



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 342 205**

51 Int. Cl.:  
**H04B 1/69** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **07109489 .0**

96 Fecha de presentación : **04.06.2007**

97 Número de publicación de la solicitud: **1865613**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **12.12.2007**

54 Título: **Sistema de comunicación UWB cooperativo de tipo coherente.**

30 Prioridad: **06.06.2006 FR 06 52034**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**02.07.2010**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**02.07.2010**

73 Titular/es:  
**COMMISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE  
25, rue Leblanc - Immeuble "Le Ponant D"  
75015 Paris, FR**

72 Inventor/es: **Abou Rjeily, Chadi**

74 Agente: **Justo Bailey, Mario de**

**ES 2 342 205 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

Sistema de comunicación UWB cooperativo de tipo coherente.

5 **Campo técnico**

La presente invención se refiere a la vez al campo de las telecomunicaciones en banda ultraancha o UWB (“Ultra Wide Band”) y al de los sistemas de telecomunicación cooperativos.

10 **Estado de la técnica anterior**

Los sistemas de telecomunicación UWB han sido objeto de considerables investigaciones en los últimos años. Estos sistemas tienen la especificidad de trabajar directamente en banda de base con señales denominadas de banda ultraancha. Generalmente, por señal UWB se entiende una señal según la máscara espectral estipulada en el reglamento del FCC del 14 de febrero de 2002, revisado en marzo de 2005, es decir, esencialmente una señal en la banda espectral de 3,1 a 10,6 GHz y que presenta un ancho de banda de al menos 500 MHz a -10 dB. Las señales UWB se dividen en dos categorías: las señales OFDM multibanda (MB-OFDM) y las señales UWB de tipo por impulsos. Una señal UWB por impulsos está constituida por impulsos muy cortos, del orden de algunos cientos de picosegundos al nanosegundo. A continuación, nos limitaremos a los sistemas UWB por impulsos.

Los sistemas UWB son buenos candidatos para las redes personales inalámbricas (WPAN). En una red inalámbrica clásica, como una red de telecomunicación celular, las conexiones se establecen entre un emisor y un receptor, sin participación de terceros terminales. Con el fin de mejorar la cobertura espacial de las redes inalámbricas, se han propuesto arquitecturas *ad-hoc* que ponen en práctica estrategias de cooperación entre terminales.

La figura 1 representa de manera muy esquemática una estrategia de cooperación en el interior de una red de este tipo. El terminal fuente *s* transmite un flujo de datos a un terminal destinatario *d*. El terminal *r* también recibe el flujo de datos procedente de *s* y lo retransmite al terminal destinatario *d*. El terminal *r* coopera así en la transmisión de datos entre *s* y *d*. Por ejemplo, si el canal *s-d* es de mala calidad, concretamente debido a la presencia de un obstáculo entre *s* y *d*, el canal *s-r-d* puede permitir sortearlo y obtener una calidad de conexión satisfactoria. El flujo de datos puede retransmitirse por varios terminales para aumentar aún más la diversidad espacial de las trayectorias de transmisión. Además, puede retransmitirse en una única vez (“single-hop”) o en varias veces consecutivas (“multiple-hop”).

Como se sabe, en una red inalámbrica de tipo TDMA, cada terminal presenta un intervalo de transmisión que le está dedicado. Se distinguen entonces dos modos de cooperación: la cooperación en paralelo y la cooperación en serie.

En un modo de cooperación en paralelo, el terminal relé recibe los datos del terminal fuente durante el intervalo de transmisión asignado a este último y los retransmite hacia el terminal destinatario durante su propio intervalo de transmisión. El terminal destinatario recibe así los mismos datos, a través de trayectorias de encaminamiento diferentes, una primera vez durante el intervalo de transmisión del terminal fuente y una segunda vez durante el intervalo de transmisión del terminal relé. Aunque el calificativo en paralelo puede parecer mal elegido debido a la recepción secuencial de los datos por el terminal destinatario, significa de hecho la ausencia de interferencias entre las dos trayectorias de encaminamiento, resultante de la separación temporal de los intervalos de transmisión del terminal fuente y del terminal relé. El funcionamiento en modo de cooperación en paralelo supone que el terminal relé no tiene datos propios para transmitir durante su intervalo de transmisión. Esto reduce considerablemente las configuraciones de cooperación.

En un modo de cooperación en serie, el terminal relé recibe y retransmite los datos del terminal fuente durante el intervalo de transmisión asignado a este último. Para ello, puede contentarse con transmitir, tras la amplificación, la señal recibida (protocolo denominado AF para “Amplify and Forward” - “amplificar y retransmitir”) o bien decodificar previamente la señal antes de volver a emitirla (protocolo denominado “Decode and Forward” - “decodificar y retransmitir”). El terminal destinatario recibe los datos del terminal fuente, a través de trayectorias de encaminamiento diferentes, durante el intervalo de transmisión asignado al terminal fuente.

Un sistema cooperativo que usa concretamente un protocolo AF se describe en el artículo de K. Azariam *et al.* titulado “On the achievable diversity-multiplexing tradeoff in half-duplex cooperative channels” publicado en IEEE Trans. on Information Theory, vol. 51, N.º. 12, diciembre de 2005, páginas 4152-4172.

Debido a la transmisión simultánea de datos por el terminal fuente y de datos de este mismo terminal retransmitidos por el terminal relé, los datos deben codificarse para garantizar su ortogonalidad. Este código se denomina código espaciotemporal distribuido o DSTC (“Distributed Space Time Code”).

Los sistemas de telecomunicación de tipo cooperativos, como los sistemas de múltiples antenas denominados MIMO (“Múltiple In Múltiple Out” - “múltiples entradas múltiples salidas”), son sistemas con diversidad espacial de transmisión. El tipo de detección usada en el receptor depende de la información disponible en el canal. Se distinguen:

- los sistemas denominados coherentes, en los que el receptor conoce las características del canal de transmisión, normalmente gracias a una estimación de canal realizada a partir de símbolos pilotos transmitidos por el emisor. A

continuación se usa la estimación de canal para la detección de símbolos de información. Los sistemas coherentes están destinados generalmente a aplicaciones de alto caudal;

5 - los sistemas no coherentes, en los que el receptor realiza una detección ciega de los símbolos de información, sin conocimiento previo de las características del canal de transmisión;

10 - los sistemas diferenciales, en los que los símbolos de información se codifican en forma de diferencia de fase o de amplitud en dos símbolos de transmisión consecutivos. Estos sistemas pueden no necesitar un conocimiento del canal en el lado del receptor.

15 Se conoce un primer ejemplo de sistema cooperativo coherente que usa un protocolo AF a partir del artículo de S. Yang y J-C Belfiore titulado "Optimal space-time codes for the MIMO amplify-and-forward cooperative channel" disponible en el sitio [www.comelec.enst.fr](http://www.comelec.enst.fr). Este artículo propone además una generalización del sistema cooperativo del artículo de K. Azariam en el caso en el que las fuentes, los relés y el destino son de tipo de múltiples antenas. El sistema que se describe en ese documento presenta una ganancia de codificación elevada, y por tanto buenos rendimientos en cuanto a BER. No obstante, no puede aplicarse a señales UWB. En efecto, el sistema en cuestión usa códigos DSTC con coeficientes complejos que llevan por tanto una información de fase. Ahora bien, teniendo en cuenta la duración muy corta de los impulsos usados y, por consiguiente, el ancho de banda de las señales UWB, resulta excesivamente difícil extraer una información de fase.

20 Se conoce un segundo ejemplo de sistema cooperativo que usa un protocolo AF a partir del artículo de C. Abou-Rjeily *et al.* titulado "Distributed algebraic space time codes for ultra wideband communications", presentado para publicación, edición Kluwer. A diferencia del primero, este sistema usa señales UWB y coeficientes de códigos DSTC reales. No obstante, sus rendimientos en cuanto a BER son inferiores a las del sistema anterior.

El artículo "Space-time coding for multiuser Ultra wideband Communications" de C. Abou-Rjeily *et al.* presenta códigos "space-time" (espaciotemporales) con coeficientes reales para sistemas UWB.

30 El objeto de la invención es proponer un sistema cooperativo coherente, usando señales UWB al tiempo que se presenta una ganancia de codificación más elevada que la de la técnica anterior.

### Descripción de la invención

35 La presente invención se define por un procedimiento de codificación espaciotemporal distribuida para sistema de telecomunicación UWB por impulsos en el que un terminal fuente transmite una señal a un terminal destinatario durante un intervalo de transmisión constituido por  $K$  tramas,  $K \geq 1$ , estando dividida cada trama en una primera y una segunda semitramas, recibiendo la señal transmitida en cada primera semitrama y después retransmitiéndose tras su amplificación durante la segunda semitrama siguiente por un terminal relé distinto entre  $K$  terminales relé de dicho sistema. Dicho terminal fuente codifica  $4K$  símbolos de información que pertenecen a un alfabeto de modulación PPM o un alfabeto de modulación compuesta PPM-PAM que comprende una pluralidad de posiciones temporales, para proporcionar una secuencia de cuatro símbolos de transmisión por trama, obteniéndose dichos símbolos de transmisión a partir de  $4K$  combinaciones lineales de dichos símbolos de información con ayuda de una pluralidad de coeficientes que pertenecen a una extensión algebraica real de orden  $2K$  del conjunto de los números racionales  $\mathbb{Q}$ , para uno de dichos símbolos de transmisión de rango determinado en dicha secuencia de cada trama, de una permutación de sus componentes PPM. Los símbolos de transmisión así obtenidos modulan una señal UWB por impulsos.

40 La invención también se define por un dispositivo de codificación para terminal de telecomunicación UWB por impulsos destinado a transmitir una señal a un terminal destinatario durante un intervalo de transmisión (TTI) constituido por  $K$  tramas,  $K \geq 1$ , comprendiendo dicho dispositivo de codificación:

55 - primeros medios de distribución para proporcionar  $4K$  símbolos de información que pertenecen a un alfabeto de modulación compuesta PPM-PAM que comprende  $M$  posiciones temporales, con  $K$  módulos de codificación en paralelo, correspondiendo cada módulo de codificación a una trama y actuando sobre dichos  $4K$  símbolos de información para proporcionar cuatro símbolos de transmisión;

- segundos medios de distribución para proporcionar a cada módulo de codificación un conjunto de  $4K$  coeficientes  $(V_1^K, V_2^K)$  que pertenecen a una extensión algebraica real del conjunto de los números racionales;

60 - estando adaptado cada módulo de codificación para realizar una combinación lineal de dichos  $4K$  símbolos de información por medio de los  $4K$  coeficientes que recibe y para realizar una permutación de las componentes PPM de uno de los símbolos obtenidos mediante combinación;

65 - una pluralidad de líneas de retardo montadas en serie, aplicando, cada una, un retardo igual a la duración de trama y recibiendo en su entrada la salida de un módulo de codificación.

**Breve descripción de los dibujos**

Otras características y ventajas de la invención resultarán evidentes tras la lectura de un modo de realización preferido de la invención realizado con referencia a las figuras adjuntas en las que:

la figura 1 ilustra esquemáticamente una estrategia de cooperación en una red inalámbrica;

la figura 2 ilustra esquemáticamente un protocolo de cooperación según un modo preferido de realización usando una pluralidad de terminales relé;

la figura 3 representa un ejemplo de alfabeto de modulación de tipo PPM-PAM;

la figura 4 ilustra la elección de terminales relé mediante concertación entre un terminal fuente y un terminal destinatario;

la figura 5 ilustra esquemáticamente la estructura general de un terminal fuente según un modo de realización de la invención;

la figura 6 ilustra esquemáticamente un módulo del terminal fuente representado en la figura 5;

la figura 7 ilustra esquemáticamente un primer submódulo del módulo representado en la figura 6;

la figura 8 ilustra esquemáticamente un segundo submódulo del módulo representado en la figura 6.

**Descripción detallada de modos de realización particulares**

La idea en la que se basa la invención es la de usar una estrategia de cooperación usando señales UWB por impulsos moduladas por una modulación de posición y de amplitud o PPM-PAM (“Pulse Position Modulation & Pulse Amplitude Modulation” - “modulación de posición por impulsos y modulación de amplitud por impulsos”) y asegurarse de mantener la ortogonalidad entre la señal que va a retransmitirse y la señal retransmitida por medio de un tipo de codificación específico.

La estrategia de cooperación usada es de tipo AF tal como se ilustra en la figura 2. En el presente caso, se considera un terminal fuente  $s$ ,  $K$  terminales relé  $r_1, r_2, \dots, r_K$  con  $K \geq 1$ , y un terminal destinatario  $d$ . Se asigna el intervalo de transmisión indicado como TTI al terminal fuente  $s$ . Dicho de otro modo, durante este intervalo temporal, sólo el terminal fuente  $s$  puede emitir, limitándose los relés  $r_1, r_2, \dots, r_K$  a retransmitir la señal emitida por el terminal fuente.

La señal emitida por el terminal fuente en el intervalo TTI está constituida por una secuencia de  $K$  tramas, teniendo, cada una, una duración  $T_f$  y estando constituida por dos semitramas. Si se considera por ejemplo la  $k$ -ésima trama de la secuencia, su primera semitrama se retransmite por el terminal relé  $r_k$  mientras que la fuente emite su segunda semitrama. Así, la primera semitrama de cada trama de la secuencia se retransmite por un terminal relé diferente.

Un intervalo de transmisión TTI permite transmitir  $4K$  símbolos de información, ofreciendo cada una de las  $K$  tramas una diversidad espacial de 2 (terminales fuente y relé). Más precisamente, se codifican  $4K$  símbolos de información indicados  $s_1, s_2, \dots, s_{4K}$  en  $4K$  símbolos de transmisión  $c_1^k, c_2^k, c_3^k, c_4^k, k = 1, \dots, K$ , siendo el código no degenerado y de rango  $4K$ .

Los símbolos de información  $s_1, s_2, \dots, s_{4K}$  son elementos de un alfabeto de modulación M-PPM-M'-PAM o de modulación M-PPM, considerado este último alfabeto para las necesidades de la descripción como un caso particular del primero con  $M'=1$ . El alfabeto de esta modulación de cardinal  $M.M'$  se ha representado esquemáticamente en la figura 3. Para cada una de las  $M$  posiciones temporales, son posibles  $M'$  amplitudes de modulación. Un símbolo del alfabeto puede representarse por un vector  $a = (a_1, \dots, a_M)^T$  de dimensión  $M$  con  $a_m = \delta(m-d)$  donde  $d$  es una posición de la modulación PPM y a una amplitud de la modulación PAM y  $\delta(\cdot)$  es la distribución de Dirac. Por tanto, los símbolos de información se considerarán a continuación como vectores de  $M$  componentes PPM de las cuales sólo una no es nula y es igual a un elemento del alfabeto PAM.

Volviendo a la figura 2, se observa que el terminal fuente transmite los símbolos  $c_2^k, c_4^k$  durante la primera semitrama de la  $k$ -ésima trama y después los símbolos  $c_1^k, c_3^k$  durante la segunda semitrama. El terminal relé  $r_k$  recibe los símbolos  $c_2^k, c_4^k$  durante la primera semitrama y los retransmite durante la segunda semitrama. Por tanto, durante la segunda semitrama, despreciando con una precisión del tiempo de propagación, el terminal destinatario recibe cuatro símbolos de transmisión que pueden representarse en forma de una matriz de código espaciotemporal  $C^k$  de dimensión  $2M \times 2$ :

$$C^k = \begin{pmatrix} c_1^k & c_2^k \\ c_3^k & c_4^k \end{pmatrix} \quad (1)$$

## ES 2 342 205 T3

La dimensión temporal viene dada por las diferentes filas de la matriz (dirección vertical) y la dimensión espacial (terminal fuente y terminal relé) viene dada por las diferentes columnas (dirección horizontal).

Según la invención, la matriz del código espaciotemporal  $C^k$  se obtiene a partir de los símbolos de información  $s_1, s_2, \dots, s_{4K}$ , de la siguiente manera:

$$c_1^k = \sum_{i=1}^K v_i^k s_i + \theta \sum_{i=1}^K v_i^k s_{K+i} \quad (2)$$

$$c_2^k = \sum_{i=1}^K v_i^k s_{2K+i} + \theta \sum_{i=1}^K v_i^k s_{3K+i} \quad (3)$$

$$c_3^k = \Omega \left( \sum_{i=1}^K v_i^k s_{2K+i} + \theta_1 \sum_{i=1}^K v_i^k s_{3K+i} \right) \quad (4)$$

$$c_4^k = \sum_{i=1}^K v_i^k s_i + \theta_1 \sum_{i=1}^K v_i^k s_{K+i} \quad (5)$$

donde los coeficientes  $v_i^k$ ,  $i=1, \dots, K$  son escalares cuyas propiedades se facilitarán a continuación,  $\theta$  y  $\theta_1$  son las raíces conjugadas de un polinomio  $P(X)$  de grado 2, irreducible en el conjunto  $Q$  de los números racionales y de discriminante estrictamente positivo. Las raíces  $\theta$  y  $\theta_1$  son por tanto reales y distintas. Ventajosamente, se tomará

$$\theta = \frac{1+\sqrt{5}}{2} \quad \text{y} \quad \theta_1 = \frac{1-\sqrt{5}}{2}.$$

como polinomio  $P(X) = X^2 - X - 1$ , en cuyo caso  $\theta$  es el número áureo

En la expresión (4),  $\Omega$  es una matriz de permutación (circular o no), de dimensión  $M \times M$ , que no se reduce a una simple transposición. Se denomina permutación a cualquier biyección del conjunto ordenado  $\{1, \dots, M\}$  sobre sí mismo, con la excepción de la identidad. Una permutación circular  $\omega$  se define mediante la relación  $\omega(m) = m+q \pmod{M}$  donde  $q$  es un número entero tal que  $0 < q \leq M-1$ . Por ejemplo, para  $M \geq 3$ ,  $\Omega$  puede ser un sencillo desplazamiento circular:

$$\Omega = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{1 \times M-1} & 1 \\ \mathbf{1}_{M-1 \times M-1} & \mathbf{0}_{M-1 \times 1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (6)$$

donde  $\mathbf{I}_{M-1 \times M-1}$  es la matriz identidad de tamaño  $M-1$ ,  $\mathbf{0}_{1 \times M-1}$  es el vector fila nulo de tamaño  $M-1$ ,  $\mathbf{0}_{M-1 \times 1}$  el vector columna nulo de tamaño  $M-1$ . De manera más general, la matriz  $\Omega$  puede ser la de una permutación asociada a un

ES 2 342 205 T3

cambio de signo de uno cualquiera o de una pluralidad de sus elementos. Por tanto, en el caso del ejemplo facilitado en (6), las matrices:

$$\mathbf{\Omega} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & \chi_0 \\ \chi_1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \chi_2 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \chi_{M-1} & 0 \end{pmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{\Omega} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \quad \circ$$

con  $\chi_i = \pm 1$  también pueden emplearse en la expresión (4). Para  $M=2$ , se tomará

$$\mathbf{\Omega} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}.$$

Se entiende a partir de las expresiones (2) a (5) que los símbolos de transmisión  $c_1^k, c_2^k, c_3^k, c_4^k$  son, como los símbolos de información  $s_1, s_2, \dots, s_{4K}$ , vectores de dimensión  $M$  de los cuales cada componente corresponde a una posición de modulación. En efecto, se obtienen mediante una sencilla combinación lineal de los símbolos de información y para  $c_3^k$  mediante una operación complementaria, a saber, una permutación de las componentes PPM, combinada eventualmente con una inversión de signo de algunas de ellas.

De manera general, los coeficientes escalares  $v_i^k, i = 1, \dots, K$  son elementos de una extensión algebraica real (no compleja) de orden  $K$  en el conjunto  $Q$  de los números racionales. Dicho de otro modo, los coeficientes escalares  $v_i^k$  las raíces reales de un polinomio  $Q^k[X]$  de grado  $K$ , con coeficientes en  $Q$  e irreducible en  $Q$ . El polinomio  $Q^k[X]$  se elige en primer lugar con  $P[X]$  y a continuación los coeficientes escalares  $v_i^k, \theta v_i^k, \theta_1 v_i^k$  que intervienen en las expresiones (2) a (5) son elementos de una extensión algebraica iterada, también real,  $F: Q[\theta]$  de grado 2 en  $Q$  y por consiguiente de grado  $2K$  en  $Q$ , donde  $Q[\theta]$  es la extensión algebraica de  $Q$  obtenida mediante adición de la raíz  $\theta$  de  $P[X]$ . Según las expresiones (2) a (5) las componentes de los vectores  $c_1^k, c_2^k, c_3^k, c_4^k$  también pertenecen a la extensión algebraica  $F$ .

Las expresiones (2) a (5) pueden escribirse en una forma de matriz más compacta:

$$\mathbf{C}^k = \begin{pmatrix} (\mathbf{v}^k \boldsymbol{\sigma}_{12})^T & (\mathbf{v}^k \boldsymbol{\sigma}_{34})^T \\ \mathbf{\Omega} (\mathbf{v}_1^k \boldsymbol{\sigma}_{34})^T & (\mathbf{v}_1^k \boldsymbol{\sigma}_{12})^T \end{pmatrix} \quad (8)$$

donde  $\mathbf{v}^k = (\mathbf{v}^k, \theta \mathbf{v}^k), \mathbf{v}_1^k = (\mathbf{v}^k, \theta_1 \mathbf{v}^k)$  con  $\mathbf{v}^k = (v_1^k, v_2^k, \dots, v_K^k)$  se define como el vector fila de los coeficientes escalares y:

$$\boldsymbol{\sigma}_{12} = (s_1, \dots, s_K, s_{K+1}, \dots, s_{2K})^T \quad ; \quad \boldsymbol{\sigma}_{34} = (s_{2K+1}, \dots, s_{3K}, s_{3K+1}, \dots, s_{4K})^T \quad ;$$

dicho de otro modo,  $\boldsymbol{\sigma}_{12}$  es una matriz de dimensión  $2K \times M$  que agrupa los  $2K$  primeros símbolos de información y  $\boldsymbol{\sigma}_{34}$  es una matriz de igual dimensión que agrupa los  $2K$  símbolos siguientes. Se recuerda que los símbolos de información son vectores columna de dimensión  $M$ .

Los símbolos de transmisión  $c_1^k, c_2^k, c_3^k, c_4^k, k = 1, \dots, K$  del código espaciotemporal sirven para modular en posición y en amplitud una señal UWB. Más precisamente, cada semitrama se divide en dos tiempos de símbolo de duración  $T_s = T_r/4$  y se emite un símbolo de transmisión por cada tiempo de símbolo. Cada tiempo de símbolo ofrece  $M$

## ES 2 342 205 T3

posiciones de modulación  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_M$  ventajosamente, pero no necesariamente, repartidas equitativamente en el interior de este último. Considerándose  $c=(c(1), c(2), \dots, c(m))^T$  un símbolo de transmisión, la señal emitida por el terminal fuente durante el tiempo de símbolo correspondiente se expresa entonces sencillamente por:

$$c(t) = \sum_{m=1}^M c(m)w(t - \tau_m) \quad (9)$$

donde  $w(t)$  es la forma elemental del impulso de UWB. Su apoyo temporal se elige sensiblemente inferior a las desviaciones  $|\tau_{m+1} - \tau_m|$  entre posiciones de modulación sucesivas.

Las posiciones de modulación son idénticas para los símbolos de una misma trama. No obstante, pueden diferir de una trama a otra. También se observará que las posiciones de modulación pueden ser idénticas para todos los terminales fuente, garantizándose así la ortogonalidad por la multiplexación TDMA. Por tanto, no es necesario separarlas por medio de secuencia de saltos temporales como en un sistema de TH-UWB ("Time Hopped UWB") convencional o mediante multiplicación por secuencias ortogonales como en un sistema de DS-UWB ("Direct Spread UWB"). No obstante, la modulación mediante posición puede servir para modular una señal de TH-UWB, DS-UWB o incluso una señal de TH-DS-UWB, en el caso en el que se desea permitir a una pluralidad de terminales fuente realizar un acceso simultáneo durante el mismo intervalo TTI. Por tanto, de manera general la señal emitida durante un tiempo de símbolo podrá tomar la siguiente forma:

$$c(t) = u(t) \otimes \sum_{m=1}^M c(m)\delta(t - \tau_m) \quad (9')$$

donde  $u(t)$  es una señal UWB por impulsos, por ejemplo TH-UWB, DS-UWB, TH-DS-UWB. A continuación nos limitaremos por motivos de simplificación, pero sin perjuicio de generalización, a una señal fuente que tiene la forma de la expresión (9).

El terminal fuente  $s$  transmite durante la segunda semitrama de la  $k$ -ésima trama la señal:

$$c_1^k(t) = A_s \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^K v_i^k [s_i(m) + \theta_{K+i}(m)]w(t - \tau_m) \quad (10)$$

durante el primer tiempo de símbolo, y

$$c_3^k(t) = A_s \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^K v_i^k \chi_m [s_{2K+i}(\omega(m)) + \theta_{1} s_{3K+i}(\omega(m))]w(t + T_s - \tau_m) \quad (11)$$

durante el segundo tiempo de símbolo, donde  $\omega$  es una permutación del conjunto ordenado  $\{1, 2, \dots, M\}$ ,  $\chi_m = \pm 1$  y  $A_s$  es un coeficiente función de la potencia de emisión del terminal fuente.

Simultáneamente, durante la segunda semitrama de la  $k$ -ésima trama, el relé  $r_k$  retransmite la señal:

$$c_2^k(t) = \alpha_k A_s h_{sr}^k \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^K v_i^k [s_{2K+i}(m) + \theta_{3K+i}(m)]w(t - \tau_m) \quad (12)$$

durante el primer tiempo de símbolo, donde  $h_{sr}^k$  es el coeficiente de atenuación del trayecto de propagación entre el terminal fuente y el terminal relé  $r_k$  y  $\alpha_k$  es la ganancia de amplificación del relé  $r_k$ ; y

$$c_4^k(t) = \alpha_k A_s h_{sr}^k \sum_{m=li=1}^M \sum_{i=1}^K v_i^k [s_i(m) + \theta_1 s_{K+i}(m)] w(t + T_s - \tau_m) \quad (13)$$

5

durante el segundo tiempo de símbolo.

A continuación facilitaremos los vectores  $v^k$  que corresponden a la mejor ganancia de codificación para

10

$$\theta = \frac{1 + \sqrt{5}}{2} \quad \text{y ello para valores pequeños de } K.$$

15

Para un único relé, los vectores  $v^k$  se reducen simplemente al valor escalar  $V = 1$ .

Para dos relés, las componentes de los vectores  $v^k$  se eligen ventajosamente iguales a:

20

$$v_1^k = \frac{\sqrt{3 - \phi_k}}{2} \quad \text{y} \quad v_2^k = \frac{\sqrt{3 - \phi_k}}{2} \phi_k \quad \text{con} \quad \phi_1 = 1 + \sqrt{2} \quad \text{y} \quad \phi_2 = 1 - \sqrt{2}.$$

25

Para tres relés, las componentes de los vectores  $v^k$  se eligen ventajosamente iguales a

30

$$v_1^k = \frac{-2 + 2\phi_k + 3\phi_k^2}{7}; \quad v_2^k = \frac{6 + \phi_k - 2\phi_k^2}{7}; \quad v_3^k = \frac{3 - 3\phi_k - \phi_k^2}{7};$$

35

$$\text{con} \quad \phi_k = 2 \cos\left(\frac{2\pi k}{7}\right).$$

Para cuatro relés, las componentes de los vectores  $v^k$  se eligen ventajosamente iguales a:

40

$$v_1^k = \sqrt{\frac{2 + 3\phi_k - \phi_k^2}{8}}; \quad v_2^k = \sqrt{\frac{2 - \phi_k}{8}}; \quad v_3^k = \sqrt{\frac{2 - 3\phi_k + \phi_k^2}{8}}; \quad v_4^k = \sqrt{\frac{2 + \phi_k}{8}}$$

45

$$\text{con} \quad \phi_k = 2 \cos\left(\frac{\pi k}{8}\right).$$

50

Finalmente, para cinco relés, las componentes de los vectores  $v^k$  se eligen ventajosamente iguales a:

55

$$v_1^k = \frac{4 + 2\phi_k + 2\phi_k^2 - \phi_k^3}{11}; \quad v_2^k = \frac{15 - 2\phi_k - 12\phi_k^2 + \phi_k^3 + 3\phi_k^4}{11};$$

60

$$v_3^k = \frac{6 - 7\phi_k + 4\phi_k^2 + 2\phi_k^3 - \phi_k^4}{11}; \quad v_4^k = \frac{8 + 7\phi_k + 5\phi_k^2 - 3\phi_k^3 - 2\phi_k^4}{11};$$

65

$$v_5^k = \frac{7 + \phi_k^2 + \phi_k^3}{11} \quad \text{con} \quad \phi_k = 2 \cos\left(\frac{2\pi k}{11}\right).$$

## ES 2 342 205 T3

Los coeficientes  $\nu_i^k$  se definen con una precisión de un coeficiente común multiplicador. Valores proporcionales a estos coeficientes conducen a rendimientos idénticos del código. Es posible liberarse de esta limitación de proporcionalidad a costa de una degradación de la ganancia de codificación. Puede demostrarse que una desviación del  $\pm 10\%$  alrededor de la proporcionalidad no alterará significativamente los rendimientos del código espaciotemporal. Esta tolerancia permite concretamente actuar sobre coeficientes  $\nu_i^k$  cuantificados, por ejemplo octetos. Los rendimientos del código espaciotemporal según la invención son invariables para cualquier permutación de los coeficientes  $\nu_i^k$  actúen sobre los índices  $i$  y/o  $k$ , dicho de otro modo, para cualquier permutación que actúe simultáneamente sobre las mismas componentes de los vectores  $\nu^k$ ,  $k = 1, \dots, \mathbf{K}$  combinada con una eventual permutación de esos vectores. Esto se comprende fácilmente observando que la primera permutación es equivalente en las expresiones (2), (3), (4), (5) a una permutación del orden en el que se toman los símbolos de información  $s_1, \dots, s_{2K}$ , por una parte, y  $s_{2K+1}, \dots, s_{4K}$ , por otra parte. La segunda permutación equivale sencillamente a un cambio del orden de transmisión de las tramas.

Además, los rendimientos de este código también son invariables mediante intercambio de los elementos diagonales y/o antidiagonales de las matrices  $C^k$ , es decir, mediante inversión en las tramas transmitidas de los símbolos  $c_1^k$  y  $c_4^k$ , por una parte, y/o de los símbolos  $c_2^k$  y  $c_3^k$ , por otra parte. Dicho de otro modo, la secuencia de símbolos transmitidos en el interior de la  $k$ -ésima trama puede ser:  $c_2^k, c_4^k, c_1^k, c_3^k$  o  $c_2^k, c_1^k, c_4^k, c_3^k$  o  $c_3^k, c_4^k, c_1^k, c_2^k$  o  $c_3^k, c_1^k, c_4^k, c_2^k$ .

Finalmente, la inversión de las raíces conjugadas  $\theta$  y  $\theta_1$  tampoco cambia los rendimientos del código.

A continuación se considera el control de potencia del terminal fuente y de los terminales relé. La elección de los coeficientes  $A_s$  y  $a_k$ , es decir, de la potencia de emisión  $P_s$  del terminal fuente y de las ganancias de amplificación de los diferentes terminales relé, puede realizarse según dos modos distintos. Se supondrá en primer lugar que cada terminal relé presenta un control de potencia en bucle abierto que mantiene el producto  $\alpha_k h_{sr}^k$  a un valor constante correspondiente a una potencia de emisión constante  $P_r$ , independiente del relé.

Según un primer modo, las potencias emitidas por el terminal fuente y los terminales relé se eligen tales que su suma respeta la máscara espectral FCC mencionada anteriormente. Dicho de otro modo, si  $P$  es el valor de potencia que permite respetar la máscara espectral del FCC, se eligen las potencias respectivas del terminal fuente y del terminal relé tales que la potencia total fuente y relé media en un intervalo TTI es igual a  $P$ , es decir:

$$\frac{(KP_s T_f + KP_r T_f / 2)}{KT_f} = P_s + KP_r / 2 = P \quad (14)$$

Se entiende por tanto que el primer modo puede permitir, para una misma BER, ahorrar la potencia del terminal fuente distribuyéndola entre la fuente y los relés.

Según un segundo modo, las potencias respectivas del terminal fuente y de los terminales relé satisfacen cada una la máscara espectral del FCC. En este caso, la potencia total emitida es  $(1+K/2)$  veces igual a la que habría emitido el terminal fuente solo. Dicho de otro modo, podrá obtenerse una misma BER para una relación señal-ruido  $(1+K/2)$  veces menor con respecto al primer modo de funcionamiento o un funcionamiento sin relé.

Si se conocen las condiciones de los canales  $s$ - $d$  y  $r_k$ - $d$ , por ejemplo los coeficientes de atenuación respectivos en esos canales, el reparto de potencia entre terminales fuente y relé según el primer modo también puede tener en cuenta las condiciones de atenuación. Las potencias de emisión  $P_s$  y  $P_r^k$  respectivas de los terminales  $s$  y  $r_k$  se eligen entonces tales que:

$$P_s = a_s P \quad \text{et} \quad P_r^k = a_r^k P \quad (15)$$

donde los coeficientes  $a_s$  y  $a_r^k$  verifican:

$$a_s + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K a_r^k = 1 \quad (16)$$

y se determinan, por ejemplo, en función de los coeficientes de atenuación  $h_{sd}$  y  $h_{rd}^k$  relativos respectivamente a las trayectorias de propagación respectivas  $s$ - $d$  y  $r_k$ - $d$ .

## ES 2 342 205 T3

Los coeficientes  $a_s$  y  $a_r^k$  pueden determinarse alternativamente a partir de bucles cerrados de control de potencia de emisión (CL-PC para "Closed Loop Power Control"). Para ello, vuelven a enviarse indicaciones de control de potencia,  $TPC_s$  y  $TPC_r^k$  ("Transmisión Power Control") a través de  $\mathbf{K}+1$  vías de retorno hacia los terminales  $s$  y  $r_k$ . Esto supone que periódicamente se realiza una detección separada de la señal directa emitida por el terminal fuente y de las señales retransmitidas por los terminales  $r_k$ . En función de las indicaciones  $TPC_s$  y el terminal  $TPC_r^k$ , reduce/incrementa  $a_s$  y los terminales incrementan/reducen  $a_r^k$ . Las indicaciones se determinan conjuntamente de manera que el presupuesto

total 
$$a_s + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\mathbf{K}} a_r^k$$
 sigue siendo igual a 1.

Según una variante correspondiente a un funcionamiento según el segundo modo, pueden preverse indicaciones  $TPC_s$  y  $TPC_r^k$  independientes, no estando ya relacionados los coeficientes  $a_s$  y  $a_r^k$  sino que cada uno sigue siendo inferior a 1 para respetar la máscara espectral.

La estrategia de cooperación descrita anteriormente recurre a una pluralidad  $\mathbf{K}$  de terminales relé  $r_1, r_2, \dots, r_{\mathbf{K}}$  dados. No obstante, como regla general, varios terminales pueden ser candidatos a la función de relé y por tanto deben elegirse  $\mathbf{K}$  terminales entre esos candidatos, previamente al establecimiento de la comunicación entre el terminal fuente y el terminal destinatario.

Según una primera variante de realización de la invención, la elección de los terminales relé se realiza mediante concertación entre el terminal fuente  $s$  y el terminal destinatario  $d$  basándose en un criterio de proximidad. Se supone que los terminales pueden determinar las distancias que los separan ("peer to peer ranging") según un medio clásico de cálculo de pseudodistancia o de tiempo de propagación de ida y vuelta. Las señales UWB se prestan bien debido a su propia naturaleza (breves impulsos temporales) a una aplicación de localización. Por ejemplo, se encontrará una descripción de un método de cálculo de distancias entre terminales UWB en el artículo de Neiyer S. Correal *et al.* titulado "An UWB relative location system" disponible en el sitio [www.ee.vt.edu](http://www.ee.vt.edu).

La figura 4 representa esquemáticamente el procedimiento de selección de los terminales relé. Los terminales  $s$  y  $d$  determinan en primer lugar la distancia  $D_{s-d}$  que los separa. El terminal  $s$  determina a continuación el conjunto  $S_s$  de sus vecinos próximos: para ello calcula las distancias que lo separan de los terminales circundantes y selecciona los que se sitúan a menos de  $D_{s-d}$  de él. El terminal  $d$  determina asimismo el conjunto  $S_d$  de sus vecinos próximos.

Los terminales relé  $r_1, r_2, \dots, r_{\mathbf{K}}$  se seleccionan en el conjunto  $S_s \cap S_d$  como los que minimizan la suma  $D_{s-r}^k + D_{r-d}^k$  donde  $D_{s-r}^k$  y  $D_{r-d}^k$  son las distancias entre  $s$  y  $r_k$  por una parte y  $r_k$  y  $d$  por otra parte. Si el conjunto  $S_s \cap S_d$  está vacío, se abandona el procedimiento de cooperación. Si el conjunto  $S_s \cap S_d$  contiene un número  $\mathbf{K}' < \mathbf{K}$  de terminales, puede adoptarse una estrategia de cooperación con  $\mathbf{K}'$  relés tras la concertación entre el terminal fuente y el terminal destinatario.

Según una segunda variante de realización, los terminales relé se seleccionan basándose en un criterio de tasa de error (BER). Para ello, el terminal fuente transmite una secuencia predeterminada de símbolos de control a los terminales circundantes. Esta secuencia la conocen todos los terminales y cada terminal que la recibe puede determinar así su BER. Aquellos cuya BER es inferior a un valor umbral reenvían entonces un mensaje de acuse de recibo al terminal fuente, especificando eventualmente el intervalo de tasa de error medida y/o la carga del terminal. El terminal fuente selecciona los terminales relé  $r_k$  que han notificado las VER más pequeñas.

La figura 5 representa la estructura general de un terminal fuente según un modo de realización de la invención.

Se ha representado en 500 el bus que transporta los  $4\mathbf{K}$  símbolos de información  $s_1, s_2, \dots, s_{4\mathbf{K}}$ , transportándose cada símbolo en  $M$  cables correspondientes a las  $M$  componentes. El terminal fuente comprende  $\mathbf{K}$  módulos 510 que actúan en paralelo sobre los  $4\mathbf{K}$  símbolos de información, recibiendo cada módulo 510 un par de vectores  $V_1^k, V^k$ , específicos, es decir,  $4\mathbf{K}$  coeficientes, previamente almacenados en una memoria, a través de un segundo bus 505 no detallado. Un módulo 510 que recibe las componentes de los vectores  $V_1^k, V^k$ , proporciona secuencialmente en su salida los símbolos de transmisión de la  $k$ -ésima trama en el orden  $c_2^k, c_4^k, c_1^k, c_3^k$ . Las salidas de los módulos 510, aparte de aquellas que corresponden a  $k = 1$ , se aplican a  $\mathbf{K}-1$  líneas 520 de retardo montadas en serie y que presentan un valor de retardo igual a la duración de trama  $T_f = 4T_s$ . Cada línea de retardo se realiza, por ejemplo, por medio de  $M$  registros de desplazamiento que actúan en paralelo, ajustados a una frecuencia de  $1/T_s$  y una longitud de 4. Por tanto, aparecen sucesivamente en la salida 530 los símbolos de transmisión  $c_2^1, c_4^1, c_1^1, c_3^1$  de la primera trama y después  $c_2^2, c_4^2, c_1^2, c_3^2$  de la segunda trama y así sucesivamente hasta  $c_2^{\mathbf{K}}, c_4^{\mathbf{K}}, c_1^{\mathbf{K}}, c_3^{\mathbf{K}}$  para la última trama del intervalo de transmisión TTI.

Los símbolos de transmisión que aparecen en la salida 530 sirven a continuación para modular una señal UWB tal como se describe en relación con las expresiones (9) y (9').

## ES 2 342 205 T3

La figura 6 representa la estructura general de un módulo 510 de la figura 5 y más precisamente del módulo 510 que genera los símbolos de transmisión de la k-ésima trama. Tal como ya se mencionó, este módulo recibe del bus 530 los símbolos de información  $s_1, s_2, \dots, s_{4K}$ . Por motivos de comodidad, se ha representado el bus en dos subbuses 631 y 632 que transportan respectivamente los símbolos  $s_1, \dots, s_K, s_{K+1}, \dots, s_{2K}$  y  $s_{2K+1}, \dots, s_{3K}, s_{3K+1}, \dots, s_{4K}$  es decir  $\sigma_{12}$  y  $\sigma_{34}$ .

5

El módulo 510 comprende cuatro submódulos 610 de estructura idéntica, recibiendo dos de esos submódulos en la entrada los símbolos  $s_1, \dots, s_K, s_{K+1}, \dots, s_{2K}$  y los otros dos los símbolos  $s_{2K+1}, \dots, s_{3K}, s_{3K+1}, \dots, s_{4K}$ . Entre los dos submódulos 610 que reciben los símbolos  $s_1, \dots, s_K, s_{K+1}, \dots, s_{2K}$ , uno recibe un vector, el vector  $V^k$  y genera el símbolo  $c_4^k$ , el otro el vector  $V_1^k$  y genera el símbolo  $c_1^k$ . De manera similar, entre los dos submódulos 610 que reciben los símbolos  $s_{2K+1}, \dots, s_{3K}, s_{3K+1}, \dots, s_{4K}$ , uno recibe el vector  $V^k$  y el otro el vector  $V_1^k$ . El que recibe el vector  $V_1^k$  genera el símbolo  $c_2^k$ . El que recibe el vector  $V^k$  genera un símbolo cuyas componentes PPM se someten a una permutación y eventualmente a un cambio de signo en el submódulo 630. El submódulo 630 genera el símbolo  $c_3^k$ .

10

El submódulo 610 que proporciona el símbolo  $c_2^k$  está directamente asociado a la salida 640 y las salidas de los otros submódulos están asociadas a las entradas respectivas de tres líneas 620 de retardo montadas en serie, aplicando, cada una, un retardo idéntico igual al tiempo de símbolo  $T_s$ . Por tanto, aparecen sucesivamente en la salida 640 los símbolos de transmisión  $c_2^k, c_4^k, c_1^k, c_3^k$  según la secuencia de símbolos ilustrada en la figura 2.

15

La figura 7 ilustra esquemáticamente la estructura de un módulo 610. Recibe en la entrada un vector  $V$  de dimensión de  $2K$ , por ejemplo  $V^k$  o  $V_1^k$   $2K$  vectores  $e_1, \dots, e_K, e_{K+1}, \dots, e_{2K}$  de dimensión  $M$ , por ejemplo  $s_1, \dots, s_K, s_{K+1}, \dots, s_{2K}$  o  $s_{2K+1}, \dots, s_{3K}, s_{3K+1}, \dots, s_{4K}$ . Las  $2K$  componentes escalares de  $V$  se multiplican respectivamente con los vectores  $e_1, \dots, e_K, e_{K+1}, \dots, e_{2K}$  por medio de los multiplicadores 710. A continuación se suman los vectores así obtenidos mediante el sumador 720.

20

La figura 8 ilustra esquemáticamente la estructura del submódulo 630 del módulo 510, según un ejemplo de realización. Este submódulo realiza la operación de multiplicación por la matriz  $\Omega$ , a saber, una permutación de las  $M$  componentes de entrada, eventualmente combinada con un cambio de signo de una o de una pluralidad de esas componentes. El ejemplo ilustrado en la figura 8 corresponde a un sencillo desplazamiento circular de las componentes.

25

La arquitectura del terminal fuente puede presentar numerosas variantes, concretamente las inducidas en el interior de los módulos 510 mediante un intercambio de los símbolos de transmisión  $c_1^k, c_4^k$  y/o de los símbolos de transmisión  $c_2^k$  y  $c_3^k$  en el código espaciotemporal. Se traducen por un(os) intercambio(s) de cruce en la entrada de las líneas 620 de retardo.

30

Además, el experto en la técnica concibe que, siendo las operaciones en el interior de los módulos 510, por una parte, y de los submódulos 610, por otra parte, idénticas, puede elegirse otra combinación distinta de la propuesta, entre el tratamiento en paralelo y el tratamiento en serie. En particular, podrá optarse por un tratamiento masivamente secuencial usando un único módulo 610 y/o un único submódulo 510 por submódulo 610, pero no obstante a costa de una multiplexación de los datos en la entrada y de una demultiplexación de los datos en la salida, de manera conocida por el experto en la técnica.

35

40

Las señales UWB emitidas por el terminal fuente durante las primeras semitramas se repiten por los terminales relé en las segundas semitramas según un protocolo AF convencional. La invención no necesita con respecto a esto una modificación de los terminales relé.

45

Finalmente, las señales UWB emitidas por el terminal fuente, retransmitidas por los terminales relé, pueden tratarse por un terminal destinatario de manera clásica por un receptor MIMO. El receptor podrá comprender por ejemplo una fase de correlación de tipo Rake seguida de una fase de decisión, usando por ejemplo un decodificador esférico conocido por el experto en la técnica.

50

55

60

65

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de codificación espaciotemporal distribuida para sistema de telecomunicación UWB por impulsos en el que un terminal fuente transmite una señal a un terminal destinatario durante un intervalo de transmisión constituido por  $K$  tramas,  $K \geq 1$ , estando dividida cada trama en una primera y una segunda semitramas, recibiendo la señal transmitida en cada primera semitrama y después retransmitiéndose tras su amplificación durante la segunda semitrama siguiente por un terminal relé distinto entre  $K$  terminales relé de dicho sistema, **caracterizado** porque

dicho terminal fuente codifica  $4K$  símbolos de información que pertenecen a un alfabeto de modulación PPM o un alfabeto de modulación compuesta PPM-PAM que comprende una pluralidad de posiciones temporales, para proporcionar una secuencia de cuatro símbolos de transmisión por trama, obteniéndose dichos símbolos de transmisión a partir de  $4K$  combinaciones lineales de dichos símbolos de información con ayuda de una pluralidad de coeficientes que pertenecen a una extensión algebraica real de orden  $2K$  del conjunto de los números racionales y, para uno de dichos símbolos de transmisión de rango determinado en dicha secuencia de cada trama, de una permutación de sus componentes PPM;

los símbolos de transmisión así obtenidos modulan una señal UWB por impulsos.

2. Procedimiento de codificación espaciotemporal distribuida según la reivindicación 1, **caracterizado** porque habiendo experimentado el símbolo de transmisión de cada trama una permutación de sus componentes PPM, se somete además a una inversión de signo de una o de una pluralidad de sus componentes PPM.

3. Procedimiento de codificación espaciotemporal distribuida según la reivindicación 1 ó 2, **caracterizado** porque los cuatro símbolos de transmisión  $c_1^k, c_2^k, c_3^k, c_4^k$  de la  $k$ -ésima trama del intervalo de transmisión se obtienen a partir de los  $4K$  símbolos de información  $s_1, s_2, \dots, s_{4K}$ , de la siguiente manera:

$$c_1^k = \sum_{i=1}^K v_i^k s_i + \theta \sum_{i=1}^K v_i^k s_{K+i}$$

$$c_2^k = \sum_{i=1}^K v_i^k s_{2K+i} + \theta \sum_{i=1}^K v_i^k s_{3K+i}$$

$$c_3^k = \Omega \left( \sum_{i=1}^K v_i^k s_{2K+i} + \theta_1 \sum_{i=1}^K v_i^k s_{3K+i} \right)$$

$$c_4^k = \sum_{i=1}^K v_i^k s_i + \theta_1 \sum_{i=1}^K v_i^k s_{K+i}$$

donde  $v_i^k, \theta v_i^k, \theta_1 v_i^k, i=1, \dots, K$  son dichos coeficientes;  $\theta$  y  $\theta_1$  son las raíces conjugadas reales de un polinomio de grado 2 irreducible en el conjunto de los números racionales;  $\Omega$  es una operación de permutación de las posiciones temporales del alfabeto PPM-PAM asociada eventualmente a una inversión de signo de una o de una pluralidad de las componentes PPM;

siendo la secuencia transmitida por el terminal fuente durante dicha  $k$ -ésima trama  $c_2^k, c_4^k, c_1^k, c_3^k$  o  $c_2^k, c_1^k, c_4^k, c_3^k$ ,  $c_4^k, c_1^k, c_2^k, c_3^k$  o  $c_3^k, c_1^k, c_4^k, c_2^k$ .

## ES 2 342 205 T3

4. Procedimiento de codificación espaciotemporal distribuida según la reivindicación 3, **caracterizado**

5  
10

$$\text{porque } \theta = \frac{1+\sqrt{5}}{2} \quad \text{y} \quad \theta_1 = \frac{1-\sqrt{5}}{2} \quad \text{o bien} \quad \theta_1 = \frac{1+\sqrt{5}}{2} \quad \text{y}$$

$$\theta = \frac{1-\sqrt{5}}{2} .$$

15 5. Procedimiento de codificación espaciotemporal distribuida según la reivindicación 4, **caracterizado** porque  $\mathbf{K}=1$  y  $v_1^1=1$ .

20 6. Procedimiento de codificación espaciotemporal distribuida según la reivindicación 4 **caracterizado** porque  $\mathbf{K}=2$  y:

25

$$v_1^k = \frac{\sqrt{3-\phi_k}}{2} \quad \text{y} \quad v_2^k = \frac{\sqrt{3-\phi_k}}{2} \phi_k \quad \text{con} \quad \phi_1 = 1+\sqrt{2} \quad \text{y} \quad \phi_2 = 1-\sqrt{2}$$

30 definiéndose los coeficientes  $v_i^k$  con una precisión de una permutación sobre los índices i y/o k y sus valores con una precisión de un coeficiente común multiplicador y del  $\pm 10\%$ .

35 7. Procedimiento de codificación espaciotemporal distribuida según la reivindicación 4, **caracterizado** porque  $\mathbf{K}=3$  y:

40

$$v_1^k = \frac{-2+2\phi_k+3\phi_k^2}{7} ; \quad v_2^k = \frac{6+\phi_k-2\phi_k^2}{7} ; \quad v_3^k = \frac{3-3\phi_k-\phi_k^2}{7} ;$$

45 con  $\phi_k = 2 \cos\left(\frac{2\pi k}{7}\right)$ , definiéndose los coeficientes  $v_i^k$  con una precisión de una permutación sobre los índices i y/o k y sus valores con una precisión de un coeficiente común multiplicador y del  $\pm 10\%$ .

50 8. Procedimiento de codificación espaciotemporal distribuida según la reivindicación 4, **caracterizado** porque  $\mathbf{K}=4$  y:

55

$$v_1^k = \sqrt{\frac{2+3\phi_k-\phi_k^2}{8}} ; \quad v_2^k = \sqrt{\frac{2-\phi_k}{8}} ; \quad v_3^k = \sqrt{\frac{2-3\phi_k+\phi_k^2}{8}} ; \quad v_4^k = \sqrt{\frac{2+\phi_k}{8}}$$

60 con  $\phi_k = 2 \cos\left(\frac{\pi k}{8}\right)$ , definiéndose los coeficientes  $v_i^k$  con una precisión de una permutación sobre los índices i y/o k y sus valores con una precisión de un coeficiente común multiplicador y del  $\pm 10\%$ .

65

9. Procedimiento de codificación espaciotemporal distribuida según la reivindicación 4, **caracterizado** porque  $K=5$  y:

$$v_1^k = \frac{4 + 2\phi_k + 2\phi_k^2 - \phi_k^3}{11} ; v_2^k = \frac{15 - 2\phi_k - 12\phi_k^2 + \phi_k^3 + 3\phi_k^4}{11} ;$$

$$v_3^k = \frac{6 - 7\phi_k + 4\phi_k^2 + 2\phi_k^3 - \phi_k^4}{11} ; v_4^k = \frac{8 + 7\phi_k + 5\phi_k^2 - 3\phi_k^3 - 2\phi_k^4}{11} ;$$

$$v_5^k = \frac{7 + \phi_k^2 + \phi_k^3}{11} \text{ con } \phi_k = 2 \cos\left(\frac{2\pi k}{11}\right), \text{ definiéndose los coeficientes } v_i^k \text{ con una precisión de una permuta-}$$

ción sobre los índices  $i$  y/o  $k$  y sus valores con una precisión de un coeficiente común multiplicador y del  $\pm 10\%$ .

10. Procedimiento de codificación espaciotemporal distribuida según una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque dicha permutación de las componentes PPM es una permutación circular.

11. Procedimiento de codificación espaciotemporal distribuida según una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque las potencias de transmisión del terminal fuente y de los  $K$  terminales relé se eligen respectivamente iguales a  $a_s P$  y  $a_r^k P$ ,  $k=1, \dots, K$  donde  $P$  es un valor de potencia que respeta la máscara espectral UWB y donde  $a_s$  y  $a_r^k$  son coeficientes tales que  $0 < a_s < 1$ ,  $0 < a_r^k < 1$  y  $a_s + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K a_r^k = 1$ .

12. Procedimiento de codificación espaciotemporal distribuida según la reivindicación 11, **caracterizado** porque los coeficientes  $a_s$  y  $a_r^k$  se determinan en función de las condiciones respectivas del canal de propagación entre el terminal fuente y el terminal destinatario y de los canales respectivos entre dichos terminales relé y el terminal destinatario.

13. Procedimiento de codificación espaciotemporal distribuida según la reivindicación 11, **caracterizado** porque los coeficientes  $a_s$  y  $a_r^k$  se controlan por medio de bucles de control de potencia mediante  $K+1$  vías de retorno del terminal destinatario hacia el terminal fuente y los  $K$  terminales relé, respectivamente.

14. Procedimiento de codificación espaciotemporal distribuida según una de las reivindicaciones 1 a 10, **caracterizado** porque las potencias de transmisión del terminal fuente y de los terminales relé se eligen cada una igual a un valor de potencia que respeta la máscara espectral UWB.

15. Procedimiento de codificación espaciotemporal distribuida según una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque dichos  $K$  terminales relé se determinan mediante los terminales fuente y destinatario por medio de las siguientes etapas:

- determinación de la distancia que separa el terminal fuente y el terminal destinatario;
- determinación de un primer conjunto de terminales situados a menos de dicha distancia del terminal fuente;
- determinación de un segundo conjunto de terminales situados a menos de dicha distancia del terminal destinatario;
- selección de los  $K$  terminales relé entre los terminales comunes a dichos conjuntos primero y segundo, denominados terminales candidatos, como los que minimizan la suma de las distancias entre el terminal fuente y el terminal candidato, por una parte, y el terminal candidato y el terminal destinatario, por otra parte.

16. Procedimiento de codificación espaciotemporal distribuida según una de las reivindicaciones 1 a 14, **caracterizado** porque dichos  $K$  terminales relé se determinan por los terminales fuente y destinatario por medio de las siguientes etapas:

- determinación de la distancia que separa el terminal fuente y el terminal destinatario;
- determinación de un primer conjunto de terminales situados a menos de dicha distancia del terminal fuente;
- determinación de un segundo conjunto de terminales situados a menos de dicha distancia del terminal destinatario;

## ES 2 342 205 T3

- determinación de los terminales comunes a dichos conjuntos primero y segundo, denominados terminales candidatos, y envío de una secuencia de símbolos predeterminados por el terminal fuente a dichos terminales candidatos, detectando cada terminal candidato dicha secuencia con una tasa de error, seleccionándose los **K** terminales relé como los terminales candidatos que detectan dicha secuencia con las **K** tasas de error más bajas.

5

17. Dispositivo de codificación para terminal de telecomunicación UWB por impulsos destinado a transmitir una señal a un terminal destinatario durante un intervalo de transmisión (TTI) constituido por **K** tramas,  $K \geq 1$ , **caracterizado** porque comprende:

10

- primeros medios (500) de distribución para proporcionar  $4K$  símbolos de información que pertenecen a un alfabeto de modulación PPM o de modulación compuesta PPM-PAM que comprende **M** posiciones temporales, con **K** módulos (510) de codificación en paralelo, correspondiendo cada módulo de codificación a una trama y actuando sobre dichos  $4K$  símbolos de información para proporcionar cuatro símbolos de transmisión;

15

- segundos medios (505) de distribución para proporcionar a cada módulo (510) de codificación un conjunto de  $4K$  coeficientes ( $V^k, V_1^k$ ) que pertenecen a una extensión algebraica real del conjunto de los números racionales;

20

- estando adaptado cada módulo de codificación para realizar una combinación lineal de dichos  $4K$  símbolos de información por medio de los  $4K$  coeficientes que recibe y para realizar una permutación de las componentes PPM de uno de los símbolos obtenidos mediante combinación;

25

- una pluralidad de líneas (520) de retardo montadas en serie, aplicando cada una un retardo igual a la duración de trama y recibiendo en su entrada la salida de un módulo (510) de codificación.

18. Dispositivo de codificación según la reivindicación 17, **caracterizado** porque cada módulo (510) de codificación comprende cuatro submódulos (610) de cálculo y porque:

30

- dichos primeros medios (500) de distribución están adaptados para proporcionar una primera mitad ( $s_1, \dots, s_K, s_{K+1}, \dots, s_{2K}$ ) de dichos símbolos de información a un primer y un cuarto de dichos submódulos y la segunda mitad ( $s_{2K+1}, \dots, s_{3K}, s_{3K+1}, \dots, s_{4K}$ ) de dichos símbolos de información a un segundo y un tercero de dichos submódulos;

35

- dichos segundos medios (505) de distribución están adaptados para proporcionar una primera mitad de dichos coeficientes ( $V^k$ ) al primer y al segundo submódulos y la segunda mitad de los coeficientes al ( $V_1^k$ ) tercer y al cuarto submódulos;

40

- un submódulo (630) de permutación adaptado para realizar una permutación de las componentes PPM de los símbolos en la salida de uno de dichos submódulos de cálculo;

45

- una pluralidad de líneas (620) de retardo montadas en serie, aplicando cada una un retardo igual a la duración de un símbolo de transmisión y recibiendo en su entrada la salida de uno de dichos submódulos (610) de cálculo o la salida del submódulo (630) de permutación.

19. Dispositivo de codificación según la reivindicación 18, **caracterizado** porque dicho módulo (630) de permutación está adaptado además para invertir el signo de una o de una pluralidad de las componentes PPM de los símbolos que recibe.

50

20. Dispositivo de codificación según la reivindicación 18 ó 19, **caracterizado** porque cada submódulo (610) de cálculo comprende medios (710) de multiplicación para multiplicar respectivamente cada uno de los  $2K$  símbolos de información que recibe por un coeficiente respectivo entre los  $2K$  coeficientes que recibe, y medios (720) de suma para sumar los  $2K$  símbolos así obtenidos.

55

60

65

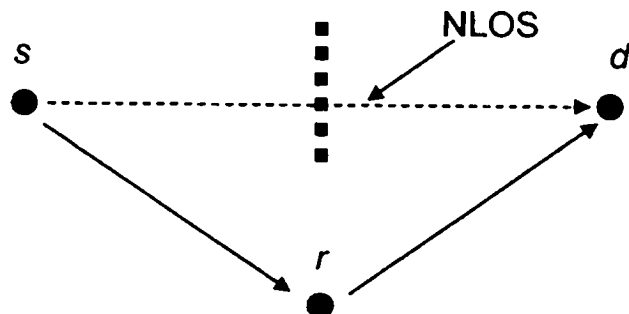


FIG.1

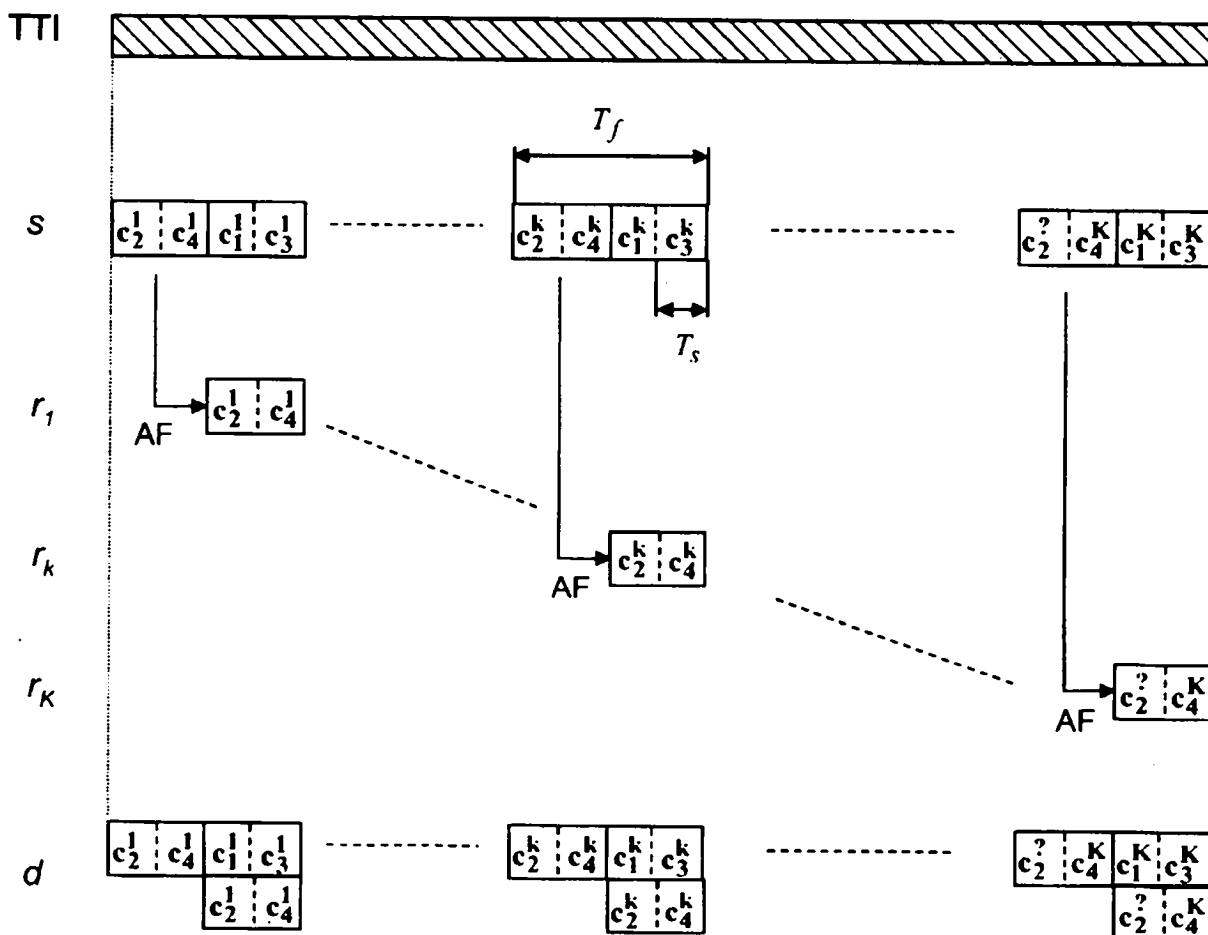


FIG.2

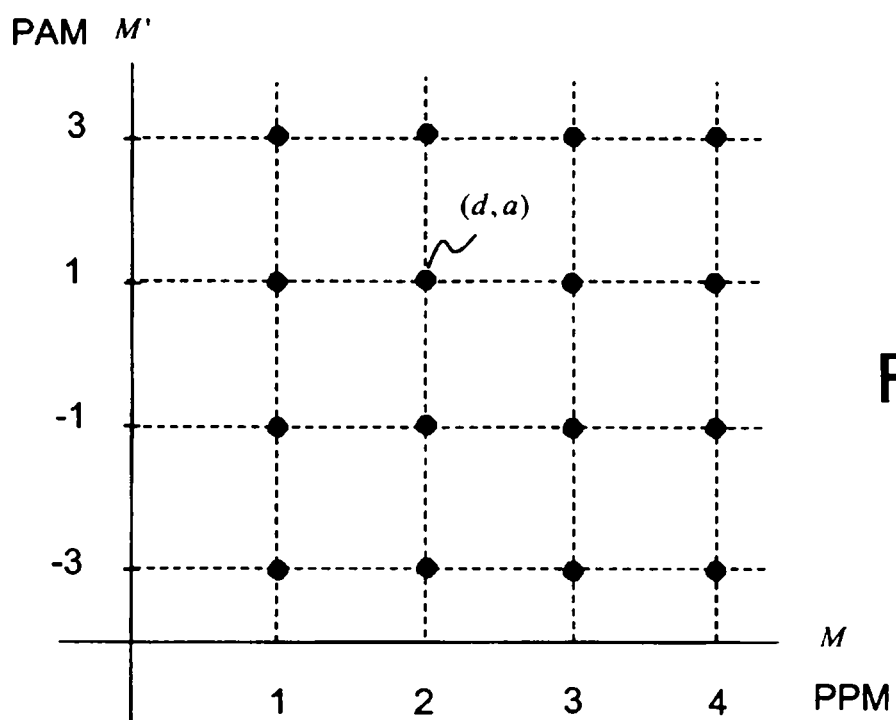


FIG.3

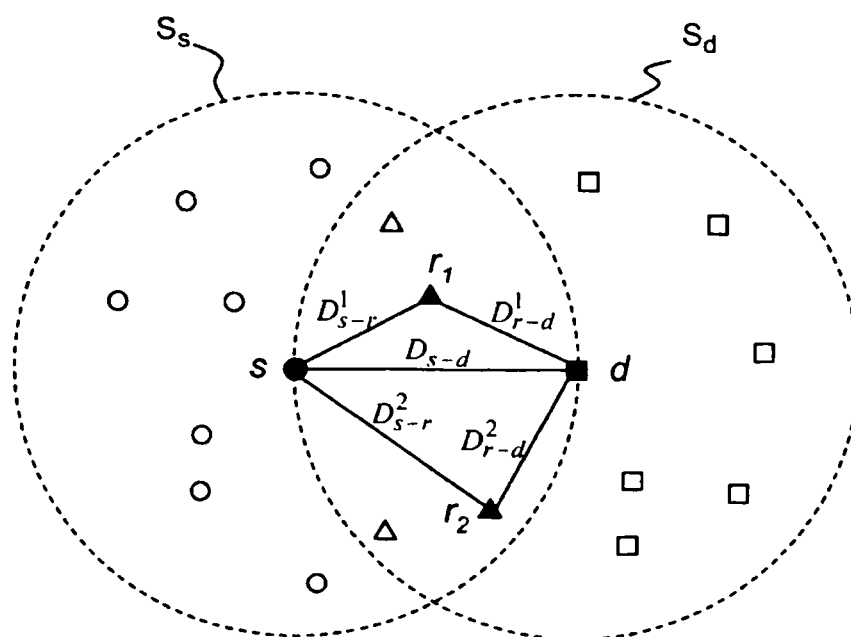


FIG.4

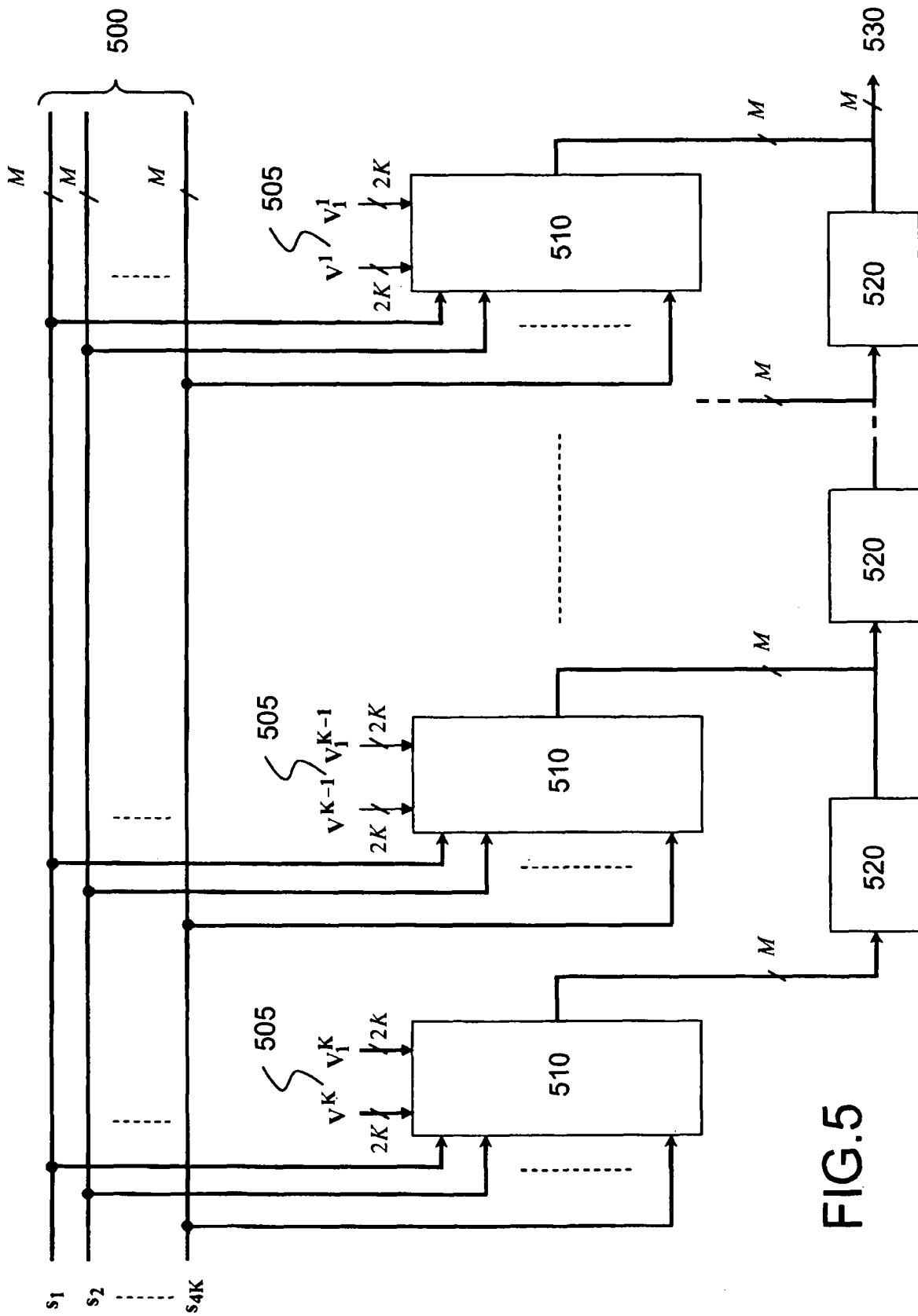


FIG.5

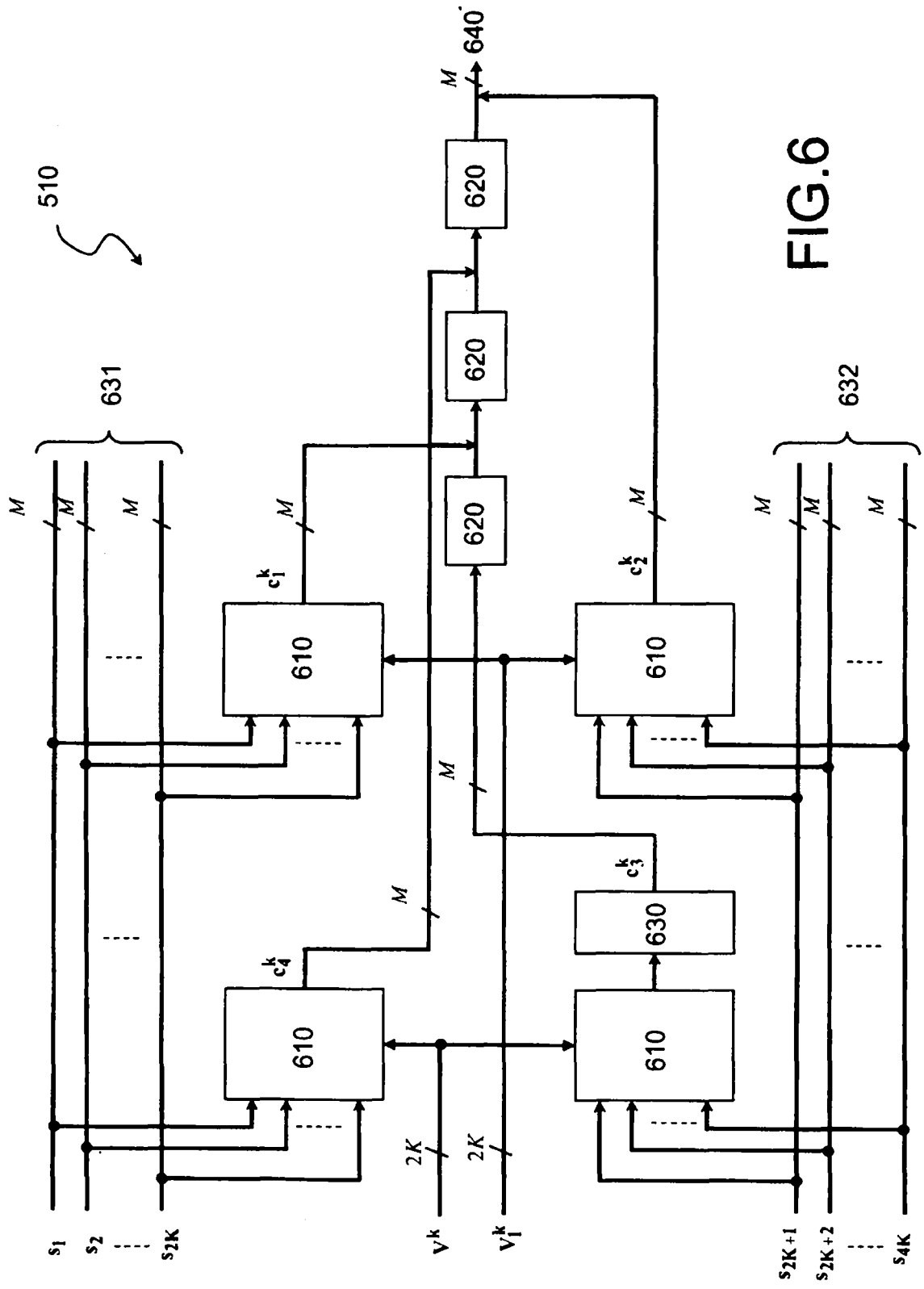


FIG.6

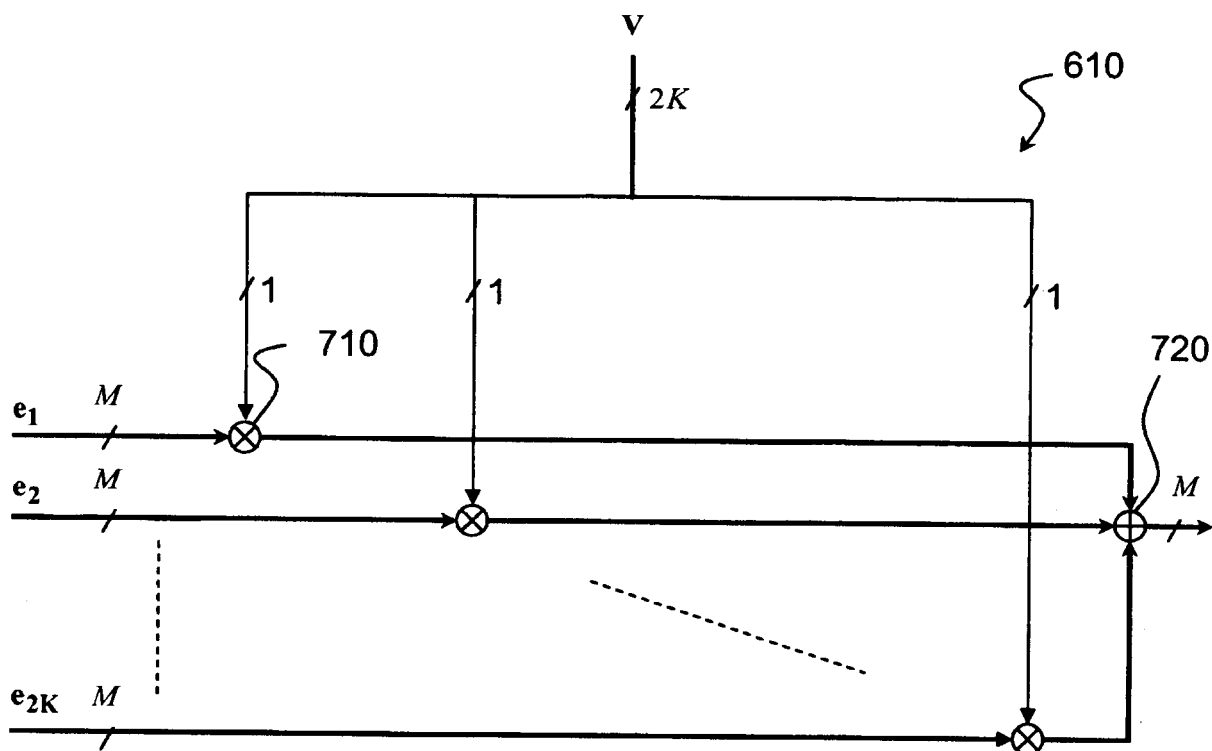


FIG.7

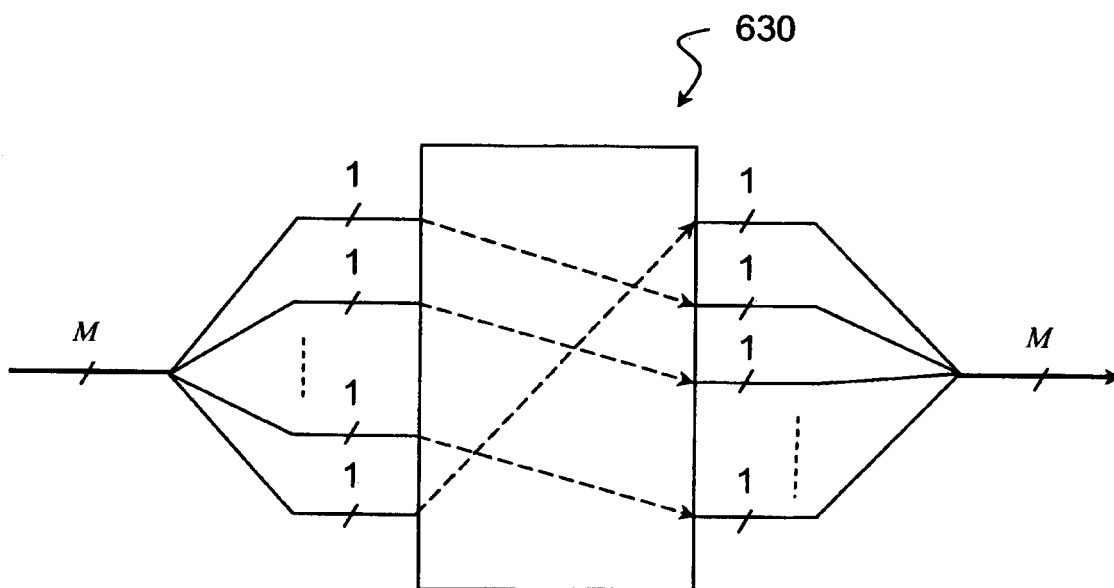


FIG.8