



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 286 851**

51 Int. Cl.:
H04Q 7/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Número de solicitud europea: **98922295 .5**

86 Fecha de presentación : **13.05.1998**

87 Número de publicación de la solicitud: **0981914**

87 Fecha de publicación de la solicitud: **01.03.2000**

54 Título: **Unidad de abonado con fuentes plurales de datos y control para sistema de comunicación inalámbrica CDMA.**

30 Prioridad: **14.05.1997 US 856428**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
01.12.2007

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
01.12.2007

73 Titular/es: **QUALCOMM INCORPORATED**
5775 Morehouse Drive
San Diego, California 92121-1714, US

72 Inventor/es: **Odenwalder, Joseph, P.**

74 Agente: **Carpintero López, Francisco**

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

Unidad de abonado con fuentes plurales de datos y control para sistema de comunicación inalámbrica CDMA.

5 Antecedentes de la invención**I. Campo de la invención**

La presente invención se refiere a una unidad de abonado y a un procedimiento para su empleo en un sistema de comunicación inalámbrica.

II. Descripción de la técnica relacionada

Los sistemas de comunicación inalámbrica, que incluyen sistemas de comunicación celulares, satelitales y de punto a punto, utilizan un enlace inalámbrico compuesto por una señal de radiofrecuencia (RF) modulada para transmitir datos entre dos sistemas. El empleo de un enlace inalámbrico es deseable por diversas razones, que incluyen una mayor movilidad y requisitos de infraestructura reducida, en comparación con sistemas de comunicación por línea de cable. Una desventaja de utilizar un enlace inalámbrico es la magnitud limitada de capacidad de comunicación, que resulta de la magnitud limitada del ancho de banda de RF disponible. Esta capacidad limitada de comunicación contrasta con los sistemas de comunicación basados en cables, en donde puede añadirse capacidad adicional instalando conexiones adicionales de línea de cable.

Reconociendo la naturaleza limitada del ancho de banda de RF, se han desarrollado diversas técnicas de procesamiento de señales para aumentar la eficiencia con la cual los sistemas de comunicación inalámbrica utilizan el ancho de banda de RF disponible. Un ejemplo ampliamente aceptado de tal técnica de procesamiento de señales, eficiente en términos de ancho de banda, es el estándar IS-95 de interfaz por aire, y sus derivados, tales como el IS-95-A y ANSI J-STD-008 (mencionados colectivamente en lo sucesivo como el estándar IS-95), promulgados por la asociación de la industria de la telecomunicación (TIA), y utilizados principalmente dentro de los sistemas de telecomunicaciones celulares. El estándar IS-95 incorpora técnicas de modulación de señal de acceso múltiple por división de código (CDMA), a fin de llevar a cabo múltiples comunicaciones simultáneamente sobre el mismo ancho de banda de RF. Al combinarse con un control exhaustivo de potencia, el llevar a cabo comunicaciones múltiples sobre el mismo ancho de banda aumenta el número total de llamadas y de otras comunicaciones que pueden efectuarse en un sistema de comunicación inalámbrica, al aumentar, entre otras cosas, la reutilización de frecuencias, en comparación con otras tecnologías de telecomunicación inalámbrica. El empleo de técnicas de CDMA en un sistema de comunicación de acceso múltiple se revela en la Patente Estadounidense N° 4.901.307, titulada "SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM USING SATELLITE OR TERRESTRIAL REPEATERS" ["Sistema de comunicación de espectro extendido que utiliza repetidores satelitales o terrestres"] y en la Patente Estadounidense N° 5.103.459, titulada "SYSTEM AND METHOD FOR GENERATING SIGNAL WAVEFORMS IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM" ["Sistema y procedimiento para generar ondas de señal en un sistema de telefonía celular de CDMA"], ambas transferidas al cesionario de la presente invención.

La Fig. 1 proporciona una ilustración sumamente simplificada de un sistema de telefonía celular configurado según el empleo del estándar IS-95. Durante la operación, un conjunto de unidades 10a-d de abonado llevan a cabo comunicaciones inalámbricas estableciendo una o más interfaces de RF con una o más estaciones base 12a-d, utilizando señales de RF moduladas por CDMA. Cada interfaz de RF entre una estación base 12 y una unidad 10 de abonado está compuesta por una señal de enlace directo, transmitida desde la estación base 12, y una señal de enlace inverso, transmitida desde la unidad de abonado. Utilizando estas interfaces de RF, una comunicación con otro usuario se realiza, generalmente, por medio de la oficina de conmutación telefónica móvil (OCTM) 14 y de la red telefónica pública conmutada (RTPC) 16. Los enlaces entre las estaciones base 12, la OCTM 14 y la RTPC 16 se forman, usualmente, por medio de conexiones de línea de cable, aunque también se conoce el empleo de enlaces adicionales de RF o de microondas.

Según el estándar IS-95, cada unidad 10 de abonado transmite datos de usuario por medio de una señal de enlace inverso, no coherente, de canal único, a una máxima tasa de transmisión de datos de 9,6 o 14,4 bits / seg, según qué conjunto de tasas de transmisión se escoge, entre un grupo de conjuntos de tasas de transmisión. Un enlace no coherente es uno en el cual la información de fase no es utilizada por el sistema receptor. Un enlace coherente es uno en el cual el receptor explota el conocimiento de la fase de las señales portadoras durante el procesamiento. La información de fase, típicamente, toma la forma de una señal piloto, pero también puede estimarse a partir de los datos transmitidos. El estándar IS-95 requiere que se utilice un conjunto de sesenta y cuatro códigos Walsh, cada uno de ellos compuesto de sesenta y cuatro elementos de código, para el enlace directo.

El empleo de una señal de enlace inverso, no coherente, de canal único, con una máxima tasa de transmisión de datos de 9,6 o 14,4 t seg, según lo especificado por el estándar IS-95, está bien adaptado para un sistema telefónico celular inalámbrico, en el cual la comunicación típica involucra la transmisión de voz digitalizada o datos digitales de menor tasa de transmisión, tal como un facsímil. Se seleccionó un enlace inverso no coherente porque, en un sistema en el cual hasta 80 unidades 10 de abonado pueden comunicarse con una estación base 12 para cada 1,2288 MHz de ancho de banda adjudicados, el suministro de los datos piloto necesarios en la transmisión desde cada unidad 10 de abonado aumentaría significativamente el grado en el cual un grupo de unidades 10 de abonado interfieren entre sí.

Además, a tasas de transmisión de datos de 9,6 o 14,4 bits / seg, la razón entre la potencia de transmisión de datos piloto cualesquiera y los datos de usuario sería significativa y, por lo tanto, también aumentaría la interferencia entre las unidades de abonado. El empleo de una señal de enlace inverso de canal único se escogió porque la participación en sólo un tipo de comunicación por vez es coherente con el empleo de teléfonos de línea de cable, el paradigma sobre el cual se basan las actuales comunicaciones celulares inalámbricas. Además, la complejidad del procesamiento de un único canal es menor que aquella asociada al procesamiento de múltiples canales.

Según avanzan las comunicaciones digitales, se espera que aumente significativamente la demanda de transmisión inalámbrica de datos para aplicaciones tales como la navegación interactiva por ficheros y la teleconferencia por vídeo. Este aumento transformará la forma en la que se emplean los sistemas de comunicaciones inalámbricas, y las condiciones en las cuales se controlan las interfaces de RF asociadas. En particular, los datos se transmitirán a mayores tasas de transmisión máximas, y con una mayor variedad de tasas de transmisión posibles. Además, puede hacerse necesaria la transmisión más fiable, ya que los errores en la transmisión de datos son menos tolerables que los errores en la transmisión de información de audio. Adicionalmente, el número aumentado de tipos de datos creará una necesidad de transmitir tipos múltiples de datos simultáneamente. Por ejemplo, puede ser necesario intercambiar un fichero de datos mientras se mantiene una interfaz de audio o de vídeo. Además, según aumente la tasa de transmisión de transmisión desde una unidad de abonado, disminuirá el número de unidades 10 de abonado que se comunican con una estación base 12 por unidad de ancho de banda de RF, ya que las mayores tasas de transmisión de transmisión de datos provocarán que se alcance la capacidad de procesamiento de datos de la estación base con menos unidades 10 de abonado. En algunos casos, el enlace inverso actual según el estándar IS-95 puede no estar idealmente adaptado para todos estos cambios. Por lo tanto, la presente invención se refiere a proporcionar una interfaz de CDMA, eficiente en términos de ancho de banda, de mayor tasa de transmisión de datos, por la cual puedan llevarse a cabo múltiples tipos de comunicación.

La Publicación PCT N° WO 97 / 47098, Publicación Internacional con fecha del 11 de diciembre de 1997, revela un procedimiento y aparato para la comunicación inalámbrica de CDMA de alta tasa de transmisión, en los cuales se forma un grupo de canales de abonado, individualmente ajustados en ganancia, por medio del empleo de un conjunto de códigos ortogonales de subcanal con un pequeño número de elementos de código de dispersión de SR (Seudo Ruido) por cada periodo de onda ortogonal.

Resumen de la invención

La presente invención está definida en las reivindicaciones adjuntas.

En un aspecto, la invención proporciona una unidad de abonado, u otro transmisor, para su empleo en un sistema de comunicación inalámbrica, comprendiendo la unidad de abonado: fuentes plurales de datos de información; un codificador para codificar los datos de información; fuentes plurales de datos de control; y un modulador para modular datos de información codificada y datos de control provenientes de una o más de las fuentes plurales de control, con respectivos códigos distintos de modulación para la transmisión por una señal portadora, en el cual el modulador está dispuesto para combinar datos de información codificada provenientes de una fuente de información con los datos de control codificados, antes de que los mismos sean emitidos para su transmisión.

En otro aspecto, la invención proporciona una estación base u otro receptor para su empleo en un sistema de comunicación inalámbrica, comprendiendo la estación base: un receptor para recibir una señal portadora y para quitar de la misma los datos de información codificada provenientes de fuentes plurales de información, modulados con los respectivos códigos distintos de modulación, y datos de control provenientes de las fuentes plurales de control, estando uno o más de los datos de control modulados por un respectivo código distinto de modulación, y estando los datos de información codificada, provenientes de una fuente de información, combinados con los datos de control codificados; un demodulador para demodular los datos de información codificada y los datos de control a partir de sus respectivos códigos distintos de modulación; y un descodificador para descodificar la información codificada y los datos de control.

En un aspecto adicional, la invención proporciona un procedimiento para transmitir datos de control, datos fundamentales y datos suplementarios provenientes de una primera unidad de abonado, entre un grupo de unidades de abonado, a una estación base en comunicación con el grupo de unidades de abonado, que comprende: a) modular los datos suplementarios con un primer código Walsh; b) modular los datos fundamentales con un segundo código Walsh; y c) modular los datos de control con un tercer código Walsh, donde dicho primer código Walsh es más corto que dicho segundo código Walsh, y dicho segundo código Walsh es más corto que dicho tercer código Walsh.

En otro aspecto, la invención proporciona un procedimiento para transmitir datos desde una unidad de abonado para su empleo en un sistema de comunicación, comprendiendo el procedimiento: adquirir datos de información de fuentes plurales de información; adquirir datos de control de fuentes plurales de control; y modular los datos de información codificada y los datos de control provenientes de una o más de las fuentes plurales de control con los respectivos códigos distintos de modulación para la transmisión por una señal portadora, en donde los datos de información codificada provenientes de una fuente de información se combinan con los datos de control codificados antes de que los mismos se emitan para su transmisión.

Según una realización de la invención, se forma un conjunto de canales de abonado, individualmente ajustados en ganancia, por medio del empleo de un grupo de códigos ortogonales de subcanal con un pequeño número de elementos de código de dispersión de SR por cada periodo de onda ortogonal. Los datos a transmitir por medio de uno de los canales de transmisión se codifican con corrección de errores de baja tasa de transmisión de código y con repetición de secuencia antes de ser modulados con uno de los códigos de subcanal, ajustados en ganancia y sumados con datos modulados utilizando los otros códigos de subcanal. Los datos sumados resultantes se modulan utilizando un código largo de usuario y un código dispersor pseudoaleatorio (código de SR), y se superconvierten para su transmisión. El empleo de los códigos ortogonales cortos brinda la supresión de interferencias, permitiendo a la vez la codificación exhaustiva para la corrección de errores y la repetición para la diversidad temporal, a fin de contrarrestar el desvanecimiento de Raleigh, usualmente experimentado en los sistemas inalámbricos terrestres. En la realización ejemplar proporcionada de la invención, el conjunto de códigos de subcanal está compuesto por cuatro códigos Walsh, cada uno de ellos ortogonal al conjunto restante, y de cuatro elementos de código de duración. Se prefiere el empleo de un número pequeño de subcanales (p.ej., cuatro), ya que permite utilizar códigos ortogonales más cortos; sin embargo, el empleo de un número mayor de canales y, por lo tanto, de códigos más largos, es coherente con la invención. En otra realización de la invención, la longitud, o el número de elementos de código, son distintos en cada código de canal, a fin de reducir adicionalmente la potencia de transmisión entre el máximo y el promedio.

En una realización ejemplar preferida de la invención, los datos piloto se transmiten por medio de un primer canal entre los canales de transmisión, y los datos de control de potencia se transmiten por medio de un segundo canal de transmisión. Los dos canales de transmisión restantes se utilizan para transmitir datos digitales no especificados, incluyendo datos del usuario, o datos de señalización, o ambos. En una realización ejemplar, uno de los dos canales de transmisión no especificados se configura para la modulación BPSK [Binary Phase Shift Keying - Modulación por Desplazamiento de Fase Bivalente] y la transmisión por el canal de cuadratura.

25 Breve descripción de los dibujos

Las características, objetos y ventajas de la presente invención resultarán más evidentes a partir de la descripción detallada, expuesta a continuación, de una realización de la invención, cuando se considere conjuntamente con los dibujos, en los cuales los caracteres de referencia iguales identifican de forma correspondiente en los mismos, y en los cuales:

La Fig. 1 es un diagrama en bloques de un sistema de telefonía celular;

La Fig. 2 es un diagrama en bloques de una unidad de abonado y una estación base configuradas según una realización ejemplar de la invención;

La Fig. 3 es un diagrama en bloques de un codificador de canal BPSK y de un codificador de canal QPSK [Quadrature Phase-Shift Keying - Modulación por Desplazamiento de Fase de Cuadratura], configurados según la realización ejemplar de la invención;

La Fig. 4 es un diagrama en bloques de un sistema de procesamiento de señales de transmisión, configurado según una realización ejemplar de la invención;

La Fig. 5 es un diagrama en bloques de un sistema de procesamiento de recepción, configurado según la realización ejemplar de la invención;

La Fig. 6 es un diagrama en bloques de un sistema de procesamiento "dedo", configurado según una realización de la invención;

La Fig. 7 es un diagrama en bloques de un decodificador de canal BPSK y de un decodificador de canal QPSK, configurados según la realización ejemplar de la invención; y

La Fig. 8 es un diagrama en bloques de un sistema de procesamiento de señales de transmisión, configurado según una segunda realización ejemplar de la invención;

La Fig. 9 es un diagrama en bloques de un sistema de procesamiento "dedo", configurado según una realización de la invención;

La Fig. 10 es un diagrama en bloques de un sistema de procesamiento de señales de transmisión, configurado según otra realización de la invención;

La Fig. 11 es un diagrama en bloques de la codificación realizada para el canal fundamental cuando se configura según una realización de la invención;

La Fig. 12 es un diagrama en bloques de la codificación realizada para el canal fundamental cuando se configura según una realización de la invención;

La Fig. 13 es un diagrama en bloques de la codificación realizada para el canal suplementario cuando se configura según una realización de la invención; y

La Fig. 14 es un diagrama en bloques de la codificación realizada para el canal de control cuando se configura según una realización de la invención.

Descripción detallada de las realizaciones preferidas

Un procedimiento y aparato, novedosos y mejorados, para la comunicación inalámbrica de CDMA de alta tasa de transmisión, se describen en el contexto de la porción de transmisión de enlace inverso de un sistema de telecomunicaciones celulares. Si bien la invención puede adaptarse para su empleo dentro de la transmisión de enlace inverso multipunto a punto de un sistema de telefonía celular, la presente invención es igualmente aplicable a transmisiones de enlace directo. Además, muchos otros sistemas de comunicación inalámbrica se beneficiarán de la incorporación de la invención, incluyendo sistemas de comunicación inalámbrica basados en satélites, sistemas de comunicación inalámbrica punto a punto, y sistemas que transmiten señales de radiofrecuencia por medio del empleo de cables coaxiales u otros cables de banda ancha.

La Fig. 2 es un diagrama en bloques de sistemas receptores y transmisores configurados como una unidad 100 de abonado y una estación base 120. Un primer conjunto de datos (datos BPSK) es recibido por el codificador 103 de canal BPSK, el cual genera un flujo de símbolos de código, configurados para llevar a cabo la modulación BPSK, que es recibido por el modulador 104. Un segundo conjunto de datos (datos QPSK) es recibido por el codificador 102 de canal QPSK, el cual genera un flujo de símbolos de código configurados para realizar la modulación QPSK, que también es recibido por el modulador 104. El modulador 104 también recibe datos de control de potencia y datos piloto, que son modulados junto con los datos codificados BPSK y QPSK, según técnicas de acceso múltiple por división de código (CDMA), a fin de generar un conjunto de símbolos de modulación recibidos por el sistema 106 de procesamiento de RF. El sistema 106 de procesamiento de RF filtra y superconvierte el conjunto de símbolos de modulación en una frecuencia portadora, para su transmisión a la estación base 120 utilizando la antena 108. Si bien sólo se muestra una unidad 100 de abonado, múltiples unidades de abonado pueden comunicarse con la estación base 120.

Dentro de la estación base 120, el sistema 122 de procesamiento de RF recibe las señales de RF transmitidas por medio de la antena 121 y realiza el filtrado de paso de banda, la subconversión a banda base y la digitalización. El demodulador 124 recibe las señales digitalizadas y realiza la demodulación según técnicas de CDMA, a fin de producir datos de decisión blanda de control de potencia, de BPSK y de QPSK. El descodificador 128 del canal BPSK descodifica los datos de decisión blanda de BPSK recibidos desde el demodulador 124 a fin de producir la mejor estimación posible de los datos BPSK, y el descodificador 126 del canal QPSK descodifica los datos de decisión blanda de QPSK recibidos por el demodulador 124, a fin de producir la mejor estimación posible de los datos QPSK. La mejor estimación de los conjuntos de datos primero y segundo está luego disponible para su procesamiento posterior o su remisión a un próximo destino, y los datos de control de potencia recibidos, utilizados ya sea directamente o después de la descodificación, para ajustar la potencia de transmisión del canal de enlace directo utilizado para transmitir datos a la unidad 100 de abonado.

La Fig. 3 es un diagrama en bloques del codificador 103 de canal BPSK y del codificador 102 de canal QPSK cuando se configuran según la realización ejemplar de la invención. Dentro del codificador 103 de canal BPSK, los datos BPSK son recibidos por el generador 130 de sumas de control CRC [Cyclic Redundancy Code - Código Cíclico de Redundancia], que genera una suma de control para cada trama de 20 ms del primer conjunto de datos. La trama de datos, junto con la suma de control CRC, es recibida por el generador 132 de bits de cola, que añade bits de cola, compuestos de ocho ceros lógicos, al extremo final de cada trama, a fin de proporcionar un estado conocido al final del proceso de descodificación. La trama, incluyendo los bits de cola del código y la suma de control CRC, es luego recibida por el codificador convolutivo 134, el cual lleva a cabo la codificación convolutiva de longitud de restricción (K) 9 y tasa (R) $1/4$, generando por ello símbolos de código a una tasa de transmisión cuatro veces mayor que la tasa de transmisión de entrada del codificador (E_R). En una variante, se efectúan otras tasas de codificación, incluyendo la tasa $1/2$, pero se prefiere el empleo de tasa $1/4$, debido a sus características óptimas de complejidad y prestaciones. El intercalador 136 de bloques realiza la intercalación de bits sobre los símbolos de código, a fin de proporcionar diversidad temporal para una transmisión más fiable en entornos de desvanecimiento rápido. Los símbolos intercalados resultantes son recibidos por el repetidor 138 de punto de partida variable, que repite la secuencia de símbolos intercalados un número suficiente de veces, N_R , a fin de proporcionar un flujo de símbolos de tasa de transmisión constante, lo que corresponde a emitir tramas con un número constante de símbolos. La repetición de la secuencia de símbolos también aumenta la diversidad temporal de los datos, a fin de contrarrestar el desvanecimiento. En la realización ejemplar, el número constante de símbolos es igual a 6.144 símbolos para cada trama, lo que hace que la tasa de transmisión de símbolos sea de 307,2 kilosímbolos por segundo (ksps). Además, el repetidor 138 utiliza un punto de partida distinto para comenzar la repetición para cada secuencia de símbolos. Cuando el valor de N_R necesario para generar 6.144 símbolos por trama no es un entero, la repetición final se lleva a cabo sólo para una porción de la secuencia de símbolos. El conjunto resultante de símbolos repetidos es recibido por el mapeador BPSK 139, que genera un flujo (BPSK) de símbolos de código BPSK, de valores $+1$ y -1 , a fin de realizar la modulación BPSK. En una variante, el repetidor 138 se coloca antes del intercalador 136 de bloque, de manera tal que el intercalador 136 de bloque reciba el mismo número de símbolos para cada trama.

Dentro del codificador 106 del canal QPSK, los datos QPSK son recibidos por el generador 140 de sumas de control CRC, que genera una suma de control para cada trama de 20 ms. La trama, incluyendo la suma de control CRC, es recibida por el generador 142 de bits de cola de código, el cual añade un conjunto de ocho bits de cola de ceros lógicos al final de la trama. La trama, incluyendo ahora los bits de cola de código y la suma de control CRC, es recibida por el codificador convolutivo 144, el cual lleva a cabo la codificación convolutiva con $K = 9$, $R = 1/4$, generando por ello símbolos a una tasa de transmisión cuatro veces mayor que la tasa de transmisión de entrada del codificador (E_R). El intercalador 146 de bloques efectúa la intercalación de bits sobre los símbolos, y los símbolos intercalados resultantes son recibidos por el repetidor 148 de punto de partida variable. El repetidor 148 de punto de partida variable repite la secuencia de símbolos intercalados un número suficiente de veces, N_R , utilizando un punto de partida distinto dentro de la secuencia de símbolos para cada repetición, a fin de generar 12.288 símbolos para cada trama, haciendo que la tasa de transmisión de símbolos de código sea de 614,4 kilosímbolos por segundo (ksps). Cuando N_R no es un entero, la repetición final se lleva a cabo sólo para una porción de la secuencia de símbolos. Los símbolos repetidos resultantes son recibidos por el mapeador QPSK 149, que genera un flujo de símbolos de código QPSK, configurado para realizar la modulación QPSK, compuesto por un flujo de símbolos de código QPSK en fase, de valores +1 y -1 (QPSK_I), y un flujo de símbolos de código QPSK de fase de cuadratura, de valores +1 y -1 (QPSK_Q). En una variante, el repetidor 148 se coloca antes del intercalador 146 de bloque, de manera tal que el intercalador 146 de bloque reciba el mismo número de símbolos para cada trama.

La Fig. 4 es un diagrama en bloques del modulador 104 de la Fig. 2, configurado según la realización ejemplar de la invención. Cada uno de los símbolos BPSK provenientes del codificador 103 de canal BPSK es modulado por el código Walsh W_2 , utilizando un multiplicador 150b, y cada uno de los símbolos QPSK_I y QPSK_Q provenientes del codificador 102 de canal QPSK es modulado por el código Walsh W_3 , utilizando los multiplicadores 150c y 154d. Los datos de control de potencia (CP) son modulados por el código Walsh W_1 , utilizando el multiplicador 150a. El ajustador 152 de ganancia recibe datos piloto (PILOTO), que, preferiblemente, comprenden el nivel lógico asociado con el voltaje positivo, y ajusta la amplitud según un factor A_0 de ajuste de ganancia. La señal PILOTO no proporciona datos de usuario, sino que proporciona información de fase y de amplitud a la estación base, de forma tal que pueda demodular coherentemente los datos transportados por los restantes subcanales, y graduar los valores de salida de decisión blanda para su combinación. El ajustador 154 de ganancia ajusta la amplitud de los datos de control de potencia, modulados por el código Walsh W_1 , según el factor A_1 de ajuste de ganancia, y el ajustador 156 de ganancia ajusta la amplitud de los datos de canal BPSK, modulados por el código Walsh W_2 , según la variable A_2 de amplificación. Los ajustadores 158a y b de ganancia ajustan respectivamente la amplitud de los símbolos QPSK, en fase y de fase de cuadratura, modulados por el código Walsh W_3 , según el factor A_3 de ajuste de ganancia. Los cuatro códigos Walsh utilizados en la realización preferida de la invención se muestran en la Tabla I.

TABLA I

Código Walsh	Símbolos de Modulación
W_0	+ + + +
W_1	+ - + -
W_2	+ + - -
W_3	+ - - +

Será evidente a alguien versado en la técnica que el código W_0 , efectivamente, equivale a ninguna modulación en absoluto, lo que es coherente con el procesamiento de los datos piloto mostrados. Los datos de control de potencia se modulan con el código W_1 , los datos BPSK con el código W_2 y los datos QPSK con el código W_3 . Una vez que han sido modulados con el código Walsh adecuado, los datos piloto, de control de potencia y BPSK se transmiten según las técnicas BPSK, y los datos QPSK (QPSK_I y QPSK_Q) según las técnicas QPSK, según se describe más adelante. También debería entenderse que no es necesario que se empleen todos los canales ortogonales, y que la utilización de sólo tres de los cuatro códigos Walsh, cuando sólo se proporciona un canal de usuario, se emplea en una realización en variante de la invención.

El empleo de códigos ortogonales cortos genera menos elementos de código por símbolo y, por lo tanto, permite una codificación y repetición más exhaustivas en comparación con sistemas que incorporan el empleo de códigos Walsh más largos. Estas codificación y repetición más exhaustivas proporcionan protección ante el desvanecimiento de Raleigh, que es una fuente principal de error en los sistemas de comunicación terrestre. El empleo de otros números de códigos y longitudes de códigos es coherente con la presente invención; sin embargo, el empleo de un conjunto más amplio de códigos Walsh más largos reduce esta protección mejorada contra el desvanecimiento. El empleo de códigos de cuatro elementos de código se considera óptimo, porque cuatro canales proporcionan una flexibilidad significativa para la transmisión de diversos tipos de datos, según se ilustra más adelante, manteniendo corta a la vez la longitud del código.

ES 2 286 851 T3

El sumador 160 suma los símbolos de modulación resultantes, ajustados en amplitud, provenientes de los ajustadores 152, 154, 156 y 158a de ganancia, a fin de generar los símbolos sumados 161 de modulación. Los códigos SR_I y SR_Q de dispersión de SR se dispersan por medio de la multiplicación por el código largo 180, utilizando los multiplicadores 162a y b. El código pseudoaleatorio resultante, proporcionado por los multiplicadores 162a y 162b, se utiliza para modular los símbolos sumados 161 de modulación, y los símbolos QPSK_Q 163 de fase de cuadratura, ajustados en ganancia, por medio de la multiplicación compleja, utilizando los multiplicadores 164a-d y los sumadores 166a y b. Los términos resultantes, XI en fase y XQ de fase de cuadratura, se filtran luego (filtrado no mostrado) y se superconvierten a la frecuencia portadora dentro del sistema 106 de procesamiento de RF, mostrado en forma sumamente simplificada, utilizando los multiplicadores 168 y una senoide en fase y una de fase de cuadratura. También podría utilizarse una superconversión QPSK desplazada en una realización en variante de la invención. Las señales superconvertidas resultantes, en fase y de fase de cuadratura, se suman utilizando el sumador 170 y son amplificadas por el amplificador maestro 172 según el ajuste maestro A_M de ganancia, a fin de generar la señal $s(t)$, que se transmite a la estación base 120. En la realización preferida de la invención, la señal se dispersa y se filtra a un ancho de banda de 1,2288 MHz, para que se mantenga compatible con el ancho de banda de los canales de CDMA existentes.

Al proporcionar múltiples canales ortogonales, por los cuales pueden transmitirse los datos, así como al utilizar repetidores de tasa de transmisión variable que reducen la magnitud de la repetición, N_R , efectuada en respuesta a las altas tasas de transmisión de datos de entrada, el procedimiento y sistema, anteriormente descritos, de procesamiento de señales de transmisión permite que una única unidad de abonado u otro sistema transmisor transmita datos a diversas tasas de transmisión de datos. En particular, al reducir la tasa de transmisión de repetición N_R desarrollada por los repetidores 138 o 148, de punto de partida variable, puede sostenerse una tasa de transmisión E_R de entrada al codificador crecientemente mayor. En una realización en variante de la invención, se lleva a cabo la codificación por convolución de tasa $1/2$, con la tasa de transmisión de repetición N_R aumentada al doble. Un conjunto de tasas de transmisión ejemplares E_R de codificador, con soporte de diversas tasas N_R de repetición y de tasas R de codificación, iguales a $1/4$ y a $1/2$ para el canal BSPK y para el canal QPSK, se muestran, respectivamente, en las Tablas II y III.

TABLA II

Canal BSPK

Epígrafe	E_R , BSPK (bps)	Salida Codificador $R = 1/4$ (bits / trama)	N_R , $R = 1/4$ (Tasa de Repetición, $R = 1/4$)	Salida Codificador $R = 1/2$ (bits / trama)	N_R , $R = 1/2$ (Tasa de Repetición, $R = 1/2$)
Alta Tasa de transmisión - 72	76.800	6.144	1	3.072	2
Alta Tasa de transmisión - 64	70.400	5.632	1 1 / 11	2.816	2 2 / 11
	51.200	4.096	1 1 / 2	2.048	3
Alta Tasa de transmisión - 32	38.400	3.072	2	1.536	4
	25.600	2.048	3	1.024	6
RS2 – Tasa de transmisión Máxima	14.400	1.152	5 1 / 3	576	10 2 / 3
RS1 – Tasa de transmisión Máxima	9.600	768	8	384	16
NULA	850	68	90 6 / 17	34	180 12 / 17

ES 2 286 851 T3

TABLA III

Canal QPSK

Epigrafe	E_R , QPSK (bps)	Salida Codificador $R = 1/4$ (bits / trama)	N_R , $R = 1/4$ (Tasa de Repetición, $R = 1/4$)	Salida Codificador $R = 1/2$ (bits / trama)	N_R , $R = 1/2$ (Tasa de Repetición, $R = 1/2$)
	153.600	12.288	1	6.144	2
Alta Tasa de transmisión - 72	76.800	6.144	2	3.072	4
Alta Tasa de transmisión - 64	70.400	5.632	2 2 / 11	2.816	4 4 / 11
	51.200	4.096	3	2.048	6
Alta Tasa de transmisión - 32	38.400	3.072	4	1.536	8
	25.600	2.048	6	1.024	12
RS2 - Tasa de transmisión Máxima	14.400	1.152	10 2 / 3	576	21 1 / 3
RS1 - Tasa de transmisión Máxima	9.600	768	16	384	32
NULA	850	68	180 12 / 17	34	361 7 / 17

Las Tablas II y III muestran que, ajustando el número N_R de repeticiones de secuencia, se puede dar soporte a una amplia variedad de tasas de transmisión de datos, incluyendo las altas tasas de transmisión de datos, ya que la tasa de transmisión E_R de entrada del codificador corresponde a la tasa de transmisión de datos, menos una constante necesaria para la transmisión del CRC, los bits de cola de código y cualquier otra información suplementaria. Como también se muestra en las tablas II y III, la modulación QPSK también puede utilizarse para aumentar la tasa de transmisión de datos. Las tasas de transmisión de las que se espera que se utilicen usualmente están dotadas de epígrafes tales como "Alta Tasa de transmisión - 72" y "Alta Tasa de transmisión - 32". Aquellas tasas de transmisión indicadas como Alta Tasa de transmisión - 72, Alta Tasa de transmisión - 64 y Alta Tasa de transmisión 32 tienen, respectivamente, tasas de transmisión de tráfico de 72, 64 y 32 kbps (kilo bits por segundo), más su multiplexado en datos de señalización y otros datos de control, con tasas de transmisión de 3,6, 5,2 y 5,2 kbps, respectivamente. Las tasas de transmisión RS1 - Tasa de transmisión Máxima y RS2 - Tasa de transmisión Máxima corresponden a tasas de transmisión utilizadas en sistemas de comunicación que cumplimentan el estándar IS-95 y de las que, por lo tanto, también se espera que tengan un uso significativo con fines de compatibilidad. La tasa de transmisión nula es la transmisión de un único bit, y se emplea para indicar un borrado de trama, que también es parte del estándar IS-95.

La tasa de transmisión de transmisión de datos también puede aumentarse transmitiendo datos simultáneamente por dos o más de los múltiples canales ortogonales, efectuándolo ya sea además de, o en lugar de, aumentar la tasa de transmisión de transmisión por medio de la reducción de la tasa de transmisión N_R de repetición. Por ejemplo, un multiplexor (no mostrado) podría partir una única fuente de datos en múltiples fuentes de datos a transmitir por múltiples subcanales de datos. De esta manera, la tasa de transmisión total de transmisión puede aumentarse, ya sea por medio de la transmisión por un canal particular a mayores tasas de transmisión, o bien por la transmisión múltiple realizada simultáneamente por múltiples canales, o por ambas, hasta que se supere la capacidad de procesamiento de señales del sistema receptor y la tasa de error se torne inaceptable, o bien se alcance la máxima potencia de transmisión del sistema transmisor.

Proporcionar múltiples canales también realza la flexibilidad en la transmisión de distintos tipos de datos. Por ejemplo, el canal BPSK puede asignarse a la información de voz, y el canal QPSK asignarse a la transmisión de datos digitales. Esta realización podría ser más generalizada, asignando un canal para la transmisión de datos sensibles a la dilatación temporal, tales como la voz, a una menor tasa de transmisión de datos, y asignando el otro canal para la transmisión de datos menos sensibles a la dilatación temporal, tales como ficheros digitales. En esta realización podría llevarse a cabo la intercalación en bloques mayores para los datos menos sensibles a la dilatación temporal, a fin de aumentar adicionalmente la diversidad temporal. En otra realización de la invención, el canal BPSK realiza

la transmisión primaria de datos, y el canal QPSK realiza la transmisión por desborde. El empleo de códigos Walsh ortogonales elimina o reduce significativamente toda interferencia entre el conjunto de canales transmitidos desde una unidad de abonado y, así, minimiza la energía transmisora necesaria para su recepción exitosa en la estación base.

- 5 A fin de aumentar la capacidad de procesamiento en el sistema receptor y, por lo tanto, aumentar la magnitud en que puede utilizarse la mayor capacidad de transmisión de la unidad de abonado, los datos piloto también se transmiten por medio de uno de los canales ortogonales. Utilizando los datos piloto, puede llevarse a cabo un procesamiento coherente en el sistema receptor, determinando y eliminando el desplazamiento de fase de la señal de enlace inverso. Además, los datos piloto pueden utilizarse para ponderar óptimamente las señales multitrayectoria recibidas con
10 distintos retardos temporales, antes de ser combinados en un receptor de rastrillo. Una vez que se ha eliminado el desplazamiento de fase, y que se han ponderado debidamente las señales multitrayectoria, pueden combinarse las señales multitrayectoria reduciendo la potencia con la cual debe recibirse la señal de enlace inverso para el debido procesamiento. Esta reducción en la potencia de recepción requerida permite que se procesen con éxito mayores tasas de transmisión de transmisión o, inversamente, que se reduzca la interferencia entre un conjunto de señales de enlace
15 inverso. Si bien es necesaria alguna potencia transmisora adicional para la transmisión de la señal piloto, en el contexto de mayores tasas de transmisión de transmisión la razón entre la potencia del canal piloto y la potencia total de señal de enlace inverso es significativamente inferior a aquella asociada a sistemas celulares de transmisión de datos de voz digitales, de menor tasa de transmisión de datos. Así, dentro de un sistema de CDMA de alta tasa de transmisión de datos, las ganancias E_b / N_0 alcanzadas por el empleo de un enlace inverso coherente pesan más que la potencia
20 adicional necesaria para transmitir datos piloto desde cada unidad de abonado.

- El empleo de ajustadores 152 - 158 de ganancia, así como del amplificador maestro 172, aumenta adicionalmente el grado en el cual puede utilizarse la alta capacidad de transmisión del sistema anteriormente descrito, al permitir que el sistema transmisor se adapte a diversas condiciones de canal de radio, tasas de transmisión de transmisión y
25 tipos de datos. En particular, la potencia de transmisión de un canal que es necesaria para la recepción adecuada puede cambiar a lo largo del tiempo, y por condiciones cambiantes, de una manera que es independiente de los otros canales ortogonales. Por ejemplo, durante la adquisición inicial de la señal de enlace inverso, puede ser necesario aumentar la potencia del canal piloto, a fin de facilitar la detección y sincronización en la estación base. Sin embargo, una vez que se ha adquirido la señal de enlace inverso, la potencia de transmisión necesaria del canal piloto se reduciría significativamente, y variaría según diversos factores, que incluyen la tasa de transmisión de movimiento de las unidades de
30 abonado. En consecuencia, el valor del factor A_0 de ajuste de ganancia aumentaría durante la adquisición de la señal, y se reduciría luego durante una comunicación en marcha. En otro ejemplo, cuando se está transmitiendo información con mayor tolerancia a errores por el enlace directo, o bien el entorno en el cual está teniendo lugar la transmisión por enlace directo no es propenso a condiciones de desvanecimiento, el factor A_1 de ajuste de ganancia puede reducirse según disminuye la necesidad de transmitir datos de control de potencia con una baja tasa de errores. Preferiblemente, toda vez que no es necesario el ajuste de control de potencia, el factor A_1 de ajuste de ganancia se reduce a cero.

- En otra realización de la invención, la capacidad de ajustar en ganancia cada canal ortogonal, o toda la señal de enlace directo, se explota adicionalmente permitiendo que la estación base 120, u otro sistema receptor, altere el ajuste
40 de ganancia de un canal, o de toda la señal de enlace inverso, por medio del empleo de comandos de control de potencia transmitidos por medio de la señal de enlace directo. En particular, la estación base puede transmitir información de control de potencia, solicitando que se ajuste la potencia de transmisión de un canal específico, o de toda la señal de enlace inverso. Esto es ventajoso en muchos casos, incluyendo aquel donde dos tipos de datos, con distinta sensibilidad al error, tales como la voz digitalizada y los datos digitales, se están transmitiendo por los canales BPSK y QPSK. En
45 este caso, la estación base 120 establecería distintas tasas de error como objetivo para los dos canales asociados. Si la tasa efectiva de error de un canal superara la tasa de error establecida como objetivo, la estación base instruiría a la unidad de abonado para reducir el ajuste de ganancia de ese canal, hasta que la tasa efectiva de error alcanzase a la tasa de error establecida como objetivo. Esto llevaría, eventualmente, a que el factor de ajuste de ganancia de un canal aumentase con respecto al otro. Es decir, el factor de ajuste de ganancia asociado a los datos más sensibles al error se vería aumentado con respecto al factor de ajuste de ganancia asociado a los datos menos sensibles. En otros casos, la potencia de transmisión de todo el enlace inverso puede requerir ajuste, debido a condiciones de desvanecimiento o al movimiento de la unidad 100 de abonado. En estos casos, la estación base 120 puede hacerlo por medio de la transmisión de un único comando de control de potencia.

- 55 Así, permitiendo que la ganancia de los cuatro canales ortogonales se ajuste de manera independiente, así como conjuntamente entre sí, la potencia transmisora total de la señal de enlace inverso puede mantenerse en el mínimo necesario para la transmisión exitosa de cada tipo de datos, ya sean datos piloto, datos de control de potencia, datos de señalización o distintos tipos de datos de usuario. Además, la transmisión exitosa puede definirse de manera distinta para cada tipo de datos. Transmitir con la magnitud mínima de potencia necesaria permite que se transmita la máxima
60 cantidad de datos a la estación base, dada la capacidad finita de potencia transmisora de una unidad de abonado, y también reduce la interferencia entre unidades de abonado. Esta reducción en la interferencia aumenta la capacidad total de comunicación de todo el sistema celular inalámbrico de CDMA.

- El canal de control de potencia empleado en la señal de enlace inverso permite que la unidad de abonado transmita
65 información de control de potencia a la estación base a diversas tasas de transmisión, incluyendo una tasa de transmisión de 800 bits de control de potencia por segundo. En la realización preferida de la invención, un bit de control de potencia instruye a la estación base para que aumente o reduzca la potencia de transmisión del canal de tráfico de enlace directo que se está utilizando para transmitir información a la unidad de abonado. Si bien es generalmente útil

ES 2 286 851 T3

tener un control rápido de potencia dentro de un sistema de CDMA, es especialmente útil en el contexto de las comunicaciones de mayores tasas de transmisión de datos que involucran transmisión de datos, porque los datos digitales son más sensibles a los errores, y la alta transmisión causa que se pierdan cantidades significativas de datos incluso durante condiciones de desvanecimiento breve. Dado que es probable que una transmisión por enlace inverso de alta tasa de transmisión esté acompañada por una transmisión por enlace directo de alta tasa de transmisión, la previsión de una rápida transmisión de control de potencia por enlace inverso facilita adicionalmente las comunicaciones de alta tasa de transmisión dentro de los sistemas de telecomunicaciones inalámbricas de CDMA.

En una realización ejemplar en variante de la invención se utiliza un conjunto de tasas de transmisión E_R de entrada de codificador, definido por el N_R específico, para transmitir un tipo particular de datos. Es decir, los datos pueden transmitirse a una máxima tasa de transmisión E_R de entrada de codificador, o a una tasa de transmisión dentro de un conjunto de tasas de transmisión inferiores E_R de entrada de codificador, con el N_R asociado ajustado en consecuencia. En la implementación preferida de esta realización, las tasas de transmisión máximas corresponden a las tasas de transmisión máximas utilizadas en un sistema de comunicación inalámbrica que cumple el estándar IS-95, mencionadas anteriormente con respecto a las Tablas II y III, como la RS1 - Tasa de transmisión Máxima y la RS2 - Tasa de transmisión Máxima, y cada tasa de transmisión inferior es aproximadamente la mitad de la siguiente mayor, creando un conjunto de tasas de transmisión compuesto por una tasa de transmisión máxima, una tasa de transmisión media, una tasa de transmisión de un cuarto de la máxima y una tasa de transmisión de un octavo de la máxima. Las tasas de transmisión inferiores de datos se generan, preferiblemente, aumentando la tasa N_R de repetición de símbolos, estando el valor de N_R , para el conjunto 1 de tasas de transmisión y para el conjunto 2 de tasas de transmisión en un canal BPSK, proporcionado en la Tabla IV.

TABLA IV

Conjuntos de Tasas de transmisión RS1 y RS2 en Canal BPSK

Epígrafe	E_R , BPSK (bps)	Salida Codificador $R = 1/4$ (bits / trama)	N_R , $R = 1/4$ (Tasa de Repetición, $R = 1/4$)	Salida Codificador $R = 1/2$ (bits /trama)	N_R , $R = 1/2$ (Tasa de Repetición, $R = 1/2$)
RS2 – Tasa de transmisión Máxima	14.400	1.152	5 1 / 3	576	10 2 / 3
RS2- Media Tasa de transmisión	7.200	576	10 2 / 3	288	21 1 / 3
RS2 – Un Cuarto de Tasa de transmisión	3.600	288	21 1 / 3	144	42 2 / 3
RS2 – Un Octavo de Tasa de transmisión	1.900	152	40 8 / 19	76	80 16 / 19
RS1 – Tasa de transmisión Máxima	9.600	768	8	384	16
RS1 – Media Tasa de transmisión	4.800	384	16	192	32
RS1 – Un Cuarto de Tasa de transmisión	2.800	224	27 3 / 7	112	54 6 / 7
RS1 – Un Octavo de Tasa de transmisión	1.600	128	48	64	96
NULA	850	68	90 6 / 17	34	180 12 / 17

Las tasas de repetición para un canal QPSK son el doble de las del canal BPSK.

Según la realización ejemplar de la invención, cuando la tasa de transmisión de datos de una trama cambia con respecto a la trama anterior, la potencia de transmisión de la trama se ajusta según el cambio en la tasa de transmisión de transmisión. Es decir, cuando se transmite una trama a menor tasa de transmisión después de una trama a mayor tasa de transmisión, la potencia de transmisión del canal transmisor por el cual se está transmitiendo la trama se reduce para la trama de tasa de transmisión menor, en proporción a la reducción en la tasa de transmisión, y viceversa. Por ejemplo, si la potencia de transmisión de un canal durante la transmisión de una trama a tasa de transmisión máxima es la potencia T de transmisión, la potencia de transmisión durante la transmisión subsiguiente de una trama a media tasa de transmisión es la potencia de transmisión $T/2$. La reducción en la potencia de transmisión se lleva a cabo, preferiblemente, reduciendo la potencia de transmisión durante toda la duración de la trama, pero también puede efectuarse reduciendo el ciclo útil de transmisión, de forma tal que alguna información redundante sea "borrada". En cualquier caso, el ajuste de potencia de transmisión tiene lugar en combinación con un mecanismo de control de potencia de bucle cerrado, por el cual la potencia de transmisión se ajusta adicionalmente en respuesta a los datos de control de potencia transmitidos desde la estación base.

La Fig. 5 es un diagrama en bloques del sistema 122 de procesamiento de RF y del demodulador 124 de la Fig. 2, configurados según la realización ejemplar de la invención. Los multiplicadores 180a y 180b subconvierten las señales recibidas desde la antena 121 con una senoide en fase y una senoide de fase de cuadratura, produciendo, respectivamente, las muestras R_I de recepción en fase y R_Q de recepción de fase de cuadratura. Debería entenderse que el sistema 122 de procesamiento de RF se muestra en forma sumamente simplificada, y que las señales también están filtradas por apareo y digitalizadas (no se muestra) según técnicas ampliamente conocidas. Las muestras R_I y R_Q de recepción se aplican luego a los demoduladores "dedo" 182 dentro del demodulador 124. Cada demodulador "dedo" 182 procesa una instancia de la señal de enlace inverso transmitida por la unidad 100 de abonado, si tal instancia está disponible, donde cada instancia de la señal de enlace inverso se genera por fenómeno multitrayectoria. Si bien se muestran tres demoduladores "dedo", el empleo de números alternativos de procesadores "dedo" es coherente con la invención, incluyendo el empleo de un único demodulador "dedo" 182. Cada demodulador "dedo" 182 produce un conjunto de datos de decisión blanda, compuesto por datos de control de potencia, datos BPSK y datos QPSK_I y QPSK_Q. Cada conjunto de datos de decisión blanda también está ajustado temporalmente dentro del correspondiente demodulador "dedo" 182, aunque podría realizarse el ajuste temporal dentro del combinador 184, en una realización en variante de la invención. El combinador 184 suma luego los conjuntos de datos de decisión blanda recibidos desde los demoduladores "dedo" 182, a fin de producir una única instancia de datos de decisión blanda: de control de potencia, BPSK, QPSK_I y QPSK_Q.

La Fig. 6 es un diagrama en bloques de un demodulador "dedo" 182 de la Fig. 5, configurado según la realización ejemplar de la invención. Las muestras recibidas R_I y R_Q se ajustan primero temporalmente, utilizando el ajustador temporal 190 según la magnitud del retardo introducido por la trayectoria de transmisión de la instancia específica de la señal de enlace inverso que se está procesando. El código largo 200 se mezcla con los códigos SR_I y SR_Q de dispersión pseudoaleatoria, utilizando los multiplicadores 201, y la conjugada compleja de los códigos de dispersión SR_I y SR_Q resultantes, modulados con código largo, se somete a la multiplicación compleja con las muestras recibidas R_I y R_Q , ajustadas temporalmente, utilizando los multiplicadores 202 y los sumadores 204, para producir los términos X_I y X_Q . Tres instancias distintas de los términos X_I y X_Q se demodulan luego utilizando, respectivamente, los códigos Walsh W_1 , W_2 y W_3 , y los datos resultantes, demodulados según Walsh, se suman sobre cuatro elementos de código de demodulación, utilizando sumadores 212 a 1. Una cuarta instancia de los datos X_I y X_Q se suma sobre cuatro elementos de código de demodulación, utilizando los sumadores 208, y se filtra luego utilizando los filtros piloto 214. En la realización preferida de la invención, el filtro piloto 214 efectúa el promedio sobre una serie de sumas realizadas por los sumadores 208, pero otras técnicas de filtrado serán evidentes para alguien versado en la técnica. Las señales piloto filtradas, en fase y de fase de cuadratura, se emplean para rotar en fase y ajustar a escala los datos demodulados por los códigos Walsh W_1 y W_2 , de acuerdo a los datos modulados BPSK, por medio de la multiplicación conjugada compleja, utilizando los multiplicadores 216 y los sumadores 217, a fin de producir datos de control de potencia y BPSK de decisión blanda. Los datos modulados por el código Walsh W_3 se rotan en fase utilizando las señales piloto filtradas, en fase y de fase de cuadratura, de acuerdo a los datos modulados QPSK, utilizando los multiplicadores 218 y los sumadores 220, a fin de producir los datos QPSK de decisión blanda. Los datos de control de potencia de decisión blanda son sumados, sobre 384 símbolos de modulación, por el sumador 222 a 1, para producir datos de decisión blanda de control de potencia. Los datos modulados por el código Walsh W_2 , rotados en fase, los datos modulados por el código Walsh W_3 y los datos de decisión blanda de control de potencia se dejan luego disponibles para su combinación. En una realización en variante de la invención, la codificación y la decodificación se llevan a cabo también sobre los datos de control de potencia.

Además de proporcionar información de fase, el piloto también puede emplearse dentro del sistema receptor para facilitar el rastreo temporal. El rastreo temporal se lleva a cabo procesando también los datos recibidos en un periodo de muestreo antes (temprano), y un periodo de muestreo después (tardío), de la muestra actualmente recibida que está siendo procesada. A fin de determinar el periodo que coincide más estrechamente con el periodo actual de llegada, la amplitud del canal piloto en el periodo de muestreo temprano y tardío puede compararse con la amplitud en el periodo actual de muestreo, para determinar aquella que sea más grande. Si la señal en uno de los periodos adyacentes de muestreo es mayor que la del periodo actual de muestreo, la temporización puede ajustarse de manera tal que se obtengan los mejores resultados de demodulación.

La Fig. 7 es un diagrama en bloques del descodificador 128 de canal BPSK y del descodificador 126 de canal QPSK (Fig. 2), configurados según la realización ejemplar de la invención. Los datos BPSK de decisión blanda provenientes del combinador 184 (Fig. 5) son recibidos por el acumulador 240, que almacena la primera secuencia de $6.144 / N_R$ símbolos de demodulación en la trama recibida, donde N_R depende de la tasa de transmisión de transmisión de los datos BPSK de decisión blanda, según lo descrito anteriormente, y suma cada conjunto subsiguiente de $6.144 / N_R$ símbolos demodulados contenidos en la trama con los correspondientes símbolos acumulados almacenados. El desintercalador 242 de bloque desintercala los datos acumulados de decisión blanda provenientes del sumador 240 de punto de partida variable, y el descodificador Viterbi 244 descodifica los datos desintercalados de decisión blanda para producir datos de decisión dura, así como resultados de sumas de control CRC. Dentro del descodificador QPSK 126, los datos de decisión blanda QPSK_I y QPSK_Q provenientes del combinador 184 (Fig. 5) son demultiplexados, en un único flujo de datos de decisión blanda, por el demultiplexor (DEMUX) 246, y el único flujo de datos de decisión blanda es recibido por el acumulador 248, que acumula cada $6.144 / N_R$ símbolos de demodulación, donde N_R depende de la tasa de transmisión de transmisión de los datos QPSK. El desintercalador 250 de bloque desintercala los datos de decisión blanda provenientes del sumador 248 de punto de partida variable, y el descodificador Viterbi 252 descodifica los símbolos de modulación desintercalados a fin de producir datos de decisión dura, así como resultados de sumas de control CRC. En la realización ejemplar en variante descrita anteriormente con respecto a la Fig. 3, en la cual la repetición de símbolos se realiza antes de la intercalación, los acumuladores 240 y 248 se colocan después de los desintercaladores 242 y 250 de bloque. En la realización de la invención que incorpora el empleo de conjuntos de tasas de transmisión y en la cual, por lo tanto, no se conoce la tasa de transmisión de tramas específicas, se emplean múltiples descodificadores, operando cada uno a una tasa de transmisión de transmisión distinta, y luego se selecciona la trama asociada a la tasa de transmisión de transmisión más probablemente utilizada, basándose en los resultados de la suma de control CRC. El empleo de otros procedimientos de control de errores es coherente con la práctica de la presente invención.

La Fig. 8 es un diagrama en bloques del modulador 104 (Fig. 2) configurado en una realización en variante de la invención, en la cual se emplea un único canal de datos BPSK. Los datos piloto son ajustados en ganancia por el ajustador 452 de ganancia, según el factor A_0 de ajuste de ganancia. Los datos de control de potencia son modulados con el código Walsh W_1 por el multiplicador 150a, y ajustados en ganancia por el ajustador 454 de ganancia, de acuerdo al factor A_1 de ajuste de ganancia. Los datos piloto y los datos de control de potencia, ajustados en ganancia, son sumados por el sumador 460, produciendo los datos sumados 461. Los datos BPSK son modulados con el código Walsh W_2 por el multiplicador 150b, y luego son ajustados en ganancia utilizando el ajustador 456 de ganancia, de acuerdo al factor A_2 de ajuste de ganancia.

Tanto el código (SR_I) de dispersión pseudoaleatoria en fase como el código (SR_Q) de dispersión pseudoaleatoria de fase de cuadratura son modulados con el código largo 480. Los códigos resultantes SR_I y SR_Q , modulados con código largo, son sometidos a la multiplicación compleja con los datos sumados 461 y los datos BPSK ajustados en ganancia, provenientes del ajustador 456 de ganancia, utilizando los multiplicadores 464a - d y los sumadores 466a - b, produciendo los términos X_I y X_Q . Los términos X_I y X_Q se superconvierten luego con sinusoides en fase y de fase de cuadratura, utilizando los multiplicadores 468, y las señales superconvertidas resultantes son respectivamente sumadas por los sumadores 470 y amplificadas por el amplificador 472, según el factor A_M de amplitud, generando la señal $s(t)$.

La realización mostrada en la Fig. 8 difiere de las otras realizaciones aquí descritas en que los datos BPSK se colocan en el canal de fase de cuadratura, mientras que los datos piloto y los datos de control de potencia se colocan en el canal en fase. En las realizaciones previas de la invención aquí descrita, los datos BPSK se colocan en el canal en fase junto con los datos piloto y los datos de control de potencia. La colocación de los datos BPSK en el canal de fase de cuadratura, y de los datos piloto y de control de potencia en el canal en fase, reduce la razón de potencia entre máximo y promedio de la señal de enlace inverso. Las fases de los canales son ortogonales, lo que causa que la magnitud de la suma de los dos canales varíe menos en respuesta a datos cambiantes. Esto reduce la potencia máxima requerida para mantener una potencia media dada, y así reduce la razón de potencia entre máximo y promedio, característica de la señal de enlace inverso. Esta reducción en la razón de potencia entre máximo y promedio disminuye la potencia máxima con la cual debe recibirse una señal de enlace inverso en la estación base, a fin de sostener una tasa de transmisión de transmisión dada y, por lo tanto, aumenta la distancia a la que puede situarse una unidad de abonado con una potencia máxima de transmisión con respecto a la estación base antes de que sea incapaz de transmitir una señal que pueda ser recibida en la estación base con la potencia máxima necesaria. Esto aumenta el alcance dentro del cual una unidad de abonado puede llevar con éxito la comunicación a cualquier tasa de transmisión de datos dada o, alternativamente, permite que se mantengan mayores tasas de transmisión de datos a una distancia dada.

La Fig. 9 es un diagrama en bloques de un demodulador "dedo" 182 cuando se configura según la realización de la invención mostrada en la Fig. 8. Las muestras recibidas R_I y R_Q son ajustadas temporalmente por el ajustador 290 de temporización, y los códigos SR_I y SR_Q son multiplicados por el código largo 200, utilizando los multiplicadores 301. Las muestras recibidas, ajustadas temporalmente, son luego multiplicadas por la conjugada compleja de los códigos SR_I y SR_Q , utilizando los multiplicadores 302 y los sumadores 304, produciendo los términos X_I y X_Q . Una primera y una segunda instancia de los términos X_I y X_Q se demodulan utilizando el código Walsh W_1 y el código Walsh W_2 , empleando los multiplicadores 310, y los símbolos de demodulación resultantes se suman en conjuntos de a cuatro, utilizando los sumadores 312. Una tercera instancia de los términos X_I y X_Q es sumada sobre cuatro símbolos de demodulación por los sumadores 308, a fin de generar datos piloto de referencia. Los datos piloto de referencia son filtrados por los filtros piloto 314 y utilizados para rotar en fase y ajustar en escala los datos sumados modulados por

código Walsh, utilizando los multiplicadores 316 y los sumadores 320, produciendo datos BPSK de decisión blanda y, después de ser sumados sobre 384 símbolos por el sumador 322 384:1, datos de control de potencia de decisión blanda.

5 La Fig. 10 es un diagrama en bloques de un sistema transmisor configurado según otra realización más de la invención. La ganancia 400 de canal ajusta la ganancia del canal piloto 402 basándose en la variable A_0 de ganancia. Los símbolos 404 del canal fundamentales son mapeados en valores +1 y -1 por el mapeador 405, y cada símbolo es modulado con el código Walsh W_F igual a +, +, -, - (donde + = +1 y - = -1). Los datos modulados con W_F son ajustados en ganancia, basándose en la variable A_1 de ganancia, por el ajustador 406 de ganancia. Las salidas de los ajustadores
10 400 y 406 de ganancia son sumadas por el sumador 408, produciendo los datos 410 en fase.

Los símbolos 411 del canal suplementario son mapeados en valores + y - por el mapeador 412, y cada símbolo es modulado con un código Walsh W_S igual a +, -. El ajustador 414 de ganancia ajusta la ganancia de los datos modulados con W_S . Los datos 415 de canal de control son mapeados en valores + y - por el mapeador 416. Cada
15 símbolo es modulado con un código Walsh W_C igual a +, +, +, +, -, -, -, -. Los símbolos modulados con W_C son ajustados en ganancia por el ajustador 418 de ganancia, basándose en la variable A_3 de ganancia, y la salida de los ajustadores 414 y 418 de ganancia es sumada por el sumador 419 para producir los datos 420 de fase de cuadratura.

Debería ser evidente que, dado que los códigos Walsh W_F y W_S tienen longitudes distintas, y que se generan a la misma tasa de transmisión de elemento de código, el canal fundamental transmite símbolos de datos a una tasa de transmisión que es la mitad de la del canal suplementario. Por motivos similares, debería ser evidente que el canal de control transmite símbolos de datos a la mitad de la tasa de transmisión del canal fundamental.

Los datos 410 en fase y los datos 420 de fase de cuadratura son sometidos a la multiplicación compleja por los
25 códigos de dispersión SR_I y SR_Q , según se muestra, produciendo el término X_I en fase y el término X_Q de fase de cuadratura. El término X_Q de fase de cuadratura es retardado en la mitad de la duración de un elemento de código de código de dispersión de SR, para efectuar la dispersión desplazada de QPSK, y luego el término X_I y el término X_Q se superconvierten según el sistema 106 de procesamiento de RF mostrado en la Fig. 4, y anteriormente descrito.

30 Empleando los códigos Walsh W_F , W_S y W_C con distintas longitudes, según lo descrito anteriormente, esta variante proporciona un conjunto de canales de comunicación con una mayor variedad de tasas de transmisión. Además, el empleo de un código Walsh W_5 más corto, de dos elementos de código, para el canal suplementario proporciona un canal suplementario ortogonal de mayor tasa de transmisión de datos, con una razón de potencia entre máximo y promedio que es menor que aquella asociada al empleo de dos canales basados en códigos Walsh de 4 elementos
35 de código. Esto realza adicionalmente las prestaciones del sistema transmisor, en cuanto a que un amplificador dado podrá sostener una mayor tasa de transmisión, o transmitir con un mayor alcance, utilizando la onda con menor potencia transmisora entre máximo y promedio.

El esquema de adjudicación de código Walsh descrito con respecto a la Fig. 10 también puede contemplarse como
40 la adjudicación de espacio Walsh de ocho elementos de código según la Tabla VI.

TABLA VI

45

50

55

60

65

Código Walsh de Ocho Elementos de código	Canal
+ + + + + + + +	Piloto
+ - + - + - + -	Suplementario
+ + - - + + - -	Fundamental
+ - - + + - - +	Suplementario
+ + + + - - - -	Control
+ - + - - + - +	Suplementario
+ + - - - - + +	Fundamental
+ - - + - + + -	Suplementario

Además de reducir la razón de potencia de transmisión entre máximo y promedio, la adjudicación de conjuntos de canales Walsh de ocho elementos de código, utilizando un único código Walsh más corto, reduce la complejidad del sistema transmisor. Por ejemplo, modular con cuatro códigos Walsh de ocho elementos de código y sumar los resultados requiere circuitos adicionales y, por lo tanto, sería más complejo.

Se contempla adicionalmente que el sistema de transmisión mostrado en la Fig. 10 pueda operar en diversos anchos de banda de dispersión y, por lo tanto, con los códigos Walsh y códigos de dispersión generados a diversas tasas de transmisión, distintas a la de 1,2288 Melementos de código / segundo. En particular, se contempla un ancho de banda de dispersión de 3,6864 MHz, con una correspondiente tasa de transmisión de código Walsh y de dispersión de 3,6864 Melementos de código / segundo. Las Figs. 11 - 14 ilustran la codificación realizada para los canales fundamental, suplementario y de control de acuerdo al empleo de un ancho de banda de dispersión de 3,6864 MHz. Típicamente, a fin de ajustar la codificación para el empleo con un ancho de banda de dispersión de 1,2288 MHz, se reduce el número de repeticiones de símbolos. Este principio de ajustar el número de repeticiones de símbolos puede aplicarse, más generalmente, a los aumentos en el ancho de banda de dispersión, incluyendo, por ejemplo, el empleo de un ancho de banda de dispersión de 5 MHz. Los ajustes realizados a la codificación para un sistema de ancho de banda de dispersión de 1,2288 MHz, que no sean la reducción en el número de repeticiones de símbolos, se indican específicamente en la descripción de las Figs. 11 - 14 proporcionada a continuación.

La Fig. 11 muestra la codificación realizada para las cuatro tasas de transmisión (es decir, tasa de transmisión máxima, media, un cuarto y un octavo) que componen el conjunto 1 de tasas de transmisión según el estándar IS-95, cuando se lleva a cabo según una realización de la invención. Los datos se suministran en tramas de 20 ms, con el número de bits mostrado para cada tasa de transmisión, y los bits de control CRC y los ocho bits de cola son añadidos por los generadores 500a-d de sumas de control CRC y por los generadores 502a-d de bits de cola. Además, la codificación convolutiva de tasa 1 / 4 es efectuada para cada tasa de transmisión por los codificadores convolutivos 504a-d, generando cuatro símbolos de código para cada bit de datos, bit de CRC o bit de cola. La trama resultante de símbolos de código se intercala por bloque utilizando los intercaladores 506a-d de bloque, generando el número indicado de símbolos. Para las tres tasas de transmisión inferiores, los símbolos son transmitidos repetidamente por los repetidores 508a-c de transmisión, según se indica, causando que se generen 768 símbolos de código para cada trama. Los 768 símbolos de código para cada tasa de transmisión son repetidos luego 24 veces por los repetidores 510a-d de símbolos, generando 18.432 símbolos de código por trama para cada tasa de transmisión.

Según lo expuesto anteriormente, cada símbolo de código en el canal fundamental es modulado con un código Walsh W_F de cuatro bits, generado a 3.686.400 elementos de código por segundo (3,6864 Melementos de código / segundo). Así, para un intervalo temporal de 20 ms (1 / 50 de segundo), el número de elementos de código de código Walsh y de dispersión es 73.728, que corresponde a 4 elementos de código Walsh para cada uno de los 18.432 símbolos de código en la trama.

Para un sistema que opera a 1,2288 Melementos de código / segundo, el número de repeticiones de símbolos realizadas por los repetidores 510a-d de símbolos se reduce a ocho (8). Adicionalmente, el repetidor 508b de transmisión repite la secuencia de símbolos en la trama tres (3) veces, y además 120 de los símbolos se transmiten una cuarta vez, y el repetidor 508c de transmisión repite la secuencia de símbolos en la trama seis (6) veces, y además 48 de los símbolos se repiten una séptima vez. Adicionalmente, se incluye un cuarto repetidor de transmisión (o cuarta etapa de repetición de transmisión) para la tasa de transmisión máxima (no mostrada), que transmite 384 de los símbolos de la secuencia contenidos en la trama una segunda vez. Todas estas transmisiones repetidas proporcionan 768 símbolos de datos que, al ser repetidos ocho veces por los repetidores 510a-d de símbolos, corresponden a 6.144 símbolos, que es el número de elementos de código en una trama de 20 ms a 1,2288 Melementos de código / segundo.

La Fig. 12 muestra la codificación realizada para las cuatro tasas de transmisión que componen el conjunto 2 de tasas de transmisión según el estándar IS-95, cuando se lleva a cabo según una realización de la invención. Los datos se suministran en tramas de 20 ms, con el número de bits mostrado para cada tasa de transmisión, y un bit de reserva es añadido por los aumentadores 521a-d de bits de reserva para cada tasa de transmisión. Los bits de control CRC y los ocho bits de cola también son añadidos por los generadores 520a-d de sumas de control CRC y por los generadores 522a-d de bits de cola. Además, la codificación convolutiva de tasa 1 / 4 es efectuada para cada tasa de transmisión por los codificadores convolutivos 524a-d, generando cuatro símbolos de código para cada bit de datos, CRC o de cola. La trama resultante de símbolos de código es intercalada por bloque utilizando los intercaladores 526a-d de bloque, generando el número indicado de símbolos. Para las tres tasas de transmisión inferiores, los símbolos son transmitidos repetidamente por los repetidores 528a-c de transmisión según se indica, causando que se generen 768 símbolos de código para cada trama. Los 768 símbolos de código para cada tasa de transmisión son luego repetidos 24 veces por los repetidores 530a-d de símbolos, generando 18.432 símbolos de código por trama para cada tasa de transmisión.

Para un sistema que opera en un ancho de banda de dispersión de 1,2288 MHz, el número de repeticiones de símbolos realizadas por los repetidores 530a-d de símbolos se reduce a cuatro (4). Adicionalmente, el repetidor 528a de transmisión transmite la secuencia de símbolos en la trama dos (2) veces, y además 384 de los símbolos se transmiten una tercera vez. El repetidor 528b de transmisión repite la secuencia de símbolos en la trama cinco (5) veces, y además 96 de los símbolos se transmiten una sexta vez. El repetidor 528c de transmisión repite la secuencia de símbolos en la trama diez (10) veces, y además 96 de los símbolos se repiten una undécima vez. Además, se incluye un cuarto repetidor de transmisión (o cuarta etapa de repetición de transmisión) para la tasa de transmisión máxima (no mostrada), que transmite 384 de los símbolos de la secuencia contenidos en la trama una segunda vez. Todas

ES 2 286 851 T3

estas transmisiones repetidas proporcionan 1.536 símbolos de datos que, cuando son repetidos cuatro veces por los repetidores 530a-d de símbolos, corresponden a 6.144 símbolos.

La Fig. 13 ilustra la codificación realizada para el canal suplementario cuando se lleva a cabo según una realización de la invención. Las tramas de datos se suministran a cualquiera de las once tasas de transmisión indicadas, y el generador 540 de suma de control CRC añade 16 bits de datos de suma de control CRC. El generador 542 de bits de cola añade ocho bits de datos de cola de codificador, dando como resultado tramas con las tasas de transmisión de datos mostradas. El codificador convolutivo 544 lleva a cabo la codificación de tasa 1 / 4, y longitud de restricción K = 9, generando cuatro símbolos de código para cada bit recibido de datos, CRC o de cola, y el intercalador 546 de bloque realiza la intercalación en bloque para cada trama, y emite como salida el número de símbolos de código mostrado para cada trama, según el tamaño de la trama de entrada. El repetidor 548 de símbolos repite las tramas N veces, según el tamaño de la trama de entrada, como se indica.

Se muestra la codificación para una duodécima tasa de transmisión adicional, que se realiza de manera similar a la de las once tasas de transmisión, con la excepción de que se efectúa una codificación de tasa 1 / 2, en lugar de la tasa 1 / 4. Además, no se lleva a cabo ninguna repetición de símbolos.

Una lista de tamaños de trama, tasas de transmisión de entrada de codificador, tasas de transmisión de código y factores N de repetición de símbolos para diversas tasas de transmisión de elemento de código, que pueden aplicarse a la Fig. 13 para adaptarse a las distintas tasas de transmisión de elemento de código (que corresponden a los anchos de banda de dispersión) se proporciona en la Tabla VII.

TABLA VII

Tasa de transmisión de Elemento de código (Mcps)	Número de Octetos por Trama	Tasa de transmisión de Entrada de Codificador (kbps)	Tasa de Código	Factor de Repetición de Símbolos (N)	Tasa de transmisión de Elemento de código (Mcps)	Número de Octetos por Trama	Tasa de transmisión de Entrada de Codificador (kbps)	Tasa de Código	Factor de Repetición de Símbolos (N)
1,2288	21	9,6	1 / 4	16	7,3728	21	9,6	1 / 4	96
					7,3728	33	14,4	1 / 4	64
1,2288	45	19,2	1 / 4	8	7,3728	45	19,2	1 / 4	48
					7,3728	69	28,8	1 / 4	32
1,2288	93	38,4	1 / 4	4	7,3728	93	38,4	1 / 4	24
					7,3728	141	57,6	1 / 4	16
1,2288	189	76,8	1 / 4	2	7,3728	189	76,8	1 / 4	12
					7,3728	285	115,2	1 / 4	8
1,2288	381	153,6	1 / 4	1	7,3728	381	153,6	1 / 4	6
					7,3728	573	230,4	1 / 4	4
					7,3728	765	307,2	1 / 4	3
					7,3728	1.149	480,8	1 / 4	2
					7,3728	2.301	921,6	1 / 4	1
1,2288	765	307,2	1 / 2	1	7,3728	4.605	1.843,2	1 / 2	1
3,6864	21	9,6	1 / 4	48	14,7456	21	9,6	1 / 4	192
3,6864	33	14,4	1 / 4	32	14,7456	33	14,4	1 / 4	128
3,6864	45	19,2	1 / 4	24	14,7456	46	19,2	1 / 4	96
3,6864	69	28,8	1 / 4	18	14,7456	69	28,8	1 / 4	64

ES 2 286 851 T3

3,6864	93	38,4	1 / 4	12	14,7456	93	38,4	1 / 4	48
3,6864	141	57,6	1 / 4	8	14,7456	141	57,8	1 / 4	32
3,6864	189	78,8	1 / 4	6	14,7456	169	76,8	1 / 4	24
3,6864	285	115,2	1 / 4	4	14,7456	265	115,2	1 / 4	16
3,6864	381	153,6	1 / 4	3	14,7456	381	153,6	1 / 4	12
3,6864	573	230,4	1 / 4	2	14,7456	573	230,4	1 / 4	8
					14,7456	765	307,2	1 / 4	6
3,6864	1.149	460,8	1 / 4	1	14,7456	1.149	460,8	1 / 4	4
					14,7456	1.533	614,4	1 / 4	3
					14,7456	2.301	921,6	1 / 4	2
					14,7456	4.605	1.843,2	1 / 4	1
3,6864	2.301	921,6	1 / 2	1	14,7456	9.213	3.686,4	1 / 2	1

La Fig. 14 es un diagrama en bloques del procesamiento realizado para el canal de control, para un sistema de ancho de banda de dispersión de 3,6864 MHz. El procesamiento es esencialmente similar al asociado a los otros canales, excepto por el agregado de un multiplexor MUX 560 y un repetidor 562 de símbolos, que operan para introducir bits de control de potencia no codificados en el flujo de símbolos de código. Los bits de control de potencia se generan a una tasa de transmisión de 16 por trama, y son repetidos 18 veces por el repetidor 562 de símbolos, lo que da como resultado 288 bits de control de potencia por trama. Los 288 bits de control de potencia se multiplexan en la trama de símbolos de código a una razón de tres bits de control de potencia por símbolo de datos codificado, generando 384 símbolos totales por trama. El repetidor 564 de símbolos repite los 384 bits 24 veces, generando 9.216 símbolos por trama, para una tasa de transmisión efectiva de datos de 500 kbits / segundo para los datos de control, y de 800 kbits / segundo para los bits de control de potencia. El procesamiento preferido llevado a cabo para un sistema de ancho de banda de 1,2288 MHz simplemente reduce el número de repeticiones de símbolos realizadas, de 24 a 8.

De esta manera, se ha descrito un sistema de comunicación inalámbrica de CDMA, multicanal, de alta tasa de transmisión. La descripción se proporciona a fin de permitir a cualquier persona versada en la técnica hacer o utilizar la presente invención. Las diversas modificaciones a estas realizaciones serán inmediatamente evidentes para aquellos versados en la técnica, y los principios genéricos aquí definidos pueden aplicarse a otras realizaciones, sin el empleo de la facultad inventiva. Así, la presente invención no está concebida para limitarse a las realizaciones aquí mostradas, sino que debe concedérsele el más amplio alcance coherente con los principios y características novedosas aquí revelados.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para modular una señal generando datos, adecuados para la transmisión desde una unidad de abonado a una estación base, para su transmisión en un sistema de comunicación, **caracterizado** porque el procedimiento comprende las etapas de:

modular datos codificados en canal, entre una pluralidad de canales, con un código asociado para cada canal, seleccionado entre un cierto número de códigos asociados, en donde cada código asociado tiene una longitud distinta a la de los restantes códigos asociados, y cada código asociado es ortogonal con respecto a los restantes códigos asociados, a fin de producir una pluralidad de flujos de símbolos modulados;

combinar la pluralidad de flujos de símbolos modulados en dos flujos combinados; y

efectuar el producto complejo de dichos flujos combinados con un código complejo de seudo ruido.

2. El procedimiento según la reivindicación 1, en el cual la modulación de cada uno entre una pluralidad de datos, codificados en canal con un código asociado, comprende:

modular datos de un canal piloto con un primer código, a fin de producir un primer flujo de símbolos modulados;

modular datos codificados de un primer canal de usuario con un segundo código, a fin de producir un segundo flujo de símbolos modulados; y

modular datos de un canal de control con un tercer código, a fin de producir un tercer flujo de símbolos modulados.

3. El procedimiento según la reivindicación 2, en el cual dicha combinación de la pluralidad de flujos de símbolos modulados comprende:

sumar el primer flujo de símbolos modulados a uno entre el segundo o tercer flujo de símbolos modulados, a fin de proporcionar un primer flujo sumado de símbolos modulados; y

suministrar dicho flujo sumado por separado del resto del segundo o tercer flujo de símbolos modulados para dicha multiplicación compleja.

4. El procedimiento según la reivindicación 2, que comprende adicionalmente:

modular datos codificados de un segundo canal de usuario con un cuarto código, a fin de producir un cuarto flujo de símbolos modulados.

5. El procedimiento según la reivindicación 4, en el cual dicha combinación de la pluralidad de flujos de símbolos modulados comprende:

sumar el primer flujo de datos modulados al segundo flujo de símbolos modulados, a fin de suministrar un primer flujo sumado de símbolos modulados; y

sumar el cuarto flujo de datos modulados al tercer flujo de símbolos modulados, a fin de suministrar un segundo flujo sumado de símbolos modulados;

suministrar dicho primer flujo sumado por separado del segundo flujo sumado de símbolos modulados, para dicha multiplicación compleja.

6. El procedimiento según la reivindicación 4, en el cual dicha combinación de la pluralidad de flujos de símbolos modulados comprende:

sumar el primer flujo de símbolos modulados al segundo flujo de símbolos modulados y al tercer flujo de símbolos modulados, a fin de suministrar un primer flujo sumado de símbolos modulados; y

suministrar dicho primer flujo sumado por separado del cuarto flujo de símbolos modulados, para dicha multiplicación compleja.

7. El procedimiento de la reivindicación 1, en el cual el código complejo de seudo ruido comprende un componente de código de seudo ruido en fase y un componente de código de seudo ruido de fase de cuadratura.

8. El procedimiento según la reivindicación 7, en el cual el componente de código de seudo ruido en fase y el componente de código de seudo ruido de fase de cuadratura son multiplicados por un código largo.

9. El procedimiento según la reivindicación 1, en el cual dicha multiplicación compleja comprende:

ES 2 286 851 T3

multiplicar un primer flujo combinado por un componente de código de pseudo ruido en fase, produciendo un término en fase; y

5 multiplicar un segundo flujo combinado por un componente de código de pseudo ruido de fase de cuadratura, produciendo un término de fase de cuadratura.

10. El procedimiento según la reivindicación 9, en el cual dicha multiplicación compleja comprende:

10 multiplicar el primer flujo combinado por el componente de código de pseudo ruido en fase, para producir una primera señal intermedia;

multiplicar el segundo flujo combinado por el componente de código de pseudo ruido en fase, para producir una segunda señal intermedia;

15 multiplicar el primer flujo combinado por el componente de código de pseudo ruido de fase de cuadratura, para producir una tercera señal intermedia;

20 multiplicar el segundo flujo combinado por el componente de código de pseudo ruido de fase de cuadratura, para producir una cuarta señal intermedia;

restar la cuarta señal intermedia de la primera señal intermedia, para producir una señal producto en fase; y

25 sumar la segunda señal intermedia a la tercera señal intermedia para producir una señal producto de fase de cuadratura.

11. El procedimiento según la reivindicación 1, en el cual la pluralidad de códigos asociados comprende una pluralidad de códigos Walsh.

30 12. El procedimiento según la reivindicación 1, 2 o 4, en el cual una tasa de transmisión de datos de un canal determina una longitud de un código asociado.

13. El procedimiento según la reivindicación 2 o 4, en el cual una longitud del segundo código es más pequeña que una longitud del tercer código.

35 14. El procedimiento según la reivindicación 4, en el cual una longitud del cuarto código es más pequeña que una longitud del tercer código.

40 15. El procedimiento según la reivindicación 4, en el cual una longitud del cuarto código es más pequeña que una longitud del segundo código cuando una tasa de transmisión de datos del primer canal de usuario es menor que una tasa de transmisión de datos del segundo canal de usuario.

16. El procedimiento según la reivindicación 2 o 4, en el cual el primer código comprende un código Walsh con valores +.

45 17. El procedimiento según la reivindicación 2 o 4, en el cual el tercer código comprende un código Walsh con longitud de ocho elementos de código.

18. El procedimiento según la reivindicación 17, en el cual el tercer código comprende un código Walsh ++++ ----.

50 19. El procedimiento según la reivindicación 2 o 4, en el cual el segundo código comprende un código Walsh con longitud de cuatro elementos de código.

20. El procedimiento según la reivindicación 19, en el cual el segundo código comprende un código Walsh ++ --.

55 21. El procedimiento según la reivindicación 2 o 4, en el cual el segundo código comprende un código Walsh con longitud de dos elementos de código.

22. El procedimiento según la reivindicación 21, en el cual el segundo código comprende un código Walsh + -.

60 23. El procedimiento según la reivindicación 4, en el cual el cuarto código comprende un código Walsh con longitud de cuatro elementos de código.

24. El procedimiento según la reivindicación 23, en el cual el cuarto código comprende un código Walsh ++ --.

65 25. El procedimiento según la reivindicación 4, en el cual el cuarto código comprende un código Walsh con longitud de dos elementos de código.

26. El procedimiento según la reivindicación 25, en el cual el cuarto código comprende un código Walsh + -.

27. El procedimiento según la reivindicación 1, que comprende adicionalmente:

ajustar la ganancia de la pluralidad de flujos de símbolos modulados.

28. El procedimiento según la reivindicación 27, en el cual dicho ajuste de ganancia de la pluralidad de flujos de símbolos modulados comprende:

ajustar la ganancia de un primer flujo de símbolos modulados; y

ajustar las ganancias de cada uno de los restantes flujos en valores determinados con respecto a la ganancia del primer flujo.

29. Un aparato para modular una señal generando datos, para su transmisión desde una unidad de abonado a una estación base, en un sistema de comunicación, **caracterizado** porque el aparato comprende:

un medio para modular datos codificados de canal (402, 404, 411, 415), provenientes de una pluralidad de canales, con un código asociado para cada canal, seleccionado entre un cierto número de códigos asociados, en el cual cada código asociado tiene una longitud distinta a la de los restantes códigos asociados, y cada código asociado es ortogonal a los restantes códigos asociados, para producir una pluralidad de flujos de símbolos modulados;

un medio para combinar la pluralidad de flujos de símbolos modulados en dos flujos combinados (410, 420); y

un medio para la multiplicación compleja de dichos dos flujos combinados (410, 420) por un código de pseudo ruido complejo.

30. El aparato según la reivindicación 29, en el cual el medio para modular cada uno entre la pluralidad de datos codificados de canal con un código asociado comprende:

un medio para modular datos (402) de un canal piloto con un primer código, a fin de producir un primer flujo de símbolos modulados;

un medio para modular datos codificados (404) de un primer canal de usuario con un segundo código, a fin de producir un segundo flujo de símbolos modulados; y

un medio para modular datos (415) de un canal de control con un tercer código, a fin de producir un tercer flujo de símbolos modulados.

31. El aparato según la reivindicación 30, en el cual dicho medio para combinar la pluralidad de flujos de símbolos modulados comprende:

un medio para sumar (408) el primer flujo de símbolos modulados con uno entre el segundo y tercer flujo de símbolos modulados, a fin de suministrar un primer flujo sumado (410) de símbolos modulados; y

un medio para suministrar dicho primer flujo sumado por separado de los restantes flujos segundo y tercero de símbolos modulados, para dicha multiplicación compleja.

32. El aparato según la reivindicación 30, que comprende adicionalmente:

un medio para modular datos codificados de un segundo canal (411) de usuario con un cuarto código, a fin de producir un cuarto flujo de símbolos modulados.

33. El aparato según la reivindicación 32, en el cual dicho medio para combinar la pluralidad de flujos de símbolos modulados comprende:

un medio para sumar (408) el primer flujo de datos modulados al segundo flujo de símbolos modulados, a fin de suministrar un primer flujo sumado de símbolos modulados (410); y

un medio para sumar (419) el cuarto flujo de datos modulados al tercer flujo de símbolos modulados, a fin de suministrar un segundo flujo sumado de símbolos modulados (420);

un medio para suministrar dicho primer flujo sumado (410) por separado del segundo flujo sumado (420) de símbolos modulados, para dicha multiplicación compleja.

34. El aparato según la reivindicación 32, en el cual dicho medio para combinar la pluralidad de flujos de símbolos modulados comprende:

un medio para sumar el primer flujo de símbolos modulados al segundo flujo de símbolos modulados y al tercer flujo de símbolos modulados, a fin de suministrar un primer flujo sumado de símbolos modulados; y

ES 2 286 851 T3

un medio para suministrar dicho primer flujo sumado por separado del cuarto flujo de símbolos modulados, para dicha multiplicación compleja.

35. El aparato según la reivindicación 29, en el cual el código de pseudo ruido complejo comprende un componente de código de pseudo ruido en fase y un componente de código de pseudo ruido de fase de cuadratura.

36. El aparato según la reivindicación 35, en el cual el componente de código de pseudo ruido en fase y el componente de código de pseudo ruido de fase de cuadratura son multiplicados por un código largo.

37. El aparato según la reivindicación 29, en el cual dicho medio para la multiplicación compleja comprende:

un medio para multiplicar un primer flujo combinado (410) por un componente de código de pseudo ruido en fase, produciendo un término en fase; y

un medio para multiplicar un segundo flujo combinado (420) por un componente de pseudo ruido de fase de cuadratura, produciendo un término de fase de cuadratura.

38. El aparato según la reivindicación 37, en el cual dicho medio para la multiplicación compleja comprende:

un medio para multiplicar (164a) el primer flujo combinado (410) por el componente de pseudo ruido en fase, a fin de producir una primera señal intermedia;

un medio para multiplicar (164c) el segundo flujo combinado (420) por el componente de código de pseudo ruido en fase, a fin de producir una segunda señal intermedia;

un medio para multiplicar (164d) el primer flujo combinado (410) por el componente de código de pseudo ruido de fase de cuadratura, a fin de producir una tercera señal intermedia;

un medio para multiplicar (164b) el segundo flujo combinado (420) por el componente de código de pseudo ruido de fase de cuadratura, a fin de producir una cuarta señal intermedia;

un medio para restar (166a) la cuarta señal intermedia de la primera señal intermedia, a fin de producir una señal producto en fase; y

un medio para sumar (166b) la segunda señal intermedia a la tercera señal intermedia, a fin de producir una señal producto de fase de cuadratura.

39. El aparato según la reivindicación 29, en el cual la pluralidad de códigos asociados comprende una pluralidad de códigos Walsh.

40. El aparato según la reivindicación 29, 30 o 32, en el cual una tasa de transmisión de datos de un canal determina una longitud de un código asociado.

41. El aparato según la reivindicación 30 o 32, en el cual una longitud del segundo código es más pequeña que una longitud del tercer código.

42. El aparato según la reivindicación 32, en el cual una longitud del cuarto código es más pequeña que una longitud del tercer código.

43. El aparato según la reivindicación 32, en el cual una longitud del cuarto código es más pequeña que una longitud del segundo código cuando una tasa de transmisión de datos del primer canal de usuario es menor que una tasa de transmisión de datos del segundo canal de usuario.

44. El aparato según la reivindicación 30 o 32, en el cual el primer código comprende un código Walsh con valores +.

45. El aparato según la reivindicación 30 o 32, en el cual el tercer código comprende un código Walsh con longitud de ocho elementos de código.

46. El aparato según la reivindicación 45, en el cual el tercer código comprende un código Walsh ++++ ----.

47. El aparato según la reivindicación 30 o 32, en el cual el segundo código comprende un código Walsh con longitud de cuatro elementos de código.

48. El aparato según la reivindicación 47, en el cual el segundo código comprende un código Walsh ++ --.

49. El aparato según la reivindicación 30 o 32, en el cual el segundo código comprende un código Walsh con longitud de dos elementos de código.

ES 2 286 851 T3

50. El aparato según la reivindicación 49, en el cual el segundo código comprende un código Walsh + -.

51. El aparato según la reivindicación 32, en el cual el cuarto código comprende un código Walsh con longitud de cuatro elementos de código.

52. El aparato según la reivindicación 51, en el cual el cuarto código comprende un código Walsh ++ --.

53. El aparato según la reivindicación 32, en el cual el cuarto código comprende un código Walsh con longitud de dos elementos de código.

54. El aparato según la reivindicación 53, en el cual el cuarto código comprende un código Walsh + -.

55. El aparato según la reivindicación 29, que comprende adicionalmente:

un medio para ajustar la ganancia (400, 406, 414, 418) de la pluralidad de flujos de símbolos modulados.

56. El aparato según la reivindicación 55, en el cual dicho medio para ajustar la ganancia de la pluralidad de flujos de símbolos modulados comprende:

un medio para ajustar la ganancia (400) de un primer flujo de símbolos modulados; y

un medio para ajustar ganancias (406, 414, 418) de cada uno de los flujos restantes en valores determinados con respecto a la ganancia del primer flujo.

57. Un procedimiento para demodular una señal en una estación base, recibida de una transmisión en un sistema de comunicación, **caracterizado** por las etapas de:

multiplicación compleja de una señal compleja recibida por un código de dispersión pseudoaleatorio en fase y por un código de dispersión pseudoaleatorio de fase de cuadratura, a fin de suministrar un flujo de muestra en fase y un flujo de muestra de fase de cuadratura;

filtrado del flujo de muestra en fase para suministrar una señal filtrada piloto en fase;

filtrado del flujo de muestra de fase de cuadratura a fin de suministrar una señal filtrada piloto de fase de cuadratura;

multiplicación del flujo de muestra en fase por un primer código entre una pluralidad de códigos, en donde cada uno entre la pluralidad de códigos tiene longitud distinta, y es ortogonal a los restantes códigos, a fin de producir un primer flujo de canal de símbolos concentrados en fase;

multiplicación del flujo de muestra de fase de cuadratura por el primer código, a fin de producir un primer flujo de canal de símbolos concentrados de fase de cuadratura; y

rotación en fase y ajuste a escala del primer flujo de canal de símbolos concentrados en fase y del primer flujo de canal de símbolos concentrados de fase de cuadratura, de acuerdo a la señal filtrada piloto en fase y a la señal filtrada piloto de fase de cuadratura, a fin de producir un primer flujo de datos de canal de decisión blanda.

58. El procedimiento de la reivindicación 57, que comprende adicionalmente:

sumar el primer flujo de canal de símbolos concentrados en fase, según la longitud del primer código; y

sumar el primer flujo de canal de símbolos concentrados de fase de cuadratura, según la longitud del primer código.

59. El procedimiento de la reivindicación 57, en el cual la rotación en fase y el ajuste a escala comprenden:

multiplicar el primer flujo de canal de símbolos concentrados en fase por la señal filtrada piloto en fase, a fin de suministrar un primer flujo de datos de canal de decisión blanda en fase; y

multiplicar el primer flujo de canal de símbolos concentrados de fase de cuadratura por la señal filtrada piloto de fase de cuadratura, a fin de suministrar un primer flujo de datos de canal de decisión blanda de fase de cuadratura.

60. El procedimiento de la reivindicación 59, que comprende adicionalmente:

sumar los primeros flujos de datos de canal de decisión blanda, en fase y de fase de cuadratura.

61. El procedimiento de la reivindicación 60, que comprende adicionalmente la suma del primer flujo de canal de decisión blanda sobre un número predeterminado de símbolos de decisión blanda, a fin de producir un primer flujo sumado de canal de decisión blanda.

ES 2 286 851 T3

62. El procedimiento de la reivindicación 57, que comprende adicionalmente:

multiplicar el flujo de muestra en fase por un segundo código, para producir un segundo flujo de canal de símbolos concentrados en fase;

multiplicar el flujo de muestra de fase de cuadratura por el segundo código, para producir un segundo flujo de canal de símbolos concentrados de fase de cuadratura; y

rotar en fase y ajustar a escala el segundo flujo de canal de símbolos en fase y el segundo flujo de canal de símbolos de fase de cuadratura, a fin de producir un segundo flujo de datos de canal de decisión blanda.

63. El procedimiento de la reivindicación 57, 58 o 62, en el cual un código comprende un código Walsh.

64. El procedimiento de la reivindicación 57 o 63, en el cual el primer código tiene una longitud de cuatro elementos de código.

65. El procedimiento de la reivindicación 57 o 63, en el cual el primer código es igual a +, +, -, -.

66. El procedimiento de la reivindicación 57 o 63, en el cual el primer código es igual a +, -, +, -.

67. El procedimiento de la reivindicación 57 o 63, en el cual el primer código tiene una longitud de dos elementos de código.

68. El procedimiento de la reivindicación 57 o 63, en el cual el primer código es igual a +, -.

69. El procedimiento de la reivindicación 57 o 63, en el cual el primer código tiene una longitud de ocho elementos de código.

70. El procedimiento de la reivindicación 57 o 63, en el cual el primer código es igual a +, +, +, +, -, -, -, -.

71. El procedimiento de la reivindicación 62, en el cual la longitud del primer código no es igual a la longitud del segundo código.

72. El procedimiento de la reivindicación 71, en el cual el segundo código tiene una longitud de cuatro elementos de código.

73. El procedimiento de la reivindicación 71, en el cual el segundo código es igual a +, +, -, -.

74. El procedimiento de la reivindicación 71, en el cual el segundo código es igual a +, -, +, -.

75. El procedimiento de la reivindicación 71, en el cual el segundo código tiene una longitud de dos elementos de código.

76. El procedimiento de la reivindicación 71, en el cual el segundo código es igual a +, -.

77. Un aparato para demodular debidamente una señal en una estación base, recibida de una transmisión en un sistema de comunicación, **caracterizado** porque el aparato comprende:

un multiplicador complejo (301-304) configurado para aplicar el producto complejo a una señal compleja recibida, un código de dispersión pseudoaleatorio en fase y un código de dispersión pseudoaleatorio de fase de cuadratura, a fin de suministrar un flujo de muestra en fase y un flujo de muestra de fase de cuadratura;

un primer filtro piloto (314) configurado para filtrar el flujo de muestra en fase, a fin de suministrar una señal filtrada piloto en fase;

un segundo filtro piloto (314) configurado para filtrar el flujo de muestra de fase de cuadratura, a fin de suministrar una señal filtrada piloto de fase de cuadratura;

un primer multiplicador (310) configurado para multiplicar el flujo de muestra en fase por un primer código entre una pluralidad de códigos, en el cual cada uno entre la pluralidad de códigos tiene una longitud distinta, y es ortogonal a los restantes códigos, a fin de producir un primer flujo de canal de símbolos concentrados en fase;

un segundo multiplicador (310) configurado para multiplicar el flujo de muestra de fase de cuadratura por el primer código, a fin de producir un primer flujo de canal de símbolos concentrados de fase de cuadratura; y

un primer medio (316, 320) para rotar en fase y ajustar a escala el primer flujo de canal de símbolos concentrados en fase y el primer flujo de canal de símbolos concentrados de fase de cuadratura, según la señal filtrada piloto en fase y la señal filtrada piloto de fase de cuadratura, a fin de producir un primer flujo de datos de canal de decisión blanda.

ES 2 286 851 T3

78. El aparato de la reivindicación 77, que comprende adicionalmente:

un primer sumador (312) configurado para sumar el primer flujo de canal de símbolos concentrados en fase según la longitud del primer código; y

un segundo sumador (312) configurado para sumar el primer flujo de canal de símbolos concentrados de fase de cuadratura según la longitud del primer código.

79. El aparato de la reivindicación 77, que comprende adicionalmente:

un tercer multiplicador (316) configurado para multiplicar el primer flujo de canal de símbolos concentrados en fase por la señal filtrada piloto en fase, a fin de suministrar el primer flujo de datos de canal de decisión blanda en fase; y

un cuarto multiplicador (316) configurado para multiplicar el primer flujo de canal de símbolos concentrados de fase de cuadratura por la señal filtrada piloto de fase de cuadratura, a fin de suministrar el primer flujo de datos de canal de decisión blanda de fase de cuadratura.

80. El aparato de la reivindicación 79, que comprende adicionalmente:

un tercer sumador (322) configurado para sumar los primeros flujos de datos de canal de decisión blanda, en fase y de fase de cuadratura.

81. El aparato de la reivindicación 78, que comprende adicionalmente un cuarto sumador (322) configurado para sumar el primer flujo de canal de decisión blanda sobre un número predeterminado de símbolos de decisión blanda, a fin de producir un primer flujo sumado de canal de decisión blanda.

82. El aparato de la reivindicación 77, que comprende adicionalmente:

un tercer multiplicador (316) configurado para multiplicar el flujo de muestra en fase por un segundo código, a fin de producir un segundo flujo de canal de símbolos concentrados en fase;

un cuarto multiplicador (316) configurado para multiplicar el flujo de muestra de fase de cuadratura por el segundo código, a fin de producir un segundo flujo de canal de símbolos de fase de cuadratura; y

un segundo medio para rotar en fase y ajustar a escala el segundo flujo de canal de símbolos en fase y el segundo flujo de canal de símbolos de fase de cuadratura, a fin de producir un segundo flujo de datos de canal de decisión blanda.

83. El aparato de la reivindicación 77, 78 u 81, en el cual un código comprende un código Walsh.

84. El aparato de la reivindicación 77 u 83, en el cual el primer código tiene una longitud de cuatro elementos de código.

85. El aparato de la reivindicación 77 u 83, en el cual el primer código es igual a +, +, -, -.

86. El aparato de la reivindicación 77 u 83, en el cual el primer código es igual a +, -, +, -.

87. El aparato de la reivindicación 77 u 83, en el cual el primer código tiene una longitud de dos elementos de código.

88. El aparato de la reivindicación 77 u 83, en el cual el primer código es igual a +, -.

89. El aparato de la reivindicación 77 u 83, en el cual el primer código tiene una longitud de ocho elementos de código.

90. El aparato de la reivindicación 77 u 83, en el cual el primer código es igual a +, +, +, +, -, -, -, -.

91. El aparato de la reivindicación 82, en el cual la longitud del primer código no es igual a la longitud del segundo código.

92. El aparato de la reivindicación 91, en el cual el segundo código tiene una longitud de cuatro elementos de código.

93. El aparato de la reivindicación 91 o 92, en el cual el segundo código es igual a +, +, -, -.

94. El aparato de la reivindicación 91 o 92, en el cual el segundo código es igual a +, -, +, -.

ES 2 286 851 T3

95. El aparato de la reivindicación 91, en el cual el segundo código tiene una longitud de dos elementos de código.

96. El aparato de la reivindicación 91 o 95, en el cual el segundo código es igual a +, -.

5

10

15

20

25

30

35

40

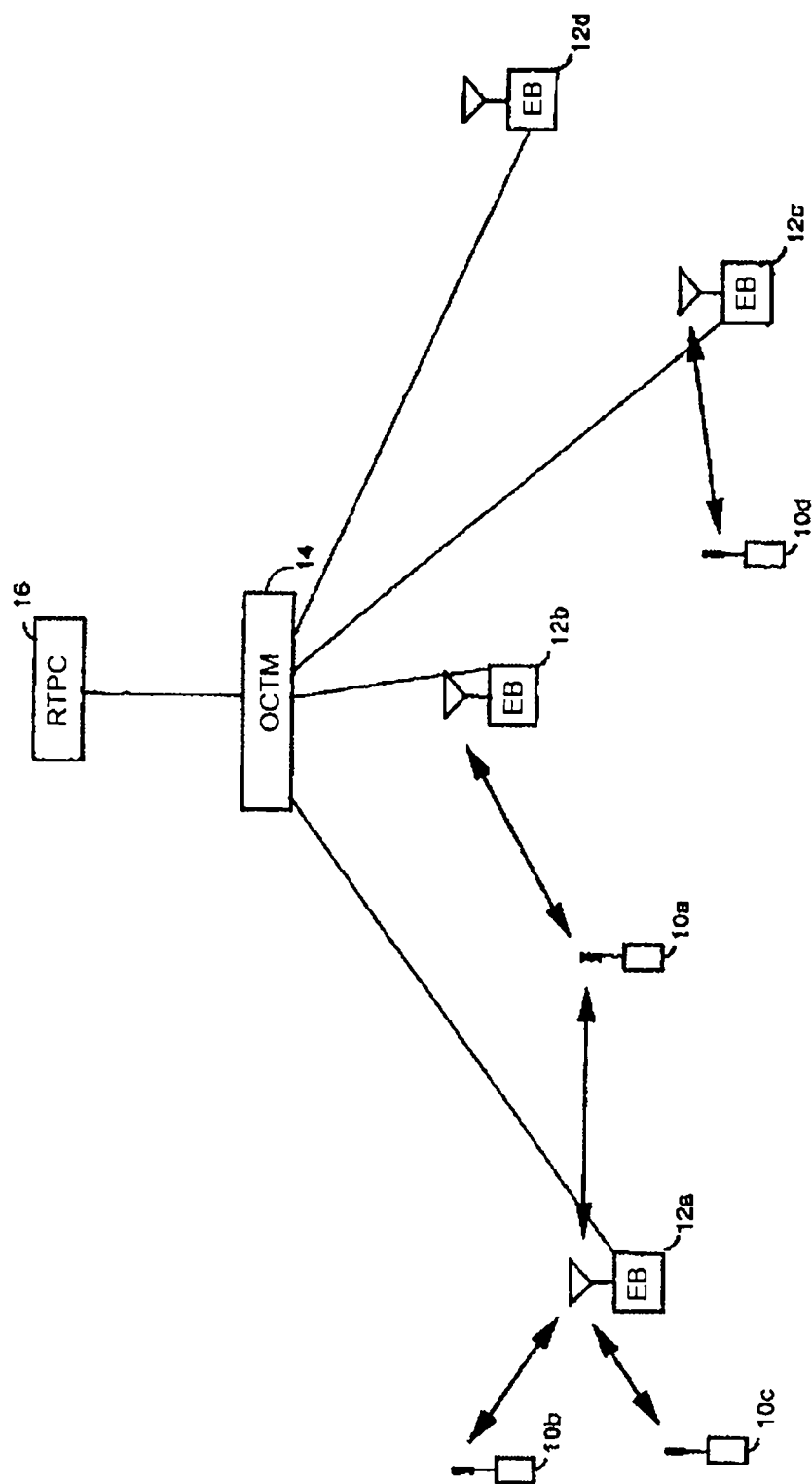
45

50

55

60

65



(TÉCNICA ANTERIOR)

FIG. 1

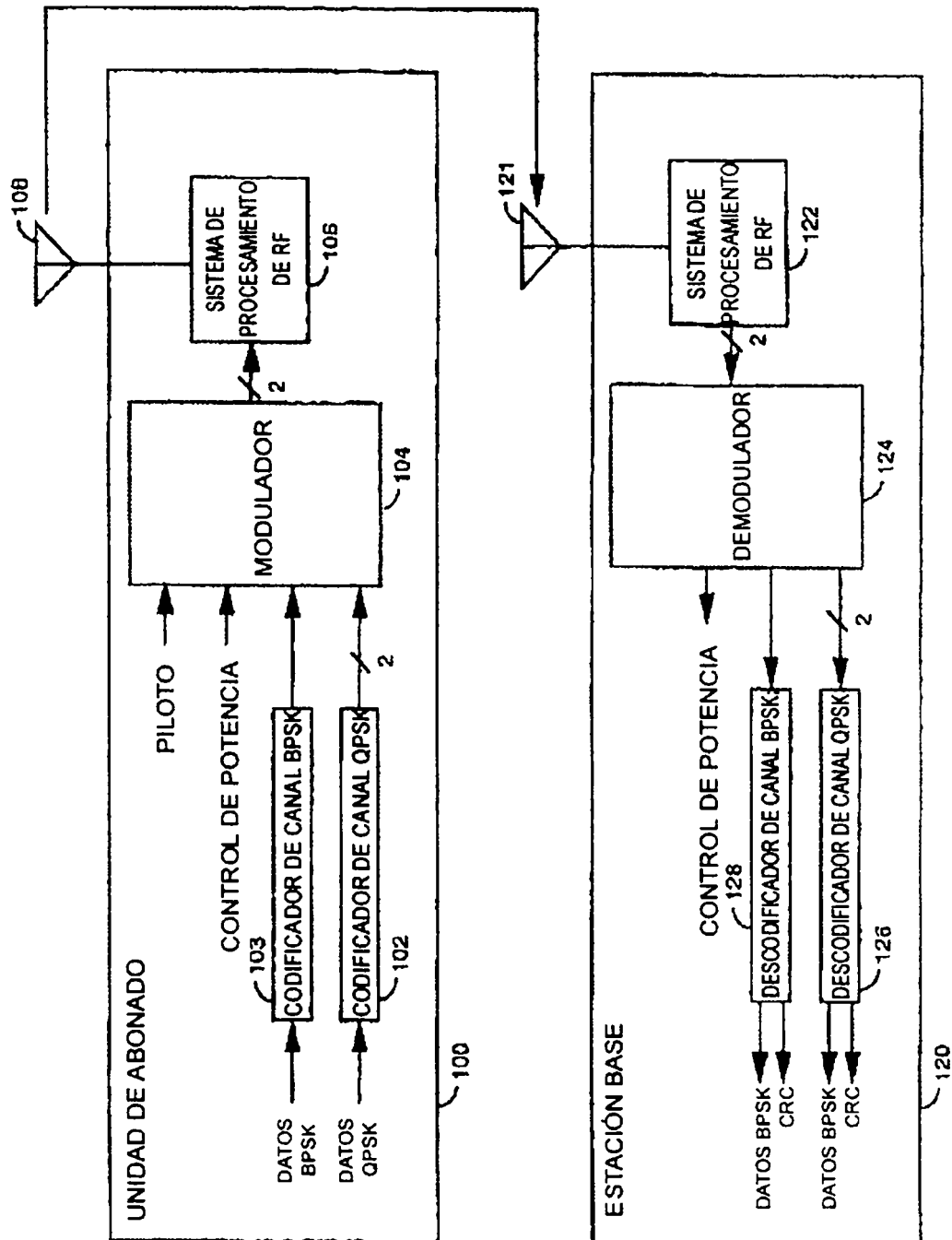


FIG. 2

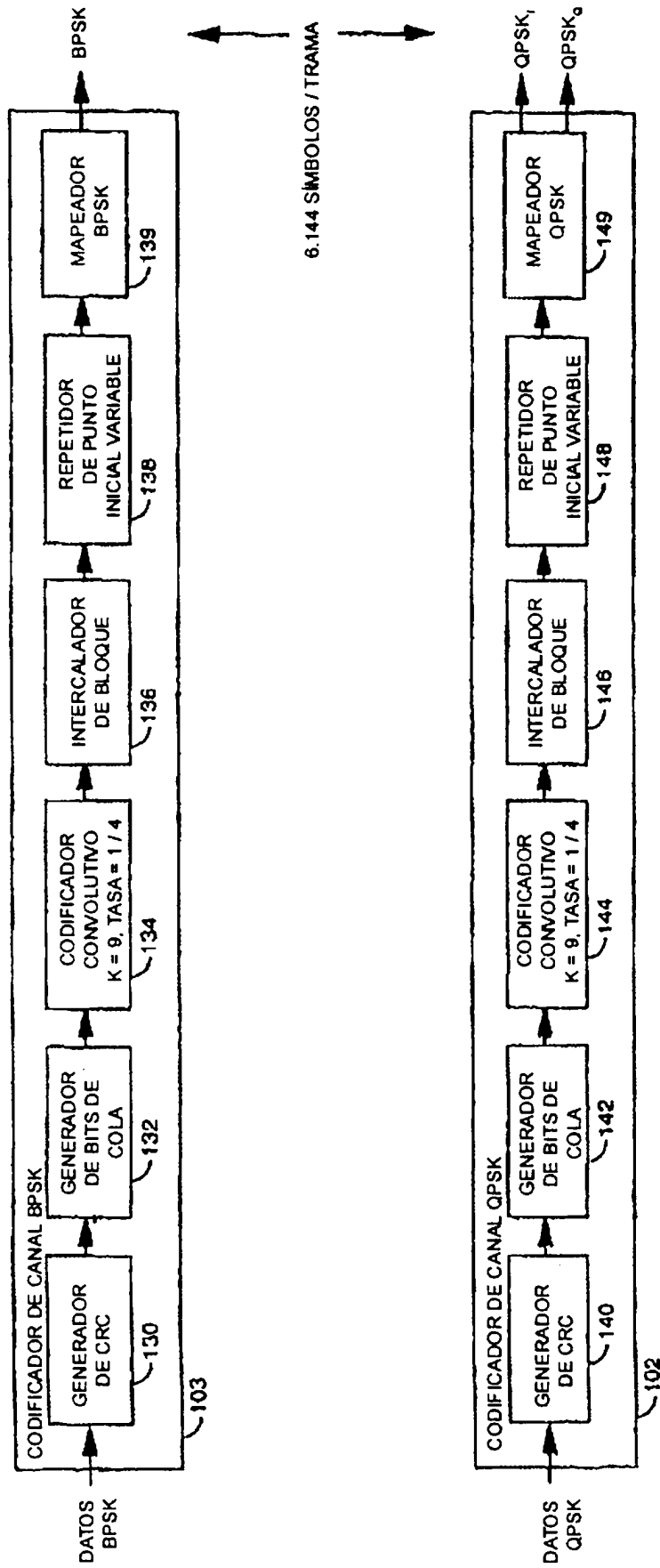


FIG. 3

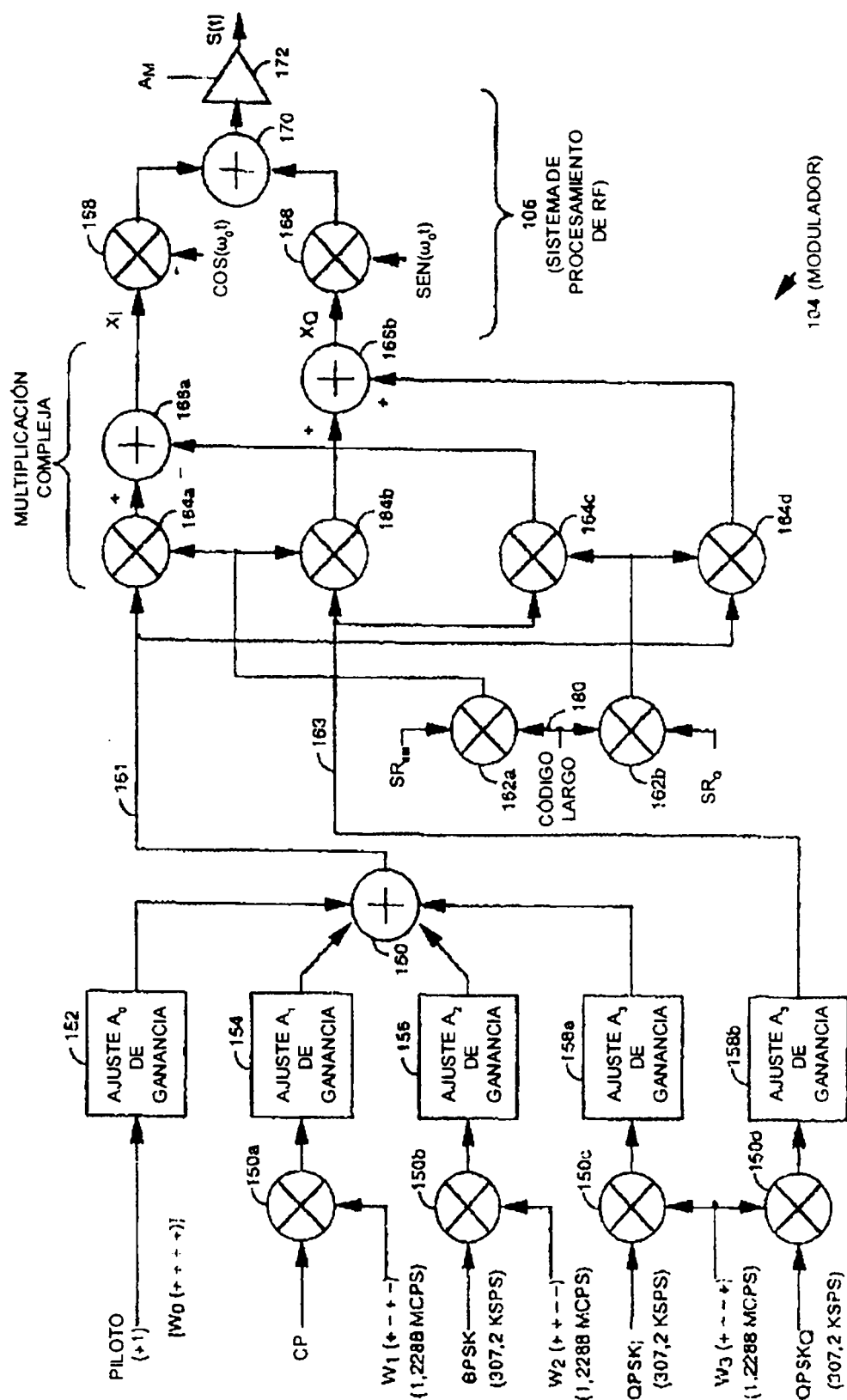


FIG. 4

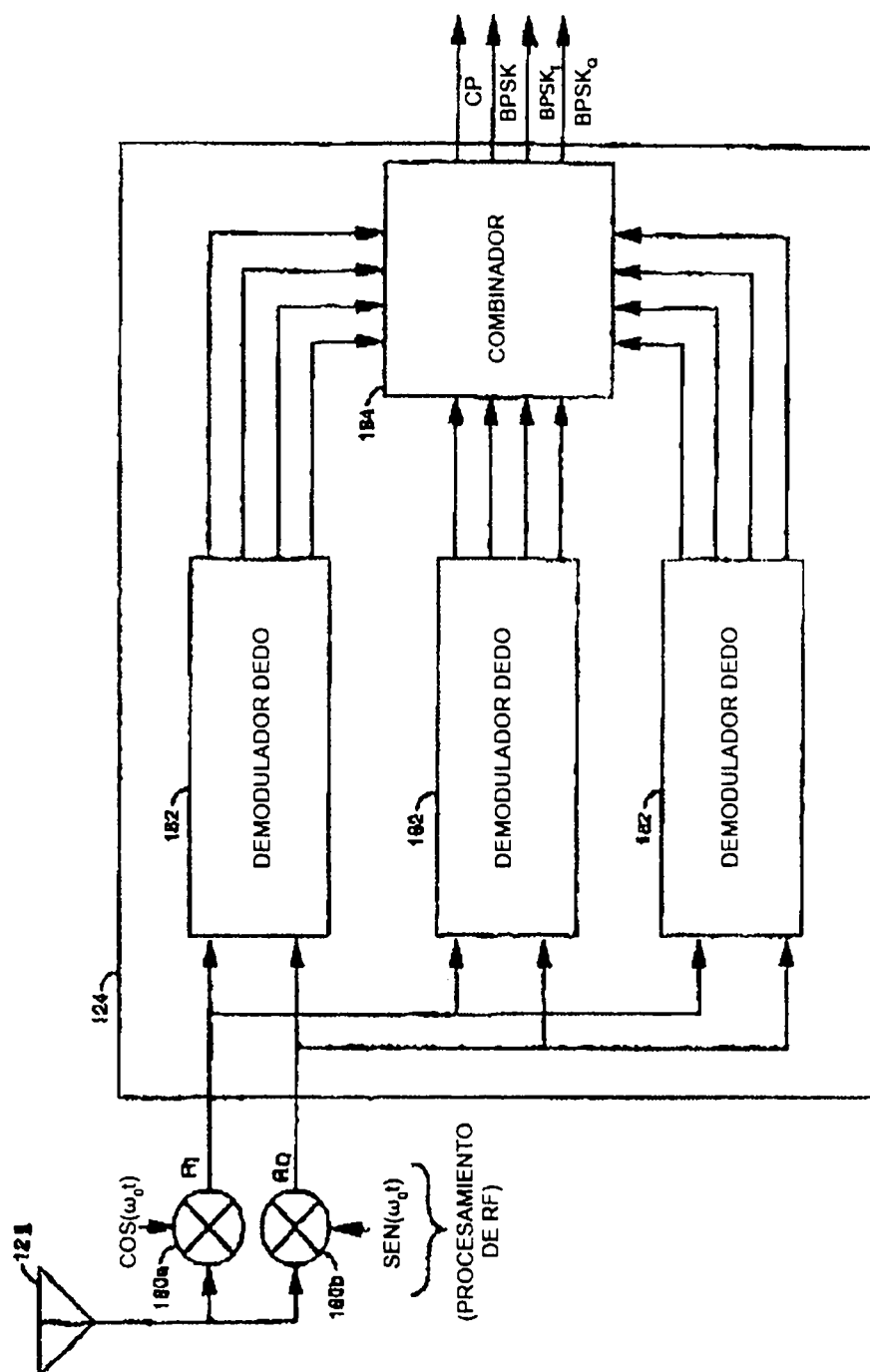


FIG. 5

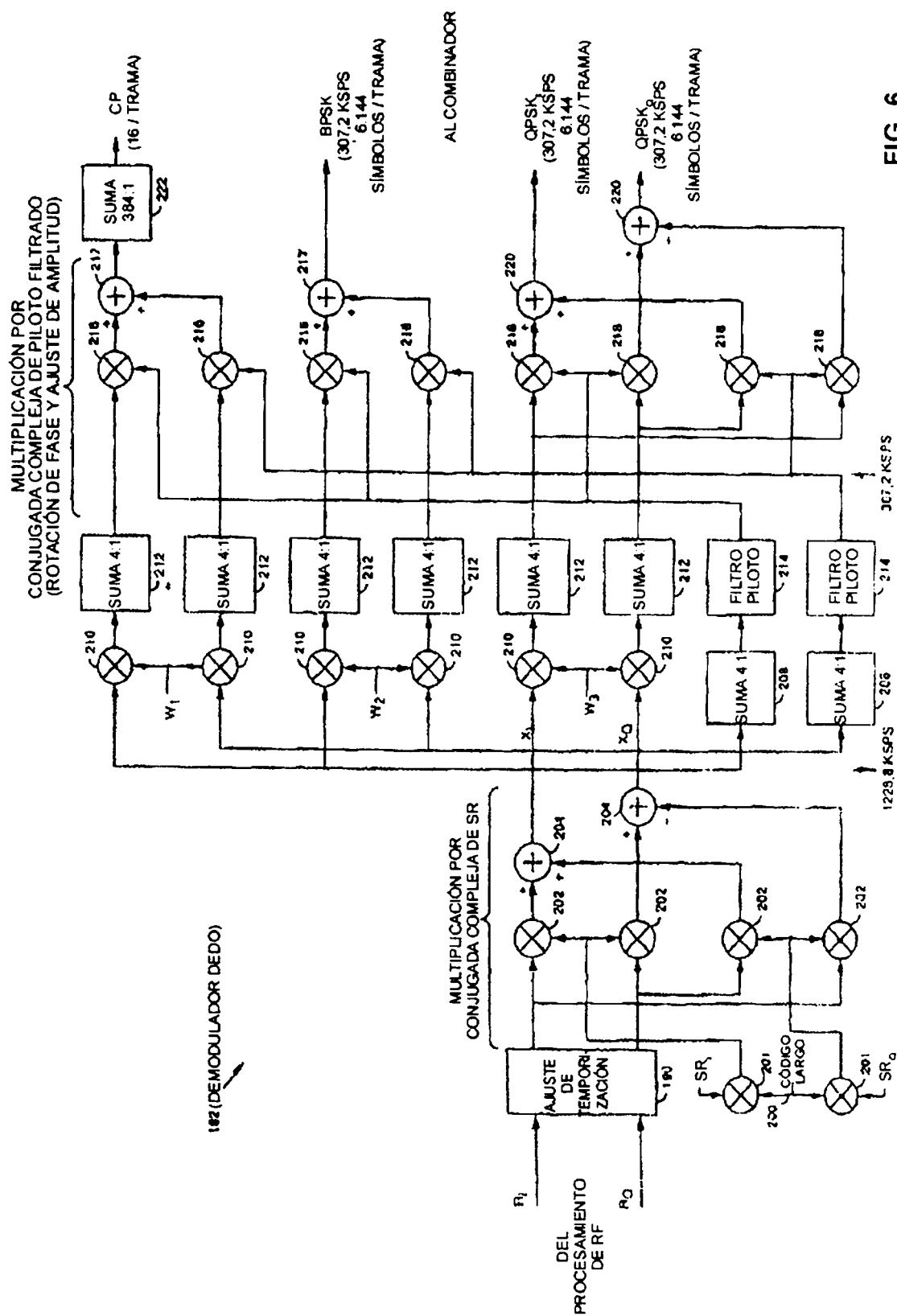


FIG. 6

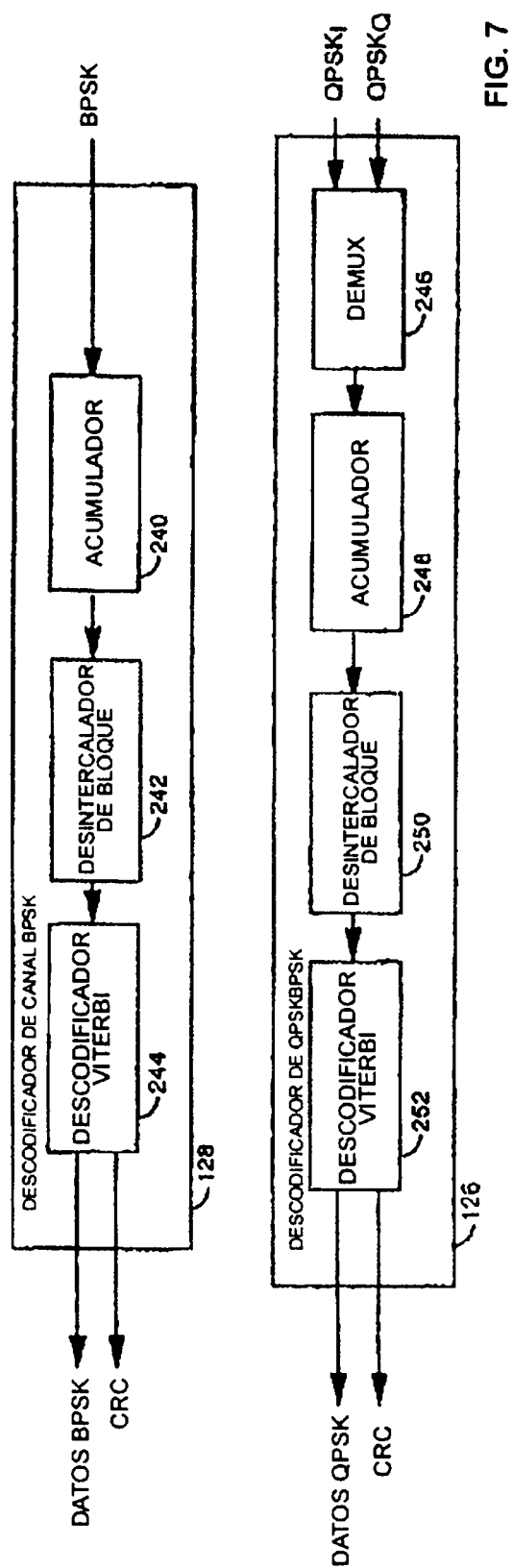
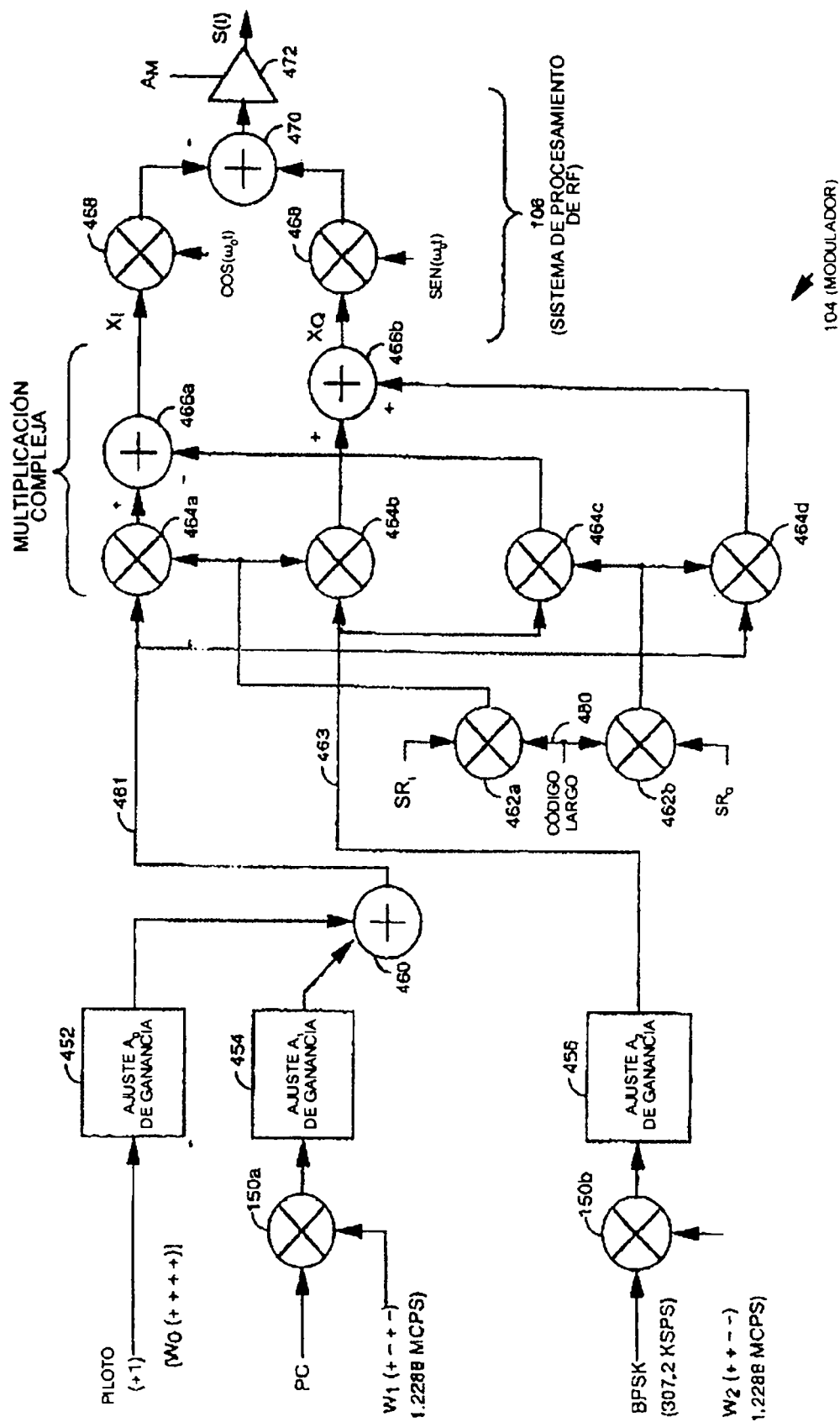


FIG. 7



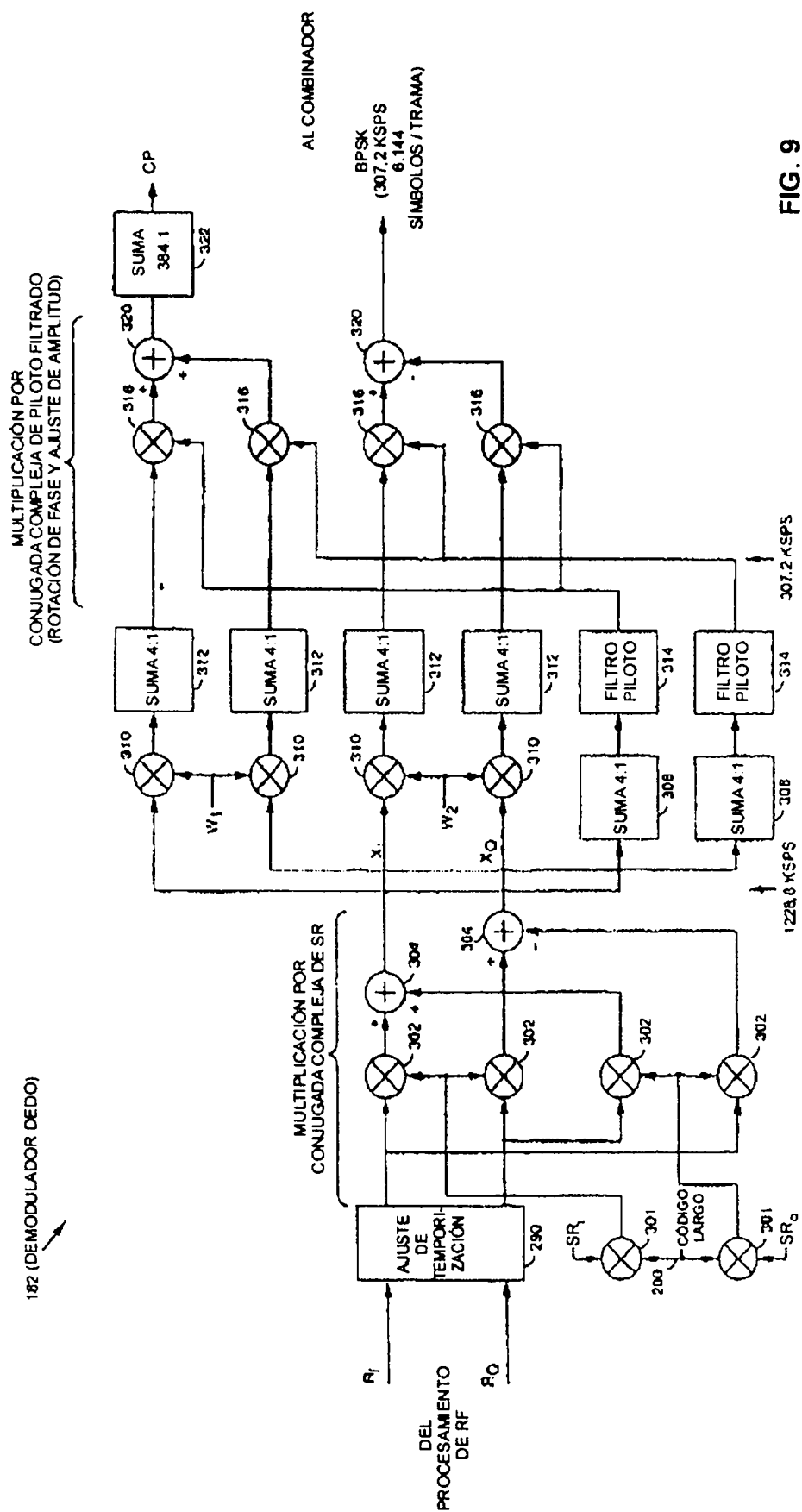


FIG. 9

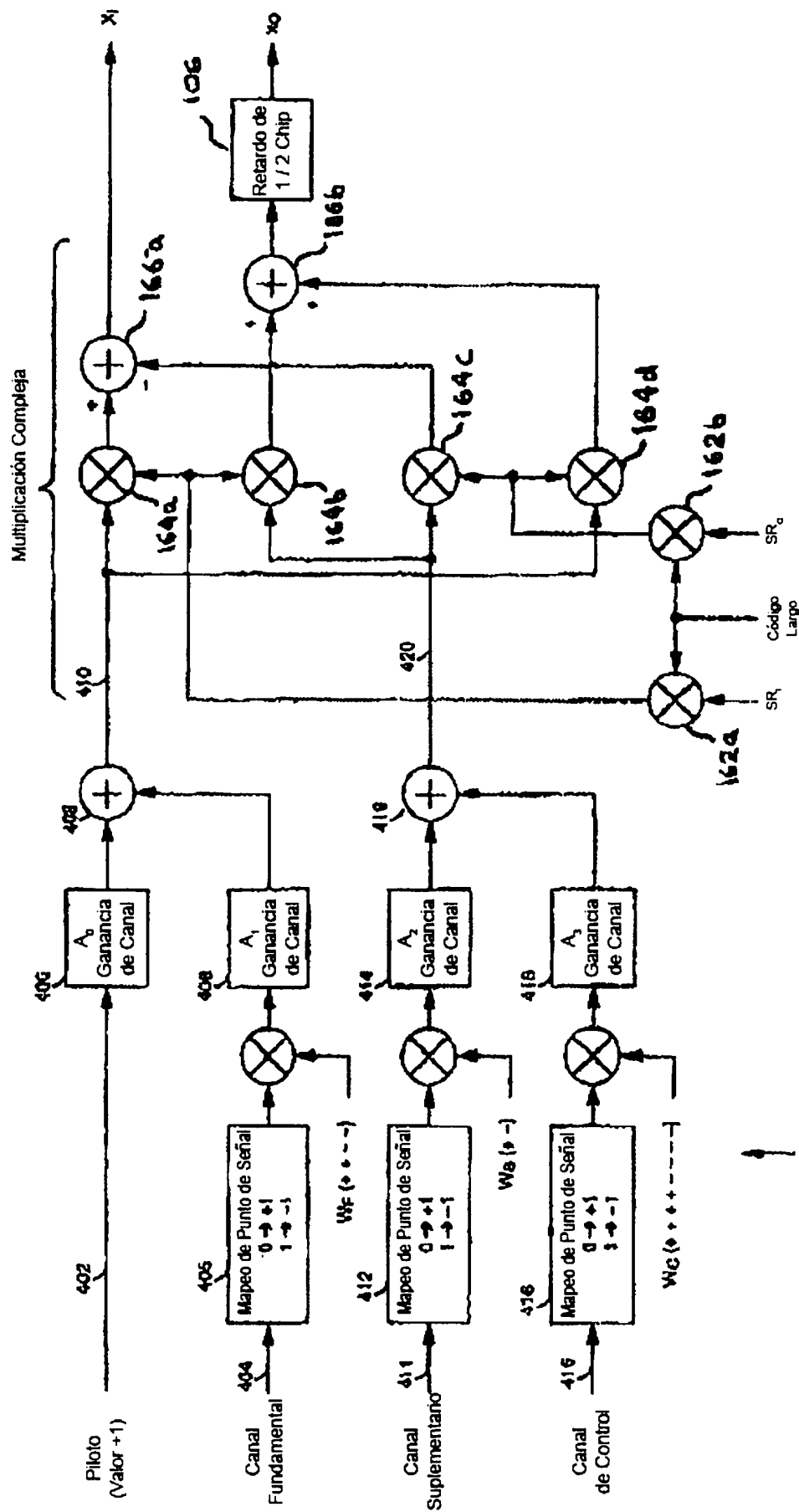


FIG. 10

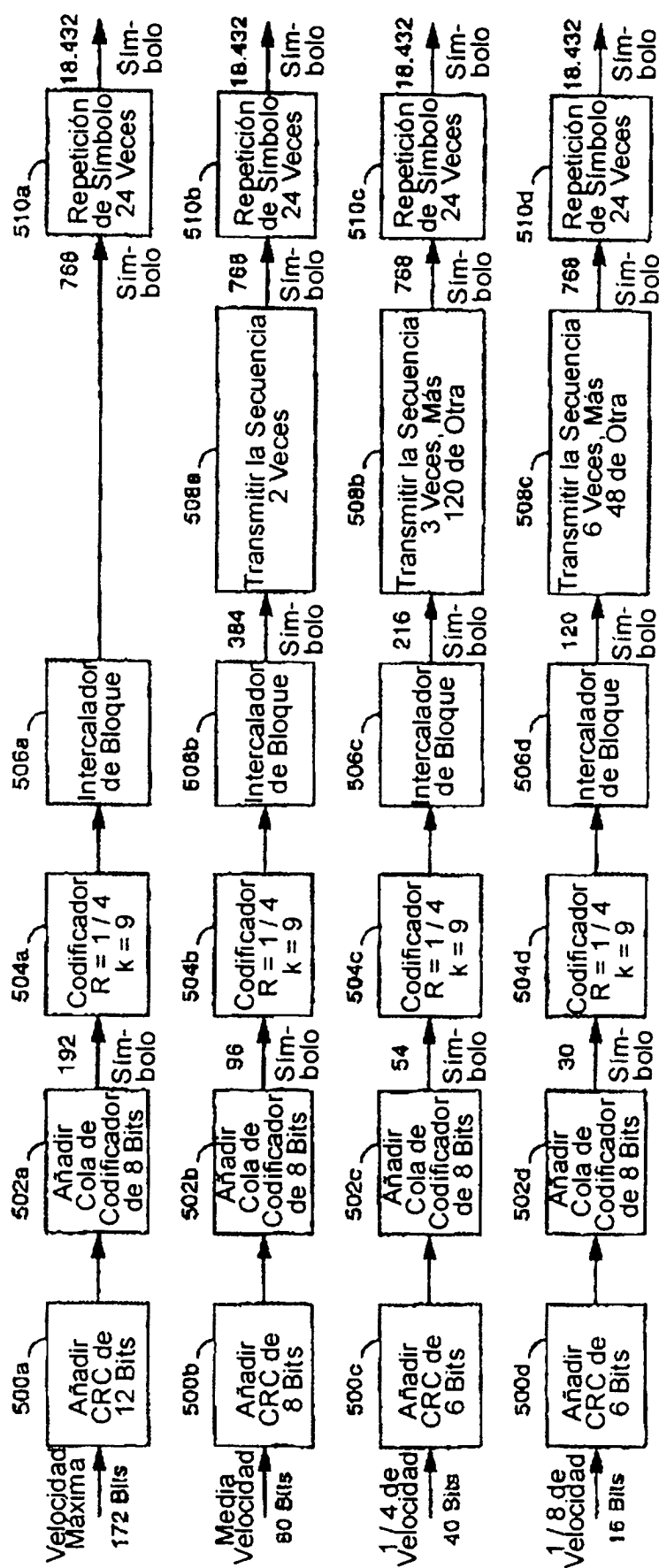


FIG. 11

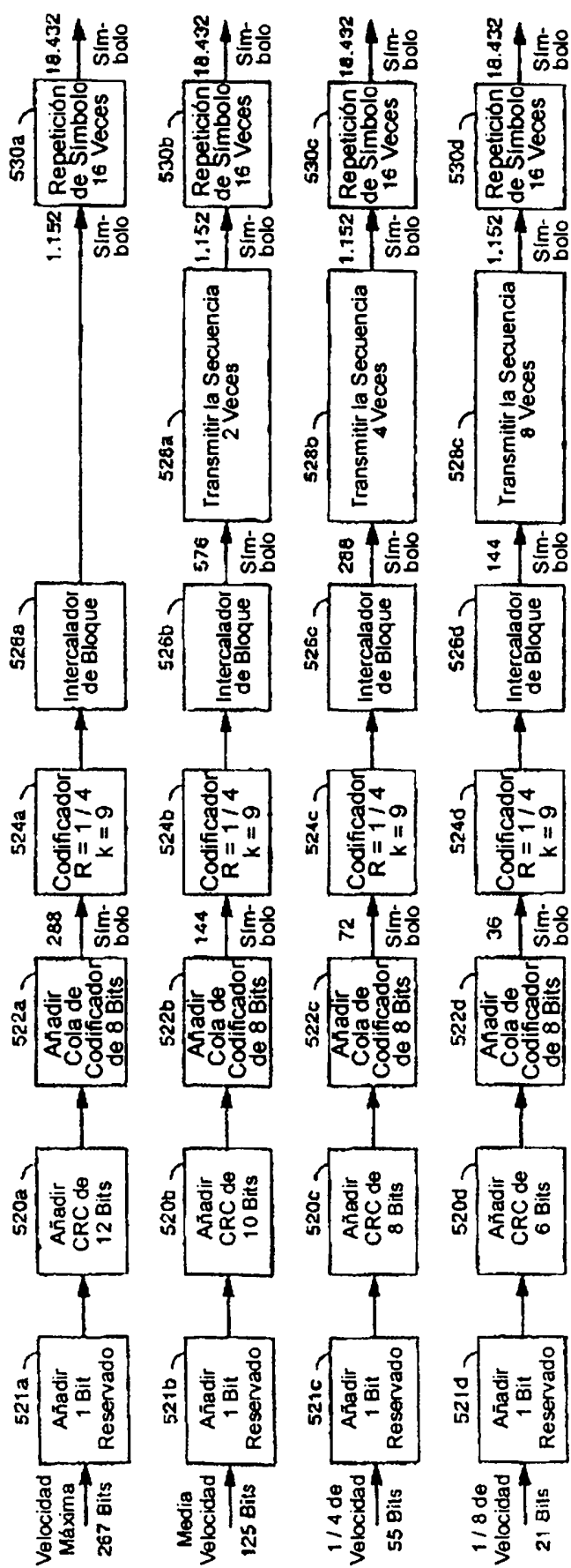
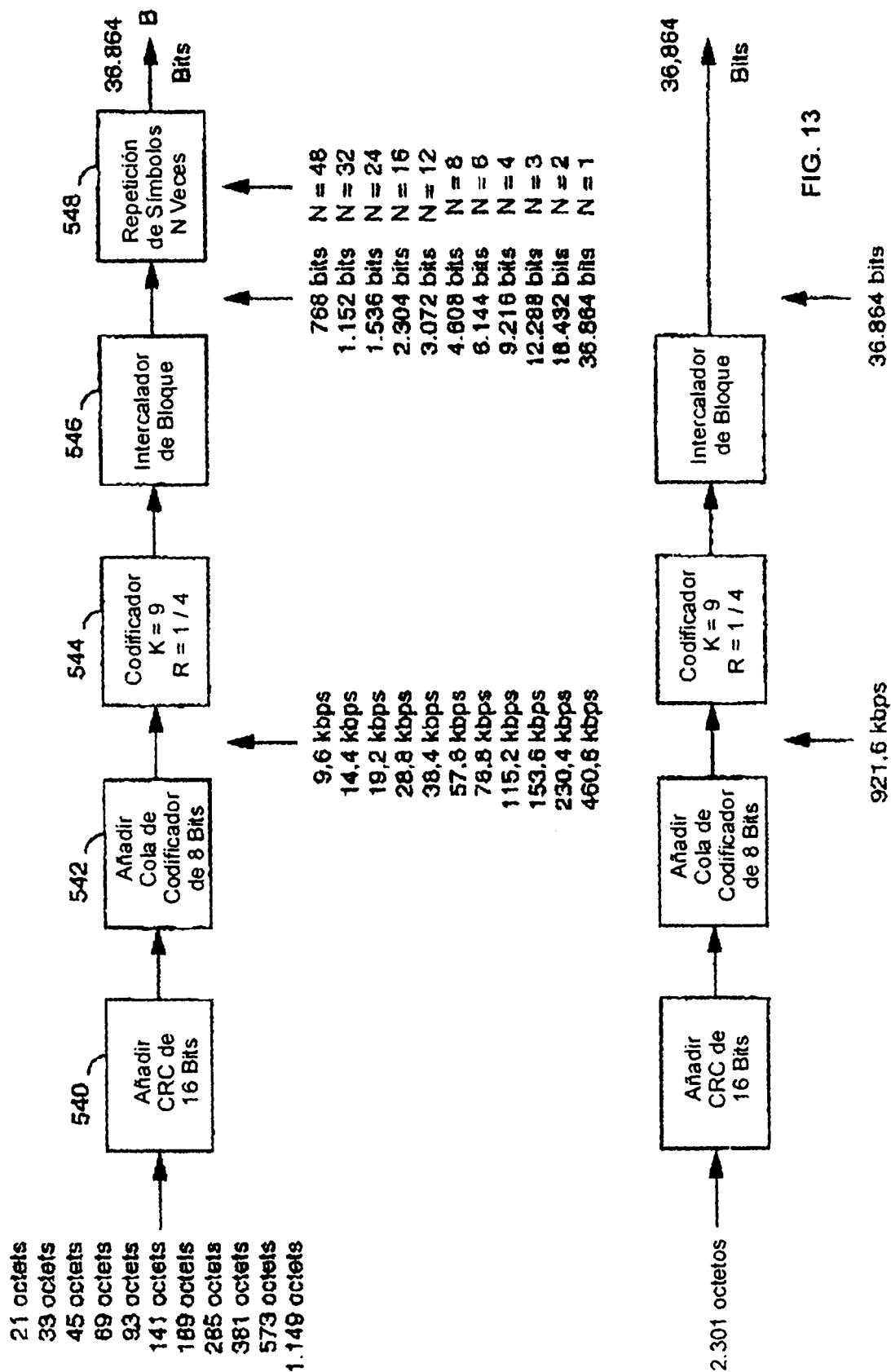


FIG. 12



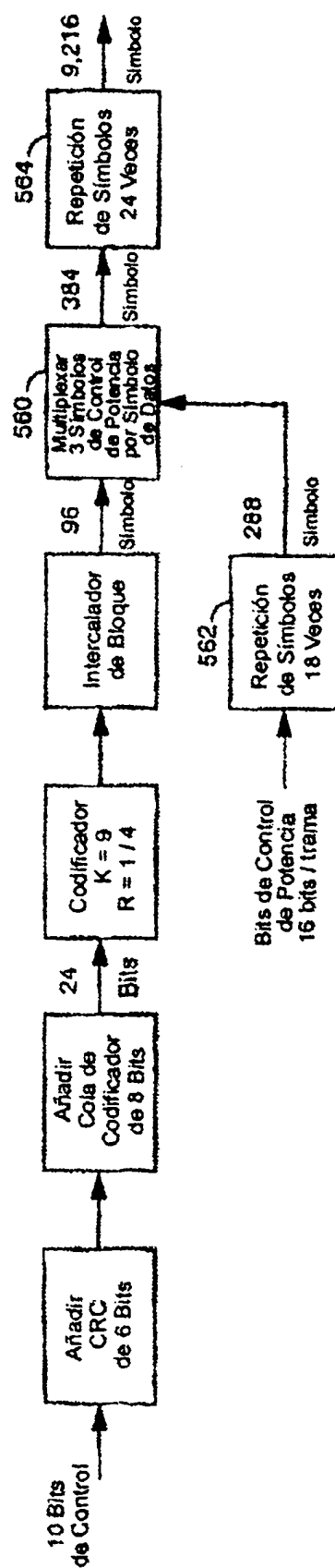


FIG. 14