(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 457 537**

(51) Int. Cl.:

H04J 11/00 (2006.01)
H04B 1/707 (2011.01)

(12) TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA T3

(96) Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **30.06.1998 E 10003173 (1)**

(97) Fecha y número de publicación de la concesión europea: **12.03.2014 EP 2202902**

(54) Título: **Unidad de abonado y procedimiento de uso en un sistema de comunicación inalámbrica**

(30) Prioridad:

01.07.1997 US 886604

(45) Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
28.04.2014

(73) Titular/es:

QUALCOMM INCORPORATED (100.0%)
5775 MOREHOUSE DRIVE
SAN DIEGO, CA 92121-1714, US

(72) Inventor/es:

ODENWALDER, JOSEPH P.

(74) Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 457 537 T3

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

DESCRIPCIÓN

Unidad de abonado y procedimiento de uso en un sistema de comunicación inalámbrica

Antecedentes de la invención

I.Campo de la Invención

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

II.Descripción de la técnica relacionada

Los sistemas de comunicación inalámbrica que incluyen a los sistemas de comunicación celulares, los sistemas de comunicación por satélite y los sistemas de comunicación punto a punto usan un enlace inalámbrico comprendido por una señal de radio frecuencia (RF) modulada para transmitir datos entre dos sistemas. El uso de un enlace inalámbrico es deseable por una amplia variedad de razones, incluyendo la movilidad aumentada y los requisitos reducidos de infraestructura cuando se comparan con los sistemas de comunicación por línea de cable. Una desventaja del uso de un enlace inalámbrico es la cantidad limitada de capacidad de comunicación que es el resultado de la cantidad limitada de ancho de banda de RF disponible. Esta capacidad de comunicación limitada contrasta con los sistemas de comunicación basados en cables, en los que se puede añadir capacidad adicional mediante la instalación de conexiones de líneas de cables adicionales.

Reconociendo la naturaleza limitada del ancho de banda de RF, se han desarrollado diversas técnicas de procesamiento de la señal para aumentar la eficacia con la que los sistemas de comunicación inalámbrica utilizan el ancho de banda de RF disponible. Un ejemplo ampliamente aceptado de una tal técnica eficaz de procesamiento de la señal es la norma IS-95 de interfaz por el aire y sus derivadas tales como la norma IS-95-A y la ANSI J-STD-008 (a las que se hace referencia de manera colectiva como la norma IS-95 de aquí en adelante) promulgada por la asociación de la industria de las telecomunicaciones (TIA) y usada principalmente dentro de los sistemas de telecomunicaciones celulares. La norma IS-95 incorpora técnicas de modulación de la señal de acceso múltiple por división de código (CDMA) para llevar a cabo múltiples comunicaciones de manera simultánea sobre el mismo ancho de banda de RF. Cuando se combina con un control de potencia exhaustivo, el llevar a cabo múltiples comunicaciones sobre el mismo ancho de banda aumenta el número total de llamadas y de otras comunicaciones que se pueden llevar a cabo en un sistema de comunicación inalámbrica mediante, entre otras cosas, el aumento de la reutilización de frecuencias en comparación con otras tecnologías de telecomunicación inalámbrica. La utilización de técnicas de CDMA en un sistema de comunicación de acceso múltiple es revelada en la Patente Estadounidense Nº 4.901.307, titulada “SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM USING SATELLITE OR TERRESTRIAL REPEATERS” [“SISTEMA DE COMUNICACIÓN DE ESPECTRO ENSANCHADO QUE USA REPETIDORES SATELITALES O TERRESTRES”] y en la Patente Estadounidense Nº 5.103.459, titulada “SYSTEM AND METHOD FOR GENERATING SIGNAL WAWEFORMS IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM” [“SISTEMA Y PROCEDIMIENTO PARA GENERAR ONDAS DE SEÑALES EN UN SISTEMA DE TELEFONÍA CELULAR DE CDMA”], ambas patentes están transferidas al cesionario de la presente invención.

La **Fig**. 1 proporciona una ilustración sumamente simplificada de un sistema de telefonía celular configurado de acuerdo al uso de la norma IS-95. Durante su funcionamiento, un conjunto de unidades 10a a 10d de abonado llevan a cabo la comunicación inalámbrica por medio del establecimiento de una o más interfaces de RF con una o más estaciones base **12a** a **12d**, usando señales de RF moduladas de CDMA. Cada interfaz de RF entre una estación base **12** y una unidad **10** de abonado está comprendida por una señal de enlace directo transmitida desde la estación base **12**, y una señal de enlace inverso transmitida desde la unidad de abonado. Mediante el uso de estas interfaces de RF, se lleva a cabo generalmente una comunicación con otro usuario por medio de una centralita de conmutación de telefonía móvil (MTSO) **14** y una red telefónica pública conmutada (PSTN) **16**. Los enlaces entre las estaciones base **12**, la MTSO **14** y la PSTN **16** están generalmente formados a través de conexiones por línea de cable, aunque también se conoce el uso de enlaces adicionales de RF o enlaces por microondas.

De acuerdo a la norma IS-95, cada unidad 10 de abonado transmite datos de usuario a través de una señal de un solo canal, no coherente y de enlace inverso, a una velocidad máxima de datos de 9,6 o 14,4 kbits/s, según qué conjunto de velocidades se haya seleccionado entre diversos conjuntos de velocidades. Un enlace no coherente es un enlace en el que la información de fase no es utilizada por el sistema receptor. Un enlace coherente es uno en el que el receptor explota el conocimiento de la fase de las señales portadoras durante el procesamiento. La información de la fase habitualmente toma la forma de una señal piloto, pero se puede estimar también a partir de los datos transmitidos. La norma IS-95 requiere un conjunto de sesenta y cuatro códigos Walsh, compuesto cada uno de ellos por sesenta y cuatro chips, para ser usados para el enlace directo.

El uso de una señal de un solo canal, no coherente, de enlace inverso que tenga una velocidad máxima de datos de 9,6 o de 14,4 kbits/s, según lo especificado por la norma IS-95, está bien adecuado para un sistema de telefonía celular inalámbrica en el que la comunicación típica implica la transmisión de voz digitalizada o de datos digitales de

velocidad inferior tales como un fax. Se seleccionó un enlace inverso no coherente porque, en un sistema en el que hasta 80 unidades **10** de abonado pueden comunicarse con una estación base **12** para cada 1,2288 MHz de ancho de banda asignado, la provisión de los datos de piloto necesarios en la transmisión desde cada unidad **10** de abonado aumentaría de manera considerable el grado hasta el que un conjunto de unidades **10** de abonado interfieren unas con otras. También, a velocidades de datos de 9,6 o de 14,4 kbits/s, la razón entre la potencia de transmisión de cualquier dato de piloto y los datos de usuario sería significativa, y por lo tanto aumentaría también la interferencia de las unidades entre abonados. El uso de una señal de un solo canal de enlace inverso se eligió porque la participación solamente en un tipo de comunicación a la vez es congruente con el uso de teléfonos de línea de cable, el paradigma sobre el que se basan las actuales comunicaciones celulares inalámbricas. También, la complejidad del procesamiento de un único canal es menor que la asociada al procesamiento de múltiples canales.

A medida que progresan las comunicaciones digitales, se anticipa que aumentará de manera sustancial la demanda de transmisión inalámbrica de datos para aplicaciones tales como la búsqueda interactiva de ficheros y la teleconferencia de vídeo. Este incremento transformará la manera en que se usan los sistemas de comunicaciones inalámbricas, y las condiciones en las que se llevan a cabo las interfaces de RF asociadas. En particular, los datos se transmitirán a velocidades máximas más altas y con una variedad mayor de velocidades posibles. También, puede tornarse necesaria una 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. De manera adicional, el número mayor de tipos de datos creará una necesidad de transmitir múltiples tipos de datos de manera simultánea. Por ejemplo, puede ser necesario intercambiar un fichero de datos a la vez que se mantiene una interfaz de audio o de vídeo. También, a medida que aumenta la velocidad de transmisión desde una unidad de abonado, disminuirá el número de unidades 10 de abonado que se comunican con una estación base **12** por cantidad de ancho de banda de RF, ya que las velocidades más altas 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 IS-95 actual puede no ser idealmente el adecuado para todos estos cambios. Por lo tanto, la presente invención se refiere a suministrar una interfaz de CDMA sobre la que se puedan realizar múltiples tipos de comunicaciones a una velocidad de datos más alta y con un ancho de banda más eficaz.

Se llama la atención sobre el documento WO 95 / 03652 A, que describe un procedimiento y sistema para adjudicar un conjunto de secuencias ortogonales de código de PN de longitud variable, entre canales de usuario operativos a distintas velocidades de datos en un sistema de comunicación de espectro ensanchado, que se revela en el mismo. Se construyen secuencias de código de PN que proporcionan ortogonalidad entre usuarios, de modo que se reduzca la interferencia mutua, permitiendo por ello una mayor capacidad y mejores prestaciones del enlace. En un ejemplo, las señales son comunicadas entre una sede celular y unidades móviles, usando señales de comunicación de espectro ensanchado y secuencia directa. Las señales de información comunicadas por los canales de enlace de célula a móvil son codificadas, intercaladas y moduladas con cobertura ortogonal de cada símbolo de información. Los códigos ortogonales de funciones de Walsh de longitud variable son empleadas para modular las señales de información. Las asignaciones de código se hacen sobre la base de las velocidades de datos de canal, de manera que tenga como resultado la utilización mejorada del espectro de frecuencias disponible. Un esquema de modulación esencialmente similar puede ser empleado en el enlace de móvil a célula.

Sumario de la invención

De acuerdo a la presente invención, se proporcionan una estación móvil para generar datos modulados, para su transmisión a una estación base, y un procedimiento para generar datos modulados para su transmisión a una estación base, según lo respectivamente expuesto en las reivindicaciones independientes. Las realizaciones preferidas de la invención se revelan en las reivindicaciones dependientes.

En un aspecto, la invención proporciona una unidad de abonado u otro transmisor para su uso en un sistema de comunicación inalámbrica, comprendiendo la unidad de abonado: fuentes plurales de información de datos de información; un codificador para codificar los datos de información; fuentes plurales de control de datos de control; y un modulador para modular los datos de información codificados con respectivos códigos de modulación diferentes, para su transmisión sobre una señal portadora, para combinar los datos de control provenientes de las fuentes plurales y emitir los datos de información codificados y los datos de control combinados para su transmisión.

En otro aspecto, la invención proporciona una estación base u otro receptor para su uso en un sistema de comunicación inalámbrica, comprendiendo la estación base: un receptor para recibir una señal portadora y para eliminar de la misma los datos de información codificados provenientes de una pluralidad de fuentes de información moduladas con respectivos códigos de modulación diferentes y datos de control provenientes de fuentes de control diversas, estando los datos de control codificados combinados unos con otros; un demodulador para demodular los datos de la información codificada y los datos de control a partir de los respectivos códigos de modulación diferentes; y un descodificador para descodificar los datos de información codificados y demodular los datos de control.

En un aspecto adicional, la invención proporciona un procedimiento de transmisión en un sistema de comunicación inalámbrica, comprendiendo el procedimiento: la adquisición de datos plurales de información; la codificación de los

datos de información; la adquisición de datos plurales de control; la modulación de los datos de información codificados con respectivos códigos de modulación diferentes para la transmisión sobre una señal portadora; la combinación de los datos de control provenientes de las fuentes plurales; y la emisión de los datos de información codificados y de los datos de control combinados para su transmisión.

En otro aspecto, la invención proporciona un procedimiento para generar datos modulados para su transmisión desde una primera unidad de abonado en un conjunto de unidades de abonado, en el que dicha primera unidad de abonado transmite los datos de control y los datos de piloto a una estación base en comunicación con el conjunto de unidades de abonado, lo que comprende: a) la combinación de los mencionados datos de control con los mencionados datos de piloto; y b) la modulación de los mencionados datos de control y los datos de piloto combinados de acuerdo a un formato de modulación de canal único.

De acuerdo a un aspecto adicional de la invención, se forma un conjunto de canales de abonado individualmente ajustados en ganancia, mediante el uso de un conjunto de códigos ortogonales de subcanal que tienen un pequeño número de chips de expansión de PN por período de onda ortogonal. Los datos que se han de transmitir mediante uno de los canales de transmisión son codificados con corrección de errores de baja velocidad de código y con secuencia repetida antes de ser modulados con uno de los códigos de subcanal, ajustados en ganancia y sumados con los datos modulados usando los otros códigos de subcanal. Los datos sumados resultantes se modulan usando un código largo de usuario y un código de expansión seudoaleatorio (código de PN) y se suben en frecuencia para su transmisión. El uso de los códigos ortogonales cortos proporciona la supresión de interferencias a la vez que permite todavía la codificación con corrección de errores extensiva y la repetición para la diversidad temporal, para superar el desvanecimiento de Raleigh que comúnmente se experimenta en los sistemas inalámbricos terrestres. En la realización ejemplar de la invención proporcionada, el conjunto de códigos de subcanal está compuesto por cuatro códigos de Walsh, cada uno de ellos ortogonal al conjunto restante y de cuatro chips de duración.

En una realización preferida de la invención, dos de los canales de abonado son multiplexados en un solo canal de tráfico. El uso de menos canales de tráfico se prefiere, ya que permite una razón más pequeña entre la potencia de transmisión máxima y la potencia media. El uso de diferentes números de canales de tráfico es congruente con la invención.

En una primera realización ejemplar de la invención, los datos piloto son transmitidos mediante un primer canal de los canales de transmisión, y los datos de control de potencia y otros datos de control de trama a trama se transmiten mediante un segundo canal de transmisión. En una realización preferida, la información sobre el canal piloto y el canal de abonado de control, que incluye los datos de control de potencia y los datos de control trama a trama, se multiplexan juntos sobre un canal de tráfico para reducir la razón entre la potencia máxima y la potencia media, permitiendo a la vez una transmisión continua. Una transmisión continua es muy deseable porque minimiza la posible interferencia con el equipo electrónico personal, tal como audífonos y marcapasos. Como los datos de piloto y los datos de control siempre se transmiten, la señal resultante sigue siendo continua. Los otros canales de tráfico están habitualmente activos solamente cuando los datos del tipo de ese canal de tráfico están activos. Si los datos de control fuesen multiplexados con un canal de abonado distinto al canal de abonado piloto, la onda del canal de tráfico resultante sería discontinua cuando estén inactivos los datos del canal de tráfico original. Los otros canales de tráfico de abonado también podrían ser multiplexados en un único canal de transmisión. Se usan aquí dos canales de tráfico de abonado independientes para permitir ganancias diferentes y enfoques de retransmisión de tramas para diferentes tipos de tráfico. Los dos canales restantes de transmisión se usan para transmitir datos digitales no especificados, incluyendo datos de usuario o datos de señalización, o ambos tipos de datos. En la realización ejemplar, uno de los dos canales de transmisión no especificados está configurado para la modulación de BPSK y el otro para la modulación de QPSK. Esto se hace para ilustrar la versatilidad del sistema. Ambos canales podrían estar modulados en BPSK o en QPSK en realizaciones alternativas de la invención.

Antes de la modulación, son codificados los datos no especificados, donde esa codificación incluye la generación de controles de redundancia cíclica (CRC), la codificación convolutiva, la intercalación, la repetición de secuencia selectiva y la correlación con BPSK o QPSK. Mediante la variación de la cantidad de repeticiones realizadas, y sin restringir la cantidad de repeticiones a un número entero de secuencias de símbolos, se puede conseguir una amplia variedad de velocidades de transmisión, incluyendo altas velocidades de datos. Además, las velocidades de datos más altas se pueden conseguir también por medio de la transmisión de datos de manera simultánea por ambos canales de transmisión no especificados. También, mediante la actualización con frecuencia del ajuste de la ganancia realizado en cada canal de transmisión, la potencia de transmisión total usada por el sistema de transmisión se puede mantener en un mínimo, de forma que la interferencia generada entre múltiples sistemas de transmisión se vea minimizada, aumentando por lo tanto la capacidad global del sistema.

Breve descripción de los dibujos

Las características, objetos y ventajas de la presente invención devendrán más evidentes a partir de la descripción detallada que se expone a continuación de una realización de la invención cuando se considera conjuntamente con los dibujos, en los que los caracteres de referencia iguales identifican de manera correspondiente en toda su extensión, y en los que:

la **Fig. 1** es un diagrama de bloques de un sistema de telefonía celular;

la **Fig. 2** es un diagrama de bloques de una unidad de abonado y de una estación base configurada de acuerdo a una realización ejemplar de la invención;

la **Fig. 3** es un diagrama de bloques de un codificador de canal BPSK y de un codificador de canal QPSK, configurados de acuerdo a la realización ejemplar de la invención;

la **Fig. 4** es un diagrama de bloques de un sistema de procesamiento de señales de transmisión, configurado de acuerdo a la realización ejemplar de la invención;

la **Fig. 5** es un diagrama de bloques de un sistema de procesamiento de recepción, configurado de acuerdo a la realización ejemplar de la invención;

la **Fig. 6** es un diagrama de bloques de un sistema de procesamiento de ramal, configurado de acuerdo a una realización de la invención;

la **Fig. 7** es un diagrama de bloques de un descodificador de canal BPSK y de un descodificador de canal QPSK, configurados de acuerdo a la realización ejemplar de la invención; y

la **Fig. 8** es un diagrama de bloques del sistema de transmisión que realiza la presente invención, en el que los datos de control y los datos piloto se han combinado en un canal;

la **Fig. 9** es un diagrama de bloques del sistema de transmisión que realiza la presente invención, en el que los datos de control y los datos piloto se han combinado en un canal incluyendo el filtrado de las señales a transmitir;

la **Fig. 10** es un sistema receptor que realiza la presente invención para la recepción de datos, en el que los datos de potencia y los datos piloto se han combinado en un canal.

Descripción detallada de las realizaciones preferidas

Se describe en el contexto de la parte de transmisión del enlace inverso de un sistema de telecomunicaciones celulares un procedimiento y aparato novedosos y mejorados para la comunicación inalámbrica de CDMA de alta velocidad. Si bien la invención se puede adaptar para su uso dentro de una transmisión por enlace inverso multipunto a punto de un sistema de telefonía celular, la presente invención es igualmente aplicable a las transmisiones de enlace directo. Además, muchos otros sistemas de comunicación inalámbrica se verán beneficiados por la incorporación de la invención, incluyendo los sistemas de comunicación inalámbrica basados en satélites, los sistemas de comunicación inalámbrica punto a punto y los sistemas que transmiten señales de radiofrecuencia mediante el uso de un cable coaxial o de otros cables de banda ancha.

La **Fig. 2** es un diagrama de bloques de sistemas de recepción y de transmisión, configurados como una unidad **100** de abonado y una estación base **120** de acuerdo a una realización de la invención. Un primer conjunto de datos (datos BPSK) es recibido por el codificador **103** de canal BPSK, que genera un flujo de símbolos de código configurado para realizar una modulación BPSK que también es recibida por el modulador **104**. Un segundo conjunto de datos (datos QPSK) es recibido por el codificador **102** de canal QPSK, que genera un flujo de símbolos de código configurado para realizar una modulación QPSK que también es recibida por el modulador **104**. El modulador **104** también recibe los datos de control de potencia y los datos piloto, que son modulados junto con los datos codificados por BPSK y QPSK, de acuerdo a técnicas de acceso múltiple por división de código (CDMA), para 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 aumenta la frecuencia del conjunto de símbolos de modulación hasta una frecuencia portadora para la transmisión a la estación base **120** usando una antena **108**. Si bien solamente 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 reducción de frecuencia hasta la banda base y la digitalización. El demodulador **124** recibe las señales digitalizadas y realiza la demodulación de acuerdo a técnicas de CDMA para producir los datos de control de potencia, los datos de decisión de software de BPSK y los datos de decisión de software de QPSK. El descodificador **128** de canal BPSK descodifica los datos de decisión de software de BPSK recibidos desde el demodulador **124** para producir una estimación óptima de los datos de BPSK, y el descodificador **126** de canal de QPSK descodifica los datos de decisión de software de QPSK recibidos por el demodulador **124** para producir una estimación óptima de los datos de QPSK. La mejor estimación del primer y del segundo conjunto de datos se encuentra después disponible para un procesamiento adicional o para enviarlo al siguiente destino, y los datos de control de potencia recibidos se usan, bien directamente, o bien después de la descodificación, para ajustar la potencia de transmisión del canal de enlace directo usado para transmitir los datos a la unidad **100** de abonado.

La **Fig. 3** es un diagrama de bloques de un codificador **103** de canal de BPSK y de un codificador **102** de canal de

QPSK, cuando se configuran de acuerdo a la realización ejemplar de la invención. Dentro del codificador **103** de canal de BPSK, los datos de BPSK son recibidos por el generador **130** de sumas de control, CRC, 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, son recibidos por el generador **132** de bits de cola, que añade los bits de cola, compuestos por ocho ceros lógicos al final de cada trama, para proporcionar un estado conocido al final del proceso de descodificación. La trama que incluye los bits de cola del código y la suma de control CRC es recibida entonces por el codificador convolutivo **134**, que realiza la codificación convolutiva con longitud restringida (K) 9, y velocidad de codificación (R) 1/4, generando por ello los símbolos de código a una velocidad de cuatro veces la velocidad de entrada en el codificador (E_R). En una alternativa, se realizan otras velocidades de codificación, incluyendo la velocidad de 1/2, pero el preferido es el uso de la velocidad de 1/4, debido a sus características óptimas de complejidad – prestaciones. El intercalador **136** de bloques realiza el intercalado de bits en los símbolos de código para proporcionar diversidad en el tiempo para una transmisión más fiable en entornos de desvanecimiento rápido. Los símbolos intercalados resultantes son recibidos por un repetidor **138** de punto de inicio variable, que repite la secuencia de símbolos intercalados un número N_R suficiente de veces para proporcionar un flujo de símbolos de velocidad constante, que corresponda a la emisión de tramas que tienen un número constante de símbolos. La repetición de la secuencia de símbolos también aumenta la diversidad en el tiempo de los datos para superar el desvanecimiento. En la realización ejemplar, el número constante de símbolos es igual a 6.144 símbolos para cada trama, haciendo que la velocidad de símbolos sea de 307,2 kilosímbolos por segundo (ksps). Además, el repetidor **138** usa un punto de inicio diferente para comenzar la repetición para cada secuencia de símbolos. Cuando el valor de N_R necesario para generar 6.144 símbolos por trama no sea un número entero, la repetición final solamente se realiza para una parte de la secuencia de símbolos. El conjunto resultante de símbolos repetidos es recibido por un correlacionador **139** de BPSK, que genera un flujo de símbolos de código de BPSK (BPSK) de valores +1 y -1 para realizar la modulación por BPSK. En una realización alternativa de la invención, el repetidor **138** se coloca antes del intercalador **136** de bloques, de forma que el intercalador **136** de bloques reciba el mismo número de símbolos para cada trama.

Dentro del codificador **102** de canal QPSK, los datos de 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 que incluye la suma de control CRC es recibida por el generador **142** de bits de cola del código, que añade un conjunto de ocho bits de cola de ceros lógicos al final de la trama. La trama, incluyendo ahora los bits de cola del código y la suma de control CRC, es recibida por el codificador convolutivo **144,** que realiza la codificación convolutivo de K = 9 y R = 1/4, generando por lo tanto símbolos a una velocidad cuatro veces la velocidad de entrada al codificador (E_R). El intercalador **146** de bloques realiza el intercalado de bits en los símbolos y los símbolos intercalados resultantes son recibidos por el repetidor **148** de punto de inicio variable. El repetidor **148** de punto de inicio variable repite la secuencia de símbolos intercalados un número N_R suficiente de veces, usando un punto de inicio diferente dentro de la secuencia de símbolos para cada repetición, para generar 12.288 símbolos por cada trama, haciendo que la velocidad de símbolos de código sea de 614,4 kilosímbolos por segundo (ksps). Cuando N_R no sea un número entero, la repetición final se realiza solamente para una parte de la secuencia de símbolos. Los símbolos resultantes repetidos son recibidos por un correlacionador **149** de QPSK que genera un flujo de símbolos de código de QPSK, configurado para realizar la modulación por QPSK, compuesto por un flujo de símbolos de código de QPSK en fase, de valores +1 y -1 ($QPSK_I$) y un flujo de símbolos de código de QPSK en fase de cuadratura, de valores +1 y –1 ($QPSK_Q$). En una realización alternativa de la invención, el repetidor **148** se coloca delante del intercalador **146** de bloques, de manera que el intercalador **146** de bloques reciba el mismo número de símbolos para cada trama.

La **Fig. 4** es un diagrama de bloques del modulador **104** de la **Fig. 2,** configurado de acuerdo a la realización ejemplar de la invención. Cada uno de los símbolos de BPSK provenientes del codificador **103** de canal de BPSK es modulado por medio de un código W_2 de Walsh, usando un multiplicador **150b**, y cada uno de los símbolos $QPSK_I$ y $QPSK_Q$ provenientes del codificador **102** de canal de QPSK es modulado con un código W_3 de Walsh, usando los multiplicadores **150c** y **154d**. Los datos de control de potencia (PC) son modulados por el código W_1 de Walsh, usando el multiplicador **150a**. El ajuste **152** de ganancia recibe los datos piloto (PILOTO), que en la realización preferida de la invención están compuestos por el nivel lógico asociado al voltaje positivo, y ajusta la amplitud de acuerdo a un factor A_0 de ajuste de ganancia. La señal PILOTO no proporciona ningún dato de usuario, sino que en cambio proporciona información de fase y de amplitud a la estación base, de forma que pueda demodular de manera coherente los datos transportados por los restantes subcanales, y ajustar a escala los valores de salida de decisión de software para la combinación. El ajuste **154** de ganancia ajusta la amplitud de los datos de control de la potencia modulada del código W_1 de Walsh, de acuerdo al factor A_1 de ajuste de ganancia, y el ajuste **156** de ganancia ajusta la amplitud de los datos de canal de BPSK modulados por el código W_2 de Walsh, de acuerdo a la variable A_2 de amplificación. Los ajustes **158a** y b de ganancia ajustan la amplitud de los símbolos de QPSK modulados por el código W_3 de Walsh, en fase y en cuadratura de fase, respectivamente, de acuerdo al factor A_3 de ajuste de ganancia. Los cuatro códigos de Walsh usados 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 para alguien experto en la técnica que el código W_0 es efectivamente sin modulación alguna, lo que es congruente con el procesamiento de los datos piloto mostrados. Los datos de control de potencia están modulados con el código W_1, los datos de BPSK con el código W_2 y los datos de QPSK con el código W_3. Una vez modulados con el código de Walsh apropiado, el piloto, los datos de control de potencia y los datos de BPSK se transmiten de acuerdo a las técnicas de BPSK y los datos de QPSK ($QPSK_I$ y $QPSK_Q$) de acuerdo a las técnicas de QPSK, como se describe a continuación. Se debería entender también que no es necesario usar cada canal ortogonal y que se emplea, en una realización alternativa de la invención, el uso de solamente tres de los cuatro códigos de Walsh donde solamente se proporcione un canal de usuario.

El uso de códigos ortogonales cortos genera menos chips por símbolo y, por lo tanto, permite una codificación y repetición más extensivas cuando se compara con sistemas que incorporan el uso de códigos de Walsh más largos. Esta codificación y repetición más extensivas proporcionan protección frente al desvanecimiento de Raleigh, que es una fuente principal de errores en sistemas de comunicación terrestres. El uso de otros números de códigos y de longitudes de código es congruente con la presente invención; sin embargo, el uso de un conjunto mayor de códigos de Walsh más largos reduce esta protección mejorada frente al desvanecimiento. El uso de códigos de cuatro chips se considera óptimo porque cuatro canales proporcionan una flexibilidad sustancial para la transmisión de diversos tipos de datos, como se ilustra a continuación, manteniendo también a la vez también una longitud de código corta.

El sumador **160** suma los símbolos resultantes de modulación ajustados en amplitud, provenientes de los ajustes **152, 154, 156** y **158a** de ganancia para generar los símbolos **161** de modulación sumados. Los códigos de expansión de PN, PN_I y PN_Q, son expandidos mediante la multiplicación por el código largo **180**, usando los multiplicadores **162a** y **162b**. El código seudoaleatorio resultante proporcionado por los multiplicadores **162a** y **162b** se usa para modular los símbolos **161** de modulación sumados, y los símbolos de fase en cuadratura ajustados en ganancia $QPSK_Q$ **163**, mediante la multiplicación compleja, usando los multiplicadores **164a-d** y los sumadores **166a** y **b**. El término X_I en fase resultante y el término X_Q en fase de cuadratura resultante son filtrados después (el filtrado no se muestra), y aumentados en frecuencia hasta la frecuencia portadora dentro del sistema **106** de procesamiento de RF mostrado, en un formato sumamente simplificado, usando los multiplicadores **168** y una sinusoide en fase y en fase de cuadratura. También se podría usar un aumento de frecuencia de QPSK desplazado en una realización alternativa de la invención. Las señales resultantes con frecuencia aumentada, en fase y en fase de cuadratura, se suman usando el sumador **170** y se amplifican por medio del amplificador maestro **172,** de acuerdo al ajuste A_M de ganancia maestra, para generar la señal s(t) que se transmite a la estación base **120**. En la realización preferida de la invención, la señal se expande y se filtra a un ancho de banda de 1,2288 MHz para que permanezca compatible con el ancho de banda de los canales de CDMA existentes.

Proporcionando múltiples canales ortogonales sobre los cuales los datos se puedan transmitir, así como mediante el uso de repetidores de velocidad variable que reduzcan la cantidad de repetición, N_R, realizada en respuesta a altas velocidades de datos de entrada, el procedimiento y el sistema, anteriormente descritos, de procesamiento de una señal de transmisión permite a una sola unidad de abonado o a otro sistema de transmisión el transmitir datos a una amplia variedad de velocidades de datos. En particular, mediante la disminución de la tasa de repetición, N_R, realizada por los repetidores **138** o **148** de punto de inicio variable de la **FIG. 3**, se puede sostener una velocidad de entrada, E_R , al codificador cada vez más alta. En una realización alternativa de la invención, se realiza la codificación de convolución a velocidad 1/2, con la velocidad de repetición, N_R, aumentada al doble. En las tablas II y III se muestran, respectivamente, un conjunto de velocidades ejemplares de codificador, E_R, con soporte de diversas tasas de repetición, N_R, y velocidades de codificación, R, iguales a 1/4 y 1/2 para el canal de BPSK y el canal de QPSK.

Tabla II. Canal de BPSK

Etiqueta	$E_{R,\ BPSK}$ (bps)	Salida del codificador R = 1/4 (bits/trama)	$N_{R,R\ =\ 1/4}$ (Tasa de repetición, R = 1/4)	Salida del codificador R = 1/2 (bits/trama)	$N_{R,R\ =\ 1/2}$ (Tasa de repetición, R = 1/2)
Velocidad alta – 72	76.800	6.144	1	3.072	2
Velocidad alta – 64	70.400	5.632	1 1/11	2.816	2 2/11
	51.200	4.096	1 1/2	2.048	3
Velocidad alta – 32	38.400	3.072	2	1.536	4
	25.600	2.048	3	1.024	6
Velocidad completa – RS2	14.400	1.152	5 1/3	576	10 2/3
Velocidad completa – RS1	9.600	768	8	384	16
NULA	850	68	90 6/17	34	180 12/17

Tabla III. Canal de QPSK

Etiqueta	$E_{R,\ QPSK}$ (bps)	Salida del codificador R = 1/4 (bits/trama)	$N_{R,R\ =\ 1/4}$ (Tasa de repetición, R = 1/4)	Salida del 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
Velocidad alta - 72	76.800	6.144	2	3.072	4
Velocidad alta – 64	70.400	5.632	2 2/11	2.816	4 4/11
	51.200	4.096	3	2.048	6
Velocidad alta – 32	38.400	3.072	4	1.536	8
	25.600	2.048	6	1.024	12
Velocidad completa – RS2	14.400	1.152	10 2/3	576	21 1/3
Velocidad completa – RS1	9.600	768	16	384	32
NULA	850	68	180 12/17	34	361 7/17

Las tablas II y III muestran que, por medio del ajuste del número de repeticiones de secuencia, N_R, se puede dar soporte a una amplia variedad de velocidades de datos, incluyendo altas velocidades de datos, ya que la velocidad de entrada al codificador, E_R, corresponde a la velocidad de transmisión de datos menos una constante necesaria para la transmisión del CRC, los bits de cola de código y cualquier otra información de sobregasto. Como se muestra también en las tablas II y III, la modulación de QPSK se puede usar también para aumentar la velocidad de transmisión de datos. A las velocidades que se espera usar comúnmente se les proporcionan etiquetas tales como "Alta velocidad - 72" y "Alta velocidad - 32". Esas velocidades indicadas como Alta velocidad - 72, Alta velocidad - 64 y Alta velocidad - 32 tienen velocidades de tráfico de 72, 64 y 32 kbps, respectivamente, más señalización multiplexada y otros datos de control con velocidades de 3,6; 5,2 y 5,2 kbps, respectivamente, en la realización ejemplar de la invención. Las velocidades de Velocidad completa - RS1 y Velocidad completa - RS2 corresponden a las velocidades usadas en los sistemas de comunicación conformes a la norma IS-95 y, por lo tanto, también se espera que reciban un uso significativo con fines de compatibilidad. La velocidad nula es la transmisión de un único bit y se usa para indicar un borrado de trama, que también es parte de la norma IS-95.

La velocidad de transmisión de datos también se puede aumentar mediante la transmisión simultánea de datos por dos o más de los múltiples canales ortogonales realizados ya sea además de, o bien en lugar de, aumentar la velocidad de transmisión mediante la reducción de la tasa de repetición, N_R. Por ejemplo, un multiplexor (que no se muestra) podría dividir una única fuente de datos en múltiples fuentes de datos a transmitir por múltiples subcanales de datos. De esta forma, se puede aumentar la velocidad total de transmisión mediante la transmisión, bien por un canal particular a velocidades más altas, o bien la transmisión múltiple realizada de manera simultánea por múltiples canales, o ambas, hasta que la capacidad de procesamiento de señales del sistema de recepción se vea superada y la tasa de errores se torne inaceptable, o bien se alcance la potencia máxima de transmisión de la potencia del sistema de transmisión.

Proporcionando múltiples canales también se mejora la flexibilidad en la transmisión de diferentes tipos de datos. Por ejemplo, el canal de BPSK puede ser designado para la información de voz y el canal de QPSK puede ser designado para la transmisión de datos digitales. Esta realización podría ser más generalizada mediante la designación de un canal para la transmisión de datos sensibles al tiempo, tales como la voz, a velocidades de datos menores, y designando el otro canal para la transmisión de datos menos sensibles al tiempo, tales como ficheros digitales. En esta realización, el intercalado se podría realizar en bloques mayores para los datos menos sensibles al tiempo, para aumentar de manera adicional la diversidad en el tiempo. En otra realización de la invención, el canal de BPSK realiza la transmisión primaria de datos, y el canal de QPSK realiza la transmisión de desborde. El uso de códigos de Walsh ortogonales elimina o reduce sustancialmente cualquier interferencia entre el conjunto de canales transmitidos desde una unidad de abonado y, de esta forma, minimiza la energía de transmisión necesaria para su recepción con éxito en la estación base.

Para aumentar la capacidad de procesamiento en el sistema de recepción y, por lo tanto, para aumentar el grado hasta el que se puede utilizar la capacidad de transmisión más alta de la unidad de abonado, los datos piloto también se transmiten mediante uno de los canales ortogonales. Usando los datos piloto, se puede realizar un procesamiento congruente en el sistema de recepción mediante la determinación y la eliminación del desplazamiento de fase de la señal de enlace inverso. Además, los datos piloto se pueden usar para ponderar de manera óptima las señales multitrayecto recibidas con diferentes retardos de tiempo antes de ser combinadas en un receptor de barrido. Una vez que se haya eliminado el desplazamiento de fase, y las señales multitrayecto se hayan ponderado debidamente, las señales multitrayecto se pueden combinar disminuyendo la potencia a la que se debe recibir la señal de enlace inverso para el procesamiento apropiado. Esta disminución en la potencia de recepción necesaria permite procesar de manera exitosa mayores velocidades de transmisión o, a la inversa, permite reducir la interferencia entre un conjunto de señales de enlace inverso. Si bien es necesaria alguna potencia de transmisión adicional para la transmisión de la señal piloto, en el contexto de velocidades de transmisión más altas, la razón entre la potencia de canal piloto y la potencia total de señal de enlace inverso es sustancialmente más baja que la asociada a sistemas celulares de transmisión de datos digitales de voz a una velocidad de datos más baja. De esta forma, dentro de un sistema de CDMA de alta velocidad de datos, las ganancias E_b/N_0 conseguidas por medio del uso de un enlace inverso congruente superan la potencia adicional necesaria para transmitir los datos piloto desde cada unidad de abonado.

El uso de los ajustes **152 a 158** de ganancia, así como el amplificador maestro 172, aumentan de manera adicional el grado hasta el cual se puede utilizar la alta capacidad de transmisión del sistema anteriormente descrito, permitiendo que el sistema de transmisión se adapte a diversas condiciones del canal de radio, velocidades de transmisión y tipos de datos. En particular, la potencia de transmisión de un canal que es necesaria para la recepción apropiada puede cambiar a lo largo del tiempo, y con 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, la potencia del canal piloto puede necesitar ser aumentada para facilitar la detección y la sincronización en la estación base. Una vez que se haya adquirido la señal del enlace inverso, sin embargo, la potencia de transmisión necesaria del canal piloto disminuiría de manera sustancial, y variaría según diversos factores que incluyen la velocidad de movimiento de las unidades de abonado. En consecuencia, el valor del factor Ao de ajuste de la ganancia se incrementaría durante la adquisición de la señal y después se vería reducido durante una comunicación

en curso. En otro ejemplo, cuando la información más tolerable por errores se esté transmitiendo mediante el enlace directo, o el entorno en el que está teniendo lugar la transmisión de enlace directo no es propenso a condiciones de desvanecimiento, el factor A_1 de ajuste de ganancia se puede reducir según disminuye la necesidad para transmitir los datos de control de potencia con baja tasa de errores. En una realización de la invención, siempre que el ajuste del control de la potencia no sea necesario, el factor A_1 de ajuste de ganancia se reduce a cero.

En otra realización de la invención, se explota de manera adicional la capacidad de ajustar la ganancia de cada canal ortogonal, o de toda la señal del enlace inverso, permitiendo que la estación base **120** u otro sistema de recepción altere el ajuste de ganancia de un canal, o de toda la señal del enlace inverso, mediante el uso de órdenes de control de potencia transmitidas mediante la señal del enlace directo. En particular, la estación base puede transmitir información de control de potencia solicitando el ajuste de la potencia de transmisión de un canal particular o el ajuste de toda la señal del enlace inverso. Esto tiene sus ventajas en muchos casos, incluso cuando se van a transmitir, mediante los canales de BPSK y de QPSK, dos tipos de datos que tengan diferentes sensibilidades al error, tales como datos de voz digitalizada y datos digitales. En este caso, la estación base **120** establecería diferentes tasas de error de destino para los dos canales asociados. Si la tasa de error real de un canal superara la tasa de error de destino, la estación base daría instrucciones a la unidad de abonado para reducir el ajuste de ganancia de ese canal hasta que la tasa de error real alcance la tasa de error de destino. Esto conduciría finalmente al aumento del factor de ajuste de ganancia de un canal con relación al otro. Esto es, el factor de ajuste de ganancia asociado a los datos más sensibles a los errores aumentaría con relación al factor de ajuste de ganancia asociado a los datos menos sensibles. En otros ejemplos, la potencia de transmisión de todo el enlace inverso puede necesitar el ajuste debido a condiciones de desvanecimiento o al movimiento de la unidad 100 de abonado. En estos casos, la estación base **120** puede hacerlo así mediante la transmisión de una única orden de control de potencia.

Así, permitiendo que la ganancia de los cuatro canales ortogonales se pueda ajustar de manera independiente, así como de manera conjunta unos con otros, la potencia total de transmisión de la señal del enlace inverso se puede mantener en el mínimo necesario para la transmisión con éxito de cada tipo de datos, ya sean los datos piloto, los datos de control de potencia, los datos de señalización o diferentes tipos de datos de usuario. Además, la transmisión exitosa se puede definir de manera diferente para cada tipo de datos. La transmisión con la cantidad mínima de potencia necesaria permite transmitir la cantidad más grande de datos a la estación base, dada la capacidad finita de potencia de transmisión de una unidad de abonado, y también reduce la interferencia entre unidades de abonado. Esta reducción en la interferencia aumenta la capacidad de comunicación total de todo el sistema celular inalámbrico de CDMA.

El canal de control de potencia usado en la señal del enlace inverso permite que la unidad de abonado transmita información de control de potencia a la estación base a una amplia variedad de velocidades, incluyendo una velocidad de 800 bits de control de potencia por segundo. En la realización preferida de la invención, un bit de control de potencia indica a la estación base que aumente o que disminuya la potencia de transmisión del canal de tráfico del enlace directo que se esté usando para transmitir información a la unidad de abonado. Si bien es generalmente útil tener un rápido control de potencia dentro de un sistema de CDMA, es especialmente útil en el contexto de comunicaciones de mayores velocidades de datos que implican la transmisión de datos, porque los datos digitales son más sensibles a los errores, y la transmisión alta provoca la pérdida de cantidades importantes de datos incluso durante condiciones de desvanecimiento breve. Dado que es probable que una transmisión de enlace inverso de alta velocidad sea acompañada por una transmisión de enlace directo de alta velocidad, proporcionar la rápida transmisión de control de potencia por el enlace inverso facilita de manera adicional las comunicaciones de alta velocidad dentro de sistemas de telecomunicaciones inalámbricas de CDMA.

En una realización ejemplar alternativa de la invención, un conjunto de velocidades E_R de entrada del codificador, definidas por la N_R específica, se usan para transmitir un tipo particular de datos. Esto es, los datos se pueden transmitir a una velocidad E_R máxima de entrada del codificador o a un conjunto de velocidades E_R de entrada al codificador más bajas, con la N_R asociada ajustada en consecuencia. En la implementación preferida de esta realización, las velocidades máximas corresponden a las velocidades máximas usadas en los sistemas de comunicación inalámbrica conformes a la norma IS-95, a las que se ha hecho referencia con anterioridad con respecto a las tablas II y III, como Velocidad completa - RS1 y Velocidad completa - RS2, y cada velocidad inferior es aproximadamente la mitad de la siguiente velocidad más alta, creando un conjunto de velocidades compuesto por una velocidad completa, media velocidad, un cuarto de velocidad y un octavo de velocidad. Las velocidades de datos inferiores se generan preferiblemente aumentando la velocidad E_R de repetición de símbolos en el valor de N_R para el conjunto de velocidades uno y el conjunto de velocidades dos en un canal de BPSK, proporcionados en la tabla IV.

Tabla IV. Conjuntos de velocidades RS1 y RS2 en el canal de BPSK

Etiqueta	$E_{R,\ QPSK}$ (bps)	Salida del codificador R = 1/4 (bits/trama)	$N_{R,R\ =\ 1/4}$ (Tasa de repetición, R = 1/4)	Salida del codificador R = 1/2 (bits/trama)	$N_{R,R\ =\ 1/2}$ (Tasa de repetición, R = 1/2)
Velocidad completa - RS2	14.400	1.152	5 1/3	576	10 2/3
Media velocidad - RS2	7.200	576	10 2/3	288	21 1/3
Cuarto de velocidad - RS2	3.600	288	21 1/3	144	42 2/3
Octavo de velocidad - RS2	1.900	152	40 8/19	76	80 16/19
Velocidad completa - RS1	9.600	768	8	384	16
Media velocidad - RS1	4.800	384	16	192	32
Cuarto de velocidad - RS1	2.800	224	27 3/7	112	54 6/7
Octavo de velocidad - RS1	1.600	128	48	64	96
NULA	850	68	90 6/17	34	180 12/17

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

De acuerdo a la realización ejemplar de la invención, cuando la velocidad de datos de una trama cambia con respecto a la trama anterior, la potencia de transmisión de la trama se ajusta de acuerdo al cambio en la velocidad de transmisión. Esto es, cuando se transmite una trama a velocidad inferior después de una trama a una velocidad más alta, la potencia de transmisión del canal de transmisión por el que se está transmitiendo la trama se reduce para la trama a velocidad más baja en proporción a la reducción en la velocidad, y viceversa. Por ejemplo, si la potencia de transmisión de un canal durante la transmisión de una trama a velocidad completa es la potencia de transmisión T, la potencia de transmisión durante la transmisión siguiente de una trama a media velocidad es la potencia de transmisión T/2. La reducción en la potencia de transmisión se realiza preferiblemente mediante la reducción de la potencia de transmisión durante toda la duración de la trama, pero también se puede realizar mediante la reducción del ciclo de trabajo de transmisión, de forma que alguna información redundante quede "en blanco". En cualquier caso, el ajuste en la potencia de transmisión tiene lugar en combinación con un mecanismo de control de potencia de bucle cerrado mediante 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 de bloques del sistema **122** de procesamiento de RF y del demodulador **124** de la **Fig. 2** configurado de acuerdo a la realización ejemplar de la invención. Los multiplicadores **180a** y 180b reducen la frecuencia de las señales recibidas desde la antena **121** con una sinusoide en fase y una sinusoide en fase de cuadratura, produciendo muestras R_I de recepción en fase y muestras R_Q de recepción en fase de cuadratura, respectivamente. Se debería entender que el sistema **122** de procesamiento de RF se muestra en una forma sumamente simplificada, y que las señales también se filtran y digitalizan por correspondencia (no mostrado), de acuerdo a técnicas ampliamente conocidas. Las muestras recibidas R_I y R_Q son entonces aplicadas a los demoduladores **182** de ramal dentro del demodulador **124**. Cada demodulador **182** de ramal procesa una instancia de la señal de enlace inverso transmitida por la unidad **100** de abonado, si dicha instancia se encuentra disponible, donde cada instancia de la señal de enlace inverso es generada mediante un fenómeno multitrayecto. Si bien se muestran tres demoduladores de ramal, el uso de números alternativos de procesadores de ramal es congruente con la invención, incluyendo el uso de un único demodulador **182** de ramal. Cada demodulador **182** de ramal

produce un conjunto de datos de decisión de software compuesto por datos de control de potencia, datos de BPSK y datos de $QPSK_I$ y datos de $QPSK_Q$. Cada conjunto de datos de decisión de software también está ajustado en el tiempo dentro del correspondiente demodulador **182** de ramal, aunque el ajuste en el tiempo se podría realizar dentro del combinador **184** en una realización alternativa de la invención. El combinador **184** suma entonces los conjuntos de datos de decisión de software recibidos desde los demoduladores **182** de ramal para producir una única instancia de datos de control de potencia, datos de decisión de software de BPSK, datos de decisión de software de $QPSK_I$ y datos de decisión de software de $QPSK_Q$.

La **Fig. 6** es un diagrama de bloques de un demodulador **182** de ramal de la **Fig. 5**, configurado de acuerdo a la realización ejemplar de la invención. Las muestras R_I y R_Q de recepción se ajustan primero en el tiempo usando el ajuste temporal **190** de acuerdo a la magnitud del retardo introducido por el trayecto de transmisión de la instancia específica de la señal de enlace inverso que se está procesando. El código largo **200** es mezclado con los códigos de expansión seudoaleatorios PN_I y PN_Q usando los multiplicadores **201**, y los conjugados complejos de los códigos de expansión PN_I y PN_Q resultantes, modulados con código largo, son multiplicados como números complejos por las muestras de recepción R_I y R_Q, ajustadas en el tiempo, usando los multiplicadores **202** y los sumadores 204, produciendo los términos X_I y X_Q. Tres instancias individuales de los términos X_I y X_Q son demoduladas entonces usando, respectivamente, los códigos W_1, W_2 y W_3 de Walsh, y los datos resultantes, demodulados según Walsh, se suman sobre cuatro chips de demodulación usando los sumadores **212** de 4 a 1. Una cuarta instancia de los datos X_I y X_Q se suma sobre cuatro chips de demodulación usando los sumadores **208**, y después se filtra usando los filtros piloto **214**. En la realización preferida de la invención, el filtro piloto **214** realiza el cálculo del promedio sobre una serie de sumas realizadas por los sumadores **208**, pero otras técnicas de filtrado serán obvias para alguien experto en la técnica. Las señales piloto filtradas, en fase y en fase de cuadratura, se usan para la rotación de fase y el ajuste a escala de los datos demodulados de código de Walsh W_1 y W_2, de acuerdo a los datos modulados por BPSK, mediante la multiplicación compleja conjugada, usando los multiplicadores **216** y los sumadores **217**, produciendo los datos de decisión de software, de control de potencia y de BPSK. Los datos modulados del código de Walsh W_3 se rotan en fase usando las señales piloto filtradas en fase y en fase de cuadratura, de acuerdo a los datos modulados de QPSK, usando los multiplicadores **218** y los sumadores **220**, produciendo datos de decisión de software de QPSK. Los datos de control de la potencia de decisión de software se suman sobre 384 símbolos de modulación, mediante el sumador **222** de 384 al 1, proporcionando datos de decisión de software de control de potencia. Los datos modulados de código de Walsh W_2, rotados en fase, los datos modulados de código de Walsh W_3 y los datos de decisión de software de control de potencia quedan todos disponibles para su combinación. En una realización alternativa de la invención, la codificación y la descodificación se realizan también sobre los datos de control de potencia.

Además de proporcionar información de fase, el piloto se puede usar también dentro del sistema de recepción para facilitar el seguimiento en el tiempo. El seguimiento en el tiempo se realiza también por medio del procesamiento de los datos recibidos en un momento de muestra anterior (temprano) y en un tiempo de muestra posterior (tardío), siendo procesada la muestra de recepción actual. Para determinar el momento que se aproxima de manera más cercana al momento de llegada real, la amplitud del canal piloto, en el momento de muestra temprano y tardío, se pueden comparar con la amplitud en el momento de muestra actual, para determinar cuál es el más grande. Si la señal en uno de los momentos de muestra adyacentes es mayor que la del momento de muestra actual, la temporización se puede ajustar de forma que se obtengan los mejores resultados de demodulación.

La **FIG. 7** es un diagrama de bloques de un descodificador **128** de canal de BPSK y de un descodificador **126** de canal de QPSK (**Fig. 2**), configurados de acuerdo a la realización ejemplar de la invención. Los datos de decisión de software de BPSK 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 velocidad de transmisión de los datos de decisión de software de BPSK, como se ha descrito con anterioridad, y suma cada conjunto posterior de $6.144/N_R$ símbolos demodulados contenidos en la trama con los correspondientes símbolos acumulados almacenados. El desintercalador **242** de bloques desintercala los datos de decisión de software acumulados desde el sumador **240** de punto de inicio variable, y el descodificador **244** de Viterbi descodifica los datos de decisión de software desintercalados para producir datos de decisión de hardware, así como los resultados de la suma de control CRC. Dentro del descodificador **126** de QPSK, los datos de decisión de software de $QPSK_I$ y $QPSK_Q$, provenientes del combinador **184** (**Fig. 5**) son demultiplexados en un único flujo de datos de decisión de software por medio del demultiplexor **246** y el único flujo de datos de decisión de software es recibido por el acumulador **248,** que acumula cada $6.144/N_R$ símbolos de demodulación, donde N_R depende de la velocidad de transmisión de los datos de QPSK. El desintercalador **250** de bloques desintercala los datos de decisión de software provenientes del sumador **248** de punto de inicio variable, y el descodificador **252** de Viterbi descodifica los símbolos de modulación desintercalados para producir datos de decisión de hardware, así como los resultados de la suma de control CRC. En la realización ejemplar alternativa descrita anteriormente con respecto a la **Fig. 3,** en la que la repetición de símbolos se realiza antes del intercalado, los acumuladores **240** y **248** se colocan después de los desintercaladores **242** y **250** de bloques. En la realización de la invención que incorpora el uso de conjuntos de velocidades y, por lo tanto, en la que la velocidad de una trama particular no es conocida, se emplean múltiples descodificadores, cada uno de ellos funcionando a diferentes velocidades de transmisión, y luego la trama asociada a la velocidad de transmisión más probablemente usada se selecciona en base a los resultados de la suma de

control CRC. El uso de otros procedimientos de comprobación de errores es congruente con la práctica de la presente invención.

Volviendo ahora a la FIG. 8, se ilustra un sistema de transmisión de enlace inverso en el que los datos de control y los datos piloto se han combinado sobre un canal. Se debería observar que la invención se puede aplicar igualmente a las transmisiones de enlace directo, pero ofrece ventajas adicionales cuando se proporciona en la estación móvil remota. Además, un experto en la técnica entenderá que los datos de control se pueden multiplexar sobre otros canales transmitidos por la estación remota. Sin embargo, en la realización preferida, los datos de control se multiplexan en el canal piloto porque, a diferencia de los canales fundamentales y suplementarios, el canal piloto está siempre presente, independientemente de que la estación remota tenga o no datos de tráfico que enviar a la estación central de comunicaciones. Además, aunque la presente invención se describe en términos de multiplexación de los datos en el canal piloto, es igualmente aplicable al caso en el que los datos de control de potencia son punzados en el canal piloto.

Los datos piloto que consisten solamente en un flujo de valores binarios "1" son proporcionados al multiplexor (MUX) **300**. Además, los datos del canal de control, que en la realización ejemplar son datos de control de potencia que consisten en valores +1 y -1, indicativos de la instrucción para la estación base, para aumentar o para disminuir su potencia de transmisión, son proporcionados al MUX **300**. El multiplexor **300** combina los dos flujos de datos proporcionando los datos de control dentro de posiciones predeterminadas en los datos piloto. Los datos multiplexados son después proporcionados a una primera entrada de los multiplicadores **310** y **328**.

La segunda entrada del multiplicador **310** se proporciona con una secuencia de seudo-ruido (PN) de valores +1 y -1. La secuencia de seudo-ruido proporcionada a los multiplicadores **310** y **312** es generada por medio de la multiplicación de la secuencia corte de PN (PN_I) por el código largo. La generación de secuencias cortas de PN y secuencias de código largo es bien conocida en la técnica y se describe en detalle en la norma IS-95. La segunda entrada del multiplicador **328** es proporcionada con una secuencia de seudo-ruido (PN) de valores +1 y -1. La secuencia de seudo-ruido proporcionada a los multiplicadores **318** y **328** es generada por medio de la multiplicación de la secuencia corte de PN (PN_Q) por el código largo.

La salida del multiplicador **310** se aplica a una primera entrada del multiplicador **314**. La salida del multiplicador **318** se proporciona al elemento **320** de retardo, que retarda los datos de entrada en un intervalo de tiempo igual a medio chip. El elemento **320** de retardo proporciona la señal retardada a la entrada de resta del restador **314**. La salida del restador **314** se proporciona para su transmisión a filtros de banda base y a elementos de ganancia de piloto (que no se muestran).

La salida del multiplicador **328** es proporcionada al elemento 330 de retardo, que retarda los datos de entrada en un ciclo de medio chip, como se describe con respecto al retardo **320**. La salida del elemento **330** de retardo se proporciona a una segunda entrada de suma del sumador **322**. La primera entrada del elemento **322** de suma es la salida del multiplicador 312. La salida sumada del sumador 322 es proporcionada para su transmisión a filtros de banda base y a elementos de ganancia de piloto (que no se muestran).

Los datos de tráfico que se van a transmitir por el canal suplementario, que consisten en valores +1 y -1, se proporcionan a una primera entrada del multiplicador **302**. La segunda entrada del multiplicador **302** es proporcionada con una secuencia de Walsh repetitiva (+1, -1). Como se ha descrito con anterioridad, la cobertura de Walsh es para reducir la interferencia entre canales de datos transmitidos desde la estación remota. La secuencia de datos de producto proveniente del multiplicador **302** es proporcionada al elemento **304** de ganancia, que ajusta a escala la amplitud hasta un valor determinado con relación a la amplificación del canal de piloto / control. La salida del elemento **304** de ganancia es proporcionada a una primera entrada del sumador **316**. La salida del sumador **316** se proporciona a las entradas de los multiplicadores **312** y **318** y el procesamiento continúa como se ha descrito con anterioridad.

Los datos de tráfico que han de ser transmitidos por el canal fundamental, consistentes en valores +1 y -1, se proporcionan a una primera entrada del multiplicador **306**. A la segunda entrada del multiplicador **306** se le proporciona una secuencia de Walsh repetitiva (+1, +1, -1, -1). Como se ha descrito anteriormente, la cobertura de Walsh reduce la interferencia entre canales de datos transmitidos desde la estación remota. La secuencia de datos de producto proveniente del multiplicador **306** es proporcionada al elemento **308** de ganancia, que ajusta a escala la amplitud hasta un valor determinado con relación a la amplificación del canal de piloto / control. La salida del elemento **308** de ganancia es proporcionada a una segunda entrada del sumador **316**. La salida del sumador 316 es proporcionada a las entradas de los multiplicadores **312** y **318,** y el procesamiento continúa como se ha descrito con anterioridad.

Con referencia a la Fig. 9, la realización de la presente invención se ilustra para incluir las operaciones necesarias de filtrado, e ilustra un beneficio adicional conseguido mediante la combinación de los datos piloto y los datos de control. Esto es, una reducción en la cantidad de circuitos de filtrado necesaria. Como se ha descrito con respecto a la Fig. 8, los datos piloto y los datos del canal de control se multiplexan juntos por medio del multiplexor (MUX) **350**. Los datos multiplexados, que consisten en valores +1 y -1, se proporcionan a una primera entrada de los

multiplicadores **352** y **354**. La segunda entrada del multiplicador **352** es proporcionada mediante la multiplicación del código corto de PN, PN_I, por el código largo en el multiplicador **390**. El producto proveniente del multiplicador **352** es proporcionado a un filtro **356** de respuesta de impulso finito (FIR). En la realización ejemplar, el FIR **356** es un filtro FIR de 48 tomas, cuyo diseño es bien conocido en la técnica. La segunda entrada del multiplicador **354** es proporcionada mediante la multiplicación del código corto de PN, PN_Q, por el código largo en el multiplicador **392**. La salida del FIR 356 es proporcionada a la entrada de suma del restador **374**. La salida del restador **374** es proporcionada para su transmisión a los aumentadores de frecuencia y a elementos de ganancia piloto (que no se muestran).

El producto proveniente del multiplicador **354** es proporcionado a un filtro **358** de respuesta de impulso finito (FIR). En la realización ejemplar, el FIR **358** es un filtro FIR de 48 tomas, cuyo diseño es bien conocido en la técnica. Se debería observar que, mediante la combinación de los datos piloto y de los datos de control de potencia, se han eliminado dos filtros FIR, ya que cada canal requiere dos filtros FIR. La eliminación de dos filtros FIR reduce la complejidad, el consumo de energía y el área de chips. La salida del FIR **358** es proporcionada al elemento **360** de retardo, que retarda la salida en medio chip antes de proporcionar la señal a una primera entrada de suma del sumador **376**. La salida del sumador **376** es proporcionada para su transmisión a aumentadores de frecuencia y a elementos de ganancia piloto (que no se muestran).

Los datos de tráfico de canal suplementario, que consisten en los valores +1 y -1, son proporcionados a una primera entrada del multiplicador **362**. La segunda entrada al multiplicador **362** es una secuencia de Walsh repetitiva (+1, -1) que, como se ha descrito con anterioridad, reduce la interferencia entre los canales. La salida del multiplicador **362** es proporcionada a una primera entrada de los multiplicadores **364** y **366**. La segunda entrada del multiplicador **364** es la secuencia de seudo-ruido proporcionada desde el multiplicador **392** y la segunda entrada al multiplicador **366** es la secuencia de seudo-ruido proporcionada desde el multiplicador **390**.

La salida del multiplicador **364** es entregada al FIR / elemento **368** de ganancia que filtra la señal y amplifica la señal de acuerdo a un factor de ganancia relativo a la ganancia unitaria del canal de piloto / control. La salida del FIR / elemento 368 de ganancia se proporciona al elemento **372** de retardo. El elemento **372** de retardo retarda la señal en 1/2 chip antes de proporcionar la señal a una primera entrada de resta del elemento restador **374**. El procesamiento de la salida del restador **374** prosigue de la manera que se ha descrito anteriormente.

La salida del multiplicador **366** es proporcionada al FIR / elemento **370** de ganancia que filtra la señal y amplifica la señal de acuerdo a un factor de ganancia relativo a la ganancia unitaria del canal de piloto / control. La salida del FIR / elemento **370** de ganancia es proporcionada a una segunda entrada del elemento sumador **376**. El procesamiento de la salida del restador **376** prosigue de la manera que se ha descrito anteriormente.

Los datos de tráfico de canal fundamental, que consisten en valores +1 y -1, se proporcionan a una primera entrada del multiplicador **388**. La segunda entrada al multiplicador **388** es una secuencia de Walsh repetitiva (+1, +1, -1, -1) que, como se ha descrito anteriormente, reduce la interferencia entre los canales. La salida del multiplicador **388** se proporciona a una primera entrada de los multiplicadores **378** y **384**. La segunda entrada del multiplicador **378** es la secuencia de seudo-ruido proporcionada desde el multiplicador **392**, y la segunda entrada al multiplicador **384** es la secuencia de seudo-ruido proporcionada desde el multiplicador 390.

La salida desde el multiplicador **378** se proporciona al FIR / elemento **380** de ganancia, que filtra la señal y amplifica la señal de acuerdo a un factor de ganancia relativo a la ganancia unitaria del canal de piloto / control. La salida del FIR / elemento **380** de ganancia es proporcionada al elemento **382** de retardo. El elemento **382** de retardo retarda la señal en 1/2 chip antes de proporcionar la señal a una segunda entrada de resta del elemento restador **374**. El procesamiento de la salida del restador **374** prosigue de la manera que se ha descrito anteriormente.

La salida del multiplicador **384** es proporcionada al FIR / elemento **386** de ganancia, que filtra la señal y amplifica la señal de acuerdo a un factor de ganancia relativo a la ganancia unitaria del canal de piloto / control. La salida del FIR / elemento 386 de ganancia es entregada a una tercera entrada de un elemento sumador **376**. El procesamiento de la salida del restador **376** prosigue como se ha descrito anteriormente.

Con referencia a la Fig. 10, se ilustra un receptor para procesar los datos, en donde los datos de control se multiplexan con los datos de la señal piloto. Los datos son recibidos por una antena (que no se muestra) y reducidos en frecuencia, filtrados y muestreados. Las muestras de datos filtrados se proporcionan a los elementos 400 y **402** de retardo. Los elementos **400** y **402** de retardo retardan los datos en medio ciclo de chip antes de proporcionar los datos a una primera entrada de los multiplicadores **404** y **406**. A la segunda entrada de los multiplicadores **404** y **406** se proporciona una secuencia de seudo-ruido proporcionada por el multiplicador **450**. El multiplicador **450** genera la secuencia de seudo-ruido mediante la multiplicación del código corto PN_I por el código largo, como se ha descrito anteriormente.

Las muestras filtradas son también proporcionadas directamente (sin retardo) a una primera entrada de los multiplicadores **446** y **448**. A la segunda entrada de los multiplicadores **446** y **448** se proporciona una secuencia de seudo-ruido por parte del multiplicador **452**. El multiplicador **452** genera la secuencia de seudo-ruido mediante la

multiplicación del código corto de PN (PN_Q) por el código largo. La salida del multiplicador **404** es proporcionada a una primera entrada del sumador **408**, y la salida del multiplicador **446** se proporciona a una segunda entrada del sumador **408**. La salida del multiplicador **406** se proporciona a una entrada sumadora del restador **410**, y la salida del multiplicador **448** se proporciona a una entrada restadora del restador **410**.

La salida del sumador **408** se proporciona al elemento **412** de retardo y al selector **434** de símbolos piloto. El selector **434** de símbolos piloto extrae los datos de control de los datos piloto, antes de proporcionar la señal al filtro **436** de piloto. El filtro **436** de piloto filtra la señal y proporciona la señal piloto filtrada a los multiplicadores **416** y **418**. De manera similar, el selector **438** de símbolos piloto extrae los datos de control de los datos piloto, antes de proporcionar la señal al filtro **440** de piloto. El filtro **440** de piloto filtra la señal y proporciona la señal piloto filtrada a los multiplicadores **442** y **444**.

El retardo **412** se usa para sincronizar los datos a través de los dos trayectos, antes de que estos datos sean proporcionados al multiplicador **416**. Es decir, el elemento **412** de retardo proporciona un retardo que es igual al retardo de procesamiento del selector **434** de símbolos piloto y del filtro **436** de piloto, que es igual al retardo de procesamiento del selector 438 de símbolos piloto y del filtro 440 de piloto. De manera similar, el elemento 414 de retardo sincroniza los datos proporcionados a los multiplicadores **418** y **442**.

La salida del elemento **412** de retardo se proporciona a una primera entrada de los multiplicadores **416** y **444**. La segunda entrada al multiplicador **416** es proporcionada por la salida del filtro **436** de piloto. La segunda entrada al multiplicador **444** es proporcionada por el filtro **440** de piloto. La salida del elemento **414** de retardo es proporcionada a una primera entrada de los multiplicadores **418** y **442**. La segunda entrada al multiplicador **418** es proporcionada por la salida del filtro **436** de piloto. La segunda entrada al multiplicador **442** es proporcionada por el filtro **440** de piloto.

La salida del multiplicador **416** es proporcionada a una primera entrada del sumador **420** y la segunda entrada al sumador **420** es proporcionada por la salida del multiplicador **442**. La suma proveniente del sumador **420** se proporciona al selector **424** de símbolos de control, que separa los datos de control de los datos de canal piloto y proporciona esa información a un procesador de control, que no se muestra, que ajusta la potencia de transmisión de la estación base en respuesta a ello.

La salida del multiplicador **418** es proporcionada a una entrada sumadora del restador **422**. La salida del multiplicador **444** se proporciona a una entrada restadora del restador **422**. La salida del restador **422** se proporciona a una primera entrada del multiplicador **426**. A la segunda entrada del multiplicador **426** se proporciona la secuencia de Walsh repetitiva (+1, -1). El producto proveniente del multiplicador **426** se proporciona al elemento sumador **428,** que suma los bits de entrada sobre el período de la secuencia de Walsh para proporcionar los datos de canal suplementario. La salida del restador **422** se proporciona a una primera entrada del multiplicador **430**. A la segunda entrada del multiplicador **430** se proporciona la secuencia de Walsh repetitiva (+1, +1, -1, -1). El producto del multiplicador **430** se proporciona al elemento sumador **432,** que suma los bits de entrada sobre el período de la secuencia de Walsh para proporcionar los datos de canal fundamental.

De esta forma, se ha descrito un sistema de comunicación inalámbrica de CDMA de alta velocidad y múltiples canales. La descripción se proporciona para hacer posible que cualquier persona experta en la técnica haga o use la presente invención. Las distintas modificaciones a estas realizaciones serán inmediatamente evidentes para aquellos que sean expertos en la técnica, y los principios genéricos definidos en la presente memoria se pueden aplicar a otras realizaciones sin el uso de la facultad de invención. De esta forma, la presente invención no está concebida para estar limitada a las realizaciones mostradas en la presente memoria, sino que ha de concederle el más amplio alcance congruente con las reivindicaciones.

REIVINDICACIONES

1. Una estación móvil (100) para generar datos modulados, para su transmisión a una estación base (120), que comprende:

un medio para multiplexar (300) datos de control y datos piloto, para formar un primer canal, a fin de proporcionarlos a un medio para la multiplicación compleja (310, 312, 318, 328), en el que dicho medio para multiplexar (300) dichos datos de control y dichos datos piloto comprende un medio para proporcionar dichos datos de control en posiciones predeterminadas en dichos datos piloto; y

un medio para ajustar una ganancia (304) de un segundo canal y proporcionar el segundo canal, ajustado en ganancia, a dicho medio para la multiplicación compleja;

en la cual dicho medio para la multiplicación compleja (310, 312, 318, 328) realiza la multiplicación compleja de al menos dicho primer canal y dicho segundo canal con un código complejo.

2. La estación móvil (100) de la reivindicación 1, en la cual el segundo canal incluye al menos uno entre datos de usuario y datos de señalización.

3. La estación móvil (100) de la reivindicación 1, que comprende adicionalmente un medio para sumar (316) dicho segundo canal y un tercer canal.

4. La estación móvil (100) de la reivindicación 1, en la cual el código complejo comprende un componente en fase y un componente en fase de cuadratura de un código largo, en la que dicha multiplicación compleja incluye ensanchar los canales primero y segundo de acuerdo al código largo.

5. La estación móvil según la reivindicación 1, que comprende adicionalmente un medio para generar (324, 326) dicho código complejo, multiplicando una secuencia corta de PN por un código largo.

6. Un procedimiento para generar datos modulados para su transmisión a una estación base (120), que comprende:

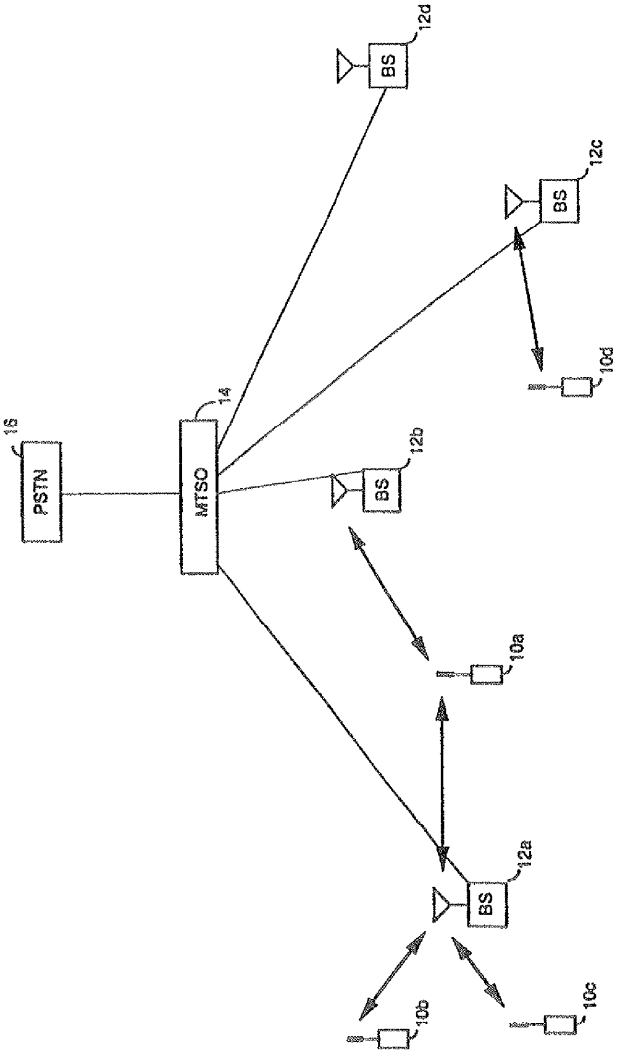
multiplexar (300) datos de control y datos piloto para formar un primer canal; y ajustar una ganancia (304) de un segundo canal, en el que dicho multiplexado (300) de dichos datos de control y dichos datos piloto comprende proporcionar dichos datos de control en posiciones predeterminadas en dichos datos piloto;

realizar la multiplicación compleja de al menos dicho primer canal y dicho segundo canal con un código complejo.

7. El procedimiento de la reivindicación 6, en el cual el segundo canal incluye al menos uno entre datos de usuario y datos de señalización.

8. El procedimiento de la reivindicación 6, que comprende adicionalmente sumar dicho segundo canal y un tercer canal.

9. El procedimiento según la reivindicación 6, que comprende adicionalmente generar dicho código complejo multiplicando una secuencia corta de PN por un código largo.



(TÉCNICA ANTERIOR)

FIG. 1

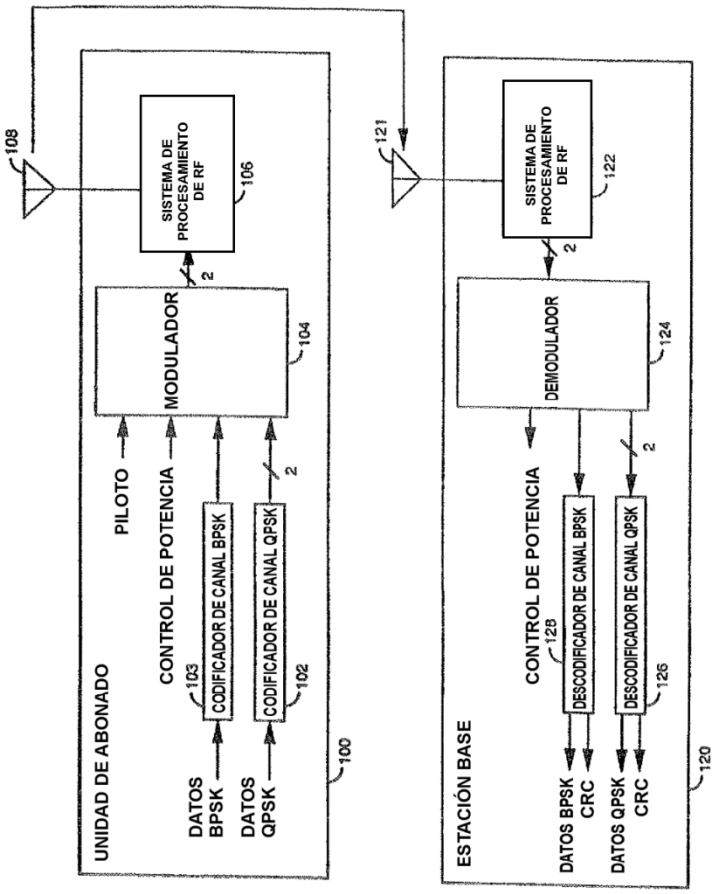

UNIDAD DE ABONADO
PILOTO
CONTROL DE POTENCIA
DATOS BPSK
DATOS QPSK
CODIFICADOR DE CANAL BPSK
CODIFICADOR DE CANAL QPSK
MODULADOR
SISTEMA DE PROCESAMIENTO DE RF
2
2
100
102
103
104
106
108
121
ESTACIÓN BASE
SISTEMA DE PROCESAMIENTO DE RF
DEMODULADOR
CONTROL DE POTENCIA
DESCODIFICADOR DE CANAL BPSK
DESCODIFICADOR DE CANAL QPSK
DATOS BPSK
CRC
DATOS QPSK
CRC
2
2
120
122
124
126
128

FIG. 2

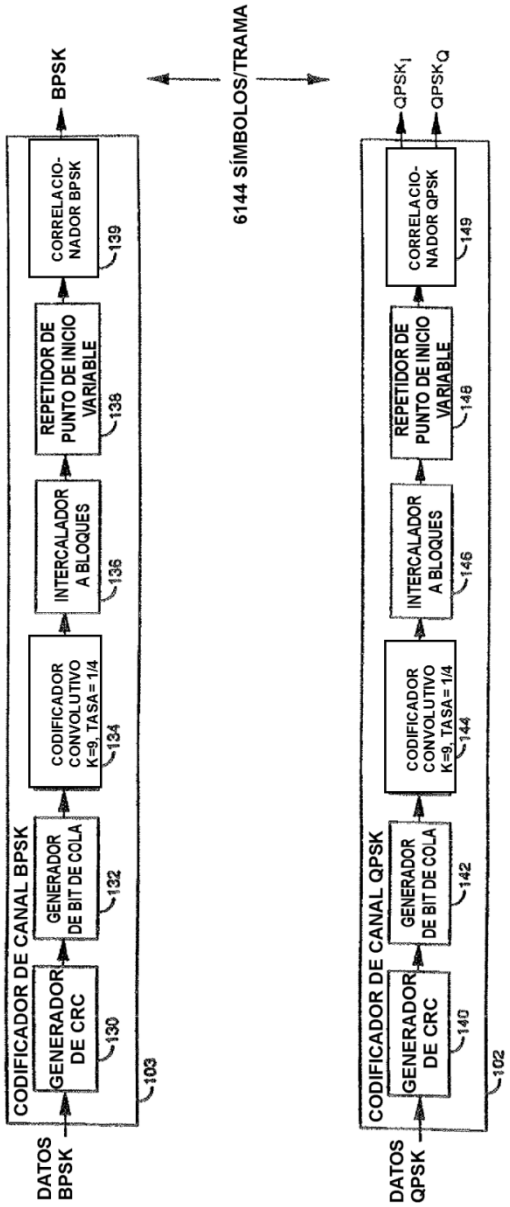

DATOS BPSK
CODIFICADOR DE CANAL BPSK
GENERADOR DE CRC
130
GENERADOR DE BIT DE COLA
132
CODIFICADOR CONVOLUTIVO K=9, TASA=1/4
134
INTERCALADOR A BLOQUES
136
REPETIDOR DE PUNTO DE INICIO VARIABLE
138
CORRELACIO-NADOR BPSK
139
103
BPSK
6144 SÍMBOLOS/TRAMA
DATOS QPSK
CODIFICADOR DE CANAL QPSK
GENERADOR DE CRC
140
GENERADOR DE BIT DE COLA
142
CODIFICADOR CONVOLUTIVO K=9, TASA=1/4
144
INTERCALADOR A BLOQUES
146
REPETIDOR DE PUNTO DE INICIO VARIABLE
148
CORRELACIO-NADOR QPSK
149
102
QPSK$_I$
QPSK$_Q$

FIG. 3

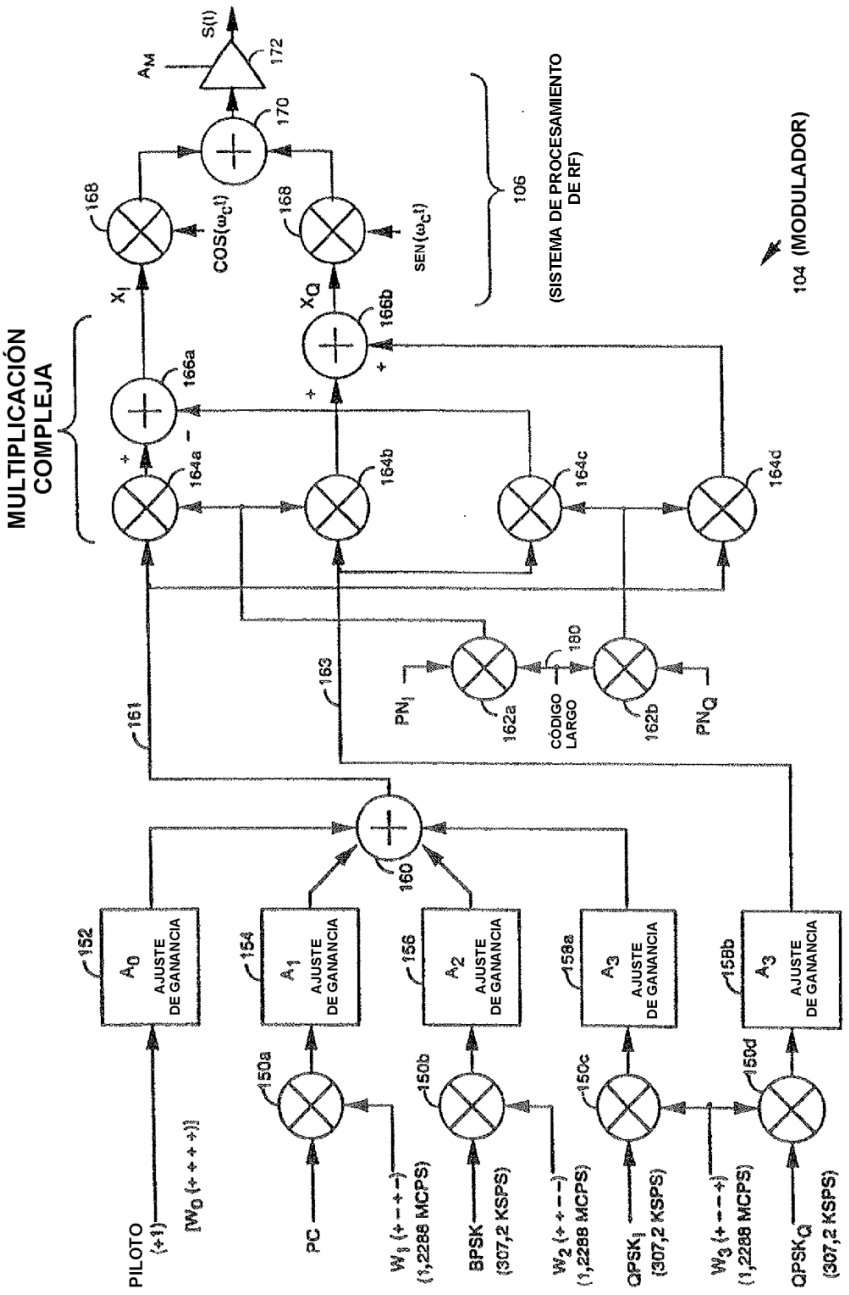

MULTIPLICACIÓN COMPLEJA
PILOTO (+1)
[W0 (+ + + +)]
152
A0 AJUSTE DE GANANCIA
154
A1 AJUSTE DE GANANCIA
156
A2 AJUSTE DE GANANCIA
158a
A3 AJUSTE DE GANANCIA
158b
A3 AJUSTE DE GANANCIA
150a
150b
150c
150d
PC
W1 (+ − + −) (1,2288 MCPS)
BPSK (307,2 KSPS)
W2 (+ + − −) (1,2288 MCPS)
QPSKI (307,2 KSPS)
W3 (+ − − +) (1,2288 MCPS)
QPSKQ (307,2 KSPS)
160
161
163
PNI
162a
CÓDIGO LARGO
180
162b
PNQ
164a
164b
164c
164d
166a
166b
XI
XQ
168
COS(ωct)
SEN(ωct)
170
AM
172
S(t)
106 (SISTEMA DE PROCESAMIENTO DE RF)
104 (MODULADOR)

FIG. 4

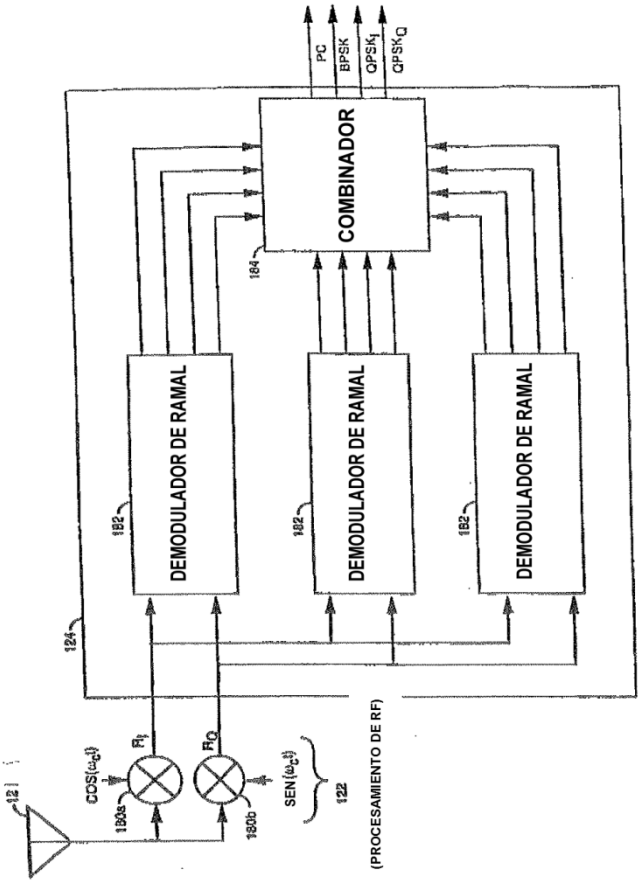

121
COS($\omega_c t$)
180a
R_I
R_Q
180b
SEN($\omega_c t$)
122
(PROCESAMIENTO DE RF)
124
182
DEMODULADOR DE RAMAL
182
DEMODULADOR DE RAMAL
182
DEMODULADOR DE RAMAL
184
COMBINADOR
PC
BPSK
$QPSK_I$
$QPSK_Q$

FIG. 5

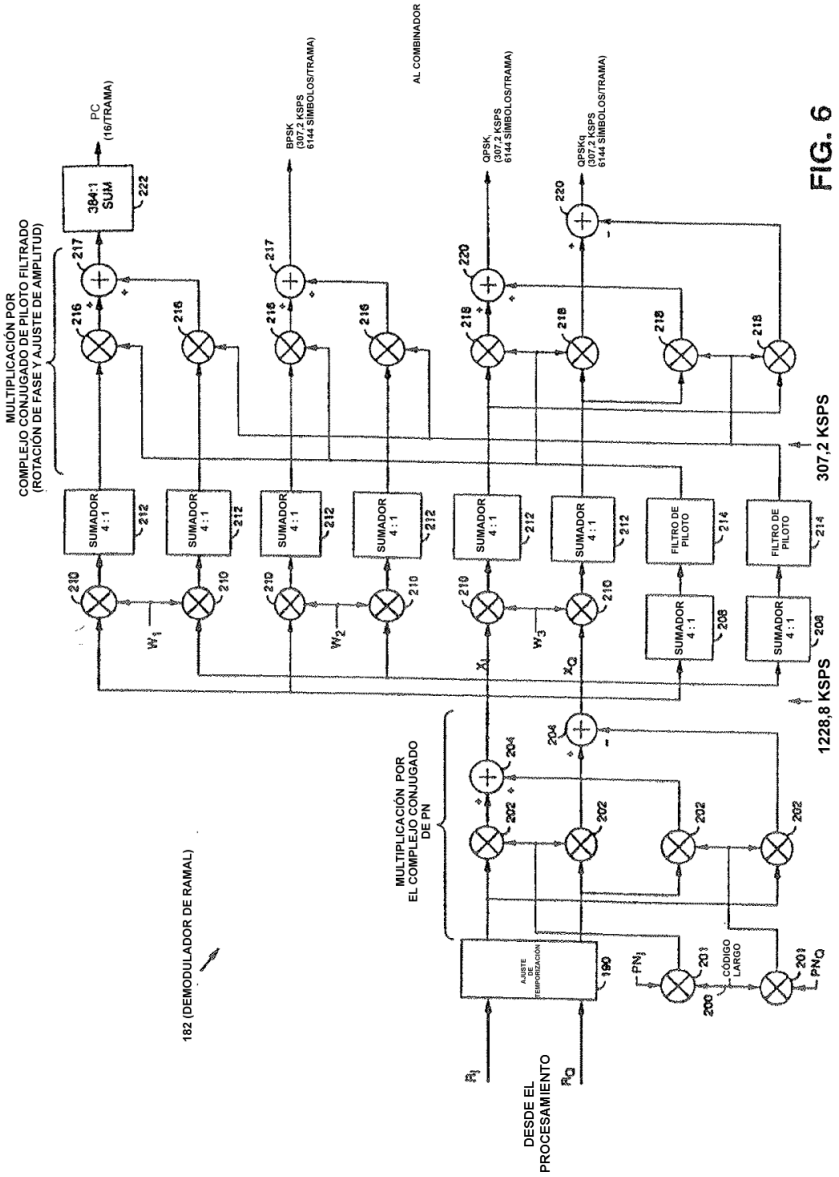

MULTIPLICACIÓN POR
COMPLEJO CONJUGADO DE PILOTO FILTRADO
(ROTACIÓN DE FASE Y AJUSTE DE AMPLITUD)
PC
(16/TRAMA)
384:1
SUM
222
217
216
SUMADOR
4:1
212
210
W_1
W_2
W_3
BPSK
(307,2 KSPS
6144 SÍMBOLOS/TRAMA)
AL COMBINADOR
QPSK
(307,2 KSPS
6144 SÍMBOLOS/TRAMA)
QPSKQ
(307,2 KSPS
6144 SÍMBOLOS/TRAMA)
220
FILTRO DE
PILOTO
214
208
307,2 KSPS
1228,8 KSPS
X_I
X_Q
204
202
MULTIPLICACIÓN POR
EL COMPLEJO CONJUGADO
DE PN
AJUSTE
DE
TEMPORIZACIÓN
190
PN_I
PN_Q
201
200
CÓDIGO
LARGO
182 (DEMODULADOR DE RAMAL)
R_I
R_Q
DESDE EL
PROCESAMIENTO

FIG. 6

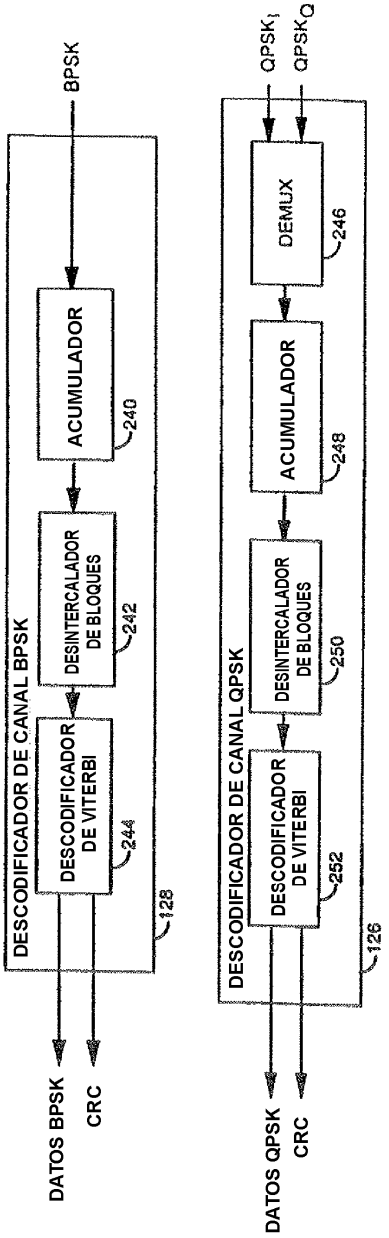
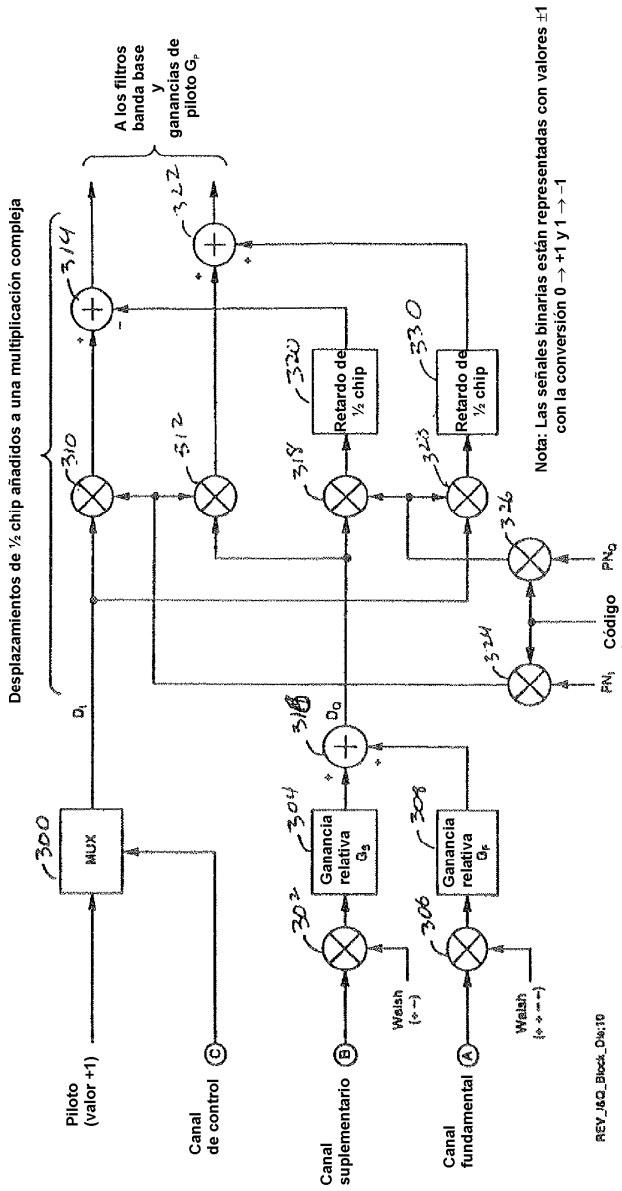

DESCODIFICADOR DE CANAL BPSK
BPSK
ACUMULADOR
240
DESINTERCALADOR DE BLOQUES
242
DESCODIFICADOR DE VITERBI
244
128
DATOS BPSK
CRC
DESCODIFICADOR DE CANAL QPSK
QPSK$_I$
QPSK$_Q$
DEMUX
246
ACUMULADOR
248
DESINTERCALADOR DE BLOQUES
250
DESCODIFICADOR DE VITERBI
252
126
DATOS QPSK
CRC

FIG. 7



Enlace inverso 3G

FIG. 8

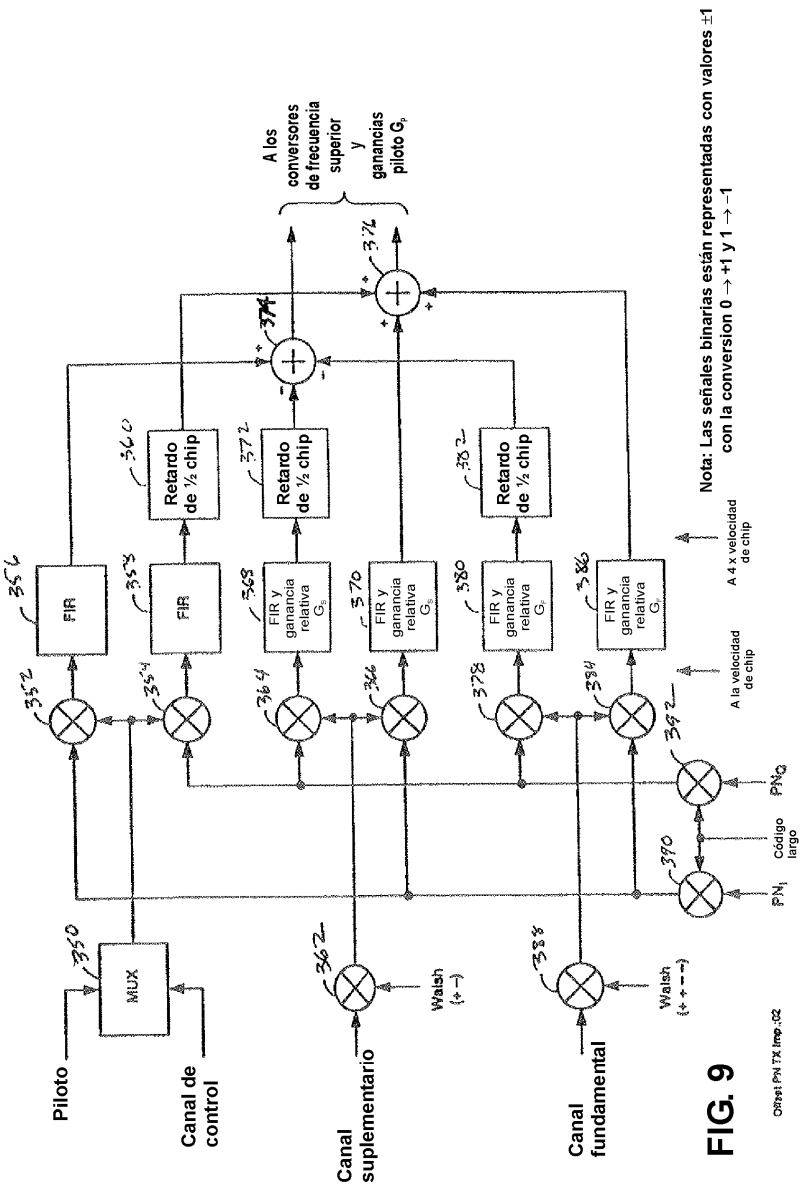


FIG. 9

Offset PN TX Imp.:02

Aproximación de Implementación de Transmisión Móvil 3G

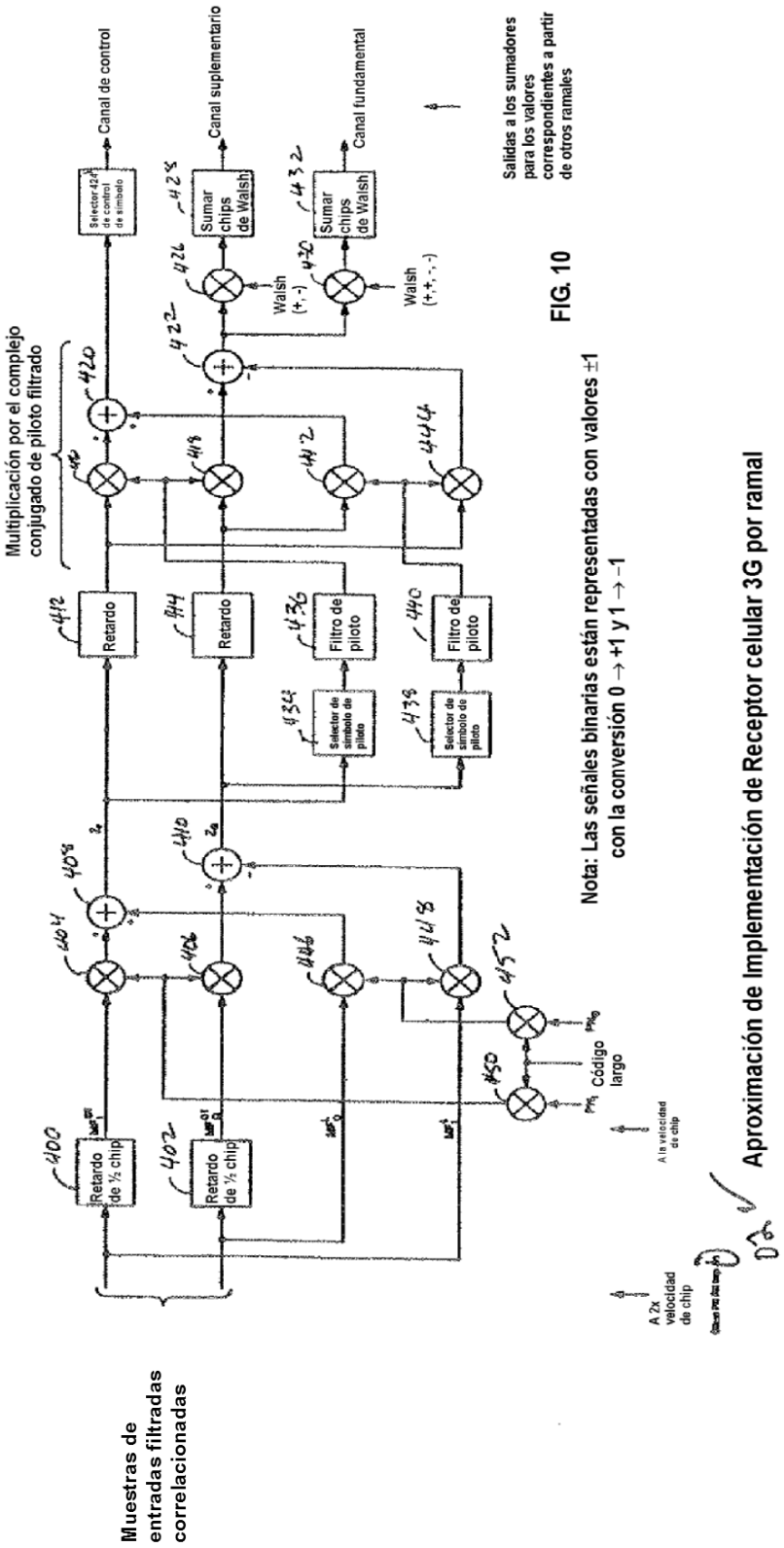


FIG. 10

Nota: Las señales binarias están representadas con valores ±1 con la conversión 0 → +1 y 1 → −1

Aproximación de Implementación de Receptor celular 3G por ramal