



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 345 279**

51 Int. Cl.:  
**H04J 11/00** (2006.01)  
**H04B 1/707** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **07006092 .6**  
96 Fecha de presentación : **30.06.1998**  
97 Número de publicación de la solicitud: **1802016**  
97 Fecha de publicación de la solicitud: **27.06.2007**

54 Título: **Unidad de abonado y procedimiento para su uso en un sistema de comunicación inalámbrica.**

30 Prioridad: **01.07.1997 US 886604**

73 Titular/es: **Qualcomm Incorporated**  
**5775 Morehouse Drive**  
**San Diego, California 92121, US**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**20.09.2010**

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

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**20.09.2010**

74 Agente: **Carpintero López, Mario**

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 para su uso en un sistema de comunicación inalámbrica.

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 uso 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 gran 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 magnitud limitada de capacidad de comunicación que es el resultado de la magnitud limitada de ancho de banda de RF disponible. Esta capacidad de comunicación limitada contrasta con los sistemas de comunicación basados en cable, 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 eficiencia con la que los sistemas de comunicación inalámbrica utilizan el ancho de banda de RF disponible. Un ejemplo ampliamente aceptado de dicha técnica, eficiente en ancho de banda, de procesamiento de la señal es la norma IS-95 de la interfaz aérea, y sus derivadas, tales como la norma IS-95-A y la ANSI J-STD-008 (a la que, de aquí en más, se hace referencia de manera colectiva como la norma IS-95) 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 señal de acceso múltiple por división de código (CDMA) para llevar a cabo varias comunicaciones de manera simultánea sobre el mismo ancho de banda de RF. Cuando se combina con un control de potencia de amplio alcance, el dirigir múltiples comunicaciones sobre el mismo ancho de banda aumenta el número total de llamadas y otras comunicaciones que se pueden llevar a cabo en un sistema de comunicación inalámbrica mediante, entre otras cosas, el aumento de la reutilización de frecuencia en comparación con otras tecnologías de telecomunicaciones inalámbricas. La utilización de técnicas CDMA en un sistema de comunicación de acceso múltiple se revela en la Patente de los Estados Unidos 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 de los Estados Unidos 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 SEÑALES EN UN SISTEMA DE TELEFONÍA CELULAR DE CDMA"], ambas patentes 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 de abonado (10a a 10d) 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.

Según 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 de 14,4 kbits/seg, 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 de recepción. 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 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, cada uno de ellos comprendido por sesenta y cuatro chips, a 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/seg, según lo especificado por la norma IS-95, es muy 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, proporcionar los datos de piloto necesarios en la transmisión desde cada unidad (10) de abonado aumentaría de manera considerable el grado en 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/seg, la relación de la potencia de transmisión de cualquier dato de piloto respecto de los datos de usuario sería significativa, y por lo tanto aumentaría también la interferencia entre unidades de abonado. El uso de una señal de un solo canal de enlace inverso se eligió porque la prestación solamente de un tipo de comunicación a la vez es consecuente con el uso de teléfonos de línea de cable, el paradigma sobre el que se basan las actuales comunicaciones celulares inalámbricas. Además, la complejidad del procesamiento de un solo canal es menor que la asociada con el procesamiento de múltiples canales.

A medida que avanzan las comunicaciones digitales, se anticipa que aumentará de manera sustancial la demanda de una transmisión inalámbrica de datos para aplicaciones tales como la búsqueda interactiva de ficheros y la teleconferencia de vídeo. Este incremento transformará la manera en la que se usan los sistemas de comunicación inalámbrica, y las condiciones bajo las que se gestionan las interfaces de RF asociadas. En particular, los datos se transmitirán a velocidades máximas más altas y con una variedad mayor de velocidades posibles. Además, puede que comience a ser 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 mayor número 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. Además, a medida que la velocidad de transmisión desde una unidad de abonado aumenta, 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 estar idealmente adaptado para todos estos cambios. Por lo tanto, la presente invención se refiere a suministrar una interfaz CDMA con mayor velocidad de datos, y eficiente en términos de ancho de banda, sobre la que se puedan realizar múltiples tipos de comunicaciones.

Se reclama atención adicional al documento WO 95/03652, que describe un procedimiento y sistema para adjudicar un conjunto de secuencias ortogonales de código de PN (seudo ruido) de longitud variable entre canales de usuario, que funcionan a distintas velocidades de datos, en un sistema de comunicación de espectro extendido. Se construyen secuencias de código de PN que proporcionan ortogonalidad entre los usuarios, de forma tal que se reduzca la interferencia mutua, permitiendo por ello una mayor capacidad y mejores prestaciones del enlace. Las señales se comunican entre una sede celular y las unidades móviles utilizando señales de comunicación de espectro extendido de secuencia directa. Las señales de información comunicadas por los canales de enlace entre célula y móvil son codificadas, intercaladas y moduladas con cobertura ortogonal de cada símbolo de información. Los códigos funcionales ortogonales de Walsh, de longitud variable, se emplean para modular las señales de información. Las asignaciones de códigos se hacen sobre la base de las velocidades de datos de canal, de forma tal que dé como resultado una utilización mejorada del espectro de frecuencia disponible. Puede emplearse un esquema de modulación esencialmente similar en el enlace entre móvil y célula.

## Resumen de la invención

De acuerdo a la presente invención, se proporcionan una estación base como la que se declara en la reivindicación 1, y un procedimiento para generar datos modulados, como el que se declara en la reivindicación 15. Las realizaciones de la invención se reivindican en las reivindicaciones dependientes.

En un aspecto, se 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 por una señal portadora, a fin de 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, se proporciona una estación base u otro receptor para su uso en un sistema de comunicación inalámbrica, comprendiendo la estación base lo siguiente: un receptor para recibir una señal portadora y para retirar 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 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, se proporciona un procedimiento de transmisión en un sistema de comunicación inalámbrica, comprendiendo el procedimiento lo siguiente: la adquisición de datos de información plurales; la codificación de los datos de información; la adquisición de datos de control plurales; la modulación de los datos de información codificados con respectivos códigos de modulación diferentes, para su transmisión por una señal portadora; la combinación de los datos de control provenientes de las fuentes plurales; y la salida de los datos de información codificados y de los datos de control combinados para su transmisión.

En otro aspecto, se 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, comprendiendo: 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 con un formato de modulación de canal único.

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 a través de 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, son ajustados en ganancia y se suman 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 pseudoaleatorio (código PN) y se suben de frecuencia para su transmisión. El uso de los códigos ortogonales cortos proporciona la supresión de interferencias a la vez que permite una codificación extensiva con corrección de errores y repetición para diversidad temporal, a fin de superar el desvanecimiento de Raleigh que comúnmente se sufre en los sistemas inalámbricos terrestres. En la realización ejemplar de la invención proporcionada, el conjunto de códigos de subcanal está comprendido por cuatro códigos Walsh, cada uno de ellos ortogonal al conjunto restante y de cuatro chips de duración.

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 relación más pequeña de la potencia de transmisión pico respecto a la potencia media. El uso de diferentes números de canales de tráfico es consecuente con la invención.

En una primera disposición, los datos de piloto son transmitidos a través de un primer canal de transmisión, y los datos de control de potencia y otros datos de control de trama a trama se transmiten a través de un segundo canal de transmisión. La información sobre el canal piloto y del canal de abonado de control, que incluye los datos de control de la potencia y los datos de control trama a trama, se multiplexan juntos sobre un canal de tráfico para reducir la relación de potencia pico respecto a 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 solamente están activos habitualmente cuando los datos del tipo de ese canal de tráfico estén activos. Si los datos de control fuesen multiplexados con un canal de abonado distinto al canal de abonado piloto, la onda resultante del canal de tráfico 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 admitir ganancias diferentes y enfoques de retransmisión de tramas para diferentes tipos de tráfico. Los restantes dos canales de transmisión se usan para transmitir datos digitales no especificados, incluyendo los datos de usuario o los datos de señalización, o ambos tipos de datos. Uno de los dos canales de transmisión no especificados está configurado para la modulación BPSK y el otro para la modulación QPSK. Esto se hace para ilustrar la versatilidad del sistema. Ambos canales podrían estar modulados por BPSK o por QPSK en disposiciones alternativas.

Antes de la modulación, los datos no especificados se codifican, donde esa codificación incluye la generación de la comprobación de redundancia cíclica (CRC), la codificación convolutiva, la intercalación, la repetición de secuencia selectiva y la correspondencia 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 sobre ambos canales de transmisión no especificados. Además, mediante la actualización con frecuencia del ajuste de la ganancia realizado en cada uno de los canales 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 serán más evidentes a partir de la descripción detallada, declarada a continuación, de una realización de la invención cuando se considera junto con los dibujos, en los que los caracteres de referencia similares identifican de manera correspondiente en todos los dibujos y en los que:

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 de una estación base;

La Fig. 3 es un diagrama en bloques de un codificador de canal BPSK y de un codificador de canal QPSK;

La Fig. 4 es un diagrama en bloques de un sistema de procesamiento de la señal de transmisión;

La Fig. 5 es un diagrama en bloques de un sistema de procesamiento de recepción;

La Fig. 6 es un diagrama en bloques de un sistema de procesamiento de ramal;

La Fig. 7 es un diagrama en bloques de un descodificador de canal BPSK y de un descodificador de canal QPSK; y

La Fig. 8 es un diagrama en 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 en 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 la 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 satélite, los sistemas de comunicación inalámbrica punto a punto y los sistemas que transmiten señales de radiofrecuencia a través del uso de un cable coaxial o de otros cables de banda ancha.

La Fig. 2 es un diagrama en bloques de sistemas de recepción y de transmisión configurados como una unidad (100) de abonado y una estación base (120). El codificador (103) de canal BPSK recibe un primer conjunto de datos (datos BPSK), y genera un flujo de símbolos de código configurado para realizar una modulación BPSK que se recibe por medio del 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 recibido 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 sube de frecuencia el conjunto de símbolos de modulación, a una frecuencia portadora para su 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 un filtrado de paso de banda, una conversión en frecuencia inferior hasta 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 BPSK y los datos de decisión de software QPSK. El descodificador (128) de canal BPSK descodifica los datos de decisión de software BPSK recibidos desde el demodulador (124) para producir la mejor estimación de los datos BPSK, y el descodificador (126) de canal QPSK descodifica los datos de decisión de software QPSK recibidos por el demodulador (124) para producir la mejor estimación de los datos QPSK. La mejor estimación del primer y del segundo conjunto de datos se encuentra después disponible para un procesamiento adicional o para remitirla 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 en bloques de un codificador (103) de canal BPSK y de un codificador (102) de canal QPSK. Dentro del codificador (103) de canal BPSK, los datos BPSK son recibidos por el generador (130) de la suma de comprobación CRC, que genera una suma de comprobación para cada trama de 20 ms del primer conjunto de datos. La trama de datos, junto con la suma de comprobación CRC, son recibidas por el generador 132 de bits de cola, que añade los bits de cola comprendidos 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 comprobación CRC es recibida entonces por un codificador convolutivo (134), que realiza la codificación convolutiva con longitud restringida ( $K$ ) 9, y velocidad de codificación ( $R$ )  $1/4$ , generando de esta forma los símbolos de código a una velocidad de cuatro veces la velocidad de entrada en el codificador ( $E_R$ ). En una alternativa, se pueden realizar 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 y prestaciones. El intercalador (136) de bloques realiza la intercalación de bits en los símbolos de código a fin de proporcionar diversidad en el tiempo, para una transmisión más fiable en entornos con 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 suficiente de veces  $N_R$  para proporcionar un flujo de símbolos de velocidad constante, que corresponda a la emisión de tramas que tienen un número constante de símbolos. Mediante la repetición de la secuencia de símbolos también se 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 traductor BPSK (139) que genera un flujo de símbolos de código BPSK (BPSK), de valores +1 y -1, para realizar la modulación BPSK. En una alternativa, 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 QPSK son recibidos por el generador (140) de la suma de comprobación CRC, que genera una suma de comprobación para cada trama de 20 ms. La trama que incluye la suma de comprobación CRC es recibida por el generador (142) de los bits de cola de 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 comprobación CRC, es recibida por el codificador convolutivo (144), que realiza la codificación convolutiva con  $K = 9$ ,  $R = 1/4$ , generando por lo tanto símbolos a una velocidad cuatro veces la velocidad de entrada al codificador ( $E_R$ ). El intercalador (146) de bloques realiza la intercalación de bits en los símbolos y los símbolos intercalados resultantes son recibidos por un repetidor (148) de punto de inicio variable. El repetidor (148) de punto de inicio variable repite la secuencia de símbolos intercalados un número suficiente de veces  $N_R$  usando un punto de inicio diferente dentro de la secuencia de símbolos por 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 traductor QPSK 149 que genera un flujo de símbolos de código QPSK configurado para realizar la modulación QPSK comprendida 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 en fase de cuadratura, de valores +1 y -1 ( $QPSK_Q$ ). En una alternativa, 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 en bloques del modulador (104) de la Fig. 2. Cada uno de los símbolos BPSK provenientes del codificador (103) de canal BPSK es modulado por medio de un código Walsh  $W_2$ , usando un multiplicador (150b), y cada uno de los símbolos  $QPSK_I$  y  $QPSK_Q$  provenientes del codificador (102) de canal QPSK es modulado con un código Walsh  $W_3$ , usando los multiplicadores (150c y 154d). Los datos de control de potencia (PC) se modulan por medio de un código Walsh  $W_1$  usando el multiplicador (150a). El ajuste (152) de la ganancia recibe los datos piloto (PILOTO), que están comprendidos por el nivel lógico asociado a la tensión positiva, y ajusta la amplitud de acuerdo a un factor  $A_0$  de ajuste de ganancia. La señal PILOTO no proporciona datos 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 los valores de salida de decisión de software para combinar. El ajuste (154) de la ganancia ajusta la amplitud de los datos de control de la potencia modulada por el código Walsh  $W_1$ , de acuerdo al factor  $A_1$  de ajuste de la ganancia, y el ajuste (156) de la ganancia ajusta la amplitud de los datos de canal BPSK modulados por el código Walsh  $W_2$ , de acuerdo a la variable de amplificación  $A_2$ . Los ajustes (158a y b) de ganancia ajustan la amplitud de los símbolos QPSK modulados por el código Walsh  $W_3$ , en fase y en fase de cuadratura, respectivamente, de acuerdo al factor  $A_3$  de ajuste de la ganancia. Los cuatro códigos Walsh usados se muestran en la tabla I.

TABLA I

Código Walsh	Símbolos de modulación
$W_0$	+ + + +
$W_1$	+ - + -
$W_2$	+ + - -
$W_3$	+ - - +

Será evidente para los versados en la técnica que el código  $W_0$  es efectivamente sin modulación ninguna, lo que es consecuente con el procesamiento de los datos piloto mostrados. Los datos de control de potencia están modulados con el código  $W_1$ , los datos BPSK con el código  $W_2$  y los datos QPSK con el código  $W_3$ . Una vez modulados con el código Walsh apropiado, los datos piloto, los datos de control de potencia y los datos BPSK se transmiten de acuerdo a las técnicas BPSK, y los datos QPSK ( $QPSK_I$  y  $QPSK_Q$ ) de acuerdo a las técnicas QPSK, como se describe a continuación. Se debería entender también que no es necesario usar cada canal ortogonal, y que se emplea en una alternativa el uso de solamente tres de los cuatro códigos 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 Walsh más largos. Esta codificación y repetición más extensiva proporciona protección frente a desvanecimientos de Raleigh, que son una fuente principal de errores en sistemas de comunicación terrestres. El uso de otros números de códigos y de longitudes de código es consecuente con la presente invención; sin embargo, el uso de un conjunto mayor de códigos Walsh más largos reduce esta protección mejorada frente a los desvanecimientos. 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 una longitud de código corta.

El sumador (160) suma los símbolos de modulación resultantes ajustados en amplitud, provenientes de los ajustes (152, 154, 156 y 158a) de ganancia para generar los símbolos (161) de modulación sumados. Los códigos  $PN_I$  y  $PN_Q$  de expansión PN son expandidos mediante la multiplicación con el código largo (180), usando multiplicadores (162a y 162b). El código pseudoaleatorio resultante proporcionado por los multiplicadores (162a y 162b) se usa para modular los símbolos (161) de modulación sumados y los símbolos QPSK<sub>Q</sub> (163) de fase en cuadratura ajustados en ganancia, 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 se convierten a la frecuencia portadora dentro del sistema (106) de procesamiento de RF, mostrado en un formato sumamente simplificado, usando los multiplicadores (168) y una senoide en fase y en cuadratura de fase. También se podría usar una conversión a una frecuencia superior QPSK de desplazamiento en una alternativa. Las señales resultantes, con conversión a frecuencia superior en fase y en cuadratura de fase, se suman usando el sumador (170) y se amplifican por medio de un 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). 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 CDMA existentes.

Proporcionando múltiples canales ortogonales por los que los datos se puedan transmitir, así como mediante el uso de repetidores de velocidad variable que reduzcan la magnitud  $N_R$  de repetición 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 gran variedad de velocidades de datos. En particular, mediante la disminución de la velocidad de repetición  $N_R$  realizada por los repetidores (138 ó 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 alternativa, se realiza la codificación de convolución a velocidad 1/2 con la velocidad de repetición  $N_R$  aumentada en dos. En las tablas II y III se muestran, respectivamente, un conjunto de velocidades ejemplares de codificador  $E_R$  con soporte por parte de diversas velocidades de repetición  $N_R$  y velocidades de codificación R, iguales a 1/4 y 1/2 para el canal BPSK y el canal QPSK.

TABLA II

Canal BPSK

Etiqueta	$E_R$ , BPSK (bps)	Salida del codificador $R = 1/4$ (bits/trama)	$N_{R,R} = 1/4$ (Velocidad de repetición, $R$ $= 1/4$ )	Salida del codificador $R = 1/2$ (bits/trama)	$N_{R,R} = 1/2$ (Velocidad 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

# ES 2 345 279 T3

TABLA III

Canal QPSK

Etiqueta	$E_R, \text{QPSK}$ (bps)	Salida del codificador $R = 1/4$ (bits/trama)	$N_{R,R = 1/4}$ (Velocidad de repetición, $R = 1/4$ )	Salida del codificador $R = 1/2$ (bits/trama)	$N_{R,R = 1/2}$ (Velocidad 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	$2 \frac{2}{11}$	2.816	$4 \frac{4}{11}$
	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	$10 \frac{2}{3}$	576	$21 \frac{1}{3}$
Velocidad completa - RS1	9.600	768	16	384	32
NULA	850	68	$180 \frac{12}{17}$	34	$361 \frac{7}{17}$

Las tablas II y III muestran que, por medio del ajuste del número de repeticiones de secuencia  $N_R$ , se puede brindar soporte a una amplia variedad de velocidades de datos, incluyendo altas velocidades de datos, ya que la velocidad  $E_R$  de entrada al codificador 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 suplementaria. Como se muestra también en las tablas II y III, la modulación QPSK se puede usar también para aumentar la velocidad de transmisión de datos. A las velocidades que se esperan 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 el multiplexado en la señalización y otros datos de control con velocidades de 3,6, 5,2 y 5,2 kbps, respectivamente. Las velocidades Velocidad completa RS1 y Velocidad completa RS-2 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 sustancial 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 canales ortogonales múltiples, realizada además de, o en lugar de, aumentar la velocidad de transmisión mediante la reducción de la velocidad de repetición  $N_R$ . Por ejemplo, un multiplexor (que no se muestra) podría dividir una única fuente de datos en múltiples fuentes de datos para ser transmitidos por múltiples subcanales de datos. De esta forma, se puede aumentar la velocidad total de transmisión mediante la transmisión por un canal particular a velocidades más altas, o la transmisión múltiple realizada de manera simultánea por múltiples canales, o ambas, hasta que la capacidad de procesamiento de señal del sistema de recepción se vea sobrepasada y la tasa de error comience a ser inaceptable, o 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 BPSK puede estar designado para la información de voz y el canal QPSK puede estar designado para la transmisión de datos digitales. Esta disposición podría ser más generalizada mediante la designación de un canal para la transmisión de datos sensibles al tiempo, tales como la voz a una velocidad menor de datos, y designando el otro canal para la transmisión de datos menos sensibles al tiempo, tales como ficheros digitales. En esta realización, la intercalación se podría realizar en bloques mayores para los datos menos sensibles al tiempo, a fin de aumentar de manera adicional la diversidad en el tiempo. En otra disposición, el canal BPSK realiza la transmisión primaria de datos, y el canal QPSK realiza la transmisión de desbordamiento. El uso de códigos 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 coherente 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 de manera apropiada, 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 relación de la potencia de canal piloto respecto a la potencia total de la señal de enlace inverso es sustancialmente más baja que la asociada a sistemas celulares de transmisión de datos de voz digitales a una velocidad de datos más baja. De esta forma, dentro de un sistema CDMA de alta velocidad de datos, la ganancia  $E_b/N_0$  conseguida por medio del uso de un enlace inverso coherente pesa más que la potencia adicional necesaria para transmitir los datos piloto desde cada unidad de abonado.

El uso de los ajustes (152-158) de ganancia, así como el amplificador maestro (172), aumentan de manera adicional el grado hasta el que la alta capacidad de transmisión del sistema anteriormente descrito se puede utilizar, permitiendo que el sistema de transmisión se adapte a diversas condiciones de canales 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, incluso la velocidad de movimiento de las unidades de abonado. De acuerdo con esto, el valor del factor  $A_0$  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 a errores se esté transmitiendo a través del 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 tasa de error baja. En una disposición, toda vez que el ajuste del control de la potencia no sea necesario, el factor  $A_1$  de ajuste de la ganancia se reduce a cero.

En otra disposición, se explota de manera adicional la capacidad de ajuste de 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 la ganancia de un canal, o de toda la señal del enlace inverso, a través del uso de comandos de control de potencia transmitidos a través de 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 están transmitiendo, a través de canales BPSK y QPSK, dos tipos de datos que tengan diferentes sensibilidades al error, tales como datos de voz digitalizada y los datos digitales. En este caso, la estación base 120 establecería diferentes tasas de error deseadas para los dos canales asociados. Si la tasa de error real de un canal sobrepasara la tasa de error deseada, la estación base daría instrucciones a la unidad de abonado para reducir el ajuste de la ganancia de ese canal hasta que la tasa de error real alcance la tasa de error deseada. Esto conduciría finalmente al aumento de un 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 respecto 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 a movimiento de la unidad 100 de abonado. En estos casos, la estación base 120, puede hacerlo así a través de la transmisión de un único comando 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 de 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 de 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 de potencia

## ES 2 345 279 T3

de transmisión finita 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.

5 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 gran variedad de velocidades, incluyendo la velocidad de 800 bits de control de potencia por segundo. Un bit de control de potencia ordena 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 la potencia dentro de  
10 un sistema CDMA, es especialmente útil en el contexto de comunicaciones a velocidades de datos más altas, 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, el proporcionar la rápida transmisión de control de potencia por el enlace inverso facilita  
15 de manera adicional las comunicaciones de alta velocidad dentro de sistemas de telecomunicaciones inalámbricas de CDMA.

En una alternativa, un conjunto de velocidades  $E_R$  de entrada del codificador, definidas por el  $N_R$  particular, se usan para transmitir un tipo particular de datos. Esto es, los datos se pueden transmitir a una velocidad máxima  $E_R$  de entrada del codificador o a un conjunto de velocidades de entrada  $E_R$  al codificador más bajas, con el  $N_R$  asociado ajustado en consecuencia. En la implementación preferida, las velocidades máximas corresponden a las velocidades máximas usadas en los sistemas de comunicación inalámbrica conformes a la 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  
25 comprendido 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  $N_R$  de repetición de símbolos en el valor de  $N_R$  para el conjunto de velocidad uno y el conjunto de velocidad dos en un canal BPSK, proporcionados en la tabla IV.

TABLA IV

*Conjuntos de velocidades RS1 y RS2 en el canal BPSK*

Etiqueta	$E_R$ , QPSK (bps)	Salida del codificador $R = 1/4$ (bits/trama)	$N_{R,R} = 1/4$ (Velocidad de repetición, $R = 1/4$ )	Salida del codificador $R = 1/2$ (bits/trama)	$N_{R,R} = 1/2$ (Velocidad 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	1.900	152	40 8/19	76	80 16/19

velocidad RS2					
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 velocidades de repetición para un canal QPSK son de dos veces las del canal BPSK.

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 en bloques del sistema (122) de procesamiento de RF y del demodulador (124) de la Fig. 2. Los multiplicadores (180a y 180b) convierten a una frecuencia más baja las señales recibidas desde la antena (121) con una senoide en fase y una senoide 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 a través de un fenómeno multitrayecto. Si bien se muestran tres demoduladores de ramal, el uso de números alternativos de procesadores de ramal es consecuente 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 que comprenden datos de control de potencia, datos BPSK y datos QPSK<sub>I</sub> y datos QPSK<sub>Q</sub>. 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 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 BPSK, datos de decisión de software QPSK<sub>I</sub> y datos de decisión de software QPSK<sub>Q</sub>.

La Fig. 6 es un diagrama en bloques de un demodulador (182) de ramal de la Fig. 5. Las muestras de recepción  $R_I$  y  $R_Q$  se ajustan primero en el tiempo usando el ajuste temporal (190) de acuerdo a la magnitud del retardo introducido por el trayecto de la transmisión de la instancia particular de señal de enlace inverso que se está procesando. El código largo (200) es mezclado con los códigos PN<sub>I</sub> y PN<sub>Q</sub> de expansión pseudoaleatorios, usando los multiplicadores (201), y los conjugados complejos de los códigos resultantes de expansión PN<sub>I</sub> y PN<sub>Q</sub> modulados con código largo son multiplicados como números complejos con 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 distintas de los términos  $X_I$  y  $X_Q$  son demoduladas entonces usando los códigos Walsh  $W_1$ ,  $W_2$  y  $W_3$ , respectivamente, y los resultantes datos Walsh demodulados se suman sobre cuatro chips de demodulación usando los sumadores (212) 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 filtran usando filtros piloto (214). El filtro piloto (214) realiza un 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 en fase de cuadratura, se usan para la rotación de fase y la escala de los datos demodulados de códigos de Walsh  $W_1$  y  $W_2$ , de acuerdo a los datos modulados 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 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 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 los sumadores (222) de 384 a 1, proporcionando datos de decisión de software de control de potencia. Los datos modulados de código Walsh  $W_2$  rotados en fase, los datos modulados de código Walsh  $W_3$  y los datos de decisión de software de control de potencia se dejan disponibles para su combinación. En una alternativa, la codificación y la decodificación se realizan también sobre los datos de control de potencia.

Además de proporcionar la 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 tiempo de muestra antes (temprano) y en un tiempo de muestra después (tardío), siendo procesada la muestra de recepción actual. Para determinar el tiempo que se aproxima de manera más cercana al tiempo de llegada real, la amplitud del canal piloto en el tiempo de muestra temprano y tardío se pueden comparar con la amplitud en el tiempo de muestra actual, para determinar cuál es el más grande de todos. Si la señal en uno de los tiempos de muestra adyacentes es mayor que la del tiempo de muestra actual, la temporización se puede ajustar de forma tal que se obtengan los mejores resultados de demodulación.

La Fig. 7 es un diagrama en bloques de un decodificador (128) de canal BPSK y de un decodificador (126) de canal QPSK (Fig. 2) configurados de acuerdo con la realización de ejemplo de la invención. Los datos de decisión de software BPSK provenientes del combinador (184) (Fig. 5) son recibidos por el acumulador (240), que almacena la primera secuencia de  $6144/N_R$  símbolos de demodulación en la trama recibida, donde  $N_R$  depende de la velocidad de transmisión de los datos de decisión de software BPSK, como se ha descrito con anterioridad, y suma cada conjunto posterior de  $6144/N_R$  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 decodificador Viterbi (244) decodifica los datos de decisión de software desintercalados para producir datos de decisión de hardware, así como los resultados de la suma de comprobación CRC. Dentro del decodificador QPSK (126), los datos de decisión de software QPSK<sub>I</sub> y QPSK<sub>Q</sub> 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  $6144/N_R$  símbolos de demodulación, donde  $N_R$  depende de la velocidad de transmisión de los datos QPSK. El desintercalador (250) de bloques desintercala los datos de decisión de software provenientes del sumador (248) de punto de inicio variable, y el decodificador Viterbi (252) decodifica los símbolos de modulación desintercalados para producir datos de decisión de hardware, así como los resultados de la suma de comprobación CRC. En la alternativa descrita anteriormente con respecto a la Fig. 3, en la que 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 bloques. En la disposición que incorpora el uso de conjuntos de velocidades y, por lo tanto, en la que la velocidad de la trama particular no es conocida, se emplean múltiples decodificadores, cada uno de ellos funcionando a diferentes velocidades de transmisión, y luego la trama asociada a la velocidad de transmisión con más probabilidad de haber sido usada se selecciona en base a los resultados de la suma de comprobación CRC. El uso de otros procedimientos de comprobación de errores es consecuente 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, según lo reivindicado. Se debería notar 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, alguien versado 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 de piloto porque, a diferencia de los canales fundamentales y suplementarios, el canal piloto está siempre presente, con independencia de si la estación remota tiene 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 que la estación base aumente o disminuya 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).

## ES 2 345 279 T3

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

La salida del multiplicador (310) se proporciona 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 retrasada 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 retrasa 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 a transmitir por el canal suplementario, que consisten en valores +1 y -1, se proporcionan a una primera entrada del multiplicador (302). A la segunda entrada del multiplicador (302) se proporciona 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 la amplitud a 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 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 la amplitud a un valor determinado con relación a la amplificación de 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. Eso es una reducción en la cantidad de circuitos de filtrado necesarios. 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). A la segunda entrada del multiplicador (352) se proporciona la multiplicación del código PN corto  $PN_i$  por el código largo en el multiplicador (390). El producto proveniente del multiplicador (352) es proporcionado a un filtro de respuesta de impulso finito (FIR) (356). En la realización ejemplar, el FIR (356) es un filtro FIR de 48 tomas, cuyo diseño es bien conocido en la técnica. A la segunda entrada del multiplicador (354) se proporciona la multiplicación del código PN corto  $PN_Q$  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 convertidores de frecuencia más alta y a elementos de ganancia de piloto (que no se muestran).

El producto proveniente del multiplicador (354) es proporcionado a un filtro de respuesta de impulso finito (FIR) (358). En la realización ejemplar, el FIR (358) es un filtro FIR de 48 tomas, cuyo diseño es bien conocido en la técnica. Se debería hacer notar 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 alimentación y el área de chips. La salida del FIR (358) es proporcionada al elemento (360) de retardo, que retrasa 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 convertidores a frecuencias más altas y a elementos de ganancia de 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 pseudo ruido proporcionada desde el multiplicador (392) y la segunda entrada al multiplicador (366) es la secuencia de pseudo ruido proporcionada desde el multiplicador (390).

La salida del multiplicador (364) es proporcionada 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 unidad del canal piloto/de control. La salida del FIR/elemento (368) de ganancia se proporciona al elemento (372) de retardo. El elemento (372) de retardo retrasa 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) procede 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 una ganancia unidad del canal piloto/de 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) procede de la manera en 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 pseudo ruido proporcionada desde el multiplicador (392) y la segunda entrada al multiplicador (384) es la secuencia de pseudo ruido proporcionada desde el multiplicador (390).

La salida desde el multiplicador (378) se entrega 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 unidad del canal piloto/de control. La salida del FIR/elemento (380) de ganancia es proporcionada al elemento (382) de retardo. El elemento (382) de retardo retrasa 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) procede de la manera en 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 unidad del canal piloto/de control. La salida del FIR/elemento (386) de ganancia es proporcionada a una tercera entrada de un elemento sumador (376). El procesamiento de la salida del restador 376 procede como se ha descrito anteriormente.

Con referencia a la Fig. 10, se ilustra un receptor para procesar los datos, en el cual 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 se convierten a una frecuencia más baja, se filtran y se muestrean. Las muestras de datos filtrados se proporcionan a elementos (400 y 402) de retardo. Los elementos (400 y 402) de retardo retrasan 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 pseudo ruido proporcionada por el multiplicador (450). El multiplicador (450) genera la secuencia de pseudo ruido mediante la multiplicación del código corto  $PN_1$  por el código largo, como se ha descrito anteriormente.

Las muestras filtradas son también proporcionadas directamente (sin retraso) 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 pseudo ruido proveniente del multiplicador (452). El multiplicador (452) genera la secuencia de pseudo ruido mediante la multiplicación del código PN corto ( $PN_C$ ) 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 piloto (436). El filtro piloto (436) 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 piloto (440). El filtro piloto (440) 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). Esto es decir que el elemento (412) de retardo proporciona un retardo que es igual al retardo de procesamiento del selector (434) de símbolos piloto y del filtro piloto (436), que es igual al retardo de procesamiento del selector (438) de símbolos piloto y del filtro piloto (440). 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 piloto (436). La segunda entrada al multiplicador (444) es proporcionada por el filtro piloto (440). La salida del elemento (414) de retardo es proporcionada a una primera entrada a los multiplicadores (418 y 442). La segunda entrada al multiplicador (418) es proporcionada por la salida del filtro piloto (436). La segunda entrada al multiplicador (442) es proporcionada por el filtro piloto (440).

La salida del multiplicador (416) es proporcionada a una primera entrada de un sumador (420) y la segunda entrada al sumador (420) está proporcionada por la salida del multiplicador (442). La suma proveniente del sumador (420)

## ES 2 345 279 T3

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.

5 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  
10 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.

15 De esta forma, se ha descrito un sistema de comunicación inalámbrica de CDMA de alta velocidad multicanal. La descripción se proporciona para hacer posible que cualquier persona versada en la técnica haga o use la presente invención. Las distintas modificaciones a estas realizaciones serán inmediatamente evidentes para los versados en la técnica, y los principios genéricos definidos en este documento se pueden aplicar a otras realizaciones sin el uso de la facultad de invención. De esta forma, la presente invención no está concebida para limitarse a las realizaciones  
20 mostradas en este documento, sino que ha de acordársele el alcance más amplio consecuente con las reivindicaciones adjuntas.

25

30

35

40

45

50

55

60

65

# REIVINDICACIONES

1. Una estación móvil (100) para generar datos modulados, para su transmisión a una estación base (120), que comprende:  
un medio para combinar (300) datos de control y datos piloto, para formar un primer canal a fin de proporcionar un medio para la multiplicación compleja; y  
un medio para ajustar una ganancia (304) de un segundo canal y proporcionar el segundo canal, de ganancia ajustada, a dicho medio para la multiplicación compleja;  
en la cual dicho medio para la multiplicación compleja multiplica 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 combinar (316) dicho segundo canal y un tercer canal.
4. La estación móvil (100) de la reivindicación 3, en la cual el tercer canal incluye al menos uno entre datos de usuario y datos de señalización.
5. La estación móvil (100) de la reivindicación 3, que comprende adicionalmente un medio para proporcionar dichos canales combinados segundo y tercero a dicho medio para la multiplicación compleja.
6. La estación móvil (100) de la reivindicación 1, que comprende adicionalmente medios para extender (302) los datos del segundo canal con un primer código.
7. La estación móvil (100) de la reivindicación 3, en la cual el tercer canal está extendido con un segundo código.
8. La estación móvil (100) de la reivindicación 6, en la cual el primer código es un primer código Walsh.
9. La estación móvil (100) de la reivindicación 7, en la cual el segundo código es un segundo código Walsh.
10. La estación móvil (100) de las reivindicaciones 6 y 7, en la cual los códigos primero y segundo son ortogonales entre sí.
11. La estación móvil (100) de las reivindicaciones 8 y 9, en la cual los códigos Walsh primero y segundo son ortogonales entre sí.
12. La estación móvil (100) de la reivindicación 1, en la cual el código complejo comprende un componente en fase y un componente de fase de cuadratura de un código largo,  
en la cual dicha multiplicación compleja incluye extender los canales primero y segundo según el código largo.
13. La estación móvil (100) de la reivindicación 3, que comprende adicionalmente medios para ajustar (308) una ganancia del tercer canal.
14. La estación móvil de la reivindicación 1, en la cual los datos de control del primer canal comprenden datos de control de potencia.
15. Un procedimiento para generar datos modulados, para su transmisión a una estación base (120), que comprende:  
combinar datos de control y datos piloto para formar un primer canal, a fin de proporcionar un medio para la multiplicación compleja; y  
ajustar una ganancia de un segundo canal y proporcionar el segundo canal, con ganancia ajustada, a dicho medio para la multiplicación compleja;  
en el cual dicho medio para la multiplicación compleja multiplica al menos dicho primer canal y dicho segundo canal con un código complejo.



## ES 2 345 279 T3

16. El procedimiento de la reivindicación 15, en el cual el segundo canal incluye al menos uno entre datos de usuario y datos de señalización.

5 17. El procedimiento de la reivindicación 15, que comprende adicionalmente combinar dicho segundo canal y un tercer canal.

18. El procedimiento de la reivindicación 17, en el cual el tercer canal incluye al menos uno entre datos de usuario y datos de señalización.

10 19. El procedimiento de la reivindicación 17, que comprende adicionalmente proporcionar dichos canales combinados segundo y tercero a dicho medio para la multiplicación compleja.

15 20. El procedimiento de la reivindicación 15, que comprende adicionalmente extender los datos del segundo canal con un primer código.

21. El procedimiento de la reivindicación 17, en el cual el tercer canal está extendido con un segundo código.

22. El procedimiento de la reivindicación 20, en el cual el primer código es un primer código Walsh.

20 23. El procedimiento de la reivindicación 21, en el cual el segundo código es un segundo código Walsh.

24. El procedimiento de las reivindicaciones 20 y 21, en el cual los códigos primero y segundo son ortogonales entre sí.

25 25. El procedimiento de las reivindicaciones 22 y 23, en el cual los códigos Walsh primero y segundo son ortogonales entre sí.

30 26. El procedimiento de la reivindicación 15, en el cual el código complejo comprende un componente en fase y un componente de fase de cuadratura de un código largo, en el cual dicha multiplicación compleja incluye extender los canales primero y segundo según el código largo.

27. El procedimiento de la reivindicación 17, que comprende adicionalmente ajustar una ganancia del tercer canal.

35 28. El procedimiento de la reivindicación 15, en el cual los datos de control del primer canal comprenden datos de control de potencia.

40

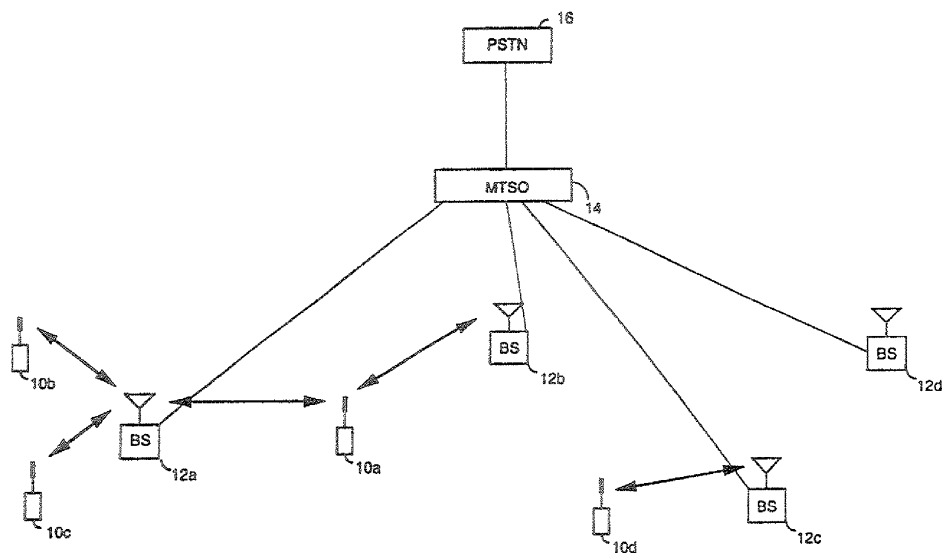
45

50

55

60

65



(TÉCNICA ANTERIOR)

FIG.1

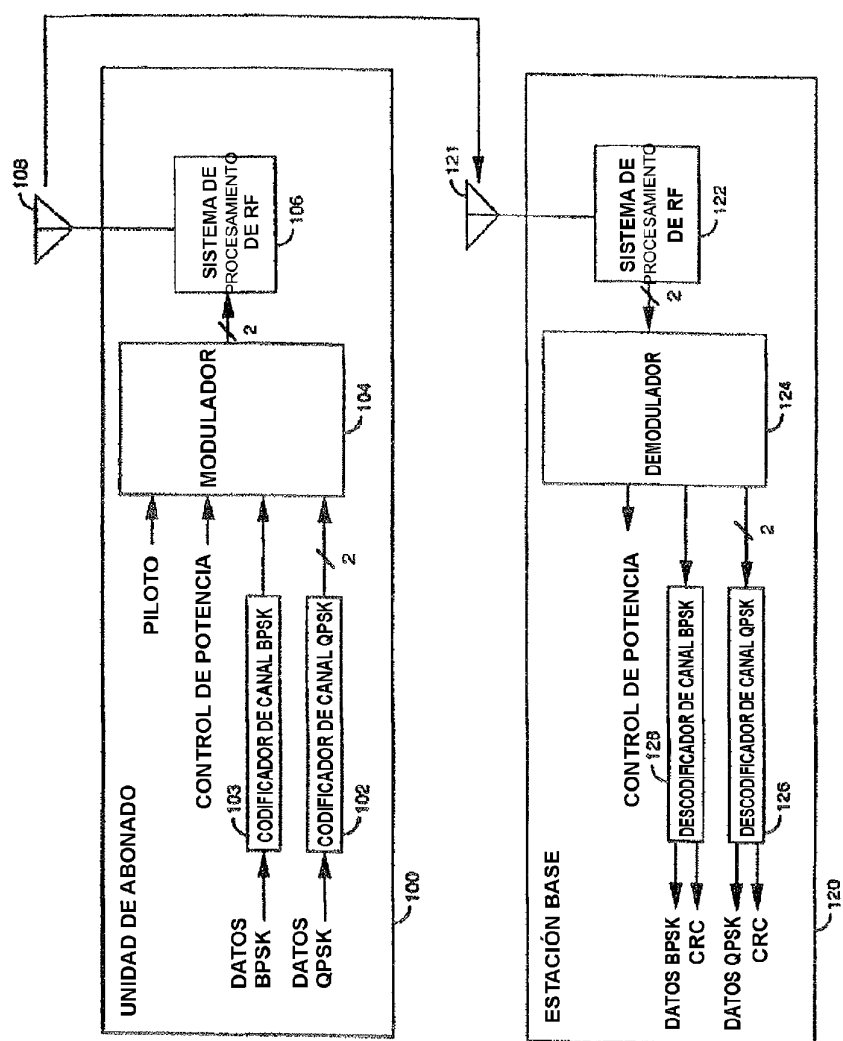


FIG. 2

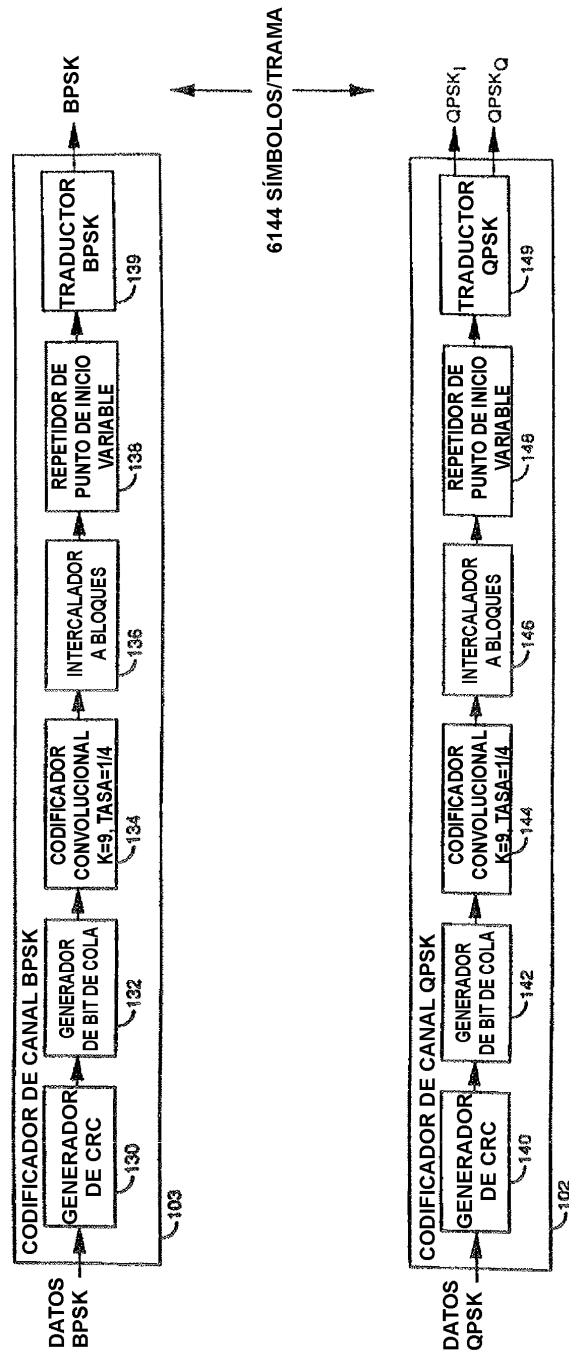


FIG. 3

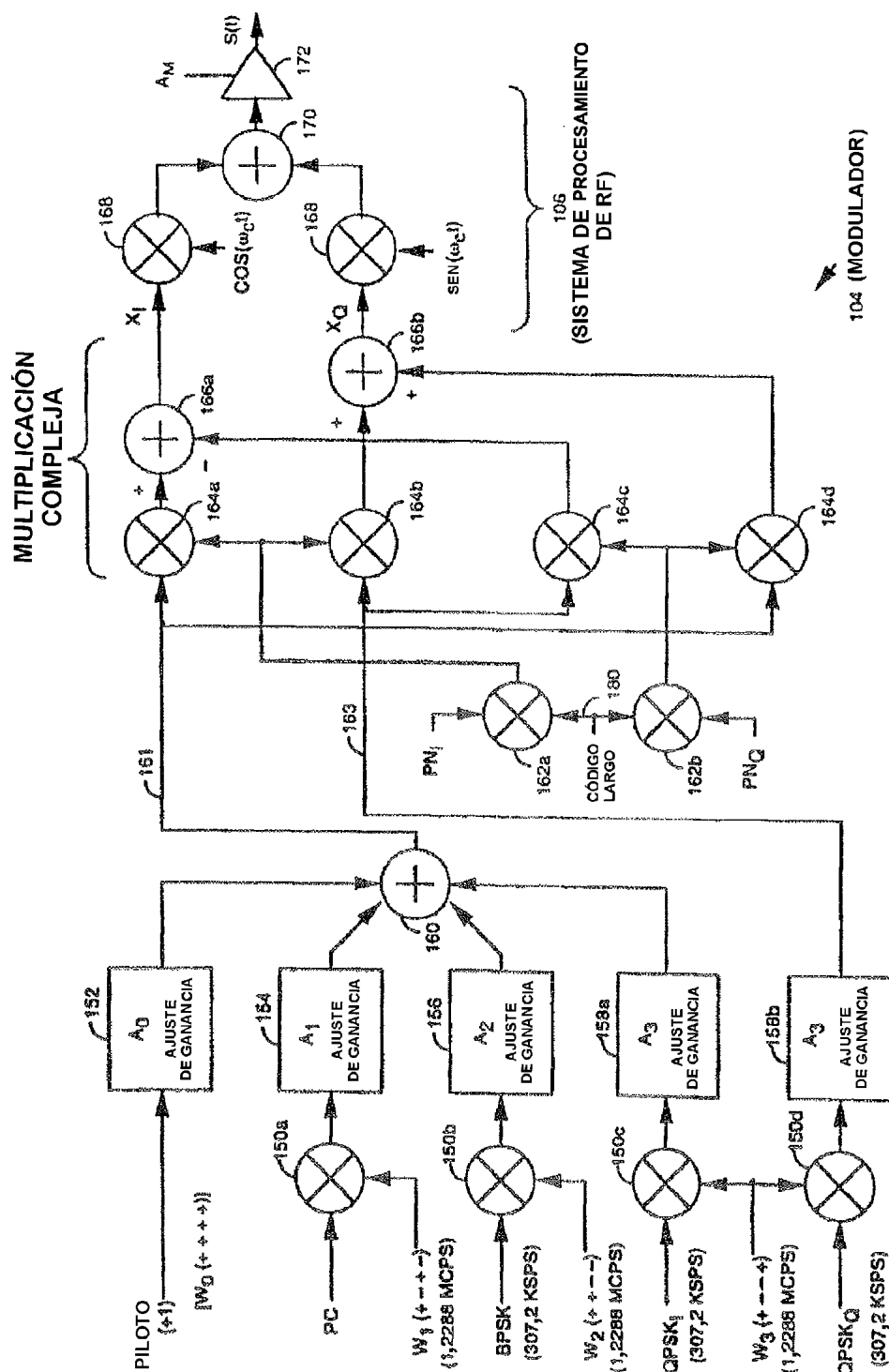


FIG. 4

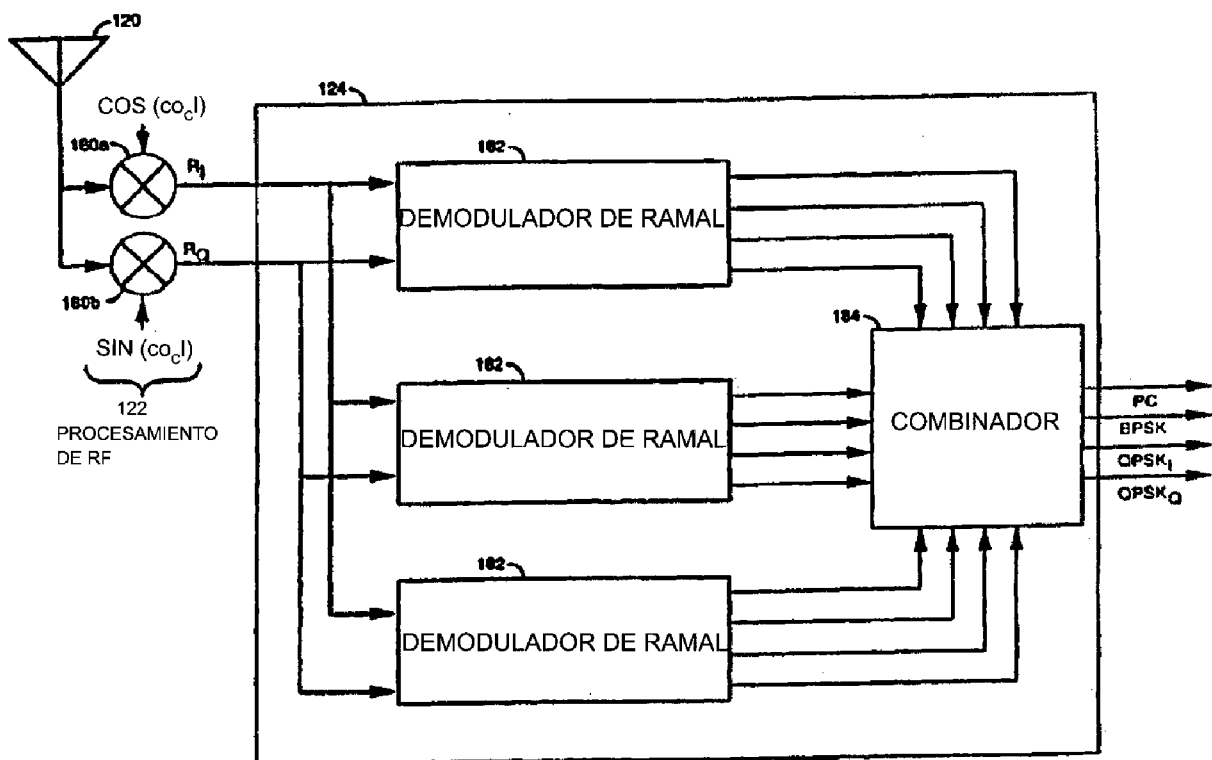
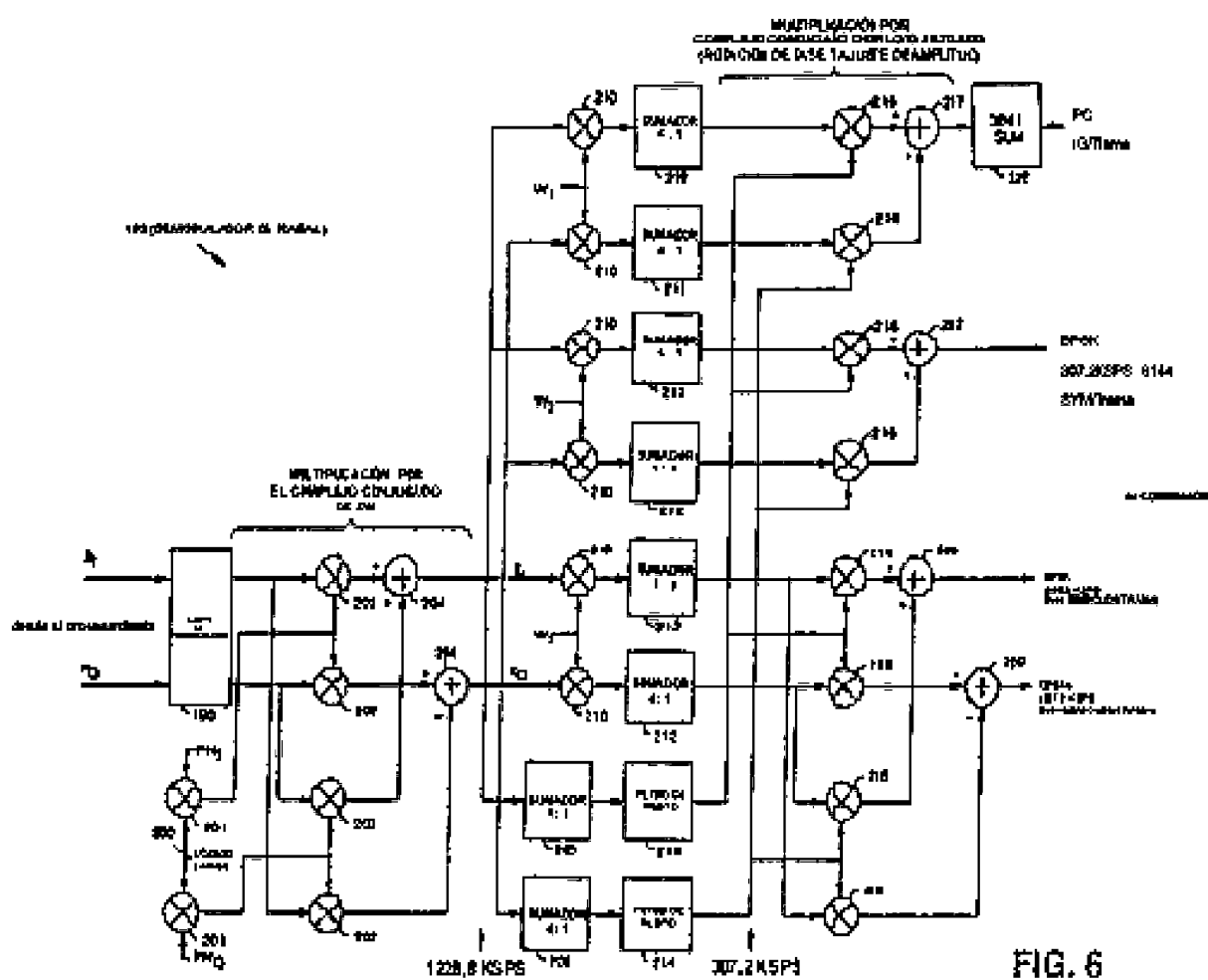


FIG. 5



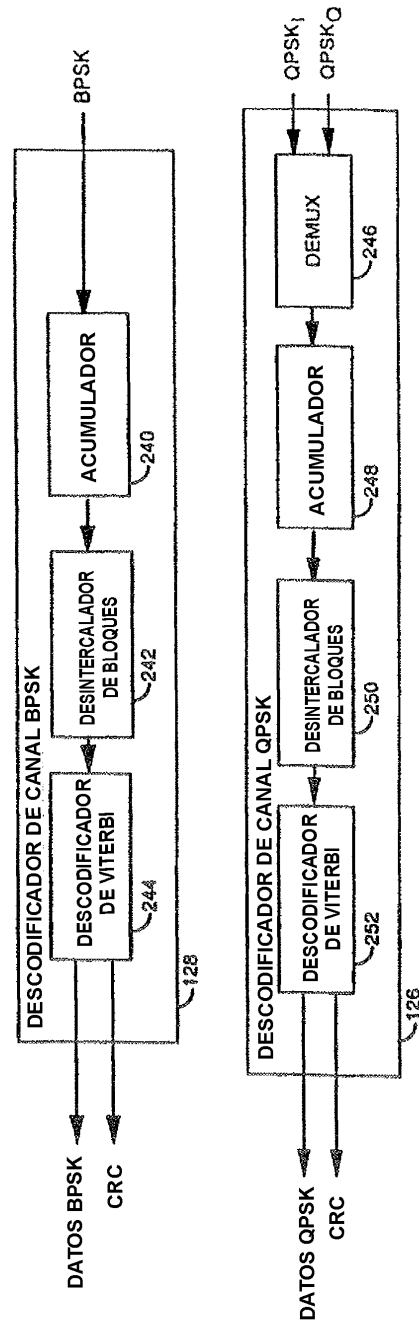
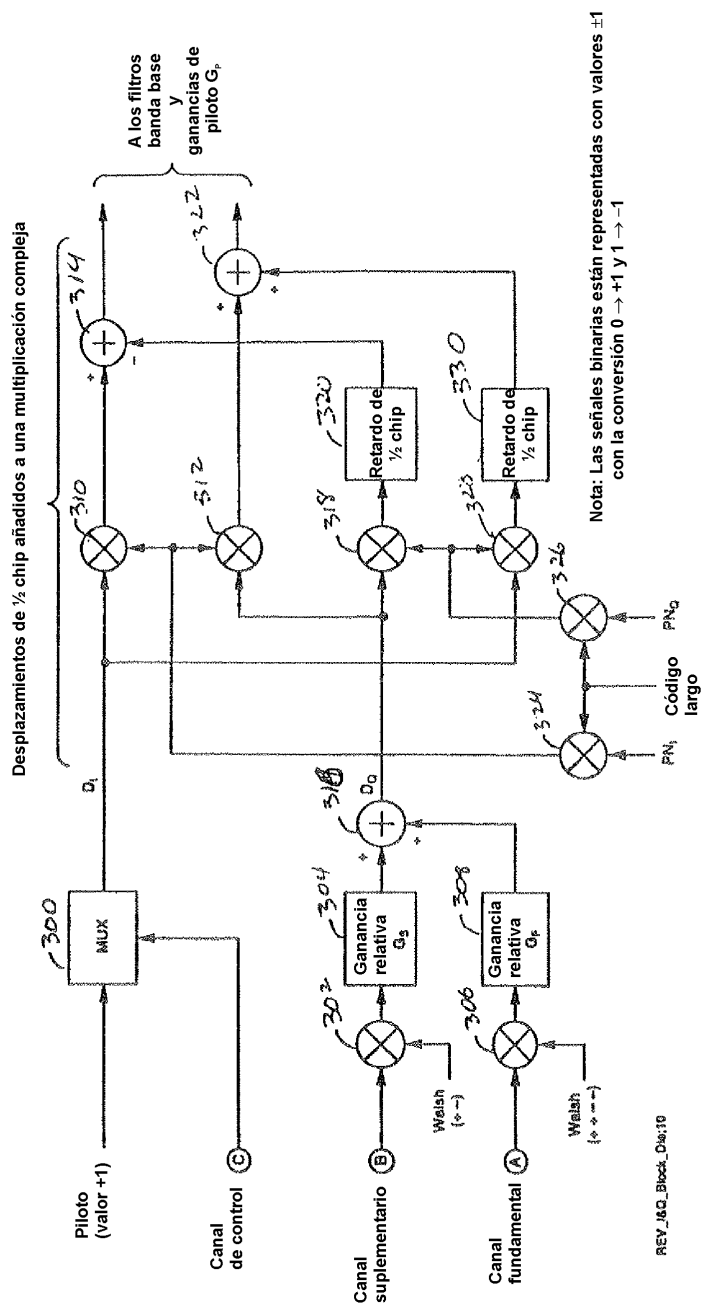


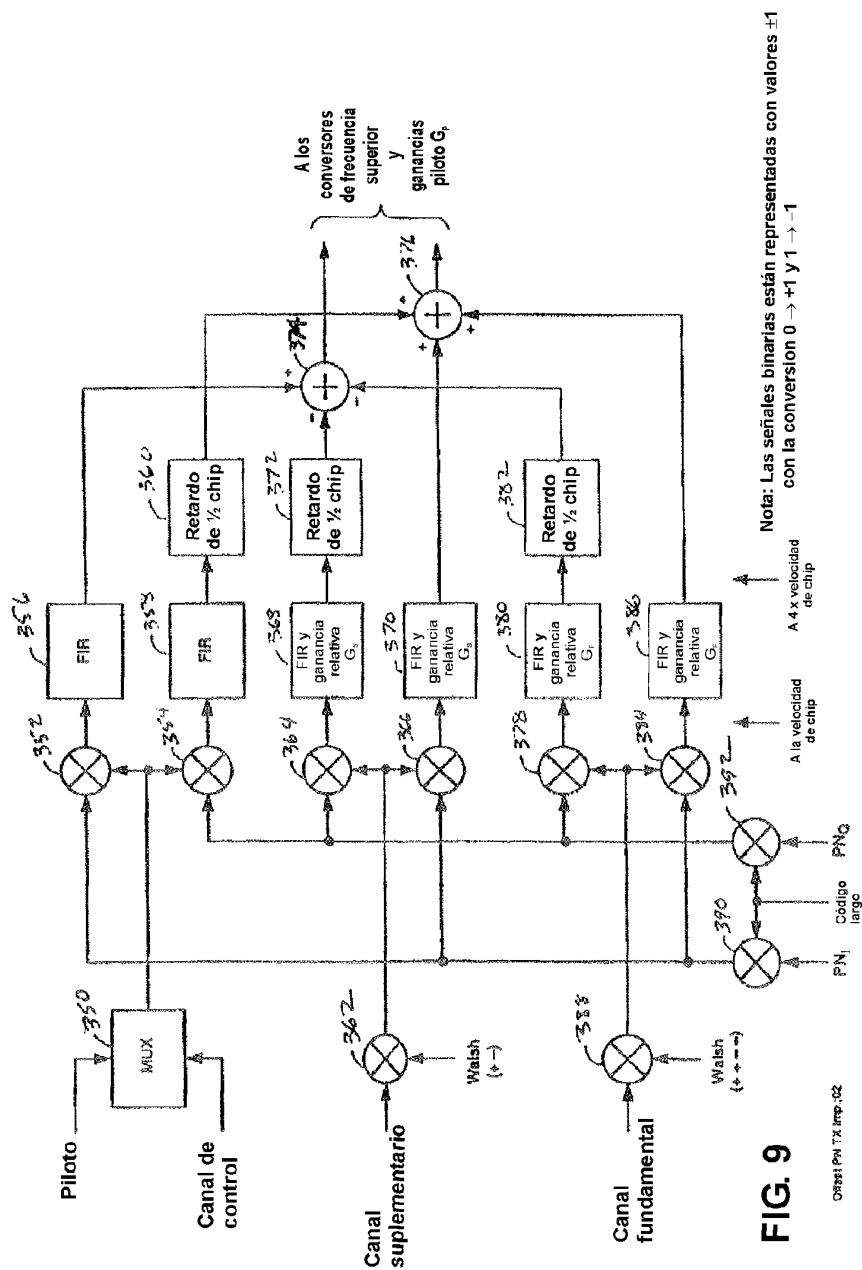
FIG. 7





Enlace inverso 3G

FIG. 8



**FIG. 9**

# Enfoque de Implementación de Transmisión Móvil 3G

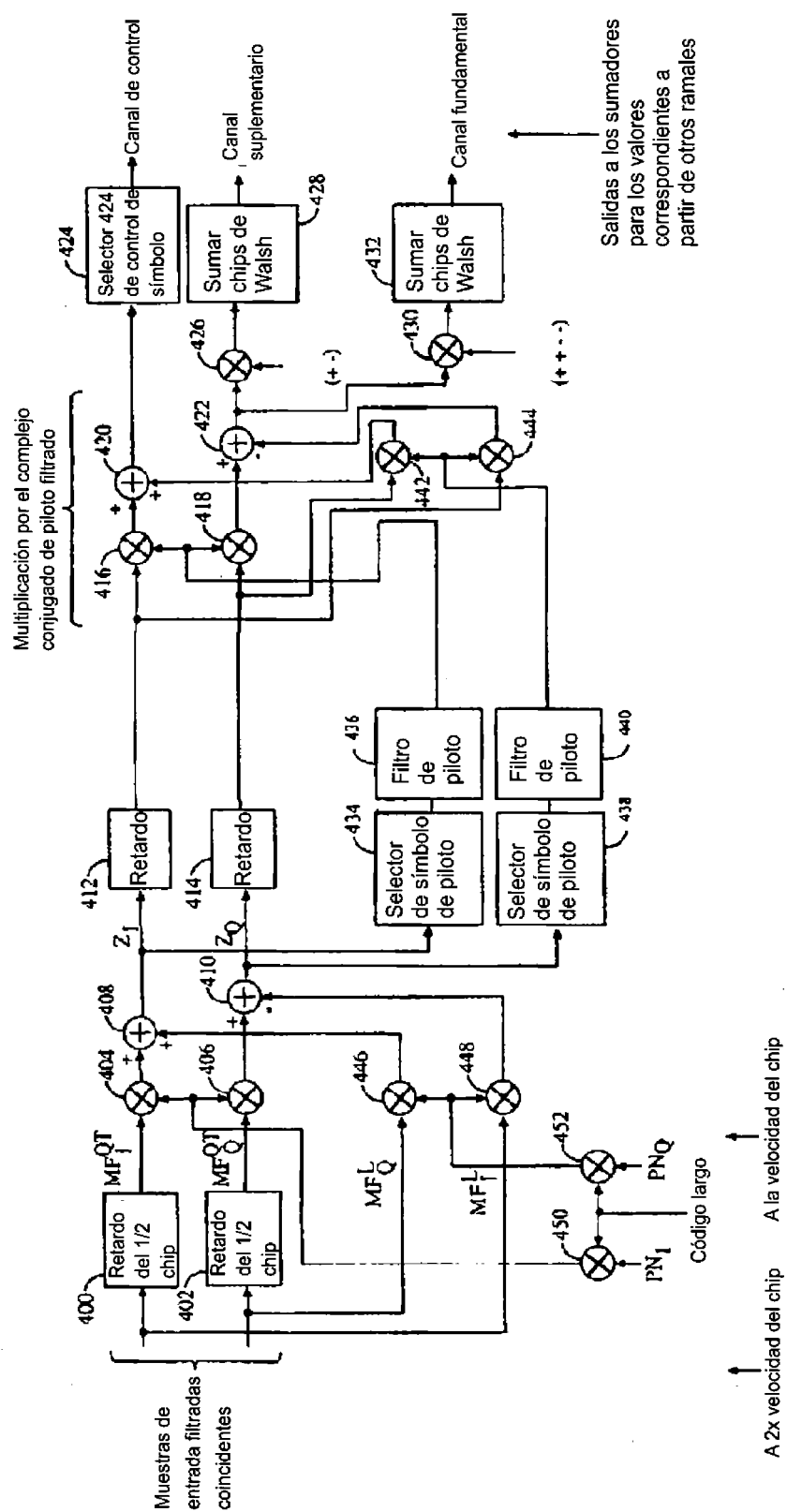


FIG. 10.