



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 325 572**

51 Int. Cl.:  
**H04B 1/76** (2006.01)  
**H04J 13/02** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **00925309 .7**

96 Fecha de presentación : **27.04.2000**

97 Número de publicación de la solicitud: **1181781**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **27.02.2002**

54 Título: **Método de formación de estimación de canal, y receptor.**

30 Prioridad: **28.04.1999 FI 19990965**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**09.09.2009**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**09.09.2009**

73 Titular/es: **Nokia Siemens Networks Oy  
Karaportti 3  
02610 Espoo, FI**

72 Inventor/es: **Pajukoski, Kari**

74 Agente: **Zuazo Araluze, Alexander**

ES 2 325 572 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

## DESCRIPCIÓN

Método de formación de estimación de canal, y receptor.

5 **Campo de la invención**

La invención se refiere a la formación de una estimación de canal en un sistema de radio que comprende al menos una estación base y varios equipos de terminal.

10 **Antecedentes de la invención**

En un sistema CDMA (*code - division multiple access*, acceso múltiple por división de código) una estación base o un equipo de terminal que funciona como un receptor emplea varias disposiciones de estimación de canal. Sin embargo, las estimaciones de canal se filtran normalmente mediante un filtro de paso bajo simple. La anchura de banda del filtro se selecciona según la frecuencia Doppler máxima. Uno de los problemas de una disposición de la técnica anterior de este tipo es que el estimador de canal tiene escaso rendimiento a frecuencias Doppler bajas. Además, un estimador de canal de este tipo no funciona de una manera fiable si el espectro de potencia es claramente asimétrico.

Podría implementarse un estimador de canal óptimo mediante el filtro de Wiener si se conocieran la autocorrelación de canal y la densidad espectral de potencia de ruido. En la práctica, no se conocen pero deben estimarse. La implementación del filtro de Wiener óptimo en un receptor real se complica adicionalmente por las intrincadas operaciones matriciales que requiere y por errores en la estimación de los parámetros. En los estimadores de canal adaptativos conocidos se logra la adaptabilidad por medio de los algoritmos LMS (*Least Mean Square*, mínimos cuadrados promedio), RLS (*Recursive Least Squares*, mínimos cuadrados recursivos) o de Kalman. Las disposiciones LMS y RLS se dan a conocer en mayor detalle en las siguientes publicaciones: A. Mämmelä, V-P. Kaasila, Prediction, *Smoothing and Interpolation In Adaptive Diversity Reception*, ISSSTA'94, págs. 475 - 478; S. Mclughlin, B. Mulgrew, C. F. N. Cowan, *Performance Comparison of Least Squares and Least Mean Squares Algorithms as HF Channel Estimators*, ICASSP'87, págs. 2105 - 2108; A. P. Clark, S. G. Jayasinghe, *Channel Estimation for Land Mobile Radio Systems*, *IEE Proceedings*, Vol 134, Pt. F, N° 4, julio de 1987, págs. 383 - 393; A. P. Clark, F. McVerry, *Improved Channel Estimator for an HF Radio Link*, *Signal Processing*, Vol 5, N° 3, mayo de 1983, págs. 241 - 255; A. P. Clark, F. McVerry, *Channel Estimation for an HF Radio Link*, *IEE Proceedings*, Vol 128, Pt. F, N° 1, febrero de 1981, págs. 33 - 42; y A. P. Clark, S. Harihan, *Adaptive Channel Estimator for an HF Radio Link*, *IEEE Transactions on Communications*, Vol 37, N° 9, septiembre de 1989, págs. 918 - 926.

Las siguientes publicaciones: A. P. Clark, R. Harun, *Assessment of Kalman - filter Channel Estimators for an HF Radio Link*, *IEE Proceedings*, Vol 133, Pt. F, N° 6, octubre de 1986, págs. 513 - 521; H. H. Clayton, P. Fines, A. H. Aghvami, *Carrier Synchronization Using Kalman Filters for Dynamic Doppler Shift Environments*, PIMRC'93, B2.7; S. A. Fechtel, H. Meyr, *An Investigation of Channel Estimation and Equalization Techniques for Moderately Rapid Fading HF - Channels*, ICC'91, págs. 768 - 772; y S. Harihan, A. P. Clark, *HF Channel Estimation Using Fast Transversal Filter Algorithm*, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol 38, N° 8, agosto de 1990, págs. 1353 - 1362, describen el uso del filtro de Kalman en la estimación de canales.

Una solicitud de patente US 5712877 presenta un transceptor que tiene un sistema de modulación de fase continua asistido por símbolos piloto.

Los algoritmos LMS y RLS presentan un escaso rendimiento y no están diseñados para funcionar a proporciones señal-ruido bajas o fuertemente negativas. Por tanto, no son adecuados para un receptor de CDMA. Un problema con el algoritmo de Kalman adaptativo es que es complicado. Los algoritmos de Kalman, que se adaptan el espectro de potencia Doppler y cambian su número de grado de rendimiento, son demasiado complicados para una aplicación práctica.

**Breve descripción de la invención**

Un objeto de la invención es proporcionar un método y un receptor que implementen el método para resolver los problemas mencionados anteriormente. Esto se logra mediante un método de estimación de canal para usar en un sistema de radio, comprendiendo el sistema de radio al menos una estación base y varios equipos de terminal, estando configurada al menos una estación base para comunicarse con los equipos de terminal mediante la transmisión y la recepción de señales, incluyendo las señales una señal piloto que comprende símbolos piloto, muestreándose una señal recibida. El método comprende además formar una estimación de canal preliminar multiplicando una muestra recibida por una conjugada compleja conocida de un símbolo piloto; formar una autocorrelación preliminar de estimaciones de canal preliminares que son sucesivas en el tiempo en multiplicadores; filtrar autocorrelaciones preliminares calculando el promedio en un filtro; formar un parámetro de filtro en un filtro para el filtrado de una estimación de canal promedio en función de la autocorrelación promedio; y formar una estimación de canal promedio mediante filtrado de estimación de canal mediante una sección de filtro, que se controla por parámetros de filtro.

La invención también se refiere a un receptor para un sistema de radio, comprendiendo el sistema de radio al menos una estación base y varios equipos de terminal, estando configurada la al menos una estación base para comunicarse con los equipos de terminal mediante un transmisor que transmite y un receptor que recibe señales, incluyendo las

señales una señal piloto que comprende símbolos piloto, teniendo el receptor medios para muestrear una señal recibida, estando el receptor. El receptor comprende medios para formar una estimación de canal preliminar multiplicando una muestra recibida por una conjugada compleja conocida de un símbolo piloto; medios para formar una autocorrelación preliminar de estimaciones de canal preliminares que son sucesivas en el tiempo; medios para filtrar autocorrelaciones preliminares calculando el promedio; medios para formar un parámetro de filtro para el filtrado de una estimación de canal en función de la autocorrelación promedio; y medios para formar una estimación de canal promedio mediante filtrado de estimación de canal que están dispuestos para controlarse por los parámetros de filtro.

Las realizaciones preferidas de la invención se dan a conocer en las reivindicaciones dependientes.

La idea básica de la invención es que se forman directamente parámetros de filtro o coeficientes de ponderación de un filtro de canal a partir de funciones de autocorrelación de las estimaciones de canal.

El método y el sistema según la invención proporcionan varias ventajas. Los parámetros de filtro se forman directamente a partir de las funciones de autocorrelación de las estimaciones de canal con sólo una pequeña cantidad de cálculo y sin operaciones de cálculo complicadas de LMS, RLS o Kalman para predecir el error de estimación. Además, dado que la disposición del estimador de canal según la invención no utiliza ningún dato anterior acerca del proceso que va a estimarse, la disposición proporciona buen rendimiento, por ejemplo, con un espectro de potencia claramente asimétrico. La disposición según la invención también es fiable a proporciones señal-ruido bajas.

### Breve descripción de los dibujos

La invención se describirá a continuación en mayor detalle por medio de las realizaciones preferidas con referencia a los dibujos adjuntos, en los que

la figura 1 es un diagrama de bloques de un filtro de estimación de canal predictivo,

la figura 2 es un diagrama de bloques de un filtro para calcular parámetros de filtro en un filtro de estimación de canal,

la figura 3 es un diagrama de bloques de un filtro de estimación de canal predictivo según la invención,

la figura 4 muestra un filtro de estimación de canal de tipo más suave, que recibe ocho símbolos piloto en una ranura de tiempo desde un canal de control,

la figura 5 muestra un filtro para calcular parámetros de filtro, que recibe ocho símbolos piloto en una ranura de tiempo desde un canal de control,

la figura 6 muestra un filtro de estimación de canal de tipo más suave, que recibe cuatro símbolos piloto dos veces en una ranura de tiempo desde un canal de control,

la figura 7 muestra un filtro para calcular parámetros de filtro, que recibe cuatro símbolos piloto dos veces en una ranura de tiempo desde un canal de control, y

la figura 8 es un diagrama de bloques de un receptor RAKE.

### Descripción detallada de la invención

La disposición según la invención es aplicable particularmente en un sistema de radio CDMA, sin embargo, sin restringirse al mismo.

Un sistema de radio comprende al menos una estación base y varios equipos de terminal, que son normalmente teléfonos móviles. Una estación base y un equipo de terminal se comunican entre sí mediante la transmisión y la recepción de, por ejemplo, una señal de datos y una señal piloto. Una señal de datos normalmente consiste en datos de voz u otros datos de usuario. Una estación base transmite en un canal de control una señal piloto que se usa en la sincronización y el control de potencia. Las señales comprenden símbolos, que pueden presentarse y procesarse en una forma real o compleja. Los símbolos representan bits o combinaciones de bits. Particularmente, en un sistema de radio CDMA se propaga una señal desde la estación base hasta un equipo de terminal por varias trayectorias y los componentes de señal llegan al receptor con diferentes retardos de tiempo.

Examínese en primer lugar una disposición mostrada en las figuras 1 y 2, que ilustra el principio de la invención. La figura 1 muestra un filtro de estimación de canal que se basa en un filtro de respuesta finita al impulso (FIR). Una muestra  $z_k$  de señal recibida entrante, que corresponde a un símbolo digital, se multiplica en un multiplicador 100 por una conjugada  $a_k^*$  compleja de un símbolo piloto, que es un símbolo digital que puede presentarse como un bit o una combinación de bits. El símbolo  $a_k$  piloto se conoce de antemano. La muestra  $z_k$  recibida puede facilitarse en la forma  $z_k = a_k \cdot c_k + n_k$ , y  $z_k$  puede multiplicarse por la conjugada compleja del símbolo piloto para proporcionar  $z_k \cdot a_k^* = c_k + n_k$ , donde  $n_k$  representa ruido. Si se usan símbolos reales, la conjugada compleja no cambia naturalmente el símbolo en modo alguno. La multiplicación proporciona una estimación  $c_k$  de canal preliminar, que se retarda en cada bloque

102 a 104 de retardo durante un tiempo que corresponde a un símbolo (el retardo de una muestra/símbolo como una transformación Z puede indicarse mediante  $z^{-1}$ ). El número de los bloques 102 a 104 de retardo se selecciona libremente para cubrir un área de retardo particular. Cada estimación  $c_k$  a  $c_{k-m}$  de canal preliminar se multiplica por un parámetro  $\alpha_k$  a  $\alpha_{k-m}$  de filtro en los multiplicadores 106 a 110. Los parámetros  $\alpha_k$  a  $\alpha_{k-m}$  de filtro ponderan las estimaciones  $c_k$  a  $c_{k-m}$  de canal preliminares. Las estimaciones de canal ponderadas se suman en un bloque 112 para proporcionar una estimación de canal promedio.

La figura 2 muestra un diagrama de bloques de un filtro para calcular parámetros  $\alpha_k$  a  $\alpha_{k-m}$  de filtro en un filtro de estimación de canal, es decir, un filtro de parámetro de filtro. También en esta disposición se multiplica una muestra  $z_k$  recibida por la conjugada compleja del símbolo  $a_k$  piloto en un multiplicador 200 y se retarda en bloques 202 a 206 de retardo, de manera similar a en la figura 1. Las estimaciones  $c_k$  a  $c_{k-m}$  de canal preliminares obtenidas se correlacionan con una primera estimación  $c_k$  de canal preliminar en los bloques 208 a 212, que son preferiblemente multiplicadores. Aun cuando no es necesario, en esta fase los resultados de correlación preliminar pueden ajustarse a escala o normalizarse, por ejemplo, de manera que cada correlación preliminar se divide entre la suma de todas las correlaciones preliminares (tal ajuste a escala o normalización no se muestra en la figura 2). Posteriormente, cada resultado de autocorrelación preliminar se multiplica por un factor K de olvido en los multiplicadores 214 a 218, que forman parte de una sección 238 de filtro de cálculo de promedio. Examínese a continuación en mayor detalle el resultado  $\hat{\vartheta}_{k,i}$  de autocorrelación preliminar. El resultado  $\hat{\vartheta}_{k,i}$  de autocorrelación se obtiene mediante  $\hat{\vartheta}_{k,i} = c_k \cdot c_{k-i}^*$ , donde i es el índice  $i = 1, \dots, m$ , y el subíndice 1 indica la primera trayectoria  $l = 1$ . El resultado  $\hat{\vartheta}_{k,i}$  de correlación continúa hasta la sección 238 de filtro, en la que se calcula el promedio de la autocorrelación teniendo en cuenta un número finito o infinito de resultados  $\hat{\vartheta}_{k,i}$  de correlación. Con el filtro IIR (Infinite Impulse Response, respuesta infinita al impulso) mostrado en la figura 2, el cálculo del promedio es infinito (corresponde a la integración infinita), mientras que con el filtro FIR el cálculo del promedio sería finito (corresponde a la integración desde un momento particular en el tiempo hasta algún otro momento). El resultado de correlación se multiplica en primer lugar por el factor K de olvido, que tiene un valor inferior a 1, por ejemplo entre 0,001 y 0,01. Posteriormente, el resultado  $(1-K) \cdot \hat{\rho}_{k,i}(t-1)$  de correlación, que ya se ha filtrado y ponderado, se suma en un sumador 224 para el resultado de correlación. El resultado de correlación anterior se ha obtenido retardando el resultado de correlación en un bloque 220 de retardo y multiplicando el resultado de correlación retardado por el factor  $1 - K$  en un multiplicador 222. Así se obtiene el parámetro  $\alpha_k$  de filtro a partir del resultado  $\hat{\rho}_{k,i} = (1-K) \cdot \hat{\rho}_{k,i}(t-1) + K \cdot \hat{\vartheta}_{k,i}(t)$  de correlación promedio. El parámetro  $\alpha_k$  de filtro puede ser idéntico a la correlación  $\alpha_k = f(\hat{\rho}_{k,i})$  filtrada, pero el parámetro de filtro es con más frecuencia una función de la correlación filtrada. Los otros parámetros  $\alpha_{k-1}$  a  $\alpha_{k-m}$  de filtro se obtienen correspondientemente en los bloques 226 a 232. En la disposición de la figura 2, se forman parámetros de filtro específicamente para cada símbolo piloto en cada muestra recibida, por lo cual cuantos más elementos 102 a 104 y 202 a 206 de retardo y, por tanto, estimaciones de canal preliminares se estén usando, más complicado resulta formar los parámetros  $\alpha_k$  a  $\alpha_{k-m}$  de filtro.

El cálculo de los parámetros  $\alpha_k$  a  $\alpha_{k-m}$  de filtro se ha simplificado en la disposición según la invención combinando varias muestras  $z_k$  recibidas y calculando así los parámetros  $\alpha_k$  a  $\alpha_{k-m}$  de filtro con menos frecuencia. Tal formación menos frecuente de los parámetros  $\alpha_k$  a  $\alpha_{k-m}$  de filtro se muestra en la figura 3, en la que el proceso comienza de manera similar a las figuras 1 y 2 multiplicando una muestra  $z_k$  recibida por la conjugada  $a_k^*$  compleja del símbolo piloto en un multiplicador 300. Después se disminuye el número de las estimaciones  $c_k$  de canal preliminares por ejemplo en 5, tal como se muestra en la figura 3, por medio de por ejemplo el cálculo de promedio, lo que mejora la proporción señal-ruido. Después, el bloque 304 a 312 de retardo retarda las estimaciones de canal preliminares a intervalos de 5 símbolos (como una transformación Z a  $z^{-5}$ ). Las estimaciones de canal retardadas se someten en los multiplicadores 314 a 322 a autocorrelación preliminar para la trayectoria l, es decir  $\hat{\vartheta}_{k,l}, \hat{\vartheta}_{k-1,l}, \hat{\vartheta}_{k-2,l}, \dots, \hat{\vartheta}_{k-m,l}$ , en las que m es el número de los coeficientes de canal preliminar retrasados, de manera similar a en las figuras 1 y 2. Cada autocorrelación,  $\hat{\vartheta}_{k,l}, \hat{\vartheta}_{k-1,l}, \hat{\vartheta}_{k-2,l}, \dots, \hat{\vartheta}_{k-m,l}$ , preliminar, se filtra mediante filtrado de promedio finito o infinito en una sección 364 de filtro. La figura 3 muestra un filtro 364 IIR. Cada autocorrelación,  $\hat{\vartheta}_{k,l}, \hat{\vartheta}_{k-1,l}, \hat{\vartheta}_{k-2,l}, \dots, \hat{\vartheta}_{k-m,l}$ , preliminar se multiplica por el factor K en los multiplicadores 324 a 332. Por ejemplo, al resultado  $\hat{\vartheta}_{k-1,l}$  de correlación preliminar se le suma en un sumador 344 el resultado  $(1-K) \cdot \hat{\rho}_{k-1,l}(t-1)$  de correlación, que ya se ha filtrado y ponderado y que se ha obtenido retardando el resultado de correlación en un bloque 340 de retardo y multiplicando el resultado de correlación retardado por el factor  $1 - K$  en un multiplicador 342. Los resultados  $\hat{\rho}_{k,l}, \hat{\rho}_{k-1,l}, \hat{\rho}_{k-2,l}, \dots, \hat{\rho}_{k-m,l}$ , de correlación de los que se ha calculado el promedio mediante filtrado continúan después hasta un bloque 401 de filtro, donde los resultados  $\hat{\rho}_{k,l}, \hat{\rho}_{k-1,l}, \hat{\rho}_{k-2,l}, \dots, \hat{\rho}_{k-m,l}$ , de correlación promedio se diezman en un bloque 376 de diezmado, siendo el número de diezmadores 366 a 374 en el bloque igual al número de bloques 304 a 312 de retardo. Así se reduce el muestreo excesivo mediante el uso de los diezmadores 366 a 374. Dado que no puede formarse un resultado de autocorrelación para el último símbolo (símbolo  $k$ ) en los bloques mencionados anteriormente, este resultado de autocorrelación se extrapola de los resultados anteriores en un bloque 382. La extrapolación se lleva a cabo, por ejemplo, calculando en primer lugar la diferencia de valor absoluto entre los dos últimos resultados  $\left| \hat{\rho}_{k,j,1}(t) - \hat{\rho}_{k,j,2}(t) \right|$  de correlación diezmados en un bloque 380, por lo que el resultado obtenido  $\hat{\rho}_{k,j,1}(t)$  se suma para formar una suma de valor absoluto  $\left| \hat{\rho}_{k,j,1}(t) + \left| \hat{\rho}_{k,j,1}(t) - \hat{\rho}_{k,j,2}(t) \right| \right|$  en el bloque 380. Posteriormente, se suman los resultados de correlación diezmados y se forma un valor absoluto de la suma en un bloque 384 de sumador.

En un bloque 400 de ajuste a escala, que reemplaza el ajuste a escala de las correlaciones preliminares antes del filtro IIR, los resultados que se han sumado se multiplican en primer lugar en un multiplicador 386 por el número

## ES 2 325 572 T3

de sumas de símbolos, que en este caso es 5. Cada resultado  $\hat{\rho}_{k,1}, \hat{\rho}_{k-1,1}, \hat{\rho}_{k-2,1}, \dots, \hat{\rho}_{k-m,1}$ , de correlación diezmando se divide en los bloques 388 a 398 de división entre un resultado de suma  $5 \sum_{i=0}^M |\hat{\rho}_{k,1,i}(t)|$ , donde M es el número de los resultados de correlación que van a sumarse (en este ejemplo 6), con el fin de obtener los parámetros  $\alpha_k$  a  $\alpha_{k-m}$  de filtro.

Esto puede presentarse tal como sigue:  $\alpha_{k,l}(i) = \frac{\hat{\rho}_{k,l,i}(t)}{5 \sum_{i=0}^M |\hat{\rho}_{k,l,i}(t)|}$ . Sin embargo, en una aplicación práctica es posible no

calcular en absoluto el término  $5 \sum_{i=0}^M |\hat{\rho}_{k,l,i}(t)|$  en el divisor y no realizar la división, puesto que es suficiente con usar un resultado  $\hat{\rho}_{k,1}, \hat{\rho}_{k-1,1}, \hat{\rho}_{k-2,1}, \dots, \hat{\rho}_{k-m,1}$ , de correlación diezmando o bien directamente como el parámetro  $\alpha_k$  a  $\alpha_{k-m}$  de filtro, o bien el parámetro  $\hat{\rho}_{k,1}, \hat{\rho}_{k-1,1}, \hat{\rho}_{k-2,1}, \dots, \hat{\rho}_{k-m,1}$ , de filtro puede ajustarse a escala mediante un número adecuado. El bloque 400 de ajuste a escala, por tanto, no es absolutamente necesario o puede reemplazarse con multiplicación por una constante.

Cuando se han formado los parámetros  $\alpha_k$  a  $\alpha_{k-m}$  de filtro, continúan hasta una sección (413) de filtro, que forma la estimación de canal, y los coeficientes  $c_k$  a  $c_{k-m}$  de canal preliminar se multiplican por los parámetros  $\alpha_k$  a  $\alpha_{k-m}$  de filtro en los multiplicadores 402 a 412. Los resultados de la multiplicación se suman después en un sumador 414, tal como se muestra en el ejemplo de la figura 1, con el fin de formar una estimación  $c_k$  de canal adaptativa. Esto puede

presentarse tal como sigue:  $c_{k,l} = \sum_{i=0}^M \hat{\rho}_{k,l,i}(t) \cdot \hat{c}_{k-i,l}$ .

Las figuras 4 y 5 muestran una disposición en la que la velocidad a la que se forman las estimaciones de canal se disminuye un décimo, es decir, sólo se calcula una estimación de canal promedio para los diez símbolos en un intervalo de tiempo. Las estimaciones de canal específicas de símbolo se interpolan a partir de las estimaciones de canal promedio específicas de ranura de tiempo formadas. Además, las figuras 4 y 5 muestran el funcionamiento de la disposición según la invención en un caso en el que todos los símbolos en una ranura de tiempo de canal de control no son símbolos piloto. Las figuras 4 y 5 muestran el cálculo de una estimación de canal a partir de siete intervalos de tiempo a modo de ejemplo. La figura 4 muestra un filtro de estimador de canal. En la disposición según la invención, el número de ranuras de tiempo puede seleccionarse libremente. La ranura 420 de tiempo, que comprende diez símbolos, tiene ocho símbolos 422 piloto y otros dos símbolos 424. La ranura 426 de tiempo comprende ocho símbolos 428 piloto y otros dos símbolos 430. La ranura 432 de tiempo comprende ocho símbolos 434 piloto y otros dos símbolos 436. La ranura 438 de tiempo comprende ocho símbolos 440 piloto y otros dos símbolos 442. La ranura 444 de tiempo comprende ocho símbolos 446 piloto y otros dos símbolos 448. La ranura 450 de tiempo comprende ocho símbolos 452 piloto y otros dos símbolos 454. Sólo se muestran ocho símbolos a partir de la última ranura 455 de tiempo. En los bloques 456, 458, 460, 462, 464, 466 y 468, las muestras  $z_k$  recibidas también se multiplican por las conjugadas  $a_k^*$  complejas correspondientes de los símbolos piloto, como por ejemplo en el bloque 100 de la figura 1. En esta disposición, los productos de cada uno de los octavos símbolos 422, 428, 434, 440, 446, 452 y 455 piloto y la muestra recibida se someten a un filtrado más suave, por ejemplo sumando los productos en sumadores 456, 458, 460, 462, 464, 466 y 468 respectivos. La suma también puede realizarse mediante el cálculo de un promedio en el que cada símbolo en la suma se pondera mediante un coeficiente de ponderación que es de valor igual o diferente. Las estimaciones  $c(s-3)$ ,  $c(s-2)$ ,  $c(s-1)$ ,  $c(s)$ ,  $c(s+1)$ ,  $c(s+2)$  y  $c(s+3)$  de canal preliminares obtenidas se ponderan mediante parámetros  $\alpha(s-3)$ ,  $\alpha(s-2)$ ,  $\alpha(s-1)$ ,  $\alpha(s)$ ,  $\alpha(s+1)$ ,  $\alpha(s+2)$  y  $\alpha(s+3)$  de filtro mediante la multiplicación en multiplicadores 470 a 482. En esta disposición, se retarda el procesamiento de los datos en tres ranuras de tiempo con el fin de proporcionar filtrado que es bilateral con respecto al momento de procesamiento de los datos. Las estimaciones de canal ponderadas se suman en un sumador 484 para obtener estimaciones 486 a 490 de canal promedio que son sucesivas en el tiempo. Esto significa que cuando la disposición de filtro mostrada en la figura 4 está en funcionamiento, se forma continuamente una estimación de canal promedio por cada intervalo de tiempo. Entre estas estimaciones de canal promedio es posible interpolar estimaciones 494 de canal específicas de símbolo y específicas de muestra mediante un interpolador 498 lineal en la disposición según la invención.

Los parámetros  $\alpha(s-3)$ ,  $\alpha(s-2)$ ,  $\alpha(s-1)$ ,  $\alpha(s)$ ,  $\alpha(s+1)$ ,  $\alpha(s+2)$  y  $\alpha(s+3)$  de filtro del filtro de estimador de canal más suave mostrado en la figura 4 se forman, por ejemplo, mediante un filtro de parámetro de filtro mostrado en la figura 5. De manera similar a en la figura 4, la ranura 500 de tiempo de la figura 5, que comprende diez símbolos, tiene ocho símbolos 502 piloto y otros dos símbolos 504. La ranura 506 de tiempo comprende ocho símbolos 508 piloto y otros dos símbolos 510. La ranura 512 de tiempo comprende ocho símbolos 514 piloto y otros dos símbolos 516. La ranura 518 de tiempo comprende ocho símbolos 520 piloto y otros dos símbolos 522. La ranura 524 de tiempo comprende ocho símbolos 526 piloto y otros dos símbolos 528. La ranura 530 de tiempo comprende ocho símbolos 532 piloto y otros dos símbolos 534. La última ranura 536 de tiempo comprende ocho símbolos 538 piloto y otros dos símbolos 540. En lugar de siete ranuras de tiempo, sólo se requieren las últimas cuatro ranuras 518, 524, 530 y 536 de tiempo para calcular los parámetros de filtro. Los filtros 542 a 554 más suaves funcionan de manera similar a los bloques 456 a 468 en la figura 4. Los coeficientes  $c(s-3)$ ,  $c(s-2)$  y  $c(s-1)$  de canal preliminar se multiplican por un coeficiente  $c(s)$  de canal preliminar en los multiplicadores 556 a 560 para obtener un resultado  $\hat{\rho}(s-3)$ ,  $\hat{\rho}(s-2)$ ,  $\hat{\rho}(s-1)$  de correlación preliminar. Los resultados de correlación preliminar se filtran en filtros IIR ponderando mediante el factor K en los multiplicadores 562 a 566, sumando a los resultados de correlación preliminar en los sumadores 572, 578, 584 los

## ES 2 325 572 T3

resultados  $(1 - K) \cdot \hat{\rho}_{(s-3)}(t-1)$ ,  $(1 - K) \cdot \hat{\rho}_{(s-2)}(t-1)$ ,  $(1 - K) \cdot \hat{\rho}_{(s-1)}(t-1)$  de correlación, que ya se han filtrado y ponderado y que se han obtenido retardando los resultados de correlación en los bloques 568, 574, 580 de retardo y multiplicando los resultados de correlación retardados por el factor  $1 - K$  en los multiplicadores 570, 576, 582. El filtrado proporciona los parámetros  $\alpha(s-3)$ ,  $\alpha(s-2)$ ,  $\alpha(s-1)$  de filtro. El parámetro  $\alpha(s)$  de filtro se forma a partir de los resultados  $\hat{\rho}(s-2)$  y

$\hat{\rho}(s-1)$  de correlación filtrados por medio de una suma  $\left| \hat{\rho}_{s-1} + \left| \hat{\rho}_{s-1} - \hat{\rho}_{s-2} \right| \right|$ , de valores absolutos de manera similar

la mostrada en la figura 3. Los parámetros  $\alpha(s+1)$ ,  $\alpha(s+2)$  y  $\alpha(s+3)$  de filtro se forman preferiblemente como conjugadas complejas de los parámetros  $\alpha(s-3)$ ,  $\alpha(s-2)$ ,  $\alpha(s-1)$  de filtro.

Las figuras 6 y 7 muestran una disposición en la que la velocidad a la que se forman las estimaciones de canal se disminuye a un quinto. La figura 6 muestra un filtro de estimador de canal similar al de la figura 4, excepto porque en este caso se forman dos coeficientes 712 a 714 de canal en cada ranura de tiempo. Esto es importante para un equipo de terminal en movimiento rápido, puesto que el error de estimación aumenta significativamente cuando se aproxima al límite de Nyquist. Cuando sólo se forma una estimación de canal por ranura de tiempo, el límite de Nyquist es de aproximadamente 800 Hz si la duración de una ranura de tiempo es de aproximadamente 0,625 ms. El límite de Nyquist corresponde a una velocidad aproximada de 400 km/h. Los productos de los cuatro símbolos 600 a 626 piloto y las muestras recibidas se combinan dos veces por cada ranura de tiempo en los filtros 628 a 654 más suaves. De manera similar a la disposición mostrada en la figura 4, esta disposición también se basa en un filtrado más suave cuando se retarda el procesamiento de la señal en tres intervalos de tiempo con el fin de proporcionar una correlación de tiempo que es bilateral (pasado - presente) con respecto al momento de procesamiento de la señal. Los coeficientes de canal preliminar de cada intervalo de tiempo se multiplican en los multiplicadores 656 a 680 superiores mediante los parámetros  $\alpha(b-6)$ ,  $\alpha(b-5)$ ,  $\alpha(b-4)$ ,  $\alpha(b-3)$ ,  $\alpha(b-2)$ ,  $\alpha(b-1)$ ,  $\alpha(b)$ ,  $\alpha(b+1)$ ,  $\alpha(b+2)$ ,  $\alpha(b+3)$ ,  $\alpha(b+4)$ ,  $\alpha(b+5)$  y  $\alpha(b+6)$  de filtro y en los multiplicadores 684 a 708 inferiores correspondientemente mediante los parámetros  $\alpha(b-6)$ ,  $\alpha(b-5)$ ,  $\alpha(b-4)$ ,  $\alpha(b-3)$ ,  $\alpha(b-2)$ ,  $\alpha(b-1)$ ,  $\alpha(b)$ ,  $\alpha(b+1)$ ,  $\alpha(b+2)$ ,  $\alpha(b+3)$ ,  $\alpha(b+4)$ ,  $\alpha(b+5)$  y  $\alpha(b+6)$  de filtro. Tras los multiplicadores 656 a 680 superiores, los productos se suman en un sumador 682, y tras los multiplicadores 684 a 708 inferiores, los productos se suman en un sumador 710 para obtener dos estimaciones 712 de canal por una ranura de tiempo (en este caso, para el intervalo de tiempo que comprende los símbolos 612 y 614 piloto). Las estimaciones de canal para el tiempo entre estas dos estimaciones 712 de canal se forman preferiblemente mediante un interpolador 716 lineal. El interpolador 716 también puede usarse para interpolar estimaciones de canal entre estimaciones 714 de canal de las otras ranuras de tiempo y las estimaciones 712 de canal de la ranura de tiempo actual. Las estimaciones de canal interpolada se indican mediante el número 718 de referencia.

La figura 7 muestra un filtro de parámetro de filtro que forma parámetros  $\alpha(b-6)$ ,  $\alpha(b-5)$ ,  $\alpha(b-4)$ ,  $\alpha(b-3)$ ,  $\alpha(b-2)$ ,  $\alpha(b-1)$ ,  $\alpha(b)$ ,  $\alpha(b+1)$ ,  $\alpha(b+2)$ ,  $\alpha(b+3)$ ,  $\alpha(b+4)$ ,  $\alpha(b+5)$  y  $\alpha(b+6)$  de filtro para el filtro mostrado en la figura 6. Esta disposición tampoco requiere que se usen las siete ranuras de tiempo. Se multiplican cuatro símbolos 720 a 734 piloto por las muestras recibidas, por lo que los cuatro productos, que son coeficientes de canal preliminar, se suman en los filtros 736 a 750 más suaves. Los coeficientes de canal relacionados con cada uno de los cuatro símbolos 724, 728, 732 piloto (excluyendo los símbolos 720 piloto) se multiplican en los multiplicadores 752 a 762 superiores por un coeficiente de canal preliminar relacionado con los símbolos 734 piloto con el fin de formar una autocorrelación preliminar. En los multiplicadores 764 a 774 inferiores, los coeficientes de canal preliminar (excluyendo los coeficientes de canal preliminar relacionados con los símbolos 734 piloto) se multiplican por un coeficiente de canal relacionado con los símbolos 732 piloto con el fin de proporcionar una autocorrelación preliminar. Las autocorrelaciones preliminares se suman después en pares en los sumadores 776 a 786, y las autocorrelaciones preliminares que se han sumado se someten a filtrado IIR de la manera descrita en la figura anterior mediante el uso del coeficiente  $K$  de ponderación en los multiplicadores 788 a 798, por medio del retardo en los bloques 800, 806, 812, 818, 824 y 830 de retardo, mediante el uso del coeficiente  $1 - K$  de ponderación en los multiplicadores 802, 808, 814, 820, 826 y 832 y mediante el uso de la suma en los sumadores 804, 810, 816, 822, 828 y 834. Posteriormente, cada resultado de autocorrelación promedio se diezma en los diezmadores 846, por lo que los resultados diezmadados continúan hasta el bloque 848 para extrapolación (de manera similar a en el bloque 382 en la figura 3) y para la formación de los parámetros  $\alpha(b-6)$ ,  $\alpha(b-5)$ ,  $\alpha(b-4)$ ,  $\alpha(b-3)$ ,  $\alpha(b-2)$ ,  $\alpha(b-1)$ ,  $\alpha(b)$ ,  $\alpha(b+1)$ ,  $\alpha(b+2)$ ,  $\alpha(b+3)$ ,  $\alpha(b+4)$ ,  $\alpha(b+5)$  y  $\alpha(b+6)$  de filtro. Los grupos de símbolos  $b-1$  720 y  $b$  722 piloto están separados por cuatro símbolos piloto en el tiempo, mientras que los símbolos  $b+1$  724 y  $b$  722 piloto están separados por seis símbolos piloto en el tiempo. El procedimiento puede ser tal como se muestra en la figura 7. Cuando se forman al menos dos estimaciones de canal promedio no específicas de muestra en cada ranura de tiempo, y los símbolos piloto en una ranura de tiempo forman al menos dos grupos de símbolos (por ejemplo,  $b-1$ ,  $b$  y  $b+1$ ) que están separados en el tiempo por un número de símbolos diferente de un grupo de símbolos piloto en la misma ranura de tiempo (4 símbolos) y en una ranura de tiempo diferente (6 símbolos), se forma la autocorrelación promedio de dos autocorrelaciones promedio sucesivas con diferentes distancias en el tiempo en los sumadores 776 a 786, y se ajusta el retardo de tiempo de la autocorrelación al momento de procesamiento de la señal a un promedio  $[(4+6)/2 = 5]$  de la distancia de los dos grupos piloto mencionados anteriormente desde el momento de procesamiento de la señal. Esto proporciona resultados  $\rho(k-5)$ ,  $\rho(k-10)$ ,  $\rho(k-15)$ ,  $\rho(k-20)$ ,  $\rho(k-25)$ ,  $\rho(k-30)$  de correlación promedio, que además requieren la extrapolación ( $\alpha(b)$ ), el diezmadado y posiblemente el ajuste a escala, tal como también se muestra en la figura 3. Los resultados  $\rho(k-5)$ ,  $\rho(k-10)$ ,  $\rho(k-15)$ ,  $\rho(k-20)$ ,  $\rho(k-25)$ ,  $\rho(k-30)$  de correlación promedio se usan para formar parámetros  $\alpha(b-6)$ ,  $\alpha(b-5)$ ,  $\alpha(b-4)$ ,  $\alpha(b-3)$ ,  $\alpha(b-2)$ ,  $\alpha(b-1)$ ,  $\alpha(b)$ ,  $\alpha(b+1)$ ,  $\alpha(b+2)$ ,  $\alpha(b+3)$ ,  $\alpha(b+4)$ ,  $\alpha(b+5)$  y  $\alpha(b+6)$  de filtro mediante ajuste a escala. Los parámetros  $\alpha(b-6)$ ,  $\alpha(b-5)$ ,  $\alpha(b-4)$ ,  $\alpha(b-3)$ ,  $\alpha(b-2)$ ,  $\alpha(b-1)$  [ $\alpha(b+1)$ ,  $\alpha(b+2)$ ,  $\alpha(b+3)$ ,  $\alpha(b+4)$ ,  $\alpha(b+5)$  y  $\alpha(b+6)$ ] de filtro pueden usarse para formar parámetros  $\alpha(b+1)$ ,  $\alpha(b+2)$ ,  $\alpha(b+3)$ ,  $\alpha(b+4)$ ,  $\alpha(b+5)$  y  $\alpha(b+6)$  [ $\alpha(b-6)$ ,  $\alpha(b-5)$ ,  $\alpha(b-4)$ ,  $\alpha(b-3)$ ,  $\alpha(b-2)$ ,  $\alpha(b-1)$ ] de filtro como conjugadas complejas.

## ES 2 325 572 T3

El estimador de canal de las figuras 6 y 7 puede presentarse matemáticamente tal como sigue. Una muestra  $z_{k,l}$  recibida se multiplica por un símbolo  $a_{k,l}$  piloto y se integra a lo largo de cuatro símbolos con el fin de formar una estimación  $c_l(b)$  de canal preliminar, es decir,  $c_l(b) = \frac{1}{4} \sum_{k=3}^M z_{k,l} \cdot a_{k,l}^*$ , donde  $k$  es el índice del símbolo piloto,  $b$  es el índice de la ranura de tiempo y  $l$  es el índice de trayectoria de una señal propagada por trayectorias múltiples. Pueden formarse dos vectores de correlación preliminar para una ranura de tiempo por medio de una estimación de canal preliminar. Si la última ranura de tiempo está indicada mediante el índice  $b$ , se obtiene la siguiente correlación de tiempo para las estimaciones de canal:

$$\hat{\vartheta}_1(b) = c_1(b) \cdot [c_1(b-6)^* \cdot c_1(b-5)^* \cdot c_1(b-4)^* \cdot c_1(b-3)^* \cdot c_1(b-2)^* \cdot c_1(b-1)^*]$$

$$\hat{\vartheta}_1(b-1) = c_1(b-1) \cdot [c_1(b-7)^* \cdot c_1(b-6)^* \cdot c_1(b-5)^* \cdot c_1(b-4)^* \cdot c_1(b-3)^* \cdot c_1(b-2)^*]$$

Con el fin de simplificar el cálculo de la correlación, los vectores de correlación se suman antes del filtrado en un filtro IIR de 1 toma, es decir,  $\hat{\rho}_{1,1..6}(t) = (1 - K) \cdot \hat{\rho}_{1,1..6}(t-1) + K \cdot (\hat{\vartheta}_1(b) + \hat{\vartheta}_1(b-1))$ , donde  $K$  es el factor de olvido del filtro IIR,  $\hat{\vartheta}_1(b)$  es un vector de correlación preliminar de las estimaciones de canal para el intervalo de tiempo  $b$ , y  $\hat{\rho}_{1,1..6}(t)$  es el vector de correlación promedio de las estimaciones de canal en el momento  $t$ . Con el fin de extrapolar la correlación máxima de las estimaciones de canal (como en el bloque 382 de la figura 3), se forma el siguiente

$$\text{producto: } \hat{\rho}_{1,7}(t) = \left| \hat{\rho}_{1,6}(t) \right| + \left| \hat{\rho}_{1,6}(t) \right| - \left| \hat{\rho}_{1,5}(t) \right|$$

La figura 8 muestra un receptor de CDMA que comprende dedos RAKE (*RAKE fingers*). El receptor comprende una antena 900 y medios 902 de RF que convierten una señal recibida por la antena 900 en una banda base. La señal de banda base analógica se convierte en una señal digital en un convertidor 904 analógico a digital. La señal digital continúa hasta un bloque 914 RAKE, en el que los retardos de los componentes de la señal que se han propagado a través de trayectorias diferentes se determinan en primer lugar en un bloque 906. Después, la señal se propaga hasta los dedos RAKE (que comprende los bloques 9062, 9064, 954 y 956), siendo cada uno de ellos un receptor independiente. El fin de los dedos RAKE es componer y desmodular un componente de señal recibida. Cada dedo RAKE está sincronizado con un componente de señal que se ha propagado a lo largo de una trayectoria individual, y en el receptor de CDMA, las señales de las ramas del receptor se combinan en un combinador 912 para obtener una señal de buena calidad para la decodificación y otras partes del receptor (no mostradas en la figura 8). Una señal que llega a un dedo RAKE se desensancha en el bloque 9062, y la señal desensanchada se integra a lo largo de la duración de un símbolo en un integrador 9064 para formar una muestra  $z_k$ . Se forma una estimación  $\hat{c}_k^*$  de canal en un bloque 952 mediante el método según la invención. En un multiplicador 956, la estimación  $\hat{c}_k^*$  de canal se multiplica por la muestra  $z_k$  que se retardó en el bloque de retardo (el retardo corresponde al tiempo requerido para formar la estimación de canal en el bloque 952) para proporcionar un símbolo recibido. Esto puede presentarse tal como sigue:

$$z_k \cdot \hat{c}_k = (a_k \cdot c_k + n_k) \cdot \hat{c}_k = |c_k|^2 \cdot a_k + n_k, \text{ donde } |c_k|^2 \text{ es la potencia del canal, } a_k \text{ es la amplitud del símbolo y } n_k \text{ es el ruido.}$$

La disposición según la invención puede implementarse más ventajosamente por medio de microprocesadores y de un programa adecuado que ejecute las etapas del proceso requeridas.

Aun cuando la invención se ha descrito anteriormente con referencia a un ejemplo según los dibujos adjuntos, está claro que la invención no se limita a los mismos, sino que puede modificarse de varias maneras dentro del alcance de la idea inventiva dada a conocer en las reivindicaciones adjuntas.

## REIVINDICACIONES

- 5 1. Método de estimación de canal para usar en un sistema de radio, comprendiendo el sistema de radio al menos una estación base y varios equipos de terminal, estando configurada al menos una estación base para comunicarse con los equipos de terminal mediante la transmisión y la recepción de señales, incluyendo las señales una señal piloto que comprende símbolos piloto, muestreándose una señal recibida, estando el método **caracterizado** por
- 10 formar una estimación ( $c_k$ ) de canal preliminar multiplicando (300) una muestra ( $z_k$ ) recibida por una conjugada compleja conocida de un símbolo piloto;
- formar una autocorrelación preliminar de estimaciones de canal preliminares que son sucesivas en el tiempo;
- 15 filtrar autocorrelaciones preliminares calculando el promedio en un filtro (364);
- formar un parámetro ( $\alpha_k$  a  $\alpha_{k-m}$ ) de filtro en un filtro (401) para el filtrado de una estimación de canal promedio en función de la autocorrelación promedio; y
- 20 formar una estimación de canal promedio mediante filtrado de estimación de canal mediante una sección (413) de filtro, que se controla por parámetros ( $\alpha_k$  a  $\alpha_{k-m}$ ) de filtro.
2. Método según la reivindicación 1, **caracterizado** por formar una estimación de canal promedio por medio de filtrado de estimación de canal de tipo FIR, en el que las estimaciones de canal preliminares se retardan y ponderan por parámetros de filtro.
- 25 3. Método según la reivindicación 1, **caracterizado** por formar parámetros de filtro a partir de autocorrelaciones preliminares por medio de un filtro IIR, que suma iterativamente resultados sucesivos de autocorrelaciones preliminares para proporcionar un resultado de autocorrelación promedio.
- 30 4. Método según la reivindicación 1, **caracterizado** por formar parámetros de filtro a partir de autocorrelaciones preliminares por medio de filtrado FIR, en el que se promedia un número predeterminado de autocorrelaciones.
5. Método según la reivindicación 1, **caracterizado** por extrapolar la última autocorrelación promedio a partir de las autocorrelaciones promedio anteriores.
- 35 6. Método según la reivindicación 1, **caracterizado** porque cada parámetro de filtro es directamente una autocorrelación promedio.
7. Método según la reivindicación 1, **caracterizado** por formar un parámetro de filtro mediante ajuste a escala de autocorrelaciones promedio.
- 40 8. Método según la reivindicación 7, **caracterizado** por realizar el ajuste a escala dividiendo una autocorrelación promedio entre la suma de las autocorrelaciones promedio.
- 45 9. Método según la reivindicación 1, **caracterizado** por formar parámetros de filtro y estimaciones de canal promedio con menos frecuencia que a intervalos de una muestra recibida combinando más de una estimación de canal específica de muestra preliminar en una única estimación de canal preliminar, formar un parámetro de filtro y una estimación de canal promedio que corresponde a la estimación de canal preliminar combinada, y estimar un parámetro de filtro específico de muestra y una estimación de canal mediante interpolación.
- 50 10. Método según la reivindicación 9, **caracterizado** por formar una autocorrelación promedio que corresponde a la estimación de canal preliminar combinada y diezmar las autocorrelaciones promedio con el fin de formar un parámetro de filtro con menos frecuencia que a intervalos de una muestra recibida.
- 55 11. Método según la reivindicación 10, **caracterizado** por diezmar las autocorrelaciones promedio y, tras el diezmo, extrapolar la última autocorrelación promedio a partir de las autocorrelaciones promedio anteriores.
- 60 12. Método según la reivindicación 1, **caracterizado** por formar al menos una estimación de canal por ranura de tiempo mediante el uso de símbolos (422, 428, 434, 440, 446, 452, 455, 502, 508, 514, 520, 526, 532, 538) piloto contenidos, contenidos en la ranura de tiempo cuando los símbolos en la ranura de tiempo de canal de control son sólo parcialmente símbolos (422, 428, 434, 440, 446, 452, 455, 502, 508, 514, 520, 526, 532, 538) piloto, y por formar estimaciones de canal promedio específicas de muestra mediante interpolación.
- 65 13. Método según la reivindicación 1, **caracterizado** por formar al menos dos estimaciones de canal promedio no específicas de muestra en cada ranura de tiempo.
14. Método según la reivindicación 13, **caracterizado** porque cuando los símbolos piloto en una ranura de tiempo forman al menos dos grupos de símbolos con diferentes distancias en el tiempo a partir de grupos de símbolos

## ES 2 325 572 T3

piloto en la misma ranura de tiempo y en una adyacente, se forma un resultado de autocorrelación promedio de dos autocorrelaciones promedio sucesivas con diferentes distancias de tiempo, y la distancia de tiempo del resultado de autocorrelación promedio se ajusta a un promedio de las distancias de tiempo de dichos dos grupos piloto.

5 15. Método según la reivindicación 1, **caracterizado** por retardar un tiempo predeterminado el procesamiento de la señal recibida.

16. Método según la reivindicación 15, **caracterizado** por retardar un número predeterminado de ranuras de tiempo el procesamiento de la señal recibida, y por formar sólo las estimaciones de canal promedio y los parámetros de filtro  
10 que son posteriores/anteriores al momento de procesamiento de la señal, y formar los parámetros de filtro que son anteriores/posteriores al momento de procesamiento de la señal como conjugadas complejas de los parámetros de filtro que son posteriores/anteriores al momento de procesamiento de la señal.

17. Método según la reivindicación 1, **caracterizado** por recibir con un receptor RAKE, y usándose el método  
15 para formar una estimación de canal promedio por cada señal propagada por trayectorias múltiples.

18. Receptor para un sistema de radio, comprendiendo el sistema de radio al menos una estación base y varios equipos de terminal, estando configurada la al menos una estación base para comunicarse con los equipos de terminal mediante un transmisor que transmite y un receptor que recibe señales, incluyendo las señales una señal piloto que  
20 comprende símbolos piloto, teniendo el receptor medios para muestrear una señal recibida, estando **caracterizado** el receptor por comprender

medios (300) para formar una estimación ( $c_k$ ) de canal preliminar multiplicando una muestra ( $z_k$ ) recibida por una conjugada compleja conocida de un símbolo piloto;

25 medios (300 a 322) para formar una autocorrelación preliminar de estimaciones de canal preliminares que son sucesivas en el tiempo;

medios (364) para filtrar autocorrelaciones preliminares calculando el promedio;

30 medios (401) para formar un parámetro de filtro para el filtrado de una estimación de canal en función de la autocorrelación promedio; y

medios (413) para formar una estimación de canal promedio mediante filtrado de estimación de canal que están  
35 dispuestos para controlarse por los parámetros ( $\alpha_k$  a  $\alpha_{km}$ ) de filtro.

19. Receptor según la reivindicación 18, **caracterizado** porque el receptor está dispuesto para formar una estimación de canal promedio por medio de un filtro (120) de estimación de canal de tipo FIR, que comprende elementos (102 - 104, 304 - 312) de retardo para retardar estimaciones de canal preliminares y multiplicadores (106 - 110, 402 - 412) para ponderar las estimaciones de canal preliminares mediante parámetros de filtro.

20. Receptor según la reivindicación 18, **caracterizado** porque el receptor está dispuesto para formar parámetros de filtro a partir de autocorrelaciones preliminares por medio de un filtro (238, 364) IIR, que comprende un sumador (224, 230, 236, 338, 344, 350, 356, 362, 572, 578, 584, 804, 816, 822, 828, 834) para sumar iterativamente resultados sucesivos de autocorrelaciones preliminares con el fin de proporcionar un resultado de autocorrelación promedio.

21. Receptor según la reivindicación 18, **caracterizado** porque el receptor está dispuesto para formar parámetros de filtro a partir de autocorrelaciones preliminares por medio de un filtro FIR, en el que se calcula el promedio de un número predeterminado de autocorrelaciones preliminares.

50 22. Receptor según la reivindicación 18, **caracterizado** porque el receptor está dispuesto para extrapolar la última autocorrelación promedio a partir de las autocorrelaciones promedio anteriores.

23. Receptor según la reivindicación 18, **caracterizado** porque el receptor está dispuesto para formar cada parámetro de filtro directamente por medio de las autocorrelaciones promedio.

24. Receptor según la reivindicación 18, **caracterizado** porque el receptor está dispuesto para formar un parámetro de filtro mediante ajuste a escala de las autocorrelaciones promedio.

60 25. Receptor según la reivindicación 24, **caracterizado** porque el receptor está dispuesto para realizar ajuste a escala dividiendo una autocorrelación promedio entre la suma de las autocorrelaciones promedio.

26. Receptor según la reivindicación 18, **caracterizado** porque el receptor está dispuesto para formar parámetros de filtro y estimaciones de canal promedio con menos frecuencia que a intervalos de una muestra recibida, de manera que el receptor está dispuesto para combinar más de una estimación de canal preliminar específica de muestra en una única estimación de canal preliminar, y el receptor está dispuesto para formar un parámetro de filtro y una estimación de canal promedio que corresponde a la estimación de canal preliminar combinada, y el receptor está dispuesto para estimar un parámetro de filtro específico de muestra y una estimación de canal mediante interpolación.

## ES 2 325 572 T3

- 5 27. Receptor según la reivindicación 26, **caracterizado** porque el receptor está dispuesto para formar una autocorrelación promedio que corresponde a la estimación de canal preliminar combinada, y para diezmar las autocorrelaciones promedio con el fin de formar un parámetro de filtro con menos frecuencia que a intervalos de una muestra recibida.
- 10 28. Receptor según la reivindicación 27, **caracterizado** porque el receptor está dispuesto para diezmar las autocorrelaciones promedio y, tras el diezmo, para extrapolar la última autocorrelación promedio a partir de las autocorrelaciones promedio anteriores.
- 15 29. Receptor según la reivindicación 18, **caracterizado** porque cuando los símbolos en una ranura de tiempo de canal de control son sólo parcialmente símbolos (422, 428, 434, 440, 446, 452, 455, 502, 508, 514, 520, 526, 532, 538) piloto, el receptor está dispuesto para formar al menos una estimación de canal por ranura de tiempo mediante el uso de los símbolos (422, 428, 434, 440, 446, 452, 455, 502, 508, 514, 520, 526, 532, 538) piloto contenidos en la ranura de tiempo, y para formar estimaciones de canal promedio específicas de muestra mediante interpolación.
- 20 30. Receptor según la reivindicación 18, **caracterizado** porque el receptor está dispuesto para formar al menos dos estimaciones de canal promedio no específicas de muestra en cada ranura de tiempo.
- 25 31. Receptor según la reivindicación 30, **caracterizado** porque cuando los símbolos piloto en una ranura de tiempo forman al menos dos grupos (600 - 626, 720 - 734) de símbolos con diferentes distancias en el tiempo a partir de grupos (600 - 626, 720 - 734) de símbolos piloto en la misma ranura de tiempo y en una adyacente, el receptor está dispuesto para formar un resultado de autocorrelación promedio de dos autocorrelaciones promedio sucesivas con diferentes distancias de tiempo, y el receptor está dispuesto para ajustar la distancia de tiempo del resultado de autocorrelación promedio a un promedio de las distancias de tiempo de dichos dos grupos piloto.
- 30 32. Receptor según la reivindicación 18, **caracterizado** porque el receptor está dispuesto para retardar un tiempo predeterminado el procesamiento de la señal piloto recibida.
- 35 33. Receptor según la reivindicación 32, **caracterizado** porque el receptor está dispuesto para retardar un número predeterminado de ranuras de tiempo el procesamiento de la señal recibida, y el receptor está dispuesto para formar sólo las estimaciones de canal promedio y los parámetros de filtro que son posteriores/anteriores al momento de procesamiento de la señal, y el receptor está dispuesto para formar los parámetros de filtro que son anteriores/posteriores al momento de procesamiento de la señal como conjugadas complejas de los parámetros de filtro que son posteriores/anteriores al momento de procesamiento de la señal.
- 40 34. Receptor según la reivindicación 18, **caracterizado** porque el receptor es un receptor RAKE, que está dispuesto para formar una estimación de canal promedio por cada señal propagada por trayectorias múltiples.
- 45
- 50
- 55
- 60
- 65

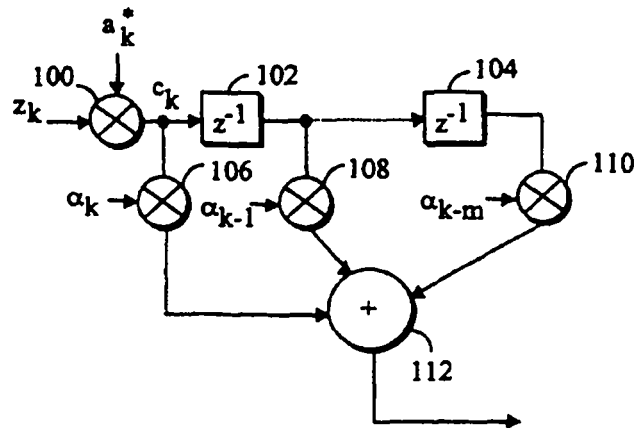


FIG. 1

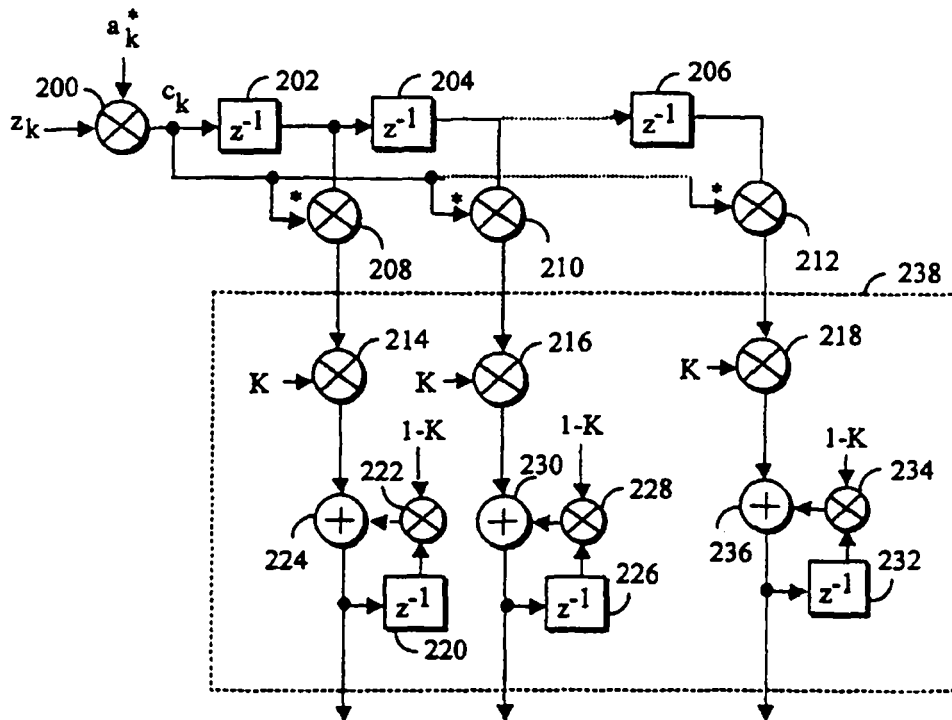
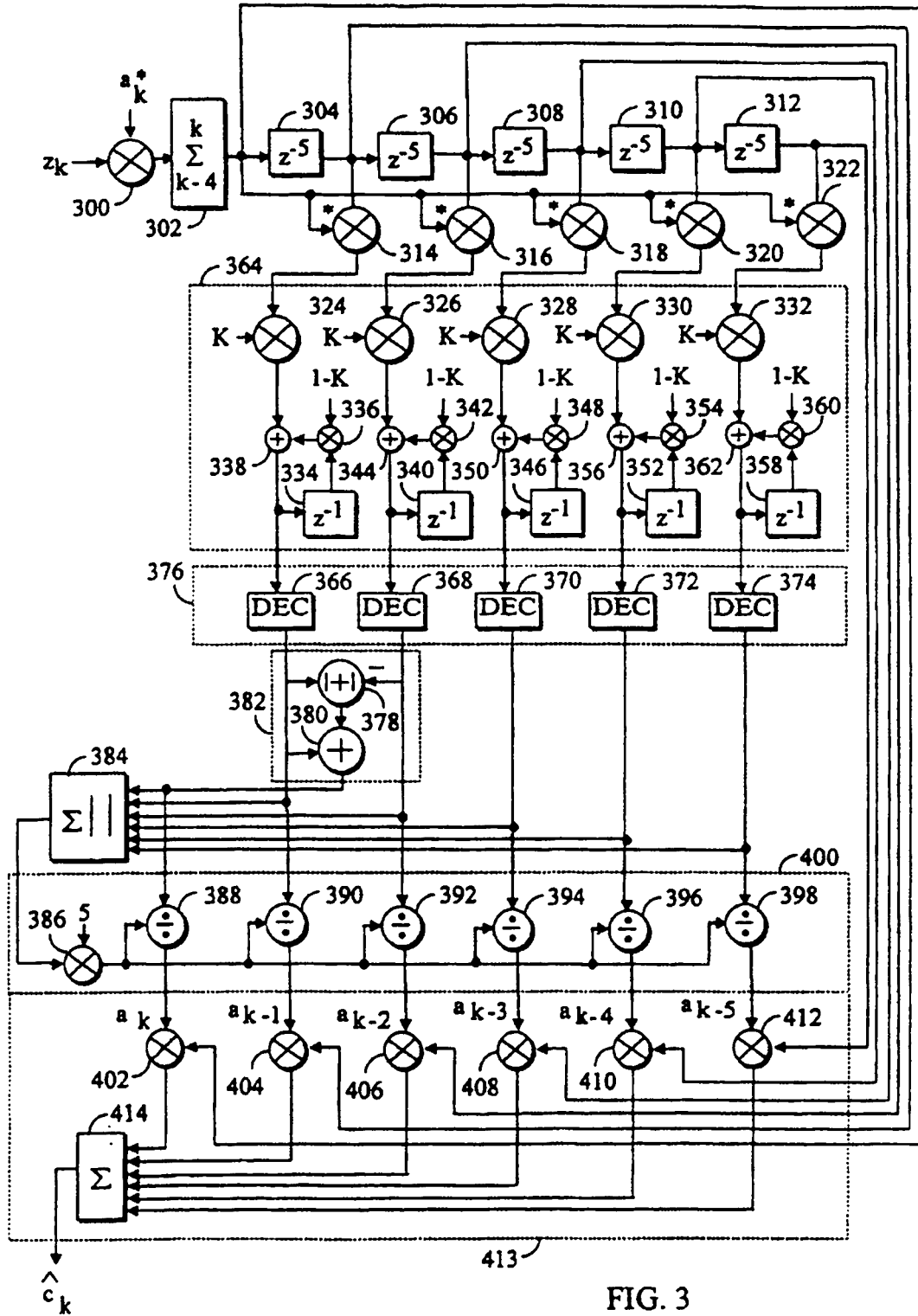


FIG. 2



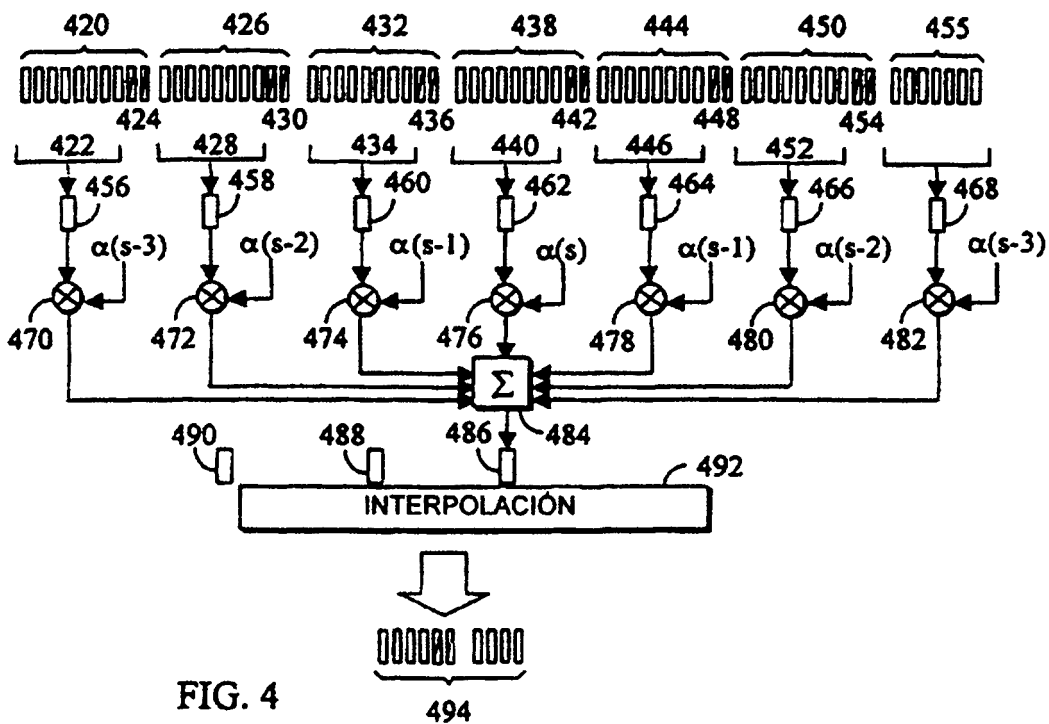


FIG. 4

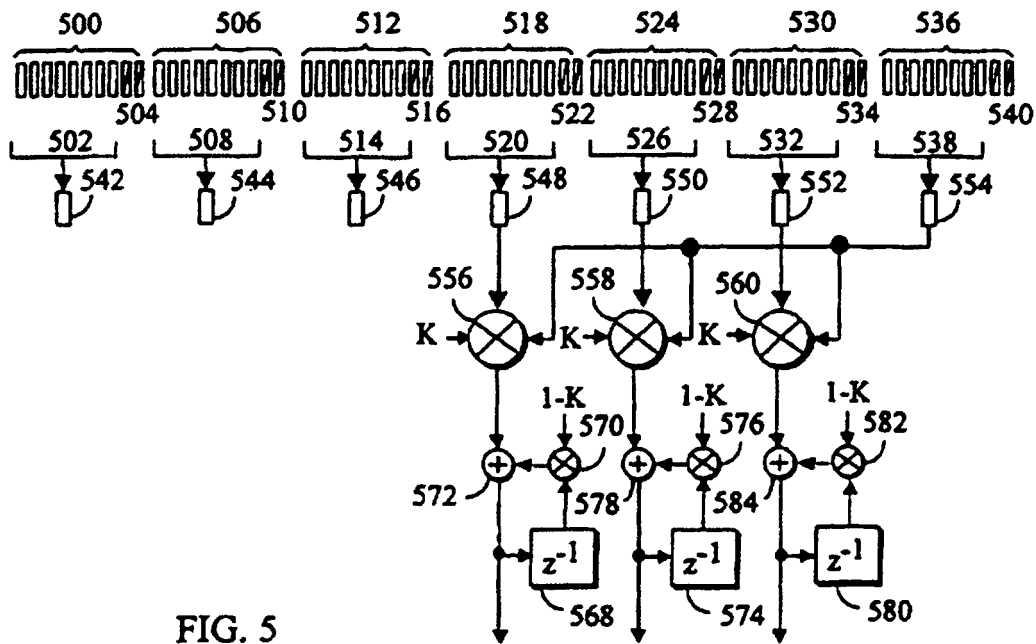


FIG. 5

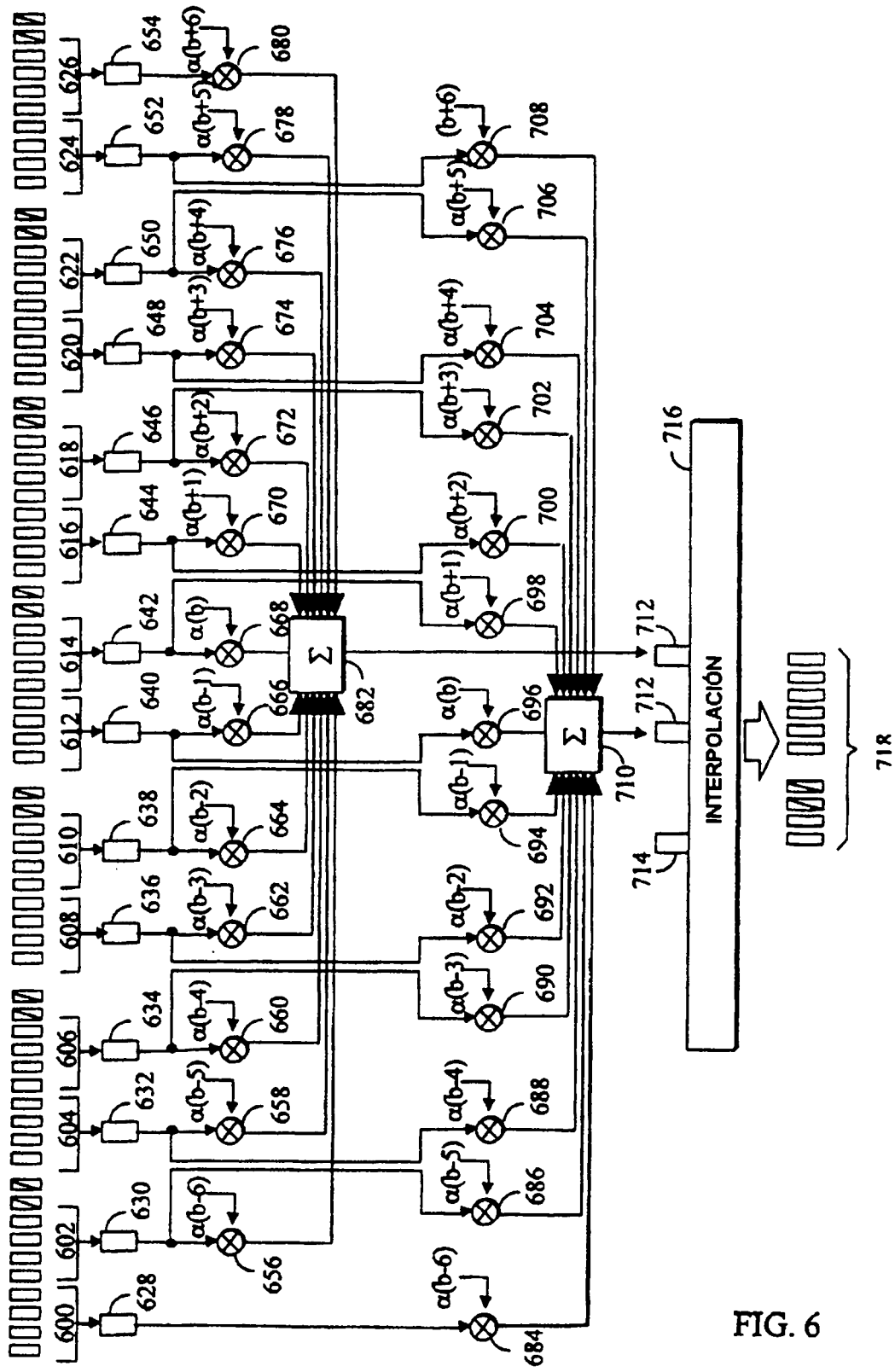


FIG. 6

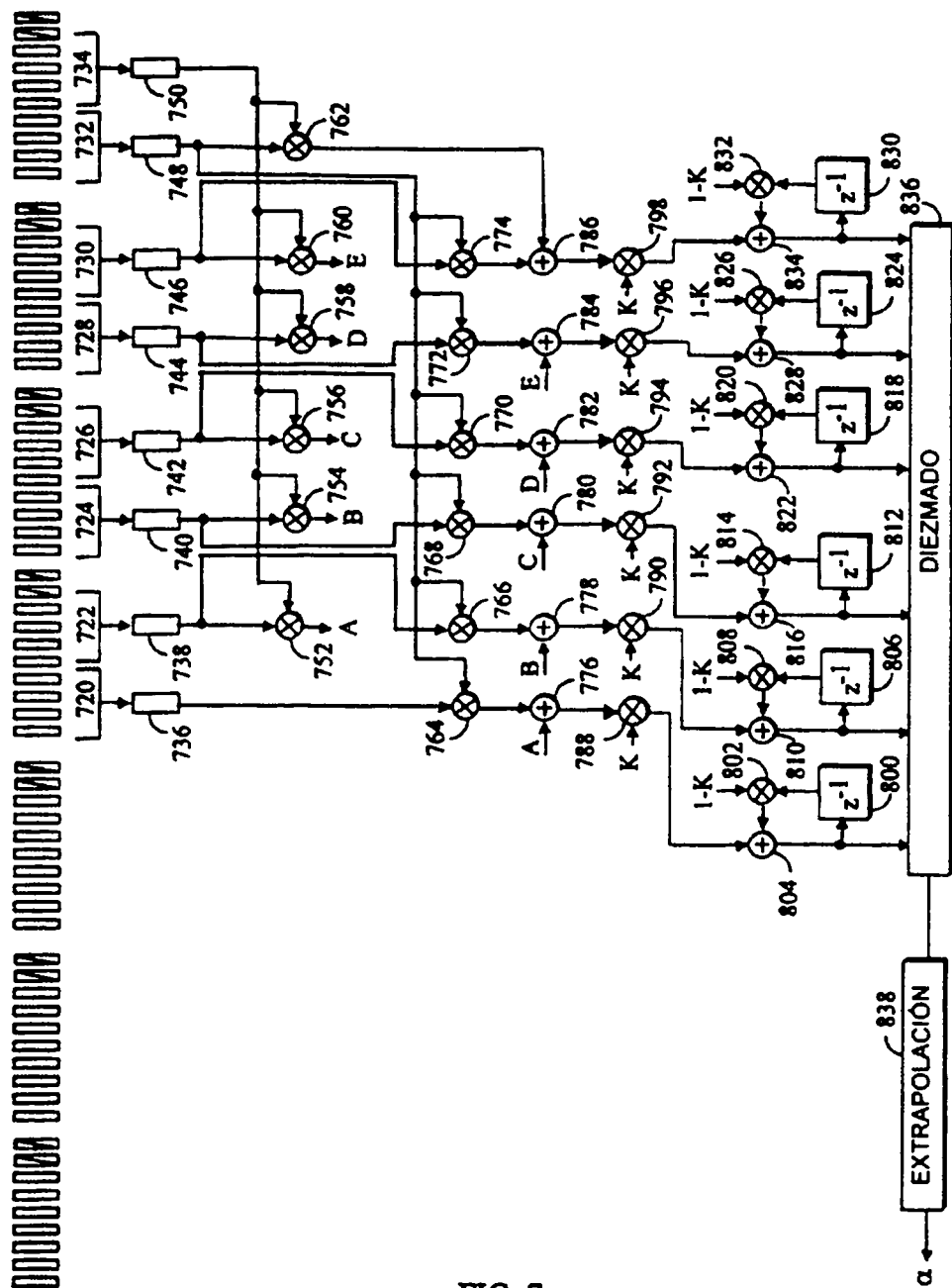


FIG. 7

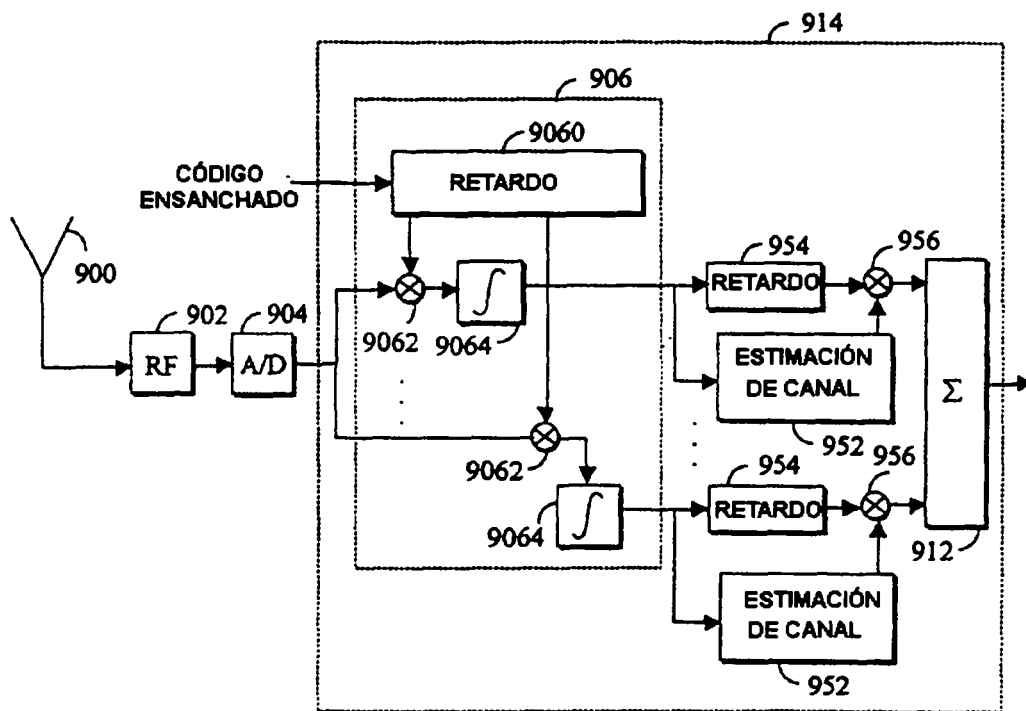


FIG. 8