan de modo que todos los pares seleccionados dentro del conjunto de N secuencias de dispersión sean ortogonales o casi ortogonales de modo que las componentes de correlación cruzadas entre todas las secuencias de dispersión a_n sean cero o próximas a cero:

40 $R_{a_k, a_n}(\Delta\tau) \cong 0$ con la expresión para la correlación cruzada siendo
$$R_{a_k, a_n}(\Delta\tau) = \frac{1}{T_{int}} \int_0^{T_{int}} a_k(t) a_n(t - \Delta\tau) dt,$$
 y

en donde los símbolos d_n de las componentes se seleccionan de modo que se tenga

45
$$\left\{ \prod_{n_1 \in E_1} d_{n_1}(j_1) \right\} \cdot \left\{ \prod_{n_2 \in E_2} d_{n_2}(j_2) \right\} = C^{st}$$
 y $E_1 \cup E_2 = [1, 2, \dots, k, \dots, M]$, en donde C^{st} se define como una constante que, a modo de ejemplo, puede ser +1 o -1 para símbolos binarios, en donde E_1 contiene N_1 índices enteros distintos, E_2 contiene N_2 índices enteros distintos, siendo también distintos para los N_1 índices con $N_1 + N_2 = N$ y en donde j_1 y j_2 corresponden a dos índices para dos épocas de código de duración T_{int} correspondiente al periodo de símbolo T_{symbol} y

50 en donde todas las componentes moduladas tienen la misma duración de símbolo, T_{symbol} . A modo de ejemplo, j_1 y j_2 pueden ser idénticos (con $j_1 = j_2 = j$) para indicar la misma época de código, j ; o j_1 y j_2 pueden ser diferentes, con $j_1 = j$ y $j_2 = j+1$, para indicar dos épocas de código consecutivas o bien, j_1 y j_2 pueden ser de nuevo diferentes, pero ahora con $j_1 = j$ y $j_2 = j+Q$ en donde Q es una constante entera para indicar dos épocas de código separadas por Q periodos de código.

55 En particular, los N símbolos $d_n(j)$ de las componentes tomadas durante la misma época j (de modo que $j_1 = j_2 = j$),

$$\left(\prod_{n=1}^N d_n(j) \right) = C^{st},$$

se pueden seleccionar de modo que se tenga en donde C^{st} designa una constante que es, a modo de ejemplo, +1 o -1 para símbolos binarios. Para este caso concreto, significa, en consecuencia, que la condición se aplica solamente a los símbolos transmitidos en la misma época de código.

5 Las secuencias de dispersión a_n pueden ser secuencias de longitud máxima o secuencias Gold, a modo de ejemplo, (otras secuencias de dispersión bien conocidas tales como secuencias de Kasami o Weil podrían ser también propuestas).

10 En una forma de realización de la invención, un número par N de secuencias de dispersión a_n pueden proporcionarse, en donde $N/(2 \times K)$ símbolos $d_n(j)$, tomados durante la misma época j , han de transmitirse y cada

$$\left(\prod_{n=1}^N d_n(j) \right) = 1,$$

símbolo es modulado siempre en $(2 \times K)$ secuencias de dispersión de modo que se tenga en donde $K = 1, 2, 3, \dots$ y K es divisible $N/2$. De este modo, el mismo símbolo se modula en $(2 \times K)$ secuencias de dispersión diferentes. A modo de ejemplo, si $K=1$, un símbolo se modula "a nivel de par" en dos secuencias de dispersión diferentes y si $K=2$, un símbolo se modula en cuatro secuencias de dispersión diferentes.

15 En otra forma de realización de la invención, un número de N secuencias de dispersión a_n puede proporcionarse y uno de los N símbolos $d_n(j)$, tomados durante la misma época j , pueden transmitir un símbolo "ficticio" $d_q(j)$ de tal manera que su valor sea proporcional al producto de los $N-1$ otros símbolos:

$$\left(\prod_{n=1}^N d_n(j) \right) = \left(\prod_{\substack{n=1 \\ n \neq q}}^N d_n(j) \right) d_q(j) = C^{st}.$$

20

$$d_q(j) = C^{st} / \left(\prod_{\substack{n=1 \\ n \neq q}}^N d_n(j) \right) = C^{st} \left(\prod_{\substack{n=1 \\ n \neq q}}^N d_n(j) \right)^{-1},$$

25

en donde C^{st} es una constante con el valor +1 o -1 por convenio. La última ecuación es posible porque C^{st} es una constante con el valor +1 o -1 por convenio. En realidad para los símbolos binarios (+1/-1), la constante C^{st} debe tomar el valor +1 o -1 también. Una vez que este valor se considere por convenio, puede utilizarse como a priori para el procesamiento de la señal CDMA correspondiente.

En otra forma de realización de la invención, un número par de N secuencias de dispersión a_n puede proporcionarse y el producto de una mitad de los N símbolos, tomados en la época j , con otra mitad de los N símbolos tomados en

$$\left\{ \prod_{m_1 \in E_1} d_{m_1}(j) \right\} \cdot \left\{ \prod_{m_2 \in E_2} d_{m_2}(j+1) \right\} = C^{st}$$

30 la siguiente época $(j+1)$ es una constante: y $E_1 \cup E_2 = [1, 2, \dots, k, \dots, N]$, en donde C^{st} se define como una constante que, a modo de ejemplo, puede ser +1 o -1 para símbolos binarios, en donde E_1 contiene $N_1 = N/2$ índices distintos y E_2 contiene $N_2 = N/2$ índices distintos, siendo también distintos de los N_1 índices.

35

El método comprende, además, la etapa de

convertir en sentido ascendente la señal CDMA $s(t)$ desde una estación base a una banda de transmisión.

40

Según otra forma de realización de la invención, después de un determinado periodo de tiempo, nuevas secuencias de dispersión únicas a_n se pueden seleccionar a partir del conjunto de M secuencias de dispersión, pudiendo asignarse las secuencias de dispersión únicas recientemente seleccionadas a_n para las N componentes y los símbolos d_n de cada componente pueden modularse en la nueva secuencia de dispersión única asignada a_n .

45

Otra forma de realización de la invención se refiere a un método para procesar una señal CDMA $r(t)$, que se genera con un método de la invención y según se describió con anterioridad y en donde el método para el procesamiento comprende las etapas siguientes:

la recepción de una señal CDMA $r(t)$ a través de una duración igual a $J+Q$ periodos de código de dispersión, que corresponde a $J+Q$ épocas de código de dispersión,

5 la correlación de la señal CDMA $r(t)$ para la época de código de dispersión de índice j_1 con cada una de las N_1 secuencias de dispersión y la obtención para cada una de las N_1 correlaciones complejas de una componente en fase $A_{k,In}(j_1)$ y una componente en cuadratura $A_{k,Quad}(j_1)$,

10 la correlación de la señal CDMA $r(t)$ para la época de código de dispersión del índice j_2 , en donde $j_2=j_1+Q$, con cada una de las N_2 secuencias de dispersión y la obtención para cada una de las N_2 correlaciones complejas de una componente en fase $A_{k,In}(j_2)$ y una componente en cuadratura $A_{k,Quad}(j_2)$,

la multiplicación de las $N = N_1+N_2$ componentes en fase $A_{k,In}(j_1)$ y $A_{k,In}(j_2)$ para la obtención de una salida de las N componentes en fase multiplicadas $A_{k,In}(j_1)$ y $A_{k,In}(j_2)$,

15 la multiplicación de las $N = N_1+N_2$ componentes en cuadratura $A_{k,Quad}(j_1)$ y $A_{k,Quad}(j_2)$ para obtener una salida de las N componentes en cuadratura $A_{k,Quad}(j_1)$ y $A_{k,Quad}(j_2)$, y

20 la suma del producto de las N componentes en fase multiplicadas $A_{k,In}(j_1)$ y $A_{k,In}(j_2)$ y el producto de las N componentes en cuadratura multiplicadas $A_{k,Quad}(j_1)$ y $A_{k,Quad}(j_2)$ para obtener una salida de detector $D_{\Pi}(j_2)$ correspondiente a la época de código de dispersión j_2 ,

la repetición de las etapas precedentes para la determinación de J salidas de detector $D_{\Pi}(j_2)$ sucesivas, correspondientes a J valores de índice sucesivos de j_2 ,

25 la adición de J salidas de detector sucesivas $D_{\Pi}(j_2)$ correspondientes a J correlaciones sucesivas de la señal recibida.

30 Si la señal recibida no fue transmitida como señal de banda base, sino que fue convertida en sentido ascendente desde una banda base a un dominio de secuencias para la transmisión, la recepción de una señal CDMA $r(t)$ puede comprender la conversión en sentido descendente de la señal recibida a una banda base para obtener una representación de banda base de la señal CDMA $r(t)$.

35 La correlación de la señal CDMA $r(t)$, durante un periodo de tiempo correspondiente a la j -ésima época de código de dispersión, con cada una de las secuencias de dispersión a_k con índice k , puede realizarse según las ecuaciones siguientes:

$$A_{k,In}(j) = \left[\begin{array}{l} \left\{ \sqrt{P_{Rx,k}} d_k(j) R_{a_k,a_k}(\Delta\tau) + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k}}^N \sqrt{P_{Rx,n}} d_n(j) R_{a_k,a_n}(\Delta\tau) \right\} \\ \times \cos(\pi\Delta f T_{int} - \Delta\varphi) \times \text{sinc}(\Delta f T_{int}) \\ + \frac{1}{T_{int}} \int_{t_o+j \cdot T_{int}}^{t_o+(j+1) \cdot T_{int}} \tilde{n}_c(t) \times a_k(t - \Delta\tau) dt \end{array} \right]$$

$$A_{k,Quad}(j) = \left[\begin{array}{l} \left\{ \sqrt{P_{Rx,k}} d_k(j) R_{a_k,a_k}(\Delta\tau) + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k}}^N \sqrt{P_{Rx,n}} d_n(j) R_{a_k,a_n}(\Delta\tau) \right\} \\ \times \sin(\pi\Delta f T_{int} - \Delta\varphi) \times \text{sinc}(\Delta f T_{int}) \\ + \frac{1}{T_{int}} \int_{t_o+j \cdot T_{int}}^{t_o+(j+1) \cdot T_{int}} \tilde{n}_s(t) \times a_k(t - \Delta\tau) dt \end{array} \right]$$

40 en donde

k representa el índice de la componente deseada para la que se calcula ambas correlaciones $A_{k,In}(j)$ y $A_{k,Quad}(j)$,

j es el índice del j-ésimo periodo de tiempo o época con una duración igual al periodo de código de dispersión o de forma equivalente, al símbolo, para el que se calculan ambas correlaciones $A_{k,In}$ y $A_{k,Quad}$,

t es la variable de tiempo que pertenece al intervalo de tiempo $t_0+j \cdot T_{int} \leq t \leq t_0+(j+1) \cdot T_{int}$ y t_0 es un origen de tiempo arbitrario,

$P_{Rx,n}$ representa la potencia recibida de cada componente de señal, con índice n (para una modulación M-PSK de todas las componentes de señal que tienen la misma potencia recibida $P_{Rx,N}$; para otros tipos de modulaciones, tales como QAM, las potencias elementales $P_{Rx,n}$ pueden ser diferentes),

$\Delta\tau$ representa el desplazamiento de código entre la señal réplica y la señal recibida,

$\Delta\phi$ representa el desplazamiento de fase entre la señal réplica y la señal recibida,

Δf representa el desplazamiento de frecuencia – Doppler, entre la señal réplica y la señal recibida,

$R_{a_k,a_k}(\Delta\tau)$ representa la función de auto-correlación entre el código a_k y el código a_k con la expresión para la función

$$R_{a_k,a_k}(\Delta\tau) = \frac{1}{T_{int}} \int_0^{T_{int}} a_k(t) a_k(t - \Delta\tau) dt,$$

de auto-correlación siendo

$R_{a_k,a_n}(\Delta\tau)$ representa la función de correlación cruzada entre el código a_k y el código a_n con la expresión para la

$$R_{a_k,a_n}(\Delta\tau) = \frac{1}{T_{int}} \int_0^{T_{int}} a_k(t) a_n(t - \Delta\tau) dt,$$

función de correlación cruzada siendo

T_{int} es el tiempo de integración coherente igual a la duración del símbolo T_{symbol} , o periodo de código de dispersión,

$\tilde{n}_c(t)$ y $\tilde{n}_s(t)$ representan las componentes en fase y en cuadratura del ruido aditivo,

en donde se supone que las componentes del ruido correspondientes tienen una distribución gaussiana.

Según otra forma de realización de la invención, se puede dar a conocer un programa informático, que pone en práctica un método para generar una señal CDMA $s(t)$ según la invención y según se describió con anterioridad o un método para procesar una señal CDMA $s(t)$ según la invención y según se describió con anterioridad. El programa informático puede ser instalado, a modo de ejemplo, en un dispositivo informático con un transmisor o un receptor para las señales CDMA.

Según otra forma de realización de la invención, puede proporcionarse una portadora de registro que memoriza un programa informático según la invención, a modo de ejemplo, un CD-ROM, un DVD, una tarjeta de memoria, un disquete o un soporte de datos similar adecuado para memorizar el programa informático para acceso electrónico.

Otra forma de realización de la invención da a conocer un generador de señales CDMA para generar una señal CDMA según la presente invención que comprende:

medios de asignación y de modulación para asignar a cada una de las N componentes una secuencia de dispersión única a_n seleccionada a partir de un conjunto de M secuencias de dispersión con $M \geq N$ y para modular los símbolos d_n de cada componente en la secuencia de dispersión única asignada a_n , y

medios de combinación para combinar los N símbolos d_n estando cada uno disperso con su propia secuencia de dispersión única a_n para una señal CDMA $s(t)$,

en donde los medios de asignación y de modulación están configurados para seleccionar las secuencias de dispersión asignadas a_n de modo que todos los pares seleccionados dentro del conjunto de N secuencias de dispersión sean ortogonales o casi ortogonales, de modo que la componentes de correlación cruzada entre todas las secuencias de dispersión a_n sean cero o casi cero: $R_{a_k,a_n}(\Delta\tau) \cong 0$ con la expresión para la correlación cruzada

$$R_{a_k,a_n}(\Delta\tau) = \frac{1}{T_{int}} \int_0^{T_{int}} a_k(t) a_n(t - \Delta\tau) dt,$$

siendo

y

en donde el generador de señales CDMA está configurado para seleccionar los símbolos d_n de las componentes de

modo que
$$\left\{ \prod_{n_1 \in E_1} d_{n_1}(j_1) \right\} \cdot \left\{ \prod_{n_2 \in E_2} d_{n_2}(j_2) \right\} = C^{st}$$
 y

$E_1 \cup E_2 = [1, 2, \dots, k, \dots, M]$, en donde C^{st} se define como una constante que, a modo de ejemplo, puede ser +1 o -1 para símbolos binarios, en donde E_1 contiene N_1 índices enteros distintos, E_2 contiene N_2 índices enteros distintos, siendo también distintos para los N_1 índices con $N_1 + N_2 = N$ y en donde j_1 y j_2 corresponden a dos índices para dos épocas de código de duración T_{int} correspondientes al periodo de símbolo T_{symbol} , y

en donde todas las componentes moduladas tienen la misma duración de símbolo, T_{symbol} . A modo de ejemplo, j_1 y j_2 pueden ser valores idénticos (con $j_1 = j_2 = j$) para indicar la misma época de código, j ; o bien, j_1 y j_2 pueden ser diferentes, con $j_1 = j$ y $j_2 = j+1$, para indicar dos épocas de código consecutivas; o bien, j_1 y j_2 pueden ser de nuevo diferentes, pero ahora con $j_1 = j$ y $j_2 = j+Q$ en donde Q es un número entero constante para indicar dos épocas de separadas por Q periodos de código.

En particular, el generador puede configurarse para seleccionar los N símbolos $d_n(j)$ de las componentes tomadas

$$\left(\prod_{n=1}^N d_n(j) \right) = C^{st},$$

durante la misma época j (de modo que $j_1 = j_2 = j$), pueden seleccionarse de modo que se tenga en donde C^{st} designa una constante que, a modo de ejemplo, es +1 o -1 para los símbolos binarios. Para este caso concreto, significa consecuentemente que la condición se aplica solamente a los símbolos transmitidos en la misma época de código.

El generador puede comprender, además:

una memoria que memoriza un programa informático según la invención que pone en práctica un método para genera una señal CDMA $s(t)$ según la invención y

un procesador que está configurado por el programa informático memorizado para generar una señal CDMA $s(t)$.

Otra forma de realización de la invención se refiere a un procesador de señales CDMA para procesar una señal CDMA generada según la presente invención y que comprende:

un receptor para recibir una señal CDMA $r(t)$ durante un periodo igual a $J+Q$ periodos de código de dispersión, que corresponde a $J+Q$ épocas de código de dispersión,

al menos un correlador para establecer la correlación de la señal CDMA $r(t)$ para la época de código de dispersión del índice j_1 con cada una de las N_1 secuencias de dispersión y la obtención para cada una de las N_1 correlaciones complejas de una componente en fase $A_{k,In}(j_1)$ y de una componente en cuadratura $A_{k,Quad}(j_1)$ y para establecer la correlación de la señal CDMA $r(t)$ para la época de código de dispersión de índice j_2 con $j_2 = j_1 + Q$ con cada una de las N_2 secuencias de dispersión y para obtener para cada una de las N_2 correlaciones complejas una componente en fase $A_{k,In}(j_2)$ y una componente en cuadratura $A_{k,Quad}(j_2)$,

un primer multiplicador para multiplicar las $N = N_1 + N_2$ componentes en fase $A_{k,In}(j_1)$ y $A_{k,In}(j_2)$ para obtener una salida de las N componentes en fase multiplicadas $A_{k,In}(j_1)$ y $A_{k,In}(j_2)$,

un segundo multiplicador para multiplicar las $N = N_1 + N_2$ componentes en cuadratura $A_{k,Quad}(j_1)$ y $A_{k,Quad}(j_2)$ para obtener una salida de las N componentes en cuadratura multiplicadas $A_{k,Quad}(j_1)$ y $A_{k,Quad}(j_2)$, y

un sumador para sumar el producto de las N componentes en fase multiplicadas $A_{k,In}(j_1)$ y $A_{k,In}(j_2)$ y el producto de las N componentes en cuadratura multiplicadas $A_{k,Quad}(j_1)$ y $A_{k,Quad}(j_2)$ para obtener una salida de detector $D_n(j_2)$ correspondiente a la época de código de dispersión j_2 ,

el procesador está configurado para determinar J salidas de detector sucesivas $D_n(j_2)$ correspondientes a J valores de índice sucesivos de j_2 , y

un segundo sumador que suma J salidas de detector sucesivas $D_n(j_2)$ correspondientes a J correlaciones sucesivas de la señal recibida.

El procesador de señal de CDMA puede comprender, además:

una memoria que memoria un programa informático para procesar una señal CDMA $s(t)$ según la invención y según se describió con anterioridad y

un procesador que está configurado por el programa informático memorizado para procesar una señal CDMA $r(t)$.

5 Ambos, el generador de señales CDMA y el procesador pueden ponerse en práctica, a modo de ejemplo, por uno o más circuitos integrados, a modo de ejemplo, una pastilla de circuito integrado o un SoC (sistema en circuito integrado). El procesador de señales CDMA puede integrarse en un dispositivo móvil tal como un dispositivo de navegación móvil, un teléfono inteligente, un ordenador de tipo tableta o un ordenador portátil para procesar señales CDMA recibidas desde, a modo de ejemplo, un sistema GNSS tal como GALILEO.

10 Estos y otros aspectos de la invención serán evidentes y elucidados con referencia a las formas de realización descritas a continuación.

La invención será descrita con más detalle, en adelante, haciendo referencia a las formas de realización a modo de ejemplo. Sin embargo, la invención no está limitada a estas formas de realización a modo de ejemplo.

15 **BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS**

La Figura 1 ilustra un diagrama de flujo de un algoritmo que pone en práctica un método para generar una señal CDMA $s(t)$ según la invención;

20 La Figura 2 ilustra un diagrama de flujo de un algoritmo que pone en práctica un método para procesar una señal CDMA $r(t)$ según la invención;

25 La Figura 3 ilustra un diagrama de bloques de un generador de señales CDMA según la invención y un diagrama de bloques de un procesador para procesar la señal CDMA recibida transmitida desde el generador a través de un canal de transmisión al procesador según la invención;

30 La Figura 4 ilustra un diagrama de tiempo durante varias épocas de N componentes de una señal CDMA generada según la invención, en donde los símbolos d_n de cada componente se modulan en su secuencia de dispersión única asignada a_n ; y

La Figura 5 ilustra un diagrama de bloques de un procesador de señales CDMA para ilustrar el procesamiento de una señal CDMA recibida generada según la invención durante varias épocas. En este caso particular, cuando la

$$\left(\prod_{n=1}^N d_n(j) \right) = C^{st}$$

limitación se aplica solamente a símbolos transmitidos durante la misma época de código j , se considera para este modo operativo.

35 **DESCRIPCIÓN DE LAS FORMAS DE REALIZACIÓN DE LA INVENCION**

40 A continuación, se describen formas de realización de algoritmos según la invención, que permiten realizar las funciones de adquisición, seguimiento y demodulación con señales CDMA de alto rendimiento. Estas señales son la combinación de símbolos dispersos cada uno con PRN secuencias que presentan buenas características de correlación cruzada (las secuencias PRN son ortogonales entre sí, para todos los retardos).

45 Se demostrará que las ventajas de los algoritmos correspondientes son todo lo mejor que puede obtenerse con los códigos de dispersión siendo ortogonales.

Estos nuevos algoritmos proporcionarán un detector para la adquisición o un discriminador para el seguimiento. En ambos casos, el término de detector Π^N (o 'PI') se aplicará para describir este detector.

50 En primer lugar, el principio subyacente a la presente invención se explica en detalle haciendo referencia a las Figuras 1 a 3.

En la transmisión

55 En primer lugar, la generación de una señal CDMA en el lado de transmisión se explicará a continuación. Un diagrama de flujo de un algoritmo para la generación de señales se ilustra en la Figura 1: en la etapa S10 del algoritmo, una secuencia de dispersión única a_n se asigna a cada una de las componentes de la señal CDMA que se va a generar y los N símbolos d_n para las N componentes se modulan en las secuencias de dispersión asignadas a_n .

$$\left\{ \prod_{n_1 \in E_1} d_{n_1}(j_1) \right\} \cdot \left\{ \prod_{n_2 \in E_2} d_{n_2}(j_2) \right\} = C^{st}$$

Como limitación, los N símbolos cumplen la condición y

$E_1 \cup E_2 = \{1, 2, \dots, k, \dots, M\}$. En un caso especial, la condición entre los N símbolos tomados en la misma época de código j,

$$\left(\prod_{n=1}^N d_n(j) \right) = C^{st}$$

5 puede aplicarse. En una segunda etapa S12, los N símbolos d_n se combinan para una señal CDMA $s(t)$. La siguiente ecuación proporciona la representación en banda base de la señal transmitida, que se genera por el algoritmo:

$$s(t) = \left(\sum_{n=1}^N \sqrt{P_{Tx,n}} d_n(j) \sum_{i=1}^L a_n(t - iT_c) \right)$$

en donde:

- 10 - N es el número de PRN secuencias simultáneamente transmitidas,
- j es el índice del j-ésimo periodo de tiempo (o época) con una duración igual al periodo de código de dispersión o de forma equivalente, al símbolo, T_{symbol} ,
- 15 - L es la longitud común para todas las N secuencias. Los circuitos integrados de la secuencia $a_n(t)$ tienen una duración T_c ,
- $d_n(j)$ es el símbolo dedicado a la componente o canal de índice n y a una componente o canal, respectivamente, se asigna una secuencia de dispersión particular, a_n ,
- 20 - t es la variable de tiempo que pertenece al intervalo de tiempo $t_0 + j \cdot T_{int} \leq t \leq t_0 + (j+1) \cdot T_{int}$ en donde t_0 es un origen de tiempo arbitrario,
- $P_{Tx,n}$ representa la potencia transmitida por canal. Para una modulación M-PSK, todas las componentes de señal tienen la misma potencia de transmisión $P_{Tx,N}$. Para otros tipos de modulaciones, tales como QAM, las
- 25 potencias elementales $P_{Tx,n}$ pueden ser diferentes. La potencia agregada es consecuentemente $\sum_{n=1}^N P_{Tx,n}$.

En un caso concreto, el mismo símbolo puede aplicarse a todas las secuencias de PRN,

$$s(t) = d(j) \left(\sum_{n=1}^N e^{j\phi_n} \cdot \sqrt{P_{Tx,n}} \sum_{i=1}^L a_n(t - iT_c) \right)$$

$$\sum_{n=1}^N P_{Tx,n}$$

En ese caso particular, la potencia agregada es todavía

35 En la recepción:

A continuación, se explica el procesamiento de una señal CDMA $r(t)$ recibida. Se supone que la señal recibida $r(t)$, que se deriva directamente de $s(t)$ después de la aplicación de los efectos de la programación (pérdidas en espacio libre, efectos atmosféricos, rutas múltiples,...) se convierte en sentido descendente en la banda base. Conviene señalar que para las aplicaciones que utilizan directamente señales transmitidas en la banda base, por supuesto, no se necesita ninguna conversión en el sentido descendente.

La representación en banda base correspondiente de la señal recibida en la etapa S20 (Figura 2) puede expresarse como (ignorando los efectos de rutas múltiples):

$$r(t) = \left(\sum_{n=1}^N e^{j\Delta\phi} \cdot \sqrt{P_{Rx,n}} d_n(j) \sum_{i=1}^L a_n(t - iT_c) \right) + n_{th}(t)$$

en donde

- $P_{Rx,n}$ representa la potencia recibida de cada componente de señal, n. Para una modulación de M-PSK, todas las componentes de la señal tienen la misma potencia recibida $P_{Rx,N}$. Para otros tipos de modulaciones, tal como QAM, las potencias elementales $P_{Rx,n}$ pueden ser diferentes.
- $n_{th}(t)$ representa el ruido térmico adicional con densidad espectral de potencia de doble lado $N_0/2$.
- $\Delta\phi$ representa la fase de portadora residual para la señal.

10 Procesamiento

El principio básico de la nueva clase propuesta de operadores, según la invención, comprende en primer lugar la correlación de la señal recibida con cada una de las secuencias PRN de dispersión a_n (etapa S22) a través de un periodo de tiempo correspondiente a la j-ésima época de código de dispersión. La selección de la j-ésima época de código de dispositivo de la señal recibida y la secuencia de PRN a_n se realiza según la limitación introducida en la

$$\left\{ \prod_{n_1 \in E_1} d_{n_1}(j_1) \right\} \cdot \left\{ \prod_{n_2 \in E_2} d_{n_2}(j_2) \right\} = C^{st} .$$

generación de la señal CDMA, Significa que una parte N_1 de las N correlaciones se realizará con la j_1 -ésima época de código de dispersión de la señal recibida, mientras que otra parte N_2 (con $N_1+N_2=N$) de las N correlaciones se realizarán con la j_2 -ésima época de dispersión. Los índices j_1 y j_2 para las épocas de código de dispersión son tales que $j_2 = j_1 + Q$. Para cada correlación, las componentes en fases y en cuadratura de la salida del correlador correspondiente, evaluadas para la j-ésima de código de dispersión en el tiempo (j_1^{th} o j_2^{th}) se proporcionan por la expresión:

$$A_{k,In}(j) = \left[\begin{aligned} & \left\{ \sqrt{P_{Rx,k}} d_k(j) R_{a_k,a_k}(\Delta\tau) + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k}}^N \sqrt{P_{Rx,n}} d_n(j) R_{a_k,a_n}(\Delta\tau) \right\} \\ & \times \cos(\pi\Delta f T_{int} - \Delta\phi) \times \text{sinc}(\Delta f T_{int}) \\ & + \frac{1}{T_{int}} \int_{t_0+j \cdot T_{int}}^{t_0+(j+1) \cdot T_{int}} \tilde{n}_c(t) \times a_k(t - \Delta\tau) dt \end{aligned} \right]$$

$$A_{k,Quad}(j) = \left[\begin{aligned} & \left\{ \sqrt{P_{Rx,k}} d_k(j) R_{a_k,a_k}(\Delta\tau) + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k}}^N \sqrt{P_{Rx,n}} d_n(j) R_{a_k,a_n}(\Delta\tau) \right\} \\ & \times \sin(\pi\Delta f T_{int} - \Delta\phi) \times \text{sinc}(\Delta f T_{int}) \\ & + \frac{1}{T_{int}} \int_{t_0+j \cdot T_{int}}^{t_0+(j+1) \cdot T_{int}} \tilde{n}_s(t) \times a_k(t - \Delta\tau) dt \end{aligned} \right]$$

en donde:

- k representa el índice de la componente deseada para la que se calculan ambas correlaciones $A_{k,In}(j)$ y $A_{k,Quad}(j)$,
- j es el índice del j-ésimo periodo de tiempo (o época) con duración igual al periodo de código de dispersión o de forma equivalente, al símbolo, para el que se calculan ambas correlaciones $A_{k,In}$ y $A_{k,Quad}$,
- t es la variable de tiempo que pertenece al intervalo de tiempo $t_0+j \cdot T_{int} \leq t \leq t_0+(j+1) \cdot T_{int}$ y t_0 es un origen de

tiempo arbitrario,

- $P_{R_{x,n}}$ representa la potencia recibida de cada componente de la señal, con el índice n (para una modulación M-PSK, todas las componentes de la señal tienen la misma potencia recibida $P_{R_{x,N}}$; para otros tipos de modulaciones, tal como QAM, las potencias elementales $P_{R_{x,n}}$ pueden ser diferentes),
- $\Delta\tau$ representa el desplazamiento de código entre la señal réplica y la señal recibida,
- $\Delta\phi$ representa el desplazamiento de código entre la señal réplica y la señal recibida,
- Δf representa el desplazamiento de frecuencia (Doppler) entre la señal réplica y la señal recibida,
- $R_{a_k,a_k}(\Delta\tau)$ representa la función de auto-correlación entre el código a_k y el. Código a_k . En adelante, la expresión para la función de auto-correlación se proporciona como,

$$R_{a_k,a_k}(\Delta\tau) = \frac{1}{T_{\text{int}}} \int_0^{T_{\text{int}}} a_k(t) a_k(t - \Delta\tau) dt$$

- $R_{a_k,a_n}(\Delta\tau)$ representa la función de correlación cruzada entre el código a_k y el código a_n . En adelante, la expresión para la función de correlación cruzada se proporciona como sigue,

$$R_{a_k,a_n}(\Delta\tau) = \frac{1}{T_{\text{int}}} \int_0^{T_{\text{int}}} a_k(t) a_n(t - \Delta\tau) dt$$

- T_{int} es el tiempo de integración coherente igual a la duración del símbolo o al periodo de código de dispersión,
- $\tilde{n}_c(t)$ y $\tilde{n}_s(t)$ representan las componentes en fase y en cuadratura del ruido aditivo. En este caso, se supone que las variables correspondientes están en distribución gaussiana, que es principalmente el caso cuando el ancho de banda del filtro de la cadena de recepción es suficientemente ancho.

Considerando el caso concreto de cuando el mismo símbolo está modulando todas las PRN secuencias:

$$A_{k,ln}(j) = \left[\begin{array}{l} d_k(j) \cdot \left\{ \sqrt{P_{R_{x,k}}} R_{a_k,a_k}(\Delta\tau) + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k}}^N \sqrt{P_{R_{x,n}}} R_{a_k,a_n}(\Delta\tau) \right\} \\ \times \cos(\pi\Delta f T_{\text{int}} - \Delta\phi) \times \text{sinc}(\Delta f T_{\text{int}}) \\ + \frac{1}{T_{\text{int}}} \int_{t_0+j \cdot T_{\text{int}}}^{t_0+(j+1) \cdot T_{\text{int}}} \tilde{n}_c(t) \times a_k(t - \Delta\tau) dt \end{array} \right]$$

$$A_{k,Quad}(j) = \left[\begin{array}{l} d_k(j) \cdot \left\{ \sqrt{P_{Rx,k}} R_{a_k,a_k}(\Delta\tau) + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k}}^N \sqrt{P_{Rx,n}} R_{a_k,a_n}(\Delta\tau) \right\} \\ \times \sin(\pi\Delta f T_{int} - \Delta\varphi) \times \text{sinc}(\Delta f T_{int}) \\ + \frac{1}{T_{int}} \int_{t_0+j \cdot T_{int}}^{t_0+(j+1) \cdot T_{int}} \tilde{n}_s(t) \times a_k(t - \Delta\tau) dt \end{array} \right]$$

5 La segunda etapa en la generación del detector $D_{\Pi}(j_2)$ evaluada para la j_2 -ésima época de código de dispersión, consiste en multiplicar las N salidas del correlador en fase juntas (etapas S24, S26) y sumar el producto correspondiente con el producto de las N salidas del correlador en fase y en cuadratura (etapa S28). En este caso, el caso general de cuando la limitación con respecto a los valores de los símbolos se aplica para los símbolos pertenecientes a dos épocas de códigos diferentes j_1 y j_2 con $j_2=j_1+Q$, se considera en este caso operativo.

$$D_{\Pi}(j_2) = \left\{ \prod_{k_1 \in E_1}^N A_{k_1,In}(j_1) \right\} \cdot \left\{ \prod_{k_2 \in E_2}^N A_{k_2,In}(j_2) \right\} + \left\{ \prod_{k_1 \in E_1}^N A_{k_1,Quad}(j_1) \right\} \cdot \left\{ \prod_{k_2 \in E_2}^N A_{k_2,Quad}(j_2) \right\}$$

10 En donde la combinación de los conjuntos E_1 y E_2 de índices contiene todos los índices enteros desde 1 a N: $E_1 \cup E_2 = [1, 2, \dots, k, \dots, M]$. De este modo, la salida del detector es la combinación de salidas de correladores correspondientes a las épocas de código j_1 y j_2 . Puesto que ambas épocas de código j_1 y j_2 son tales que $j_2=j_1+Q$, es posible expresar las salidas del detector solamente con el índice j_2 y por lo tanto $D_{\Pi}(j_2)$

15 En particular, cuando la limitación aplicable al símbolo se aplica solamente para los símbolos transmitidos durante la misma época de código, j (con $j_1=j_2$), se forma la suma del producto de los N correladores en fase con los N correladores en cuadratura.

$$D_{\Pi}(j) = \prod_{k=1}^N A_{k,In}(j) + \prod_{k=1}^N A_{k,Quad}(j)$$

20 La última etapa en la generación del detector D_{Π} consiste en añadir J salidas de detector $D_{\Pi}(j_2)$ sucesivas, siendo cada una calculada con las épocas de código j_1 y j_2 de modo que $j_2=j_1+Q$, y j_2 varía desde Q a J+Q según se ilustra en la etapa (S30).

$$D_{\Pi} = \sum_{j_2=1}^J D_{\Pi}(j_2)$$

30 La Figura 3 ilustra un diagrama de bloques de un generador de señales CDMA 10 y un diagrama de bloques de un procesador de señales CDMA 20 para procesar la señal generada por el servidor 10 y transmitida a través de un canal de transmisión 18 al procesador.

35 En el generador 10, los medios de asignación y de modulación 16 asignan a cada una de las N componentes o canales 14 una secuencia PRN de dispersión única a_n con una longitud L, y modulan los símbolos d_n de cada canal en la secuencia de dispersión única asignada a_n . Una condición expresada por

$$\left\{ \prod_{n_1 \in E_1} d_{n_1}(j_1) \right\} \cdot \left\{ \prod_{n_2 \in E_2} d_{n_2}(j_2) \right\} = C^{st}$$

y $E_1 \cup E_2 = [1, 2, \dots, k, \dots, N]$ (referencia numérica 13) entre los N símbolos

transmitidos en cada instante de tiempo por la señal CDMA se introduce a este respecto. Los medios 16 combinan los N símbolos d_n para una señal CDMA $s(t)$ según la fórmula ilustrada. La señal CDMA $s(t)$ se transmite entonces a través de un canal de transmisión 18, que añade el ruido térmico $n_{th}(t)$ a la señal $s(t)$ cuya potencia se reduce por las pérdidas para la propagación entre el emisor y el transmisor, para el procesador 20. Un receptor 22 del procesador 20 recibe la señal CDMA $r(t) = s(t) + n_{th}(t)$. Los correladores 24 y 26 establecen la correlación de la señal CDMA $r(t)$ con cada una de las secuencias de dispersión y el correlador 24 obtiene para cada una de las N correlaciones en una componente en fase $A_{k,in}(j_1)$ o $A_{k,in}(j_2)$ en función de la componente k seleccionada y el correlador 26 obtiene, para cada una de las N correlaciones, una componente en cuadratura $A_{k,Quad}(j_1)$ o $A_{k,Quad}(j_2)$ en función de la componente k seleccionada, que se envían a los multiplicadores 28. Un primer multiplicador (en el bloque 28) multiplica las N componentes en fase $A_{k,in}(j_1)$ y $A_{k,in}(j_2)$ para obtener una salida de correlador de las N componentes en fase $A_{k,in}(j_1)$ y $A_{k,in}(j_2)$ y un segundo multiplicador (en el bloque 28) multiplica las N componentes de cuadratura $A_{k,Quad}(j_1)$ y $A_{k,Quad}(j_2)$, para obtener una salida de correlador de las N componentes en cuadratura $A_{k,Quad}(j_1)$ y $A_{k,Quad}(j_2)$. Un sumador (también en el bloque 28) suma las salidas del correlador multiplicadas de las N componentes en fase $A_{k,in}(j_1)$ y $A_{k,in}(j_2)$ y salida del correlador multiplicadas de las N componentes en cuadratura $A_{k,Quad}(j_1)$ y $A_{k,Quad}(j_2)$ para obtener una salida de detector $D_{\Pi}(j_2)$. Por último, se suman J salidas de detector consecutivas y elementales para J épocas de códigos de dispersión consecutivas de la señal recibida (bloque 30).

La Figura 4 ilustra un diagrama de tiempo a través de J épocas de N componentes de una señal CDMA generada según la invención. Los símbolos d_1 a d_N en las N componentes se modulan en sus secuencias de dispersión únicas asignadas a_1 a a_N , respectivamente. Cada época 1 a J tiene una duración T_{int} correspondiente al periodo de símbolos T_{symbol} . Las secuencias de dispersión a_1 a a_N se seleccionan de modo que sean ortogonales o al menos casi ortogonales, de modo que las componentes de correlación cruzada entre las N secuencias de dispersión a_n sean cero o próximas a cero.

La Figura 5 ilustra un diagrama de bloques de un procesador de señales CDMA para mostrar el procesamiento de la señal CDMA recibida generada según la invención a través de varias épocas $j = 1$ a J. En esta realización, a modo

$$\left(\prod_{n=1}^N d_n(j) \right) = C^{st}$$

de ejemplo, la limitación siguiente entre los símbolos $d_n(j)$, que se toman en la misma época de código j, se han aplicado en la generación de la señal. Un diagrama de bloques similar puede proponerse para la

$$\left\{ \prod_{n_1 \in E_1} d_{n_1}(j_1) \right\} \cdot \left\{ \prod_{n_2 \in E_2} d_{n_2}(j_2) \right\} = C^{st}$$

limitación más general, El procesador recibe la señal $r(t)$ a través de varias épocas con un extremo frontal analógico y un extremo frontal digital, que proporcionan, a la salida, la componente en cuadratura $r_{Quad}(t)$ y la componente en fase $r_{in}(t)$ para un procesamiento adicional. Las componentes $r_{Quad}(t)$ y $r_{in}(t)$ están en correlación para las épocas $j = 1$ a J con las secuencias de dispersión correspondientes a las épocas. A continuación, las N salidas de correlador en fase (resp. en cuadratura) se multiplican para cada época j. Los productos para los componentes en fase y en cuadratura se forman y luego se añaden para cada época j. Por último, J salidas de detector consecutivas y elementales para J épocas de código de dispersión consecutivas de la señal recibida forman la salida del detector final.

Con el fin de demostrar la ventaja del operador Π^N correspondiente con otros operadores más convencionales que utilizan, a modo de ejemplo, un método de filtro adaptado, la contribución determinística (la señal de interés) y la contribución estocástica (debida al ruido térmico) se analizan a continuación por separado.

A continuación se propone, a modo de ilustración, suponer que todas las componentes reciben la misma potencia: $P_{R_{x,n}} = P_{R_{x,N}}, \forall n$ (entorno operativo de M-PSK, a modo de ejemplo). Un método similar puede aplicarse para otros tipos de modulación, tal como QAM.

$$\left(\prod_{n=1}^N d_n(j) \right) = C^{st}$$

Además, el caso particular en que la limitación entre los símbolos se aplica solamente para los símbolos transmitidos durante la misma época de código, j, se considera en esta ilustración.

Por último, se propone considerar primero la evaluación de la salida del detector para una época de código de dispersión única ($J=1$). Más adelante, se explicará la ventaja de acumular J salidas de detector sucesivas ($J > 1$).

Enfoque sobre las componentes determinísticas (con la contribución de ruido eliminada)

Puede ilustrarse a continuación que:

$$D_{\Pi}(j) = \left[\prod_{k=1}^N \sqrt{P_{Rx,N}} \left\{ d_k(j) R_{a_k, a_k}(\Delta\tau) + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k}}^N d_n(j) R_{a_k, a_n}(\Delta\tau) \right\} \right] \times \cos(\pi\Delta f T_{int} - \Delta\phi) \times \text{sinc}(\Delta f T_{int}) +$$

$$\prod_{k=1}^N \left[\sqrt{P_{Rx,N}} d(j) \left\{ d_k(j) R_{a_k, a_k}(\Delta\tau) + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k}}^N d_n(j) R_{a_k, a_n}(\Delta\tau) \right\} \right] \times \sin(\pi\Delta f T_{int} - \Delta\phi) \times \text{sinc}(\Delta f T_{int})$$

5

Se considera, a modo de caso ilustrativo, que durante el proceso de adquisición, la hipótesis (en la rejilla de código-Doppler) es tal que la señal réplica y recibida están alineadas ($\Delta\tau = 0$). Este caso corresponde al valor máximo principal de la correlación cuando las pérdidas debidas a cualquier desalineación de códigos son nulas.

10

Además, se supone que las componentes de correlación cruzada entre todas las secuencias de dispersión $\{a_i\}$ son cero: $R_{a_k, a_n}(\Delta\tau) \cong 0$. Para conseguir este objetivo, un diseño de código adecuado tendrá que garantizar que todos los pares seleccionados (dentro del conjunto de N secuencias de dispersión aplicadas) son ortogonales o muy próximos a ortogonales. A modo de ejemplo, los pares preferidos de un conjunto de m secuencias (de longitud máxima) demuestran que son muy ventajosas dichas propiedad de correlación requeridas.

15

Por supuesto, las N funciones de auto-correlación se convierten en $R_{a_k, a_k}(\Delta\tau = 0) = 1$.

20

En ese caso, se proporciona la expresión.

$$D_{\Pi}(j) = P_N^{N/2} \left(\prod_{n=1}^N d_n(j) \right) \left\{ \cos^N(\pi\Delta f T_{int} - \Delta\phi) + \sin^N(\pi\Delta f T_{int} - \Delta\phi) \right\} \times \text{sinc}^N(\Delta f T_{int})$$

25

Por lo tanto, parece ser que la salida del detector es proporcional a $P_N^{N/2}$.

Conviene señalar que si los N símbolos $d_n(j)$ son independientes, la salida del detector puede ser $+P_N^{N/2}$ o $-P_N^{N/2}$ (cuando $\Delta f = \Delta\phi = 0$), mientras que si existe alguna limitación entre los símbolos correspondientes

$$d_n(t) \left(\left(\prod_{n=1}^N d_n(j) \right) = C^{St} \right),$$

30

es posible "forzar" siempre la salida del detector correspondiente para tener el mismo signo. La idea de forzar el signo de la salida del detector y en consecuencia, proporcionar una situación "a priori" para la decisión podría mejorar el rendimiento de la adquisición y a modo de ejemplo, la reducción de la Probabilidad de Alarma Falsa en aplicaciones de GNSS. A modo de ejemplo, si la salida del detector se conoce a priori como siendo positiva, todas las salidas del detector negativas pueden rechazarse y en consecuencia, se consigue una ganancia de factor de 2 aproximadamente en la probabilidad de falsa alarma (un razonamiento similar se aplica si el detector se conoce a priori como que es negativo: en ese caso, podrían rechazarse todas las salidas del detector positivas).

35

En este caso, dos soluciones posibles para "forzar" la salida del detector para tener un signo concreto se proponen a este respecto:

40

Limitación 1): Si el mismo símbolo es siempre modulado en dos secuencias de dispersión diferentes (resp. o $2 \times K$),

$$\left(\prod_{n=1}^N d_n(j) \right) = 1.$$

existen (N/2) (resp N/(2×K)) productos de 1: entonces: Lo que antecede supone. Por supuesto, que N es par y que N/2 es divisible por K.

5 Limitación 2: Otra condición podría consistir en tener N secuencias de dispersión y uno de los canales transmite un símbolo "ficticio" $d_q(j)$, de tal manera que:

$$\left(\prod_{n=1}^N d_n(j) \right) = \left(\prod_{\substack{n=1 \\ n \neq q}}^N d_n(j) \right) d_q(j) = C^{st}$$

$$d_q(j) = C^{st} / \left(\prod_{\substack{n=1 \\ n \neq q}}^N d_n(j) \right) = C^{st} \cdot \left(\prod_{\substack{n=1 \\ n \neq q}}^N d_n(j) \right)^{-1}$$

10 Puesto que los símbolos son binarios (+1/-1), la constante, C^{st} , que aparece en las ecuaciones anteriores, debe tomar el valor +1 o -1. A continuación, se fija por convenio (para garantizar el valor a priori).

15 La ventaja con respecto a la "Limitación 1" es que, en lugar de haber reducido a una mitad (resp. 1/(2×K) el número de símbolos diferentes transmitidos (y en consecuencia, la tasa de símbolos efectiva), solamente un símbolo sobre N no se utiliza para la transmisión de datos (esto da lugar a una menor reducción de la tasa de símbolos efectiva). En realidad, este símbolo no proporciona ninguna información de utilidad, puesto que es el producto de todos los demás símbolos. En un cierto sentido, puede considerarse como sacrificados. La segunda ventaja es que, en este caso, N puede ser Par o Impar.

20 Estas dos soluciones para el "forzado" el signo de la salida del detector muestran la solución de compromiso que existe entre la tasa de símbolos (mayor para la segunda limitación) y la tasa binaria de errores (mejor para la primera limitación puesto que estaría disponible más energía para el mismo símbolo en la demodulación).

25 Considerando el caso concreto en que el mismo símbolo está modulando todas las PRN secuencias, la salida del detector se expresa por:

$$D_{\Pi}(j) = P_N^{N/2} d^N(j) \left\{ \cos^N(\pi \Delta f T_{int} - \Delta \phi) + \sin^N(\pi \Delta f T_{int} - \Delta \phi) \right\} \times \text{sinc}^N(\Delta f T_{int})$$

30 Si N es par, automáticamente la salida del detector será siempre positiva y de nuevo, es posible rechazar todas las salidas de detector negativas. Esto se consigue al precio de una tasa de símbolos N veces menor, pero, por supuesto, N veces mayor energía por bit disponible.

35 Enfoque sobre las componentes estocásticas

40 De hecho, la principal ventaja del operador Π^N correspondiente reside en la mayor reducción de la contribución estocástica debida a la ortogonalidad entre las componentes de ruido en fase ($n_c(t)$) o en cuadratura ($n_s(t)$) o la ortogonalidad entre las secuencias de dispersión para un desplazamiento de código cero ($R_{ak,aj}(\Delta\tau = 0) = 0$ o ≈ 0) o un desplazamiento de código no cero ($R_{ak,aj}(\Delta\tau \neq 0) = 0$ o ≈ 0).

El principio básico puede ilustrarse cuando se considera el producto de las dos integrales siguientes que implica la correlación entre el ruido y los códigos de dispersión:

$$\frac{1}{T_{int}} \int_0^{T_{int}} \tilde{n}_{c/s}(u) \times a_n(u - \Delta\tau) du \quad \text{and} \quad \frac{1}{T_{int}} \int_0^{T_{int}} \tilde{n}_{c/s}(u) \times a_k(u - \Delta\tau) du$$

en donde las componentes de ruido $\tilde{n}_{c/s}(u)$ pueden ser las componentes en fase ($\tilde{n}_c(u)$) o en cuadratura ($\tilde{n}_s(u)$) del ruido térmico y la secuencia de dispersión a_n podría ser, o no, diferente a la secuencia de dispersión a_k .

- 5 Estas dos integrales corresponden a las contribuciones estocásticas que se multiplicarían cuando se considera una multiplicación elemental entre dos salidas de correlador. Puesto que $\tilde{n}_c(u)$ y $\tilde{n}_s(u)$ son gaussianas, su multiplicación con una secuencia binaria $a_n(u)$ o $a_k(u)$ es todavía gaussiana y la suma (integral) de los correspondientes $a_k(u) \times \tilde{n}_c(u)$ es también gaussiano.
- 10 En adelante se consideran las diferentes combinaciones para el ruido $\tilde{n}_c(u)/\tilde{n}_s(u)$ y las secuencias de dispersión $a_n(u)/a_k(u)$:

Caso 1: La misma contribución de ruido $\tilde{n}_c(u)$ o $\tilde{n}_s(u)$ en ambas integrales pero dos secuencias de dispersión diferentes $a_n(u)$ y $a_k(u)$. En este caso se considera, para fines ilustrativos, el valor $\tilde{n}_c(u)$ para ambas integrales.

15

$$\begin{aligned}
 & E \left\{ \int_0^{T_{\text{int}}} \int_0^{T_{\text{int}}} \tilde{n}_c(u) a_k(u - \Delta\tau) \tilde{n}_c(v) a_n(v - \Delta\tau) du dv \right\} = \\
 & \int_0^{T_{\text{int}}} \int_0^{T_{\text{int}}} a_k(v - \tau) a_n(u - \tau) E \{ \tilde{n}_c(v) \tilde{n}_c(u) \} dv du = \\
 & \int_0^{T_{\text{int}}} \int_0^{T_{\text{int}}} a_k(v - \Delta\tau) a_n(u - \Delta\tau) \frac{N_o}{2} \delta(t - u) dv du = \\
 & \frac{N_o}{2} \int_0^{T_{\text{int}}} \int_0^{T_{\text{int}}} a_k(v - \Delta\tau) a_n(u - \Delta\tau) \delta(v - u) dv du = \\
 & \frac{N_o}{2} \int_0^{T_{\text{int}}} a_k(v - \Delta\tau) a_n(v - \Delta\tau) dv = \frac{N_o}{2} R_{a_k, a_n}(0) T_{\text{int}}
 \end{aligned}$$

Si ambas secuencias de dispersión $a_n(u)$ y $a_k(u)$ son perfectamente ortogonales, $R_{a_k, a_n}(0)=0$, la expectativa del producto de las dos integrales anteriores es cero.

20

Caso 2: Diferentes contribuciones de ruido $\tilde{n}_c(u)$ o $\tilde{n}_s(u)$ en ambas integrales y las mismas secuencias de dispersión $a_k(u)$ iguales a $a_n(u)$.

$$\begin{aligned}
 & E \left\{ \int_0^{T_{\text{int}}} \int_0^{T_{\text{int}}} \tilde{n}_c(u) a_n(u - \Delta\tau) \tilde{n}_s(v) a_n(v - \Delta\tau) du dv \right\} = \\
 & \int_0^{T_{\text{int}}} \int_0^{T_{\text{int}}} a_n(v - \tau) a_n(u - \tau) E \{ \tilde{n}_c(v) \tilde{n}_s(u) \} dv du = 0
 \end{aligned}$$

25

En realidad, por definición, las dos componentes de ruido en fase y en cuadratura son independientes.

Caso 3: Diferentes contribuciones de ruido $\tilde{n}_c(u)$ o $\tilde{n}_s(u)$ en ambas integrales y dos secuencias de dispersión diferentes $a_n(u)$ y $a_k(u)$. Este caso es simplemente las combinaciones de ambos casos anteriores y en consecuencia la expectativa del producto de las dos integrales anteriores es cero.

30

Caso 4: Las mismas contribuciones de ruido $\tilde{n}_c(u)$ o $\tilde{n}_s(u)$ en ambas integrales y las mismas secuencias de dispersión $a_k(u)$ iguales a $a_n(u)$.

$$\begin{aligned}
 E \left\{ \int_0^{T_{\text{int}}} \int_0^{T_{\text{int}}} \tilde{n}_c(u) a_n(u - \Delta\tau) \tilde{n}_c(v) a_n(v - \Delta\tau) dudv \right\} &= \\
 \int_0^{T_{\text{int}}} \int_0^{T_{\text{int}}} a_n(v - \tau) a_n(u - \tau) E \{ \tilde{n}_c(v) \tilde{n}_c(u) \} dvdu &= \\
 \int_0^{T_{\text{int}}} \int_0^{T_{\text{int}}} a_n(v - \Delta\tau) a_n(u - \Delta\tau) \frac{N_o}{2} \delta(v - u) dvdu &= \\
 \frac{N_o}{2} \int_0^{T_{\text{int}}} \int_0^{T_{\text{int}}} a_n(v - \Delta\tau) a_n(u - \Delta\tau) \delta(v - u) dvdu \} &= \\
 \frac{N_o}{2} \int_0^{T_{\text{int}}} a_n(v - \Delta\tau) a_n(v - \Delta\tau) dt = \frac{N_o}{2} R_{a_n, a_n}(0) \cdot T_{\text{int}} &= \frac{N_o}{2} \cdot T_{\text{int}}
 \end{aligned}$$

En realidad, la auto-correlación de la secuencia $a_n(t)$, $R_{a_n, a_n}(0)$ es 1.

- 5 En este caso, puede comprobarse que de cuatro casos de multiplicaciones de integrales, tres de ellas son cero debido al código $a_n(u)$ y $a_k(u)$ y la ortogonalidad de ruido $\tilde{n}_c(u)$ y $\tilde{n}_s(u)$

En la realización, a modo de ejemplo, anterior, el producto de solamente dos integrales fue considerado. Cuando se considera el detector Π^N , se multiplicarán N de dichas integrales. Entonces, se aplican dos situaciones principales:

10

- Si N es impar, la expectativa de un producto de N variables gaussianas es cero.
- Si N es par, un teorema matemático demuestra que

$$E \left\{ \prod_{j=1}^{2n} X_j \right\} = \sum_{A \in \mathbf{A}} \prod_{\{i, j\} \in A} \rho_{ij} \quad \text{y} \quad \rho_{ij} = E\{X_i X_j\} \tag{Ecu. 1}$$

15

en donde

$$\frac{1}{T_{\text{int}}} \int_0^{T_{\text{int}}} \tilde{n}_{c/s}(u) \times a_i(u - \Delta\tau) du,$$

- X_i representa una variable gaussiana igual a $\frac{1}{T_{\text{int}}} \int_0^{T_{\text{int}}} \tilde{n}_{c/s}(u) \times a_i(u - \Delta\tau) du$ y S es el conjunto de todas las N X_i :
 $S = \{X_i\}_{i \in \{1..N\}}$.
- A representa un conjunto de subconjuntos no vacíos y disjuntos a nivel de par de S cuya unión es S. Se supone que A es una partición de $\{1, 2, \dots, 2N\}$. A se denomina una *partición de pares* si cada conjunto $A \in A$ tiene exactamente dos elementos. Con el fin de ilustrar el teorema anterior, se puede mostrar el caso en donde $N = 4$:

20

$$E\{X_1 X_2 X_3 X_4\} = \rho_{12} \cdot \rho_{34} + \rho_{13} \cdot \rho_{24} + \rho_{14} \cdot \rho_{23} \tag{Ecu. 2}$$

25

Las ecuaciones (ecuación 1) y (ecuación 2) indican, en esa forma, que la expectativa del producto de N variables gaussianas puede descomponerse en una suma de productos para las expectativas elementales que implican a pares de variables gaussianas. Puesto que fue anteriormente demostrado que debido a la ortogonalidad de códigos y a las propiedades de independiente del ruido, los productos correspondientes eran cero en la mayor parte del tiempo, está previsto que la expectativa correspondiente y en consecuencia, la contribución estocástica los detectores Π^N se desvanecen rápidamente cuando el número N es grande.

30

Con el fin de comparar la ventaja de la invención propuesta, se propone también comparar el rendimiento correspondiente con más detectores convencionales sobre la base de filtros adaptados. Estos rendimientos serán medidos con la relación de señal a ruido SNR del detector, D, que se define como:

35

$$SNR_D = \frac{[E\{D\}]^2}{\text{var}\{D\}}$$

Se considerarán dos casos de filtros adaptados:

- 5 El primero se aplica cuando el mismo símbolo $d(j)$ se transmite a través de todos los N canales. Un operador convencional consistiría en establecer la correlación de la señal recibida con la suma de la N señal réplica (equivalente a sumar las salidas del correlador) y añadir los cuadrados de las salidas del correlador sumadas en fase y en cuadratura correspondientes. El detector correspondiente se denomina $D_{\Sigma c}$ (subíndice c , que corresponde a coherente).

10

$$D_{\Sigma c}(j) = \left(\sum_{k=1}^N A_{k, \text{In}}(j) \right)^2 + \left(\sum_{k=1}^N A_{k, \text{Quad}}(j) \right)^2$$

En este caso, de nuevo, la parte determinística del detector correspondiente es objeto de evaluación. Para ello se supone que las correlaciones cruzadas $R_{ak,an}(0)$ son iguales a cero para $k \neq n$. En ese caso parece ser que la parte determinística de $D_{\Sigma c}$ es (ignorando de nuevo la contribución del ruido):

15

$$D_{\Sigma c}(j) = \left\{ d(j) \left[\sqrt{P_N} \sum_{k=1}^N \{R_{a_k, a_k}(0)\} \times \cos(\pi \Delta f T_{\text{int}} - \Delta \varphi) \times \text{sinc}(\Delta f T_{\text{int}}) \right] \right\}^2 +$$

$$\left\{ d(j) \left[\sqrt{P_N} \sum_{k=1}^N \{R_{a_k, a_k}(0)\} \times \sin(\pi \Delta f T_{\text{int}} - \Delta \varphi) \times \text{sinc}(\Delta f T_{\text{int}}) \right] \right\}^2$$

$$D_{\Sigma c}(j) = \left[\sqrt{P_N} N \text{sinc}(\Delta f T_{\text{int}}) \right]^2 \cdot [\cos^2(\pi \Delta f T_{\text{int}} - \Delta \varphi) + \sin^2(\pi \Delta f T_{\text{int}} - \Delta \varphi)] =$$

$$P_N N^2 \text{sinc}^2(\Delta f T_{\text{int}})$$

- 20 Cuando se comparan las expresiones analíticas para los detectores $D_{\Pi c}$ y $D_{\Sigma c}$ se pueden resaltar algunas diferencias:

En primer lugar, el efecto de la desadaptación Doppler Δf , degradará menos el valor de salida $D_{\Sigma c}$ que el del detector $D_{\Pi c}$ puesto que la función de sincronismo, con la desadaptación Doppler Δf como argumento, se eleva al cuadrado para el detector convencional, mientras que está a la potencia de N para el detector $D_{\Pi c}$. Por lo tanto, resulta claro que el detector $D_{\Sigma c}$ adaptado convencional es más eficiente que el nuevo detector propuesto, $D_{\Pi c}$. Sin embargo, para aplicaciones en donde la desadaptación Doppler correspondiente no es tan alta, los efectos correspondientes para la desadaptación Doppler están limitados. Esto es el caso de aplicaciones terrestres con transmisores terrestres (radiofaros, estación de transmisión base) como para las aplicaciones en interiores.

25

30

Para $P_N < 1$, $N^2 P_N$ (aplicable para $D_{\Sigma c}$) es mayor que $P_N^{N/2}$ (aplicable para $D_{\Pi c}$) y la salida del $D_{\Sigma c}$ se hace mayor que la de $D_{\Pi c}$. En este caso, para $P > 1$ la salida de $D_{\Pi c}$ superará la de $D_{\Sigma c}$ para algunos valores de N que dependen de P . Por ello, la situación es inversa y por lo tanto, ninguna ventaja general con respecto al término $N^2 P_N$ (aplicable para $D_{\Sigma c}$) o $P_N^{N/2}$ (aplicable para $D_{\Pi c}$) puede establecerse, los pros y los contras dependen de las configuraciones de P y de N .

35

Además, puede demostrarse con simulaciones que la contribución estocástica es más reducida en el detector $D_{\Pi c}$ que en el detector $D_{\Sigma c}$ debido a las propiedades antes citadas para la ortogonalidad de códigos y la independencia del ruido. Esto es particularmente verdadero cuando el número N es impar. Esta reducción del término estocástico para el detector $D_{\Pi c}$ con respecto al receptor $D_{\Sigma c}$ compensará también las diferencias en el término determinístico anteriormente resaltado.

40

Por último, el detector $D_{\Sigma c}$ se aplica cuando se modula el mismo símbolo en todas las N componentes de la señal CDMA, mientras que para el detector $D_{\Pi c}$, se pueden modular N símbolos diferentes. Aun cuando ha de sacrificarse un símbolo (cuando se considera la segunda opción utilizada para garantizar un valor constante de la salida del detector), el rendimiento de datos global para la señal aplicable para el detector $D_{\Pi c}$ será mayor que la utilizada para el detector $D_{\Sigma c}$, en particular, cuando el número N es grande (ejemplo de QAM-16 con $N=16$ componentes diferentes).

45

El segundo detector posible utilizado para comparación se aplica cuando se transmiten N símbolos diferentes $d_n(t)$ a través de los N canales. En este caso, no es posible añadir directamente las salidas de correladores correspondientes. Es necesario primero elevarlos al cuadrado con el fin de suprimir el efecto de las fluctuaciones de los símbolos. El detector correspondiente se denomina $D_{\Sigma_{nc}}$ (el subíndice nc corresponde a la indicación de no coherente).

$$D_{\Sigma_{nc}}(j) = \sum_{k=1}^N (\Lambda_{k,In}(j))^2 + \sum_{k=1}^N (\Lambda_{k,Quad}(j))^2$$

Aquí, de nuevo, la parte determinista del detector correspondiente es objeto de evaluación. Las mismas hipótesis que para el detector D_{Σ_c} se aplican en este caso:

$$D_{\Sigma_{nc}}(j) = \sum_{k=1}^N \left\{ d(j) \sqrt{P_N} R_{a_k, a_k}(0) \times \cos(\pi \Delta f T_{int} - \Delta \varphi) \times \text{sinc}(\Delta f T_{int}) \right\}^2 + \sum_{k=1}^N \left\{ d(j) \sqrt{P_N} R_{a_k, a_k}(0) \times \sin(\pi \Delta f T_{int} - \Delta \varphi) \times \text{sinc}(\Delta f T_{int}) \right\}^2$$

$$D_{\Sigma_{nc}}(j) = \left(\sqrt{P_N} \right)^2 \left[\sum_{k=1}^N \left\{ \cos(\pi \Delta f T_{int} - \Delta \varphi) \right\}^2 + \sum_{k=1}^N \left\{ \sin(\pi \Delta f T_{int} - \Delta \varphi) \right\}^2 \right] \times \text{sinc}^2(\Delta f T_{int})$$

$$D_{\Sigma_{nc}}(j) = P_N \times N \times \text{sinc}^2(\Delta f T_{int})$$

15 Cuando se comparan con la salida del detector D_{Σ_c} parece ser que la salida del detector $D_{\Sigma_{nc}}$ es N veces más pequeña pero, por supuesto, la tasa de símbolos es N mayor. Cuando se compara la salida del detector $D_{\Sigma_{nc}}$ con la del detector D_{Π_c} se pueden proponer expresiones similares a las presentadas para la salida de D_{Σ_c} .

20 La dependencia de la desadaptación Doppler podría degradar más la salida del detector D_{Π_c} que la salida del detector $D_{\Sigma_{nc}}$ pero de nuevo para aplicaciones con bajo efecto Doppler (terrestres, en interiores, etc.) esta diferencia podría no ser significativa.

25 Para $P_N < 1$, $N P_N$ (aplicable para $D_{\Sigma_{nc}}$) es mayor que $P_N^{N/2}$ (aplicable para D_{Π_c}) y la salida de $D_{\Sigma_{nc}}$ se hace mayor que la del detector D_{Π_c} . En este caso, para $P > 1$ la salida de D_{Π_c} superará la de $D_{\Sigma_{nc}}$ para algunos valores de N que dependen de P (dichos valores son más pequeños que en el caso de D_{Σ_c}). De nuevo, ninguna ventaja general con respecto al término $N P_N$ (aplicable para $D_{\Sigma_{nc}}$) o $P_N^{N/2}$ (aplicable para D_{Π_c}) pueden establecerse.

30 Como para el caso de D_{Σ_c} puede demostrarse con simulaciones que la contribución estocástica es más reducida en el detector D_{Π_c} que en el detector $D_{\Sigma_{nc}}$ debido a las propiedades antes citadas de ortogonalidad de códigos y de independencia del ruido.

35 En este caso el detector $D_{\Sigma_{nc}}$ tiene una tasa binaria mayor que la del detector D_{Π_c} puesto que para el detector $D_{\Sigma_{nc}}$ no es necesario simplificar un símbolo de datos sobre N. por supuesto, para un mayor número de componentes (como un QAM-16 con N=16 componentes) esta diferencia se hace mínima.

40 Como una conclusión, los rendimientos de la detección del detector D_{Π_c} han de compararse con los de los detectores D_{Σ_c} y $D_{\Sigma_{nc}}$ cuando se considera no solamente el valor absoluto de la parte determinística de la salida del detector, sino también la tasa de datos (símbolo) efectiva y también la contribución de la parte estocástica que se desvanece más para el detector D_{Π_c} debido a las propiedades de ortogonalidad de códigos y de independencia del ruido.

45 Las anteriores evaluaciones cualitativas y semi-cuantitativas se derivaron para un detector Π^N evaluado durante una época de código única (J=1). En este caso, una segunda ventaja significativa del detector Π es que es posible acumular salidas de detectores sucesivas durante numerosas épocas puesto que el signo del símbolo cambia con lo que se han suprimido debido a la condición entre los símbolos (su producto tiene siempre el mismo valor). Por lo tanto, es posible integrar para numerosos periodos de símbolos, incluso muchos segundos, sin un problema de periferias de bits de símbolos o incluso errores de pequeña frecuencia.

$$\left(\prod_{n=1}^N d_n(j) \right) = 1$$

Las anteriores evaluaciones se propusieron cuando la condición se aplica a los símbolos correspondientes a la misma época de código de dispersión, j . Evaluaciones similares podrían derivarse cuando se

$$\left\{ \prod_{n_1 \in E_1} d_{n_1}(j_1) \right\} \cdot \left\{ \prod_{n_2 \in E_2} d_{n_2}(j_2) \right\} = C^{st},$$

considera la situación en la que la situación se aplica entre símbolos en dos épocas de códigos de dispersión diferentes, j_1 y j_2 . Este tipo de detector que aplica esta condición alternativa, permite determinar las variaciones de fase entre la época j_1 y la época j_2 . En consecuencia, este detector podría utilizarse como discriminador para los bucles de Enganche de Fase o los bucles de Enganche de Frecuencia.

5

10

REIVINDICACIONES

1. Un método para generar una señal de CDMA $s(t)$ que comprende N componentes, en donde el método comprende las etapas de

5 asignar a cada una de las N componentes una secuencia de dispersión única a_n seleccionada de entre un conjunto de M secuencias de dispersión con $M \geq N$ y modular los símbolos d_n de cada componente en la secuencia de dispersión única asignada a_n (S10), y

10 combinar los N símbolos d_n con cada uno disperso con su propia secuencia de dispersión única asignada a_n para una señal de CDMA $s(t)$ (S12),

15 en donde las secuencias de dispersión asignadas a_n se seleccionan de modo que todos los pares seleccionados dentro del conjunto de N secuencias de dispersión sean ortogonales o casi ortogonales de modo que las componentes de correlación cruzada entre todas las secuencias de dispersión a_n estén próximas a cero o sean cero:

$$R_{a_k, a_n}(\Delta\tau) \cong 0 \text{ con la expresión para la correlación cruzada siendo } R_{a_k, a_n}(\Delta\tau) = \frac{1}{T_{int}} \int_0^{T_{int}} a_k(t) a_n(t - \Delta\tau) dt, \text{ y}$$

caracterizado por cuanto que los símbolos d_n de las componentes se seleccionan de modo que

$$\left\{ \prod_{n_1 \in E_1} d_{n_1}(j_1) \right\} \cdot \left\{ \prod_{n_2 \in E_2} d_{n_2}(j_2) \right\} = C^{st} \text{ y } E_1 \cup E_2 = [1, 2, \dots, k, \dots, N],$$

20 en donde C^{st} se define como una constante, en donde E_1 contiene N_1 índices enteros distintos, E_2 contiene N_2 índices enteros distintos, siendo también distintos para los N_1 índices con $N_1 + N_2 = N$, y en donde j_1 y j_2 corresponden a dos índices para dos épocas de código de duración T_{int} correspondiente al periodo de símbolo T_{symbol} y

25 en donde todas las componentes moduladas tienen la misma duración de símbolo.

2. El método según la reivindicación 1, en donde $j_1 = j_2 = j$ y los N símbolos $d_n(j)$ de las componentes se

$$\left(\prod_{n=1}^N d_n(j) \right) = C^{st}.$$

30 seleccionan de modo que la condición se haga en donde C^{st} designa una constante que es +1 o -1 para símbolos binarios.

3. El método según la reivindicación 1 o 2, en donde se proporciona un número par N de secuencias de dispersión a_n , en donde $N/(2 \times K)$ símbolos $d_n(j)$ han de transmitirse y cada símbolo está modulado siempre en $(2 \times K)$

$$\left(\prod_{n=1}^N d_n(j) \right) = 1,$$

35 secuencias de dispersión diferentes de modo que en donde $K = 1, 2, 3, \dots$ y K es divisible $N/2$.

4. El método según la reivindicación 1 o 2, en donde se proporciona un número N de secuencias de dispersión a_n y uno de los N símbolos $d_n(j)$, tomado durante la misma época j, transmite un símbolo "ficticio" $d_q(j)$ de tal manera que su valor es proporcional al producto de los N-1 otros símbolos:

$$\left(\prod_{n=1}^N d_n(j) \right) = \left(\prod_{\substack{n=1 \\ n \neq q}}^N d_n(j) \right) d_q(j) = C^{st}.$$

$$d_q(j) = C^{st} / \left(\prod_{\substack{n=1 \\ n \neq q}}^N d_n(j) \right) = C^{st} \cdot \left(\prod_{\substack{n=1 \\ n \neq q}}^N d_n(t) \right),$$

40 en donde C^{st} es una constante con el valor +1 o -1 por convenio.

5. El método según la reivindicación 1 en donde se proporciona un número par de N secuencias de dispersión a_n y el producto de una mitad de los N símbolos, tomados en la época j, con otra mitad de los N símbolos tomados en la siguiente época (j+1) es una constante:

$$\left\{ \prod_{n_1 \in E_1} d_{n_1}(j) \right\} \cdot \left\{ \prod_{n_2 \in E_2} d_{n_2}(j+1) \right\} = C^{st}$$

5 y $E_1 \cup E_2 = [1, 2, \dots, k, \dots, M]$, en donde C^{st} se define como una constante, en donde E_1 contiene $N_1 = N/2$ índices distintos y E_2 contiene $N_2 = N/2$ índices distintos, siendo también distintos de los N_1 índices.

10 6. El método según cualquiera de las reivindicaciones precedentes que comprende, además, la etapa de convertir en sentido ascendente la señal CDMA s(t) desde una banda base a una banda de transmisión.

15 7. El método según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en donde después de un determinado periodo de tiempo se seleccionan nuevas secuencias de dispersión únicas a_n a partir del conjunto de M secuencias de dispersión, asignándose las secuencias de dispersión únicas recientemente seleccionadas a_n a las N componentes y los símbolos d_n de cada componente se modulan en la nueva secuencia de dispersión única asignada a_n .

20 8. Un método para procesar una señal de CDMA r(t), que se genera con un método según cualquiera de las reivindicaciones precedentes y en donde el método para el procesamiento comprende las etapas siguientes:

la recepción de una señal CDMA r(t) (S20) durante un periodo igual a J+Q periodos de códigos de dispersión que corresponden a J+Q épocas de códigos de dispersión,

25 en correlación con la señal CDMA r(t) para la época de código de dispersión del índice j_1 con cada una de las N_1 secuencias de dispersión y la obtención para cada una de las N_1 correlaciones complejas de una componente en fase $A_{k,In}(j_1)$ y una componente en cuadratura $A_{k,Quad}(j_1)$, (S22),

30 la correlación de la señal CDMA r(t) para la época de código de dispersión del índice j_2 , en donde $j_2 = j_1 + Q$, con cada una de las N_2 secuencias de dispersión y la obtención para cada una de las N_2 correlaciones complejas, de una componente en fase $A_{k,In}(j_2)$ y una componente en cuadratura $A_{k,Quad}(j_2)$, (S22),

la multiplicación de las $N = N_1 + N_2$ componentes en fase $A_{k,In}(j_1)$ y $A_{k,In}(j_2)$ para obtener una salida de las N componentes en fase $A_{k,In}(j_1)$ y $A_{k,In}(j_2)$ (S24),

35 la multiplicación de las $N = N_1 + N_2$ componentes en cuadratura $A_{k,Quad}(j_1)$ y $A_{k,Quad}(j_2)$ para obtener una salida de las N componentes en cuadratura $A_{k,Quad}(j_1)$ y $A_{k,Quad}(j_2)$ (S26), y

40 la adición del producto de las N componentes en fase multiplicadas $A_{k,In}(j_1)$ y $A_{k,In}(j_2)$ y el producto de las N componentes en cuadratura multiplicadas $A_{k,Quad}(j_1)$ y $A_{k,Quad}(j_2)$ para obtener una salida de detector $D_{\Pi}(j_2)$ correspondiente a la época de código de dispersión j_2 (S28), y

la repetición de las etapas precedentes para la determinación de J salidas de detectores $D_{\Pi}(j_2)$ sucesivas correspondientes a J valores de índice sucesivos de j_2 ,

45 la adición de J salidas de detector sucesivas $D_{\Pi}(j_2)$ correspondientes a J correlaciones sucesivas de la señal recibida (S30)

50 9. El método según la reivindicación 8, en donde la recepción de una señal CDMA r(t) comprende la conversión en el sentido descendente de la señal recibida a una banda base para obtener una representación en banda base de la señal CDMA r(t).

10. El método según la reivindicación 8 o 9, en donde la correlación de la señal CDMA r(t) durante un periodo de tiempo correspondiente a la j-ésima época de código de dispersión con cada una de las secuencias de dispersión, a_k con el índice k, se realiza según las ecuaciones siguientes:

$$A_{k,In}(j) = \left[\begin{array}{l} \left\{ \sqrt{P_{Rx,k}} d_k(j) R_{a_k,a_k}(\Delta\tau) + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k}}^N \sqrt{P_{Rx,n}} d_n(j) R_{a_k,a_n}(\Delta\tau) \right\} \times \\ \cos(\pi\Delta f T_{int} - \Delta\phi) \times \text{sinc}(\Delta f T_{int}) \\ + \frac{1}{T_{int}} \int_{t_0+j \cdot T_{int}}^{t_0+(j+1) \cdot T_{int}} \tilde{n}_c(t) \times a_k(t - \Delta\tau) dt \end{array} \right]$$

$$A_{k,Quad}(j) = \left[\begin{array}{l} \left\{ \sqrt{P_{Rx,k}} d_k(j) R_{a_k,a_k}(\Delta\tau) + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k}}^N \sqrt{P_{Rx,n}} d_n(j) R_{a_k,a_n}(\Delta\tau) \right\} \times \\ \sin(\pi\Delta f T_{int} - \Delta\phi) \times \text{sinc}(\Delta f T_{int}) \\ + \frac{1}{T_{int}} \int_{t_0+j \cdot T_{int}}^{t_0+(j+1) \cdot T_{int}} \tilde{n}_s(t) \times a_k(t - \Delta\tau) dt \end{array} \right]$$

en donde

5

k representa el índice de la componente deseada para la que se calculan ambas correlaciones $A_{k,In}(j)$ y $A_{k,Quad}(j)$,

j es el índice del j-ésimo periodo de tiempo o época con una duración igual al periodo de código de dispersión o de forma equivalente para el símbolo, para el que se calculan ambas correlaciones $A_{k,in}$ y $A_{k,Quad}$,

10

t es la variable de tiempo que pertenece al intervalo de tiempo $t_0+j \cdot T_{int} \leq t \leq t_0+(j+1) \cdot T_{int}$ y t_0 es un origen de tiempo arbitrario,

$P_{Rx,n}$ representa la potencia recibida de cada componente de señal de índice n,

15

$\Delta\tau$ representa el desplazamiento de código entre la señal réplica y la señal recibida,

$\Delta\phi$ representa el desplazamiento de fase entre la señal réplica y la señal recibida,

20

Δf representa el desplazamiento de frecuencia-Doppler, entre la señal réplica y la señal recibida,

$R_{a_k,a_k}(\Delta\tau)$ representa la función de auto-correlación entre el código a_k y el código a_k con la expresión para la función

$$R_{a_k,a_k}(\Delta\tau) = \frac{1}{T_{int}} \int_0^{T_{int}} a_k(t) a_k(t - \Delta\tau) dt,$$

de auto-correlación siendo

25

$R_{a_k,a_n}(\Delta\tau)$ representa la función de correlación cruzada entre el código a_k y el código a_n con la expresión para la

$$R_{a_k,a_n}(\Delta\tau) = \frac{1}{T_{int}} \int_0^{T_{int}} a_k(t) a_n(t - \Delta\tau) dt,$$

función de correlación cruzada siendo

T_{int} es el tiempo de integración coherente igual a la duración del símbolo, T_{symbol} , o el periodo del código de dispersión,

$\tilde{n}_c(t)$ y $\tilde{n}_s(t)$ representan las componentes en fase y en cuadratura del ruido aditivo,

en donde se supone que las componentes de ruido correspondientes tienen una distribución gaussiana.

5 **11.** Un programa informático que pone en práctica un método según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7 o 8 a 10.

10 **12.** Un soporte de registro que memoriza un programa informático según la reivindicación 11.

10 **13.** Un generador de señal CDMA (10) que comprende

medios de asignación y de modulación (16) para asignar a cada una de las N componentes (14) una secuencia de dispersión única a_n (12) seleccionada a partir de un conjunto de M secuencias de dispersión con $M \geq N$ y para la modulación de los símbolos d_n de cada componente en la secuencia de dispersión única asignada a_n , y

un medio de combinación (16) para combinar los N símbolos d_n estando cada uno de ellos dispersos con su propia secuencia de dispersión única a_n para una señal CDMA $s(t)$,

20 en donde los medios de asignación y de modulación (16) están configurados para seleccionar las secuencias de dispersión asignadas a_n de modo que todos los pares seleccionados dentro del conjunto de N secuencias de dispersión sean ortogonales o muy próximos a ortogonales de modo que las componentes de correlación cruzada entre todas las secuencias de dispersión a_n sean cero o próximas a cero: $R_{a_k, a_n}(\Delta\tau) \cong 0$ con la expresión, para la

$$R_{a_k, a_n}(\Delta\tau) = \frac{1}{T_{\text{int}}} \int_0^{T_{\text{int}}} a_k(t) a_n(t - \Delta\tau) dt,$$

25 correlación cruzada siendo

y

caracterizado por cuanto que el generador de señales CDMA (10) está configurado para seleccionar los símbolos d_n

$$\left\{ \prod_{n_1 \in E_1} d_{n_1}(j_1) \right\} \cdot \left\{ \prod_{n_2 \in E_2} d_{n_2}(j_2) \right\} = C^{st}$$

de las componentes de modo que. $E_1 \cup E_2 = [1, 2, \dots, k, \dots, M]$, en donde C^{st} se define como una constante, en donde E_1 contiene N_1 índices enteros distintos, E_2 contiene N_2 índices enteros distintos, siendo también distintos para los N_1 índices con $N_1 + N_2 = N$ y en donde j_1 y j_2 corresponden a dos índices para dos épocas de código de duración T_{int} correspondientes al periodo de símbolo T_{symbol} , y

en donde todas las componentes moduladas tienen la misma duración de símbolo.

35 **14.** El generador según la reivindicación 13, que comprende, además

una memoria que memoriza un programa informático según la reivindicación 11 que pone en práctica un método según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7 y

un procesador que está configurado por el programa informático memorizado para generar una señal CDMA $s(t)$.

40 **15.** Un procesador de señales CDMA (20) que comprende

un receptor (22) para recibir una señal CDMA $r(t)$ a través de una duración igual a J+Q periodos de códigos de dispersión, que corresponde a J+Q épocas de código de dispersión,

45 al menos un correlador (24, 26) para establecer la correlación de la señal CDMA $r(t)$ para la época de código de dispersión del índice j_1 con cada una de las N_1 secuencias de dispersión y para obtener para cada una de las N_1 correlaciones complejas una componente en fase $A_{k, \text{In}}(j_1)$ y una componente en cuadratura $A_{k, \text{Quad}}(j_1)$ y para establecer la correlación de la señal CDMA $r(t)$ para la época de código de dispersión de índice j_2 con $j_2 = j_1 + Q$ con cada una de las N_2 secuencias de dispersión y para obtener para cada una de las N_2 correlaciones complejas una componente en fase $A_{k, \text{In}}(j_2)$ y una componente en cuadratura $A_{k, \text{Quad}}(j_2)$,

50 un primer multiplicador (28) para multiplicar las $N = N_1 + N_2$ componentes en fase $A_{k, \text{In}}(j_1)$ y $A_{k, \text{In}}(j_2)$ para obtener una salida de las N componentes en fase multiplicadas $A_{k, \text{In}}(j_1)$ y $A_{k, \text{In}}(j_2)$,

55 un segundo multiplicador (28) para multiplicar las $N = N_1 + N_2$ componentes en cuadratura $A_{k, \text{Quad}}(j_1)$ y $A_{k, \text{Quad}}(j_2)$ para obtener una salida de las N componentes en cuadratura multiplicadas $A_{k, \text{Quad}}(j_1)$ y $A_{k, \text{Quad}}(j_2)$ y

un sumador (28) para sumar el producto de las N componentes en fase multiplicadas $A_{k, \text{In}}(j_1)$ y $A_{k, \text{In}}(j_2)$ y el producto

de las N componentes en cuadratura multiplicadas $A_{k,Quad}(j_1)$ y $A_{k,Quad}(j_2)$ para obtener una salida de detector $D_{\Pi}(j_2)$ correspondiente a la época de código de dispersión J_2 ,

5 en donde el procesador está configurado para determinar J salidas de detector sucesivas $D_{\Pi}(j_2)$ correspondientes a J valores de índices sucesivos de j_2 , y

un segundo sumador (30) para sumar J salidas de detector sucesivas $D_{\Pi}(j_2)$ correspondientes a J correlaciones sucesivas de la señal recibida.

10 **16.** El procesador de señales CDMA según la reivindicación 15, que comprende, además

una memoria que memoriza un programa informático según la reivindicación 11 que pone en práctica un método según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 10 y

15 un procesador que está configurado por el programa informático memorizado para procesar una señal CDMA $r(t)$.

20

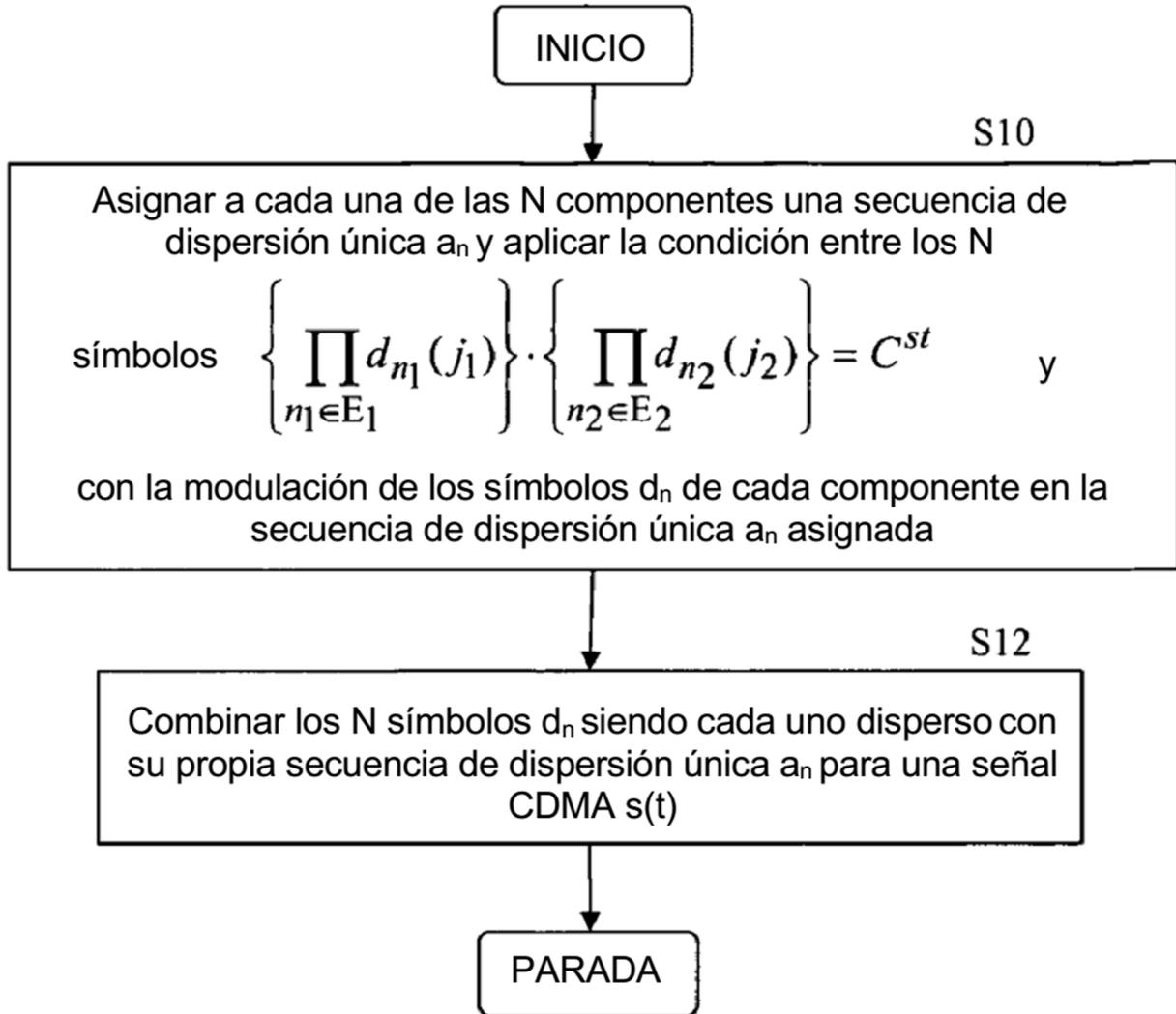


Fig. 1

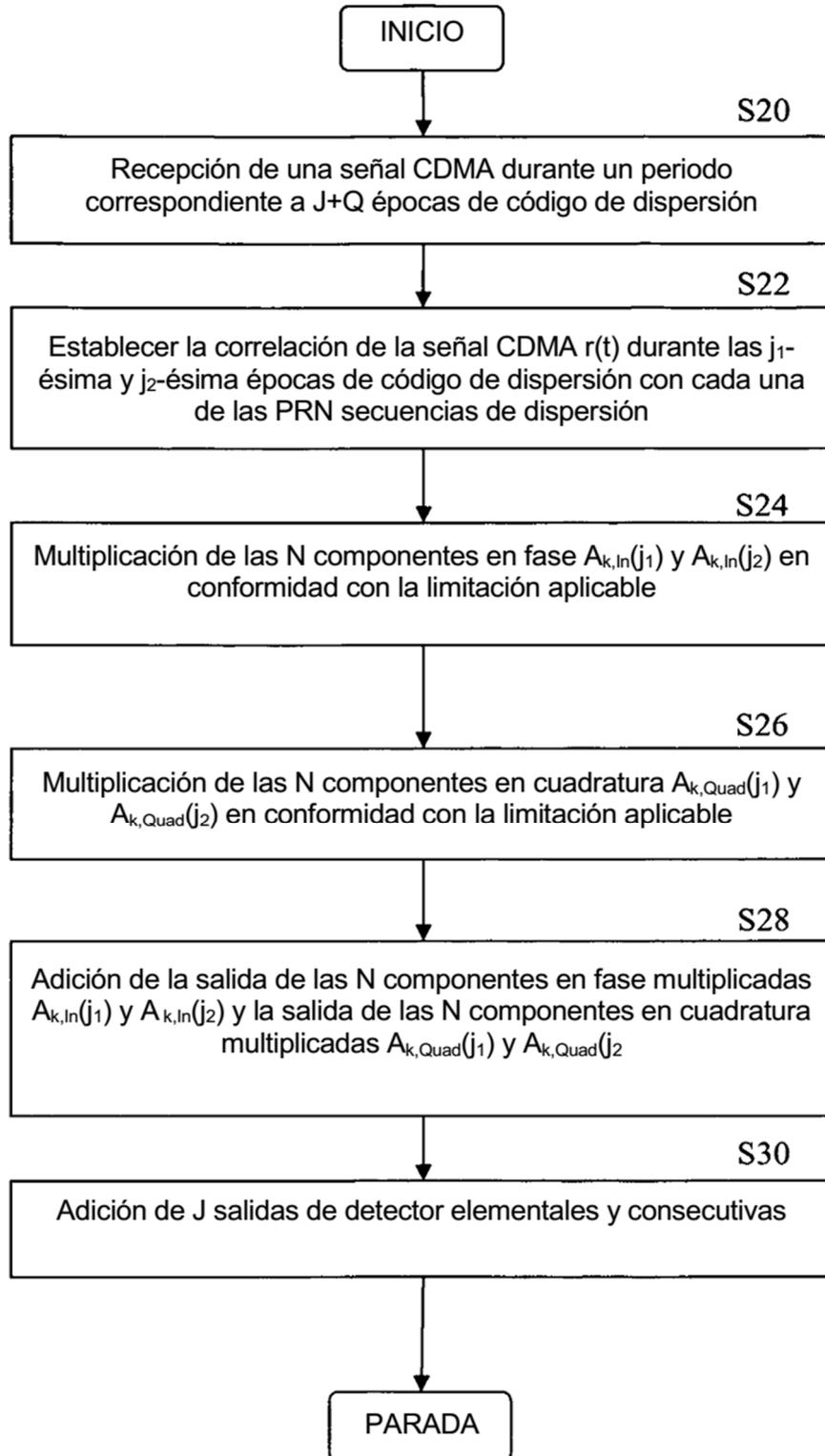


Fig. 2

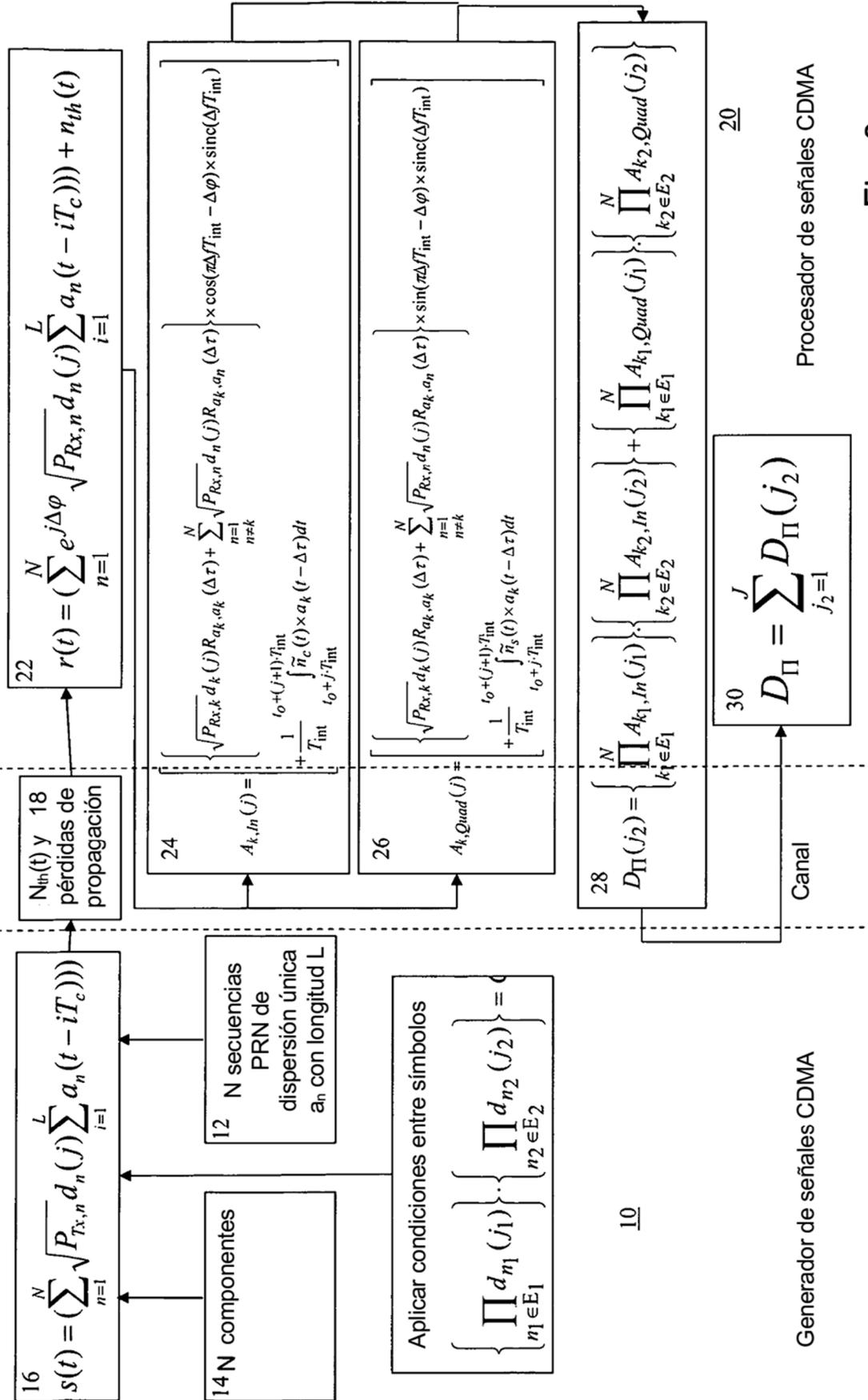


Fig. 3

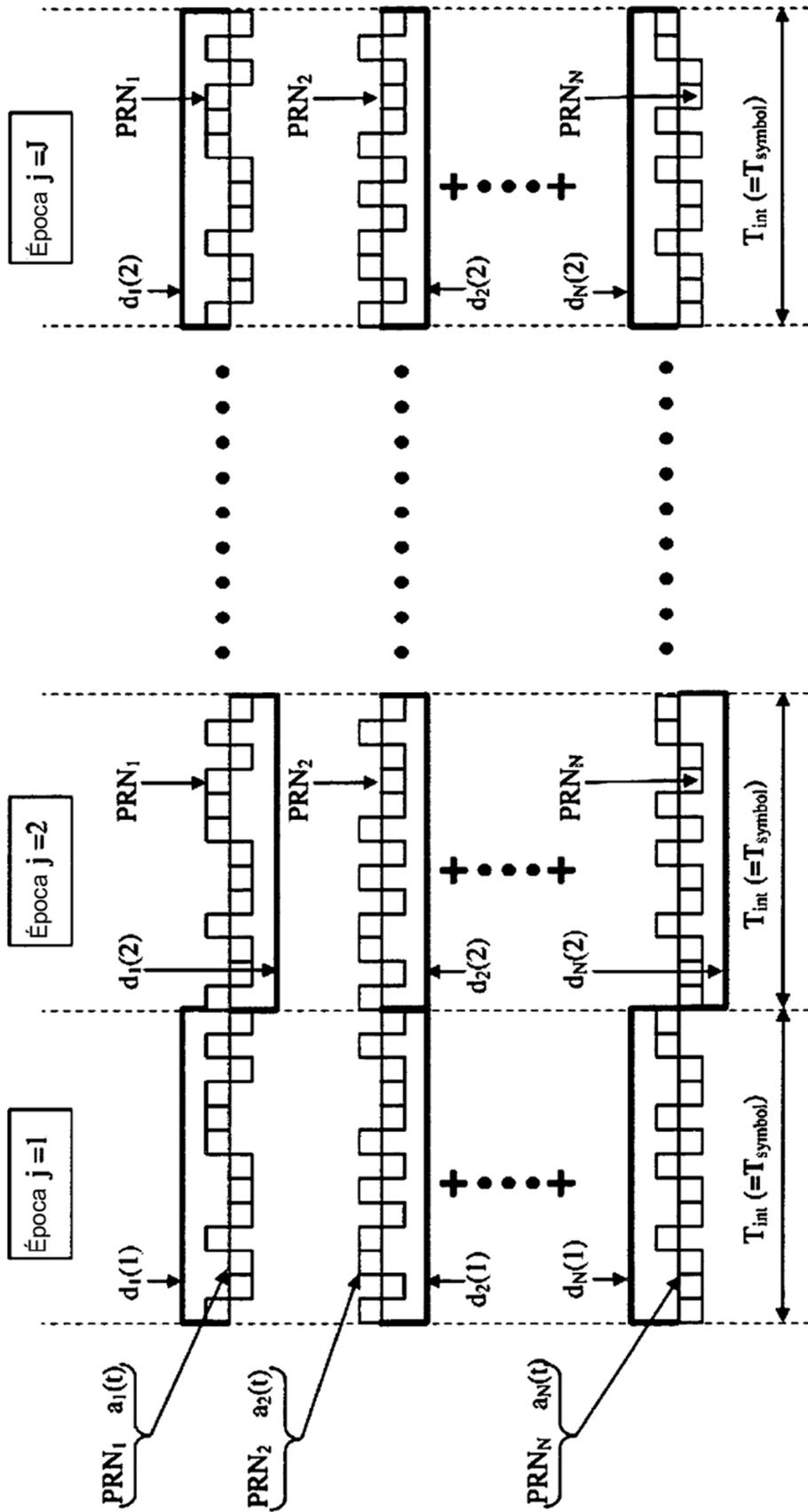


Fig. 4

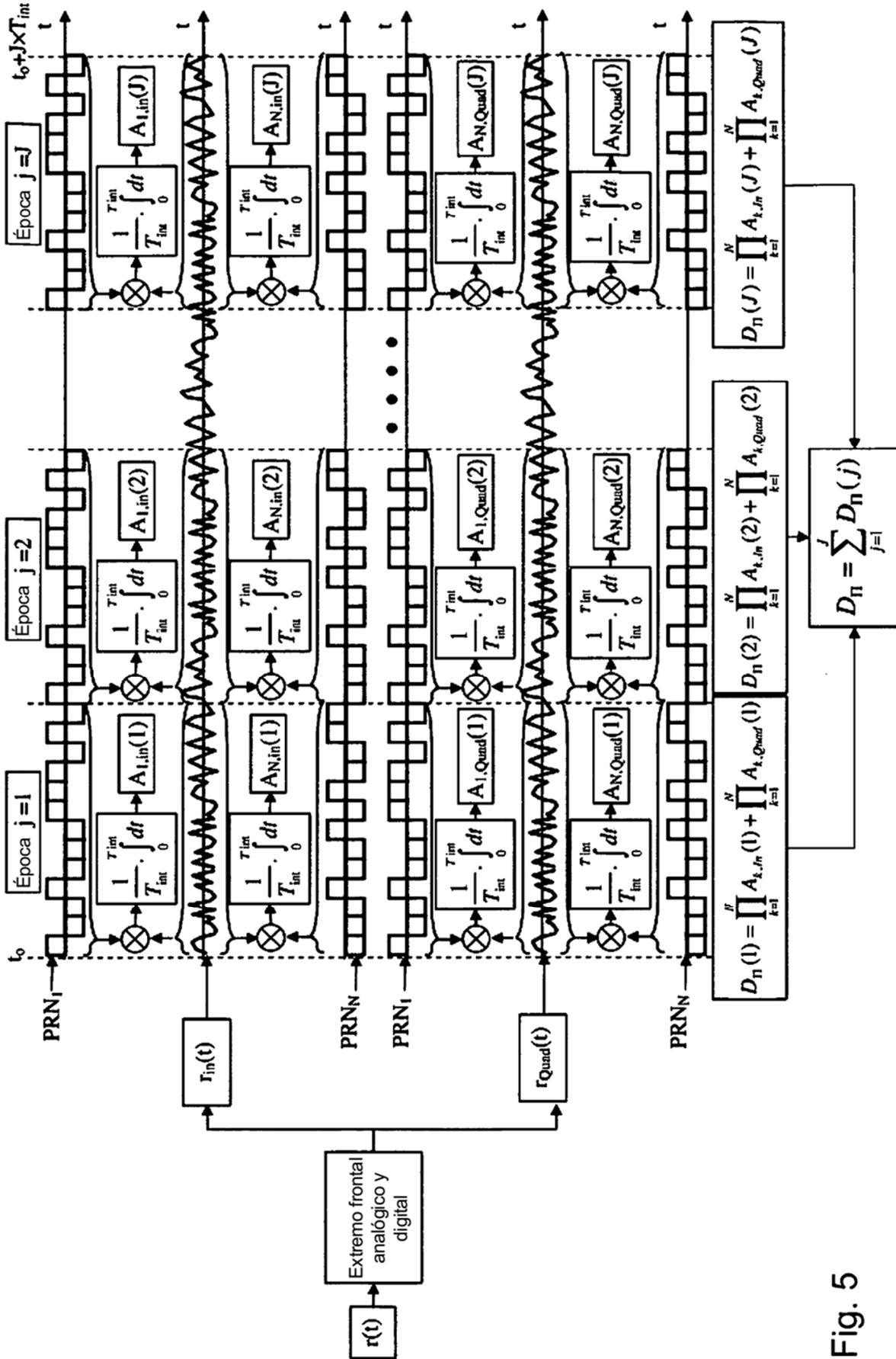


Fig. 5