



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 366 343**

51 Int. Cl.:
H04B 1/707 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **02005246 .0**

96 Fecha de presentación : **27.06.1996**

97 Número de publicación de la solicitud: **1213845**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **12.06.2002**

54 Título: **Adquisición de código en un sistema de comunicación CDMA.**

30 Prioridad: **30.06.1995 US 775 P**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
19.10.2011

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
19.10.2011

73 Titular/es:
INTERDIGITAL TECHNOLOGY CORPORATION
3411 Silverside Road, Concord Plaza,
Suite 105, Hagley Building
Wilmington, Delaware 19810, US

72 Inventor/es: **Lomp, Gary R.;**
Kowalski, John;
Ozluturk, Fatih M.;
Silverberg, Avi;
Regis, Robert T.;
Luddy, Michael;
Marra, Alexander y
Jacques, Alexander

74 Agente: **Blanco Jiménez, Araceli**

ES 2 366 343 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

Adquisición de código en un sistema de comunicación CDMA.

5 Antecedentes de la invención

La presente invención se refiere en general a comunicaciones de Acceso Múltiple por División de Código (CDMA), también conocida como comunicaciones de espectro expandido. Más particularmente, la presente invención se refiere a una unidad de abonado para utilizar en un sistema de comunicación de CDMA de alta capacidad, que proporciona uno o más canales simultáneos portadores de usuario en una radiofrecuencia determinada, permitiendo la asignación dinámica de la velocidad del canal portador rechazando al mismo tiempo la interferencia de la trayectoria.

Descripción de la técnica relevante

La prestación de servicios de telecomunicaciones de calidad a grupos de usuarios clasificados como remotos, tales como los sistemas de telefonía rural y los sistemas de telefonía en circunscripciones subdesarrolladas, ha demostrado ser un desafío en los últimos años. Estas necesidades han sido parcialmente satisfechas por los servicios por radio inalámbricos, como los sistemas fijos o móviles múltiplex por división de frecuencia (FDM), sistemas de acceso múltiple por división de frecuencia (FDMA), sistemas múltiplex por división de tiempo (TDM), sistemas de acceso múltiple por división de tiempo (TDMA), sistemas combinados de división de tiempo y frecuencia (FD/TDMA), y otros sistemas de radio móviles terrestres. Por lo general, estos servicios remotos se enfrentan con más usuarios potenciales de los que su frecuencia o capacidad de ancho de banda espectral puede soportar simultáneamente.

Reconociendo estas limitaciones, los recientes avances en las comunicaciones inalámbricas han utilizado técnicas de modulación de espectro expandido para proporcionar una comunicación simultánea a varios usuarios. La modulación del espectro expandido se refiere a la modulación de una señal de información con una señal de código de expansión, la señal de código de expansión siendo generada por un generador de códigos donde el período T_c del código de expansión es sustancialmente menor que el período de bits de datos de información o la señal símbolo. El código puede modular la frecuencia portadora en la que se ha enviado la información, llamada expansión por saltos en la frecuencia, o puede modular directamente la señal multiplicando el código de expansión de la señal de datos de información, llamada expansión de secuencia directa (DS). La modulación de espectro expandido produce una señal con un ancho de banda mucho mayor que la necesaria para transmitir la señal de información. La recepción y desexpansión sincrónicas de la señal en el receptor recupera la información original. Un demodulador síncrono en el receptor utiliza una señal de referencia para sincronizar los circuitos de desexpansión a la entrada de la señal modulada de espectro expandido para recuperar las señales portadora y de información. La señal de referencia puede ser un código de expansión que no esté modulado por una señal de información.

La modulación de espectro expandido en las redes inalámbricas ofrece muchas ventajas ya que varios usuarios pueden utilizar la misma banda de frecuencias con la mínima interferencia en el receptor de cada usuario. La modulación de espectro expandido también reduce los efectos de otras fuentes de interferencias. Además, las técnicas de modulación y demodulación sincrónicas del espectro expandido pueden ampliarse proporcionando múltiples canales de mensaje para un solo usuario, cada uno expandido con un código de expansión diferente, mientras se sigue transmitiendo sólo una señal de referencia única al usuario.

Una de las áreas en las que se utilizan las técnicas de espectro expandido es en el campo de las comunicaciones móviles celulares para ofrecer servicios de comunicación personal (PCS). Estos sistemas soportan deseablemente un gran número de usuarios, controlan el desplazamiento y salto Doppler y proporcionan señales de datos digitales de alta velocidad con bajas relaciones de errores de bit. Estos sistemas emplean una familia de códigos de expansión ortogonales o semiortogonales, con una secuencia de códigos de expansión piloto sincronizada con la familia de códigos. A cada usuario se le asigna uno de los códigos de expansión como una función de expansión. Los problemas relacionados con este sistema son: soportar un gran número de usuarios con los códigos ortogonales, gestionar una potencia reducida disponible para las unidades remotas y gestionar los efectos de la dispersión en trayectorias múltiples. Las soluciones a estos problemas incluyen el uso de antenas en fase para generar múltiples haces orientables, utilizando secuencias de código ortogonales o semiortogonales. Estas secuencias pueden ser reutilizadas cambiando cíclicamente el código sincronizado a una referencia central y combinando la diversidad de las señales de trayectoria múltiple.

Los problemas asociados con el estado de la técnica se centran en torno a la recepción y sincronización fiables de los circuitos de desexpansión de la señal recibida. La presencia de la dispersión en trayectorias múltiples presenta un problema particular con los receptores de espectro expandido porque un receptor debe realizar en cierta manera un seguimiento de los componentes de trayectoria múltiple para mantener el acoplamiento de la fase del código de los medios de desexpansión del receptor con la señal de entrada. Los receptores del estado de la técnica en general, realizan el seguimiento de sólo una o dos de las señales de trayectoria múltiple, pero este método no es satisfactorio porque el grupo combinado de componentes de baja potencia de la señal de trayectoria múltiple puede contener en realidad mucha más potencia que el uno o dos componentes de trayectoria múltiple más potentes. Los receptores de la técnica anterior rastrean y combinan los componentes más potentes para mantener una relación de errores de bit (BER) predeterminada del receptor. Dicho receptor se describe, por ejemplo, en la patente US 5.109.390 titulada

ES 2 366 343 T3

DIVERSITY RECEIVER IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM de Gilhousen *et al.* Un receptor que combine todos los componentes de trayectoria múltiple, sin embargo, es capaz de mantener la BER deseada con una potencia de la señal que es menor que la de los sistemas de la técnica anterior debido a que hay más potencia de la señal disponible para el receptor. En consecuencia, existe la necesidad de un sistema de comunicación de espectro
5 expandido que emplee un receptor que rastree prácticamente todos los componentes de la señal de trayectoria múltiple, de modo que sustancialmente todas las señales de trayectoria múltiple se puedan combinar en el receptor, y por lo tanto se pueda reducir la potencia de transmisión de la señal requerida para una determinada BER.

Otro problema asociado con los sistemas de comunicación de acceso múltiple de espectro expandido es la necesidad de reducir la potencia total de transmisión de los usuarios en el sistema, ya que los usuarios pueden tener una potencia limitada disponible. Un problema asociado que requiere el control de la potencia en los sistemas de espectro expandido está relacionado con la característica inherente de los sistemas de espectro expandido de que una señal de espectro expandido de un usuario es recibida por el receptor de otro usuario como ruido con un cierto nivel de potencia. En consecuencia, los usuarios que transmiten con altos niveles de potencia de la señal pueden interferir en
15 la recepción de otros usuarios. Además, si un usuario se mueve en relación a la ubicación geográfica de otro usuario, el desvanecimiento y la distorsión de la señal requieren que los usuarios ajusten su nivel de potencia de transmisión para mantener una calidad de señal particular. Al mismo tiempo, el sistema debe mantener la potencia que la estación base recibe de todos los usuarios de forma relativamente constante. Finalmente, debido a que es posible que el sistema de espectro expandido tenga más usuarios remotos de los que puede soportar al mismo tiempo, el sistema de control
20 de potencia también debe emplear un método de gestión de la capacidad que rechace usuarios adicionales cuando se alcance el nivel de potencia máximo del sistema.

Los sistemas de espectro expandido de la técnica anterior han empleado una estación base que mide la señal recibida y envía una señal de control adaptativo de potencia (APC) a los usuarios remotos. Los usuarios remotos incluyen un transmisor con un control automático de ganancia (AGC), que responde a la señal de APC. En estos sistemas la estación base controla la potencia total del sistema o la potencia recibida de cada usuario y ajusta la señal de APC consecuentemente. Este sistema que funciona como un circuito abierto puede mejorarse incluyendo una medición de la potencia de la señal recibida por el usuario remoto desde la estación base y transmitiendo una señal de APC a la estación base para efectuar un método de control de la potencia de circuito cerrado.
30

Estos sistemas de control de potencia, sin embargo, presentan varios inconvenientes. En primer lugar, la estación base debe llevar a cabo complejos algoritmos de control de potencia, aumentando la cantidad de procesamiento en la estación base. En segundo lugar, el sistema en realidad experimenta varios tipos de variación de potencia: la variación en la potencia de ruido causada por la variación en el número de usuarios y las variaciones en la potencia de la señal recibida de un canal portador particular. Estas variaciones se producen con una frecuencia diferente, por lo que se pueden optimizar algoritmos de control de potencia simples para compensar sólo uno de los dos tipos de variación. Por último, estos algoritmos de potencia tienden a llevar la potencia total del sistema a un nivel relativamente alto. En consecuencia, existe la necesidad de un método para controlar la potencia de espectro expandido que responda rápidamente a los cambios en los niveles de potencia del canal portador, que realice al mismo tiempo ajustes a la potencia de transmisión de todos los usuarios en respuesta a los cambios en el número de usuarios. Además, existe la necesidad de mejorar un sistema de comunicación de espectro expandido que emplee un sistema de control de potencia de circuito cerrado que minimice los requisitos de potencia generales del sistema mientras se mantiene una BER suficiente en los receptores remotos individuales. Además, dicho sistema debe controlar el nivel de potencia de transmisión inicial de un usuario remoto y gestionar la capacidad total del sistema.
45

Los sistemas de comunicación de espectro expandido deberían soportar de manera deseable un gran número de usuarios, cada uno de ellos teniendo al menos un canal de comunicación. Además, este sistema debe ofrecer múltiples canales de información genérica para difundir información a todos los usuarios y permitir a los usuarios acceder al sistema. Utilizando los sistemas de espectro expandido de la técnica anterior, esto sólo podría lograrse mediante la generación de un gran número de secuencias de códigos de expansión.
50

Además, los sistemas de espectro expandido deben utilizar secuencias que son ortogonales o casi ortogonales para reducir la probabilidad de que un receptor se acople a la secuencia de código de expansión o fase incorrectas. Sin embargo, es difícil generar tales familias grandes de secuencias de código con estas propiedades. Además, la generación de familias de códigos grandes requiere la generación de secuencias que tienen un largo período antes de la repetición. En consecuencia el tiempo que un receptor necesita para lograr la sincronización con este tipo de secuencia larga aumenta. Los generadores de códigos de expansión de la técnica anterior suelen combinar secuencias más cortas para hacer secuencias más largas, pero tales secuencias no pueden ya ser lo suficientemente ortogonales. Por lo tanto, existe la necesidad de un método mejorado para generar de forma fiable grandes familias de secuencias de códigos que presenten características casi ortogonales y tengan un largo período antes de la repetición, pero que también incluyan la ventaja de una secuencia de código corta que reduzca el tiempo para adquirir y acoplar el receptor a la fase de código correcta. Además, el método de generación de códigos debe permitir la generación de códigos con cualquier período, ya que el período del código de expansión suele ser determinado por los parámetros utilizados tales como la velocidad de transferencia de datos o el tamaño de la estructura.
65

Otra de las características deseables de las secuencias de códigos de expansión es que la transición del valor de los datos del usuario se produce en una transición de los valores de la secuencia de códigos. Puesto que los datos normalmente tiene un período que es divisible por $2N$, dicha característica por lo general requiere que la secuencia de

códigos tenga una longitud par de $2N$. Sin embargo, los generadores de códigos, como es bien sabido en la técnica, suelen utilizar registros de desplazamiento lineal de retroalimentación que generan códigos de longitud $2N-1$. En consecuencia, el sistema de comunicación de espectro expandido también debe generar secuencias de códigos de longitud par.

Por último, el sistema de comunicación de espectro expandido debe ser capaz de manejar diferentes tipos de datos, tales como fax, datos en banda vocal y RDSI, además del tráfico de voz tradicional. Para aumentar el número de usuarios soportados, muchos sistemas utilizan técnicas de codificación tales como ADPCM para lograr la "compresión" de la señal de telefonía digital. Los datos de fax, RDSI y otros, sin embargo, requieren que el canal sea un canal libre. En consecuencia, existe la necesidad de un sistema de comunicación de espectro expandido que soporte las técnicas de compresión que también modifican dinámicamente el canal portador del espectro expandido entre un canal codificado y un canal claro en respuesta al tipo de información contenida en la señal del usuario.

La patente US 4.802.189 describe un sistema para la transmisión de señales de datos entre las estaciones de abonado de una red de datos. Una estación de abonado que llama envía una señal de información que identifica la velocidad de las señales de datos. Una estación de abonado que recibe la llamada envía una señal de ajuste a la estación de abonado que llama para establecer una velocidad de transmisión de datos.

Sumario de la invención

La presente invención proporciona una unidad de abonado que comprende un sistema de modificación del canal portador que comprende un grupo de canales de mensaje entre un primer transmisor-receptor y un segundo transmisor-receptor, según la reivindicación 1. Cada uno de los grupos de canales de mensaje soporta una velocidad de transmisión de señales de información diferente. El primer transmisor-receptor controla una señal de información recibida para determinar el tipo de señal de información que se recibe y produce una señal de codificación relativa a la señal de codificación. Si un determinado tipo de señal de información está presente, el primer transmisor-receptor cambia la transmisión de un primer canal de mensaje a un segundo canal de mensaje para soportar la velocidad de transmisión diferente. La señal de codificación es transmitida por el primer transmisor-receptor al segundo transmisor-receptor, y el segundo transmisor-receptor cambia al segundo canal de mensaje para recibir la señal de información a una velocidad de transmisión diferente.

Descripción breve de los dibujos

La figura 1 es un diagrama de bloques de un sistema de comunicación de acceso múltiple por división de código según la presente invención.

La figura 2a es un diagrama de bloques de un registro del desplazamiento lineal de 36 etapas adecuado para usar con códigos de expansión largos del generador de códigos de la presente invención.

La figura 2b es un diagrama de bloques del circuito que ilustra la operación de alimentación directa del generador de códigos.

La figura 2c es un diagrama de bloques de un generador de códigos ilustrativo de la presente invención que incluye una circuitería para generar secuencias de códigos de expansión a partir de códigos de expansión largos y códigos de expansión cortos.

La figura 2d es una forma de realización alternativa del circuito generador de códigos que incluye elementos de retardo para compensar los retrasos del circuito eléctrico.

La figura 3 es un diagrama de bloques de los elementos de una estación de onda portadora de radio (RCS) ilustrativa de la presente invención.

La figura 4 es un diagrama de bloques de los elementos de un multiplexor ilustrativo adecuado para su uso en la RCS mostrada en la figura 3.

La figura 5 es un diagrama de bloques de los elementos de un controlador de acceso inalámbrico (WAC) ilustrativo de la RCS mostrada en la figura 3.

La figura 6 es un diagrama de bloques de los elementos de una unidad de interfaz de modos (MUI) ilustrativa de la RCS mostrada en la figura 3.

La figura 7 es un diagrama de bloques de alto nivel que muestra la transmisión, recepción, control y circuitería de generación de códigos del módem de CDMA.

La figura 8 es un diagrama de bloques de la sección de transmisión del módem de CDMA.

ES 2 366 343 T3

La figura 9 es un diagrama de bloques de un receptor de señales de entrada de módem ilustrativo.

La figura 10 es un diagrama de bloques de un codificador convolucional ilustrativo que se utiliza en la presente invención.

5

La figura 11 es un diagrama de bloques de la sección de recepción del módem de CDMA.

La figura 12 es un diagrama de bloques de un filtro adaptativo adaptado ilustrativo como se utiliza en la sección de recepción del módem de CDMA.

10

La figura 13 es un diagrama de bloques de un RAKE piloto ilustrativo que se utiliza en la sección de recepción del módem de CDMA.

15

La figura 14 es un diagrama de bloques de un RAKE piloto auxiliar ilustrativo que se utiliza en la sección de recepción del módem CDMA.

La figura 15 es un diagrama de bloques de un circuito de distribución de vídeo (VDC) ilustrativo de la RCS mostrada en la figura 9.

20

La figura 16 es un diagrama de bloques de un transmisor/receptor de RF ilustrativo y de los amplificadores de potencia ilustrativos de la RCS mostrada en la figura 3.

La figura 17 es un diagrama de bloques de una unidad de abonado (SU) ilustrativa de la presente invención.

25

La figura 18 es un diagrama de flujo de un algoritmo de establecimiento de llamada ilustrativo para una solicitud de llamada entrante utilizado en la presente invención para el establecimiento de un canal portador entre una RCS y una SU.

30

La figura 19 es un diagrama de flujo de un algoritmo de establecimiento de llamada ilustrativo para una solicitud de llamada saliente utilizado en la presente invención para el establecimiento de un canal portador entre una RCS y una SU.

35

La figura 20 es un diagrama de flujo de un algoritmo de control de potencia de mantenimiento ilustrativo de la presente invención.

La figura 21 es un diagrama de flujo de un algoritmo de control de potencia directo automático ilustrativo de la presente invención.

40

La figura 22 es un diagrama de flujo de un algoritmo de control de potencia indirecto automático ilustrativo de la presente invención.

45

(Tabla pasa a página siguiente)

50

55

60

65

ES 2 366 343 T3

Glosario de acrónimos

	Acrónimo	Definición
5	AC	Canales asignados
	A/D	Analógico a digital
10	ADPCM	Modulación de código por pulsos diferencial adaptativa
	AFPC	Control de potencia directo automático
	AGC	Control de ganancia automático
15	AMF	Filtro adaptativo adaptado
	APC	Control de potencia automático
	ARPC	Control de potencia indirecto automático
20	ASPT	Piloto asignado
	AVC	Correlador vectorial adaptativo
25	AXCH	Canal de acceso
	B-CDMA	Acceso múltiple por división de código de banda ancha
	BCM	Modificación del canal portador
30	BER	Relación de errores de bit
	BS	Estación base
	CC	Control de llamadas
35	CDM	Multiplex por división de código
	CDMA	Acceso múltiple por división de código
40	CLK	Generador de señales de reloj
	CO	Oficina Central
	CTCH	Canal de control
45	CUCH	Canal de comprobación
	dB	Decibelios
	DCC	Circuitería combinadora de datos
50	DI	Interfaz de distribución
	DLL	Circuito cerrado de retardo
55	DM	Modulador delta
	DS	Secuencia directa
	EPIC	Controlador de interfaz PCM extendido
60	FBCH	Canal de difusión rápido
	FDM	Multiplex de división de frecuencia
65	FD/TDMA	Sistemas de división de frecuencia y tiempo

ES 2 366 343 T3

(Continuación)

Acrónimo	Definición
5 FDMA	Acceso múltiple por división de frecuencia
FEC	Corrección de errores directa
FSK	Modulación por desplazamiento de frecuencia
10 FSU	Unidad de abonado fija
GC	Canal global
15 GLPT	Piloto global
GPC	Código piloto global
GPSK	Modulación por desplazamiento de fase gaussiana
20 GPS	Sistema de posicionamiento global
HPPC	Componentes pasivos de alta potencia
HSB	Bus de alta velocidad
25 I	En fase
IC	Controlador de interfaz
30 RDSI	Red digital de servicios integrados
ISST	Umbral de señal de sistema inicial
LAXPT	Piloto de acceso largo
35 LAPD	Protocolo de acceso al enlace
LCT	Terminal de destino local
LE	Centralita local
40 LFSR	Registro de desplazamiento con retroalimentación lineal
LI	Interfaz de línea
45 LMS	Mínimos cuadrados
LOL	Pérdida de acoplamiento del código
LPF	Filtro de paso bajo
50 LSR	Registro de desplazamiento lineal
MISR	Receptor de señales de entrada del módem
MIU	Unidad de interfaz del módem
55 MM	Gestión de la movilidad
MOI	Interfaz de salida del módem
60 MPC	Control de mantenimiento de potencia
MPSK	Modulación de desplazamiento de fase M-aria
MSK	Modulación de desplazamiento mínimo
65 MSU	Unidad móvil de abonado
NE	Elemento de red

ES 2 366 343 T3

(Continuación)

Acrónimo	Definición
5 OMS	Sistema de mantenimiento y operación
OS	Sistema de operaciones
10 OQPSK	Modulación con desplazamiento de fase en cuadratura con desplazamiento temporal
OW	Circuito de orden
15 PARK	Clave de derechos de acceso portátil
PBX	Centralita privada
PCM	Modulación codificada por pulsos
20 PCS	Servicios de comunicación personal
PG	Generador piloto
PLL	Circuito cerrado de fase
25 PLT	Piloto
PN	Pseudoruido
30 POTS	Servicio telefónico ordinario antiguo
PSTN	Red telefónica pública conmutada
Q	Cuadratura
35 QPSK	Modulación con desplazamiento de fase en cuadratura
RAM	Memoria de acceso aleatorio
RCS	Estación de radio portadora
40 RDI	Circuito de entrada de datos del receptor
RDU	Unidad de distribución de radio
45 RF	Radiofrecuencia
RLL	Circuito local de radio
SAXPT	Pilotos del canal de acceso cortos
50 SBCH	Canal de difusión lenta
SHF	Frecuencia súper alta
SIR	Relación de la potencia de señal a potencia de ruido de interfaz
55 SLIC	Circuito de interfaz de línea de abonado
SNR	Relación señal-ruido
60 SPC	PC de servicio
SPRT	Prueba de relación de probabilidad secuencial
STCH	Canal de estado
65 SU	Unidad de abonado
TDM	Multiplexación por división de tiempo

ES 2 366 343 T3

(Continuación)

Acrónimo	Definición
TMN	Red de gestión de telecomunicaciones
TRCH	Canales de tráfico
TSI	Intercambiador de segmentos de tiempo
TX	Transmisión
TXIDAT	Señal de datos de transmisión del módem I
TXQDAT	Señal de datos de transmisión del módem Q
UHF	Frecuencia ultra alta
VCO	Oscilador controlado por voltaje
VDC	Circuito de distribución de vídeo
VGA	Amplificador de ganancia variable
VHF	Frecuencia muy alta
WAC	Controlador de acceso inalámbrico

Descripción de la forma de realización ilustrativa

30 Descripción general del sistema

El sistema de la presente invención proporciona un servicio telefónico de bucle local mediante enlaces de radio entre una o más estaciones base y varias unidades de abonado remotas. En el ejemplo de realización, se describe un enlace de radio de una estación base de comunicación con una unidad de abonado fija (FSU), pero el sistema es igualmente aplicable a los sistemas que incluyen múltiples estaciones base con enlaces de radio tanto a las FSU como a las unidades de abonado móviles (MSU). En consecuencia, en la presente memoria a las unidades de abonado remotas se les llama unidades de abonado (SU).

En referencia a la figura 1, la estación base (BS) 101 proporciona conexión de llamada a una centralita local (LE) 103 o cualquier otra interfaz de red telefónica conmutada, como una centralita privada (PBX) e incluye una estación de onda portadora de radio (RCS) 104. Una o más RCS 104, 105, 110 se conectan a una unidad de distribución de radio (RDU) 102 a través de los enlaces 131, 132, 137, 138, 139 y la RDU 102 interconecta con la LE 103 transmitiendo y recibiendo señales de información y control de establecimientos de llamada a través de los enlaces de telecomunicación 141, 142, 150. Las SU 116, 119 se comunican con la RCS 104 a través de los enlaces de radio 161, 162, 163, 164, 165. Alternativamente, otra forma de realización de la invención incluye varias SU y una SU "maestra" con una funcionalidad similar a la RCS. Dicha forma de realización puede tener o no conexión a una red telefónica local.

Los enlaces de radio 161 a 165 operan en las bandas de frecuencia de la norma DCS 1800 (1,71-1,785 GHz y 1,805-1,880 GHz), la norma US-PCS (1,85-1,99 GHz) y la norma CEPT (2,0-2,7 GHz). A pesar de que se utilizan estas bandas en la forma de realización descrita, la invención es igualmente aplicable a todas las bandas UHF a SHF, incluyendo las bandas de 2,7 GHz a 5 GHz. Los anchos de banda de transmisión y recepción son múltiplos de 3,5 MHz a partir de 7 MHz, y múltiplos de 5 MHz a partir de 10 MHz, respectivamente. El sistema descrito incluye anchos de banda de 7, 10, 10,5, 14 y 15 MHz. En el ejemplo de realización de la invención, la banda de seguridad mínima entre el enlace ascendente y descendente es de 20 MHz, y es deseable que sea de al menos tres veces el ancho de banda de la señal. La separación dúplex está entre 50 a 175 MHz, donde la invención descrita utiliza 50, 75, 80, 95 y 175 MHz. También se pueden utilizar otras frecuencias.

Aunque la forma de realización descrita utiliza diferentes anchos de banda de espectro expandido centrados en torno a un portador para la transmisión y recepción de canales de espectro expandido, el presente método es fácil de ampliar a sistemas con múltiples anchos de banda de espectro expandido para los canales de transmisión y múltiples anchos de banda de espectro expandido para los canales de recepción. Por otra parte, como los sistemas de comunicación de espectro expandido tienen la característica inherente de que la transmisión de un usuario aparece como ruido para el receptor de desexpansión de otro usuario, una forma de realización puede emplear el mismo canal de espectro expandido para ambos canales de trayectoria de transmisión y recepción. En otras palabras, las transmisiones ascendentes y descendentes pueden ocupar la misma banda de frecuencia. Además, el presente método puede extenderse fácilmente a múltiples bandas de frecuencia de CDMA, cada una llevando un conjunto respectivamente diferente de mensajes, enlace ascendente, enlace descendente o enlace ascendente y enlace descendente.

ES 2 366 343 T3

La información de símbolo binario expandida se transmite por los enlaces de radio 161 a 165 utilizando la modulación de desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK) con la forma de pulsos Nyquist en la presente forma de realización, aunque se pueden utilizar otras técnicas de modulación, incluyendo pero no exclusivamente, QPSK con desplazamiento temporal (OQPSK) y modulación de desplazamiento mínimo (MSK), modulación por desplazamiento de fase gaussiana (GFSK) y modulación de desplazamiento de fase M-aria (MPSK).

Los enlaces de radio 161 a 165 incorporan el acceso múltiple por división de código de banda ancha (B-CDMATM) como el modo de transmisión en ambas direcciones ascendente y descendente. Las técnicas de comunicación de CDMA (también conocidas como de espectro expandido) utilizadas en los sistemas de acceso múltiple son muy conocidas, y se describen en la patente US 5.228.056 titulada SYNCHRONOUS SPREAD-SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM AND METHOD de Donald T Schilling. El sistema descrito utiliza la técnica de expansión de secuencia directa (DS). El modulador de CDMA realiza la generación de secuencias de códigos de expansión de espectro expandido, que puede ser una secuencia de pseudoruido (PN), y compone la modulación DS de las señales QPSK con las secuencias de códigos de expansión para los canales en fase (I) y en cuadratura (Q). Las señales piloto se generan y se transmiten con las señales moduladas y las señales piloto de la presente forma de realización son códigos de expansión no modulados por los datos. Las señales piloto se utilizan para la sincronización, la recuperación de la fase portadora y para la estimación de la respuesta al impulso del canal de radio. Cada SU incluye un solo generador de pilotos y al menos un modulador y demodulador de CDMA, conocidos en conjunto como un módem de CDMA. Cada RCS 104, 105, 110 dispone de un solo generador más los moduladores y demoduladores de CDMA suficientes para todos los canales lógicos utilizados por todas las SU.

El demodulador de CDMA desexpande la señal con el procesamiento adecuado para combatir o explotar los efectos de la propagación de trayectoria múltiple. Los parámetros concernientes al nivel de potencia recibida se utilizan para generar la información de control de potencia automático (APC) que, a su vez, se transmite al otro extremo del enlace de comunicación. La información de APC se utiliza para controlar la potencia de transmisión de los enlaces de control de potencia directo automático (AFPC) y control de potencia inverso automático (ARPC). Además, cada RCS 104, 105 y 110 puede realizar el control de potencia de mantenimiento (MPC), de una manera similar al APC, para ajustar la potencia de transmisión inicial de cada SU 111, 112, 115, 117 y 118. La demodulación es coherente si la señal piloto proporciona la referencia de fase.

Los enlaces de radio descritos soportan múltiples canales de tráfico con velocidades de datos de 8, 16, 32, 64, 128 y 144 kb/s. El canal físico al que está conectado un canal de tráfico opera con una velocidad de 64 k símbolos/s. Se pueden soportar otras velocidades de datos y se puede emplear la codificación de corrección de errores directa (FEC). Para la forma de realización descrita, se utiliza una FEC con una tasa de codificación de 1/2 y longitud de restricción 7. Se pueden utilizar otras tasas y longitudes de restricción conformes a las técnicas de generación de códigos empleadas.

La combinación de la diversidad en las antenas de radio de las RCS 104, 105 y 110 no es necesaria porque el CDMA tiene una diversidad de frecuencia inherente debido al ancho de banda expandido. Los receptores incluyen filtros adaptativos adaptados (AMF) (no mostrados en la figura 1) que combinan las señales de trayectoria múltiple. En la presente realización, los AMF ilustrativos realizan la combinación de relación máxima.

En referencia a la figura 1, la RCS 104 se interconecta a la RDU 102 través de los enlaces 131, 132, 137 con, por ejemplo, 1,544 Mb/s DS1, 2,048 Mb/s E1, o formatos de ASDL para recibir y enviar señales de datos digitales. Si bien estas son las típicas interfaces estandarizadas de las compañías telefónicas, la presente invención no se limita solo a estos formatos de datos digitales. La interfaz de línea de RCS (no mostrada en la figura 1) traduce la codificación de línea (por ejemplo, HDB3, B8ZS, AMI) y extrae o produce información de entramado, realiza funciones de alarmas y señalización de instalaciones, así como funciones de comprobación de la paridad y del bucle de retorno específicos del canal. Las interfaces de esta descripción proporcionan canales de tráfico telefónico de ABPCM codificados de 32 kb/s o de PCM codificados de 64 kb/s o canales RDSI para el procesamiento de la RCS. Se pueden utilizar otras técnicas de codificación de ADPCM conformes con las técnicas de generación de secuencias.

El sistema de la presente invención también soporta la modificación de la velocidad del portador entre la RCS 104 y cada SU 111, 112, 115, 117 y 118 que comunique con la RCS 104, en la que se puede asignar un canal de mensaje de CDMA que soporte 64 kb/s a la banda vocal de datos o fax cuando existan velocidades por encima de 4,8 kb/s. Este canal portador de 64 kb/s se considera un canal sin codificar. Para la RDSI, la modificación de la velocidad del portador se puede hacer dinámicamente, en base a los mensajes del canal D.

En la figura 1, cada SU 111, 112, 115, 117 y 118 incluye o se interconecta con una unidad de teléfono 170, o se interconecta con un conmutador local (PBX) 171. La entrada de la unidad de teléfono puede incluir voz, datos en banda vocal y señalización. La SU traduce las señales analógicas en secuencias digitales, y también puede incluir una terminal de datos 172 o una interfaz RDSI 173. La SU puede diferenciar entrada de voz, datos en banda vocal o fax y datos digitales. La SU codifica los datos de voz con técnicas como ADPCM a 32 kb/s, o velocidades más bajas, y detecta los datos en banda vocal o fax con velocidades superiores a 4,8 kb/s para modificar el canal de tráfico (modificación de la velocidad del portador) para la transmisión en abierto. Además, se puede realizar una ley A, una ley u o ninguna que expanda la señal antes de la transmisión. Para los datos digitales también se pueden utilizar técnicas de compresión de datos, como la supresión de indicadores de inactividad, para conservar la capacidad y minimizar las interferencias.

ES 2 366 343 T3

Los niveles de potencia de transmisión de la interfaz de radio entre la RCS 104 y las SU 111, 112, 115, 117 y 118 se controlan utilizando dos métodos de control de potencia de circuito cerrado diferentes. El método de control de potencia directo automático (AFPC) determina el nivel de potencia de transmisión descendente, y el método de control de potencia inverso automático (ARPC) determina el nivel de potencia de transmisión ascendente. El canal de control lógico por el cual la SU 111 y la RCS 104, por ejemplo, transfieren información de control de potencia funciona a una velocidad de actualización de al menos 16 kHz. Otras formas de realización pueden utilizar una velocidad de actualización más rápida o más lenta, por ejemplo de 64 kHz. Estos algoritmos aseguran que la potencia de transmisión de un usuario mantiene una relación aceptable de errores de bit (BER), mantiene la alimentación del sistema a un mínimo, para ahorrar energía, y mantiene el nivel de potencia de todas las SU 111, 112, 115, 117 y 118 recibidas por la RCS 104 a un nivel casi igual.

Además, el sistema utiliza un método de control de potencia de mantenimiento opcional en el modo inactivo de una SU. Cuando la SU 111 está inactiva o se apaga para conservar la potencia, la unidad se activa de vez en cuando para ajustar su nivel de potencia de transmisión inicial ajustándose en respuesta a una señal de control de mantenimiento de potencia de la RCS 104. La señal de potencia de mantenimiento es determinada por la RCS 104 midiendo el nivel de potencia recibida de la SU 111 y el nivel actual de potencia del sistema y, a partir de esto, calcula la potencia necesaria de transmisión inicial. El método acorta el tiempo de adquisición de canales de la SU 111 para comenzar una comunicación. El método también evita que el nivel de potencia de transmisión de la SU 111 sea demasiado alto e interfiera con otros canales durante la transmisión inicial antes de que el control de potencia de circuito cerrado reduzca la potencia de transmisión.

La RCS 104 obtiene la sincronización de su reloj de una línea de interfaz tal como, aunque no exclusivamente, E1, T1, o interfaces HDSL. La RCS 104 también puede generar su propia señal de reloj interna de un oscilador que puede ser regulado por un receptor de sistema de posicionamiento global (GPS). La RCS 104 genera un código piloto global, un canal con un código de expansión pero ninguna modulación de datos, que puede ser adquirida por las SU 111 a 118 remotas. Todos los canales de transmisión de la RCS se sincronizan con el canal piloto, y las fases del código de expansión de los generadores de códigos (no mostrados) utilizados para los canales de comunicación lógica dentro de la RCS 104 también se sincronizan con la fase del código de expansión del canal piloto. Del mismo modo, las SU 111 a 118, que reciben el código piloto global de la RCS 104 sincronizan las fases del código de expansión y desexpansión de los generadores de códigos (no mostrados) de las SU con el código piloto global.

La RCS 104, la SU 111 y la RDU 102 pueden incorporar redundancia de sistema de los elementos del sistema y el cambio automático entre los elementos funcionales internos del sistema cuando se produzca un fallo para evitar la pérdida o abandono de un enlace de radio, del suministro de energía, del canal de tráfico, o del grupo de canales de tráfico.

Canales lógicos de comunicación

Un "canal" de la técnica anterior se considera generalmente como una ruta de comunicaciones que forma parte de una interfaz y que se puede distinguir de otras rutas de esa interfaz sin tener en cuenta su contenido. Sin embargo, en el caso del CDMA, las rutas de comunicación separadas sólo se distinguen por su contenido. El término "canal lógico" se utiliza para distinguir los flujos de datos separados, que son lógicamente equivalentes a los canales en el sentido convencional. Todos los canales y subcanales lógicos de la presente invención se asignan a un flujo QPSK común de 64 kilosímbolos por segundo (Ksim/s). Algunos canales están sincronizados con los códigos piloto asociados que se generan a partir, y desempeñan una función similar a la del código piloto global (GPC) del sistema. Las señales piloto del sistema no se consideran, sin embargo, canales lógicos.

En el enlace de comunicación por RF entre la RCS y la SU se utilizan varios canales de comunicación lógicos. Cada canal de comunicación lógico tiene un código de expansión fijo predeterminado o un código de expansión asignado dinámicamente. Para ambos códigos predeterminado y asignado, la fase de código se sincroniza con el código piloto. Los canales lógicos de comunicación se dividen en dos grupos: el grupo de canales globales (GC) incluye los canales que se transmiten ya sea desde la RCS de la estación base a todas las SU remotas o desde cualquier SU a la RCS de la estación base, independientemente de la identidad de la SU. Los canales del grupo de GC pueden contener información de un determinado tipo para todos los usuarios, incluidos los canales utilizados por las SU para acceder al sistema. Los canales del grupo de canales asignados (AC) son los canales dedicados a la comunicación entre la RCS y una SU particular.

El grupo de canales globales (CG) proporciona: 1) canales lógicos de control de difusión, que ofrecen servicios de punto a multipunto para difundir mensajes a todas las SU y mensajes de localización a las SU; y 2) canales lógicos de control de acceso que ofrecen servicios punto a punto en los canales globales para que las SU accedan al sistema y obtengan los canales asignados.

La RCS de la presente invención tiene múltiples canales lógicos de control de acceso lógico y un grupo de control de difusión. Una SU de la presente invención tiene por lo menos un canal de control de acceso y al menos un canal lógico de control de difusión.

ES 2 366 343 T3

Los canales lógicos globales controlados por la RCS son los canales de difusión rápida (FBCH) que difunden información que cambia rápidamente sobre los servicios y canales de acceso que están actualmente disponibles, y el canal de difusión lenta (SBCH) que difunde información del sistema que cambia lentamente y mensajes de localización. El canal de acceso (AXCH) es utilizado por las SU para acceder a una RCS y tener acceso a los canales asignados. Cada AXCH está emparejado con un canal de control (CTCH). El CTCH es utilizado por la RCS para reconocer y responder a los intentos de acceso por parte de las SU. El piloto de acceso largo (LAXPT) se transmite de forma sincrónica con el AXCH para proporcionar a la RCS un tiempo de referencia y de fase.

Un grupo de canales asignados (AC) está formado por los canales lógicos que controlan una conexión de telecomunicación única entre la RCS y una SU. Las funciones desarrolladas, cuando se forma un grupo de AC incluyen un par de canales de mensaje lógicos de control de potencia para cada una de las conexiones ascendente y descendente, y en función del tipo de conexión, uno o más pares de canales de tráfico. La función del control portador realiza la modificación necesaria de la velocidad del canal portador de control de errores directo y las funciones de encriptado.

Cada SU 111, 112, 115, 117 y 118 tiene al menos un grupo de AC que se forma cuando existe una conexión de telecomunicación, y cada RCS 104, 105 y 110 tiene varios grupos de AC formados, uno para cada conexión en progreso. Se crea un grupo de canales lógicos para una conexión tras un establecimiento satisfactorio de la conexión. El grupo de AC incluye el encriptado, la codificación de FEC, y la multiplexación en la transmisión y la decodificación de FEC, desencriptado y demultiplexado en la recepción.

Cada grupo de AC proporciona un conjunto de servicios de punto a punto orientados a la conexión y opera en ambas direcciones entre una RCS específica, por ejemplo, la RCS 104, y una SU específica, por ejemplo, la SU 111. Un grupo de AC formado para una conexión puede controlar más de un portador a través del canal de comunicación por RF asociado a una sola conexión. Se utilizan varios portadores para llevar los datos distribuidos, tales como, aunque no exclusivamente, RDSI. Un grupo de AC puede proporcionar la duplicación de canales de tráfico para facilitar el cambio de la PCM a 64 kb/s para servicios de fax y módem de alta velocidad para la función de modificación de la velocidad del portador.

Los canales lógicos asignados formados tras conseguir una conexión de llamada e incluidos en el grupo de AC son un canal de señalización dedicado [circuito de orden (OW)], un canal de APC y uno o más canales de tráfico (TRCH) que son portadores de 8, 16, 32 o 64 kb/s dependiendo del servicio soportado. Para el tráfico de voz, se pueden soportar la voz codificada de velocidad moderada, ADPCM o PCM en los canales de tráfico. Para los tipos de servicio RSDI, dos TRCH a 64 kb/s forman los canales B y un TRCH a 16 kb/s forma el canal D. Alternativamente, el subcanal de APC puede ser modulado separadamente en su propio canal de CDMA o puede ser multiplexado por división de tiempo con un canal de tráfico o canal OW.

Cada SU 111, 112, 115, 117 y 118 de la presente invención soporta tres canales de tráfico simultáneos. La asignación de los tres canales lógicos para los TRCH para los datos de usuario se muestra abajo en la Tabla 1:

TABLA 1

Asignación de los tipos de servicio de los tres canales TRCH disponibles

Servicio	TRCH(0)	TRCH(1)	TRCH(2)
POTS a 16 kb/s	TRCH /16	no se usa	no se usa
POTS a 32 + 64 kb/s (durante BCM)	TRCH /32	TRCH /64	no se usa
POTS a 32 kb/s	TRCH /32	no se usa	no se usa
POTS a 64 kb/s	no se usa	TRCH /64	no se usa
RSDI D	no se usa	no se usa	TRCH /16
RSDI B+D	TRCH /64	no se usa	TRCH /16
RSDI 2B + D	TRCH /64	TRCH /64	TRCH /16
LL digital a 64 kb/s	TRCH /64	no se usa	no se usa
LL digital a 2 x 64 kb/s	TRCH /64	TRCH /64	no se usa
LL analógico a 64 kb/s	TRCH/64	no se usa	no se usa

La velocidad de los datos de APC es enviada a 64 kb/s. El canal lógico de APC no es codificado con FEC para evitar el retardo y es transmitido a un nivel de potencia relativamente bajo para minimizar la capacidad utilizada para

ES 2 366 343 T3

el APC. Alternativamente, el APC y OW pueden ser modulados separadamente utilizando secuencias de códigos de expansión complejas o pueden ser multiplexados por división de tiempo.

El canal de OW lógico es codificado con FEC con un código convolucional de tasa 1/2. Este canal lógico es transmitido en ráfagas de impulsos cuando hay datos de señalización para reducir la interferencia. Después de un período de inactividad, la señal de OW empieza con al menos 35 símbolos antes del inicio de la trama de datos. Para los datos de llamada en silencio de mantenimiento, el OW se transmite de forma continua entre las tramas o los datos. La Tabla 2 resume los canales lógicos utilizados en la forma de realización ilustrativa:

TABLA 2

Canales y subcanales lógicos de la interfaz por aire de B-CDMA

Nombre del canal	Abrev.	Descripción breve	Dirección (directa o inversa)	Velocidad de Bit	BER máx.	Nivel de potencia	Piloto
Canales globales							
Canal de difusión rápido	FBCH	Difunde la última información de cambio del sistema	F	16 kb/s	1e-4	Fijo	GLPT
Canal de difusión lento	SBCH	Difunde los mensajes de localización a las FSU y la información de cambio lento del sistema	F	16 kb/s	1e-7	Fijo	GLPT
Canales de acceso	AXCH(i)	Para los intentos de acceso inicial por parte de las FUS	R	32 kb/s	1e-7	Controlado por APC	LAXPT(i)
Canales de control	CTCH(i)	Para conceder acceso	F	32 kb/s	1e-7	Fijo	GLPT
Canales asignados							
POTS a 16 kb/s	TRCH /16	Uso de POTS general	F/R	16 kb/s	1e-4	Controlado por APC	F-GLPT R-ASPT
POTS a 32 kb/s	TRCH /32	Uso de POTS general	F/R	32 kb/s	1e-4	Controlado por APC	F-GLPT R-ASPT
POTS a 64 kb/s	TRCH /64	Uso de POTS para módems/fax en banda	F/R	64 kb/s	1e-4	Controlado por APC	F-GLPT R-ASPT
Canal D	TRCH /16	Canal D de RSDI	F/R	16 kb/s	1e-7	Controlado por APC	F-GLPT R-ASPT
Canal de circuito de orden	OW	Canal de señalización asignado	F/R	32 kb/s	1e-7	Controlado por APC	F-GLPT R-ASPT
Canal de APC	APC	lleva las órdenes de APC	F/R	64 kb/s	2e-1	Controlado por APC	F-GLPT R-ASPT

ES 2 366 343 T3

Los códigos de expansión

Los generadores de códigos de CDMA utilizados para codificar los canales lógicos de la presente invención emplean registros de desplazamiento lineal (LSR) con lógica de retroalimentación que es un método bien conocido en la técnica. Los generadores de códigos de la presente forma de realización de la invención generan 64 secuencias únicas sincrónicas. Cada canal de comunicación de RF utiliza un par de estas secuencias para la expansión compleja (en fase y en cuadratura) de los canales lógicos, por lo que el generador produce 32 secuencias de expansión complejas. Las secuencias son generadas por una sola semilla, que se carga inicialmente en un circuito de registro de desplazamiento.

La generación de secuencias de códigos de expansión y la selección de semillas

El período del código de expansión de la presente invención se define como un múltiplo de un número entero de la duración del símbolo, y el inicio del período del código es también el comienzo del símbolo. La relación entre el ancho de banda y la longitud del símbolo elegida para el ejemplo de realización de la presente invención es la siguiente:

	BW (MHZ)	L (chips/símbolo)
20	7	91
	10	130
	10,5	133
25	14	182
	15	195

La longitud del código de expansión también es un múltiplo de 64 y de 96 para soportar la trama de RDSI. El código de expansión es una secuencia de símbolos, llamados chips o valores de chip. Los métodos generales para generar secuencias pseudoaleatorias utilizando las operaciones de campos de Galois son conocidos por los expertos en la materia, sin embargo, se ha obtenido un conjunto único, o familia, de secuencias de códigos para la presente invención. En primer lugar se elige la duración del registro de desplazamiento de retroalimentación lineal para generar una secuencia de código, y al valor inicial del registro se le llama "semilla". En segundo lugar, se impone la restricción de que ninguna secuencia de códigos generada por una semilla de códigos puede ser un desplazamiento cíclico de otra secuencia de códigos generada por la misma semilla de códigos. Finalmente, ninguna secuencia de códigos generada por una semilla puede ser un desplazamiento cíclico de una secuencia de códigos generada por otra semilla.

Se ha determinado que la longitud del código de expansión de los valores de chip de la presente invención es la siguiente:

$$128 \times 233415 = 29877120 \quad (1)$$

Los códigos de expansión se generan mediante la combinación de una secuencia lineal de período 233415 y una secuencia no lineal de período 128.

El canal FBCH de la forma de realización ilustrativa es una excepción, ya que no se codifica con la secuencia de longitud 128, por lo que el código de expansión del canal FBCH tiene el período 233415.

La secuencia no lineal de longitud 128 se implementa como una secuencia fija cargada en un registro de desplazamiento con una conexión de realimentación. La secuencia fija puede ser generada por una secuencia m de longitud 127 completada con un valor lógico adicional 0, 1, o aleatorio, como es bien conocido en la técnica.

La secuencia lineal de longitud $L = 233415$ se genera utilizando el circuito de registro de desplazamiento con retroalimentación lineal (LFSR) con 36 etapas. Las conexiones de retroalimentación corresponden a un polinomio irreducible $h(n)$ de grado 36. El polinomio $h(x)$ elegido para el ejemplo de realización de la presente invención es

$$h(x) = x^{36} + x^{35} + x^{30} + x^{28} + x^{26} + x^{25} + x^{22} + x^{20} + x^{19} + x^{17} \\ + x^{16} + x^{15} + x^{14} + x^{12} + x^{11} + x^9 + x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$$

ES 2 366 343 T3

materia conocen bien las secuencias con estas propiedades. El número medio de las fases de prueba de adquisición de la secuencia larga resultante es un múltiplo de $r = \log 2L$ en lugar de la mitad del número de fases de la secuencia larga.

5 En segundo lugar, se puede utilizar un método para transmitir secuencias de códigos de expansión valoradas complejas (secuencias en fase (I) y en cuadratura (Q)) en una señal de código de expansión piloto en lugar de transmitir secuencias valoradas reales. Se pueden transmitir dos o más secuencias de códigos separadas por los canales complejos. Si las secuencias tienen diferentes fases, la adquisición se puede hacer por los circuitos de adquisición en paralelo a través de las secuencias de códigos diferentes, cuando se conoce el desplazamiento de fase relativo entre los dos o
10 más canales de códigos. Por ejemplo, para las dos secuencias, una puede ser enviada en un canal en fase (I) y una en el canal en cuadratura (Q). Para buscar las secuencias de códigos, el medio de detección de adquisición busca los dos canales, pero comienza con el canal (Q) con un desplazamiento igual a la mitad de la longitud de la secuencia de códigos de expansión. Con una longitud de secuencia de códigos de N, el medio de adquisición comienza la búsqueda en N/2 en el canal (Q). El número medio de pruebas para determinar la adquisición es N/2 para una búsqueda de código
15 único, pero la búsqueda en el canal (I) y (Q) con retardo de fase en paralelo reduce el número medio de pruebas a N/4. Los códigos enviados en cada canal podrían ser el mismo código, el mismo código con una fase de código del canal retardada o secuencias de códigos diferentes.

20 *Estructuras de época y subépoca*

Los códigos de expansión complejos largos utilizados para el sistema ilustrativo de la presente invención tienen un número de chips después del cual se repite el código. El periodo de repetición de la secuencia de expansión se llama época. Para asignar los canales lógicos a los códigos de expansión de CDMA, la presente invención utiliza una
25 estructura de época y subépoca. El período de código para el código de expansión de CDMA para modular los canales lógicos es de 29877120 chips/período de código, que es el mismo número de chips para todos los anchos de banda. El período de código es la época de la presente invención, y la Tabla 3 siguiente define la duración de la época para las velocidades de chips soportadas. Además, se definen dos subépocas en la época del código de expansión que tienen una longitud de 233415 chips y 128 chips.

30 A la subépoca de 233415 chips se le llama subépoca larga y se utiliza para la sincronización de eventos en la interfaz de comunicación por RF, tales como la conmutación de claves de encriptado y el cambio de códigos globales a asignados. La época corta de 128 chips se define para usar como una referencia de temporización adicional. La mayor velocidad de símbolos utilizada con un solo código de CDMA es de 64 Ksim/s. Siempre hay un número entero
35 de chips en una duración de símbolos para las velocidades de símbolos soportadas de 64, 32, 16, y 8 Ksim/s.

TABLA 3

Anchos de banda, Velocidades de chips y Épocas

Ancho de banda (MHz)	Velocidad de chips, Compleja (Mchip/seg)	Número de chips en un símbolo de 64 kbit/s	Duración* de una subépoca de 128 chips (μ s)	Duración* de una subépoca de 233415 chips (ms)	Duración de una época (seg)
7	5,824	91	21,978	40,078	5,130
10	8,320	130	15,385	28,055	3,591
10,5	8,512	133	15,038	27,422	3,510
14	11,648	182	10,989	20,039	2,565
15	12,480	195	10,256	18,703	2,394
* Los números en estas columnas se han redondeado a 5 dígitos.					

60 *Asignación de los canales lógicos a épocas y subépocas*

Los códigos de expansión complejos están diseñados de tal manera que el comienzo de la época de la secuencia coincide con el comienzo de un símbolo para todos los anchos de banda soportados. La presente invención soporta
65 anchos de banda de 7, 10, 10,5, 14 y 15 MHz. Asumiendo una salida nominal del 20%, estos anchos de banda corresponden a las siguientes velocidades de chips en la Tabla 4.

ES 2 366 343 T3

TABLA 4

Anchos de banda y Velocidades de chips soportados para el CDMA

BW (MHz)	R _c (Compleja Mchips/seg)	Exceso de BW, %	L: (R _c /L) = 64k	Factorización de L
7	5,824	20,19	91	7x13
10	8,320	20,19	130	2x5x13
10,5	8,512	23,36	133	7x19
14	11,648	20,19	182	2x7x13
15	12,480	20,19	195	3x5x13

El número de chips en una época es:

$$N = 29877120 = 2^7 \times 3^3 \times 5 \times 7 \times 13 \times 19 \quad (6)$$

Si se utiliza intercalado, el comienzo de un período intercalador coincide con el comienzo de la época de la secuencia. Las secuencias de expansión generadas por el método de la presente invención pueden soportar períodos intercaladores que son múltiplos de 1,5 ms para varios anchos de banda.

Las secuencias cíclicas de la técnica anterior se generan utilizando circuitos de registro de desplazamiento con retroalimentación lineal (LFSR). Sin embargo, este método no genera secuencias de longitud par. En la figura 2a, figura 2b y figura 2c se muestra una forma de realización del generador de secuencias de códigos de expansión que utiliza las semillas de código generadas anteriormente. La presente invención utiliza un LFSR 201 de 36 etapas para generar una secuencia de período $N' = 233415 = 33 \times 5 \times 7 \times 13 \times 19$, que es C_0 en la figura 2a. En las figuras 2a, 2b y 2c, el símbolo \oplus representa una suma binaria (O-EXCLUSIVO). Un generador de secuencias diseñado como el anterior genera las partes en fase y en cuadratura de un conjunto de secuencias complejas. Las conexiones intermedias y el estado inicial del LFSR de 36 etapas determinan la secuencia generada por este circuito. Los coeficientes intermedios del LFSR de 36 etapas se determinan de tal manera que las secuencias resultantes tienen el período 233415. Hay que tener en cuenta que las conexiones intermedias mostradas en la figura 2a se corresponden con el polinomio dado en la ecuación (2). Cada secuencia resultante se superpone a la suma binaria con la secuencia C_\bullet de longitud 128 para obtener el período de época 29877120.

La figura 2b muestra un circuito 202 de alimentación directa (FF), que se utiliza en el generador de códigos. La señal $X[n-1]$ es la salida del retardo de chips 211, y la entrada del retardo de chips 211 es $X[n]$. El chip del código $C[n]$ es formado por el sumador lógico 212 de la entrada $X[n]$ y $X[n-1]$. La figura 2c muestra el generador de códigos de expansión completo. Desde el LFSR 201, las señales de salida pasan por una cadena de hasta 63 alimentaciones FF 203 de una sola etapa en cascada como se muestra. La salida de cada FF se superpone con la secuencia de códigos par corta C_\bullet con un período de $128 = 2^7$, que se guarda en la memoria 222 de códigos y que presenta las características espectrales de una secuencia pseudoaleatoria para obtener la época $N = 29877120$. Esta secuencia de 128 se determina utilizando una secuencia m (secuencia PN) de longitud $127 = 2^7 - 1$ y añadiendo un valor de bit, tal como 0 lógico, a la secuencia para aumentar la longitud a 128 chips. La secuencia de códigos par C_\bullet se introduce en el registro de desplazamiento 221 de códigos par, que es un registro cíclico que emite continuamente la secuencia. La secuencia corta se combina entonces con la secuencia larga utilizando una operación O-EXCLUSIVO 213, 214, 220.

Como se muestra en la figura 2c, se generan hasta 63 secuencias de C_0 a C_{63} de códigos de expansión aprovechando las señales de salida de las FF 203 y sumando lógicamente la secuencia corta C_\bullet en sumadores binarios 213, 214 y 220, por ejemplo. Un experto en la materia apreciará que la aplicación de FF 203 creará un efecto de retardo acumulativo para las secuencias de códigos producidas en cada etapa de FF de la cadena. Este retardo se debe al retardo eléctrico de no cero en los componentes electrónicos de la implementación. Los problemas de temporización asociados con el retardo pueden mitigarse introduciendo elementos de retardo adicionales en la cadena de FF en una versión de la forma de realización de la invención. En la figura 2d se muestra la cadena de FF de la figura 2c, con elementos de retardo adicionales.

Los generadores de códigos en el ejemplo de realización de la presente invención están configurados para generar o códigos globales o códigos asignados. Los códigos globales son códigos de CDMA que pueden ser recibidos y transmitidos por todos los usuarios del sistema. Los códigos asignados son los códigos de CDMA que se asignan para una determinada conexión. Cuando se genera un conjunto de secuencias desde el mismo generador que el descrito, sólo se especifica la semilla del LFSR de 36 etapas para generar una familia de secuencias. Las secuencias de todos los

ES 2 366 343 T3

códigos globales se generan utilizando el mismo circuito de LFSR. Por lo tanto, una vez que una SU ha sincronizado con la señal piloto global de una RCS y conoce la semilla para el circuito de LFSR para los códigos del canal global, puede generar no sólo la secuencia piloto sino también todos los otros códigos globales usados por la RCS.

5 La señal que se convierte a RF se genera de la siguiente manera. Las señales de salida de los circuitos de registro de desplazamiento indicados arriba se convierten en una secuencia antípoda (se asigna 0 a +1, se asigna 1 a -1). Los canales lógicos se convierten inicialmente en señales de QPSK, que se asignan como puntos de la constelación como es bien conocido en la técnica. Los canales en fase y en cuadratura de cada señal de QPSK forman las partes real e imaginaria del valor de datos complejos. Del mismo modo, dos códigos de expansión se utilizan para formar valores de chips de expansión complejos. Los datos complejos se expanden al ser multiplicados por el código de expansión complejo. Del mismo modo, el dato complejo recibido se correlaciona con el conjugado del código de expansión complejo para recuperar los datos desexpandidos.

15 *Códigos cortos*

Los códigos cortos se utilizan para el proceso de aumentar la potencia inicial cuando una SU accede a una RCS. El período de los códigos cortos es igual a la duración del símbolo y el inicio de cada período se alinea con un límite de símbolos. Tanto la SU como la RCS obtienen las partes real e imaginaria de los códigos cortos de las últimas ocho secciones de alimentación directa del generador de secuencias que produce los códigos globales para esa célula.

20 Los códigos cortos que se utilizan en el ejemplo de realización de la invención se actualizan cada 3 ms. Se pueden utilizar otros tiempos de actualización que se correspondan con la velocidad de símbolos. Por lo tanto, se produce un cambio cada 3 ms a partir del límite de la época. En un cambio, la siguiente porción de longitud de un símbolo de la salida de alimentación directa correspondiente se convierte en el código corto. Cuando la SU necesita utilizar un código corto en particular, se espera hasta el primer límite de 3 ms de la época siguiente, y guarda la siguiente porción de longitud del símbolo que sale de la sección de FF correspondiente. Este se utilizará como el código corto hasta el próximo cambio, que se produce 3 ms más tarde.

30 Las señales representadas por los códigos cortos son conocidas como pilotos del canal de acceso cortos (SAXPT).

Asignación de canales lógicos a códigos de expansión

35 La relación exacta entre las secuencias de códigos de expansión y los canales lógicos de CDMA y señales piloto está documentada en la Tabla 5a y la Tabla 5b. Los nombres de las señales que terminan en “-CH” corresponden a los canales lógicos. Los nombres de las señales que terminan en “-PT” corresponden a las señales piloto, que se describen en detalle a continuación.

40

(Tabla pasa a página siguiente)

45

50

55

60

65

ES 2 366 343 T3

TABLA 5a

Secuencias de códigos de expansión y códigos globales de CDMA

5
10
15
20
25
30
35
40
45
50
55
60
65

Secuencia	Cuadratura	Canal lógico o señal piloto	Dirección
C_0	I	FBCH	Directa (F)
C_1	Q	FBCH	F
$C_2 \oplus C_0$	I	GLPT	F
$C_3 \oplus C_0$	Q	GLPT	F
$C_4 \oplus C_0$	I	SBCH	F
$C_5 \oplus C_0$	Q	SBCH	F
$C_6 \oplus C_0$	I	CTCH (0)	F
$C_7 \oplus C_0$	Q	CTCH (0)	F
$C_8 \oplus C_0$	I	APCH (1)	F
$C_9 \oplus C_0$	Q	APCH (1)	F
$C_{10} \oplus C_0$	I	CTCH (1)	F
$C_{11} \oplus C_0$	Q	CTCH (1)	F
$C_{12} \oplus C_0$	I	APCH (1)	F
$C_{13} \oplus C_0$	Q	APCH (1)	F
$C_{14} \oplus C_0$	I	CTCH (2)	F
$C_{15} \oplus C_0$	Q	CTCH (2)	F
$C_{16} \oplus C_0$	I	APCH (2)	F
$C_{17} \oplus C_0$	Q	APCH (2)	F
$C_{18} \oplus C_0$	I	CTCH (3)	F
$C_{19} \oplus C_0$	Q	CTCH (3)	F
$C_{20} \oplus C_0$	I	APCH (3)	F
$C_{21} \oplus C_0$	Q	APCH (3)	F
$C_{22} \oplus C_0$	I	reservado	
$C_{23} \oplus C_0$	Q	reservado	-
....
....
$C_{40} \oplus C_0$	I	reservado	-
$C_{41} \oplus C_0$	Q	reservado	-
$C_{42} \oplus C_0$	I	AXCH(3)	Inversa (R)
$C_{43} \oplus C_0$	Q	AXCH(3)	R
$C_{44} \oplus C_0$	I	LAXPT (3) SAXPT (3)	R
$C_{45} \oplus C_0$	Q	LAXPT (3) SAXPT (3)	R

ES 2 366 343 T3

TABLA 5a (continuación)

Secuencia	Cuadratura	Canal lógico o señal piloto	Dirección
$C_{46} \oplus C_{\bullet}$	I	AXCH (2)	R
$C_{47} \oplus C_{\bullet}$	Q	AXCH (2)	R
$C_{48} \oplus C_{\bullet}$	I	LAXPT (2) SAXPT (2)	R
$C_{49} \oplus C_{\bullet}$	Q	LAXPT (2) SAXPT (2)	R
$C_{50} \oplus C_{\bullet}$	I	AXCH (1)	R
$C_{51} \oplus C_{\bullet}$	Q	AXCH (1)	R
$C_{52} \oplus C_{\bullet}$	I	LAXPT (1) SAXPT (1)	R
$C_{53} \oplus C_{\bullet}$	Q	LAXPT (1) SAXPT (1)	R
$C_{54} \oplus C_{\bullet}$	I	AXCH (0)	R
$C_{55} \oplus C_{\bullet}$	Q	AXCH (0)	R
$C_{56} \oplus C_{\bullet}$	I	LAXPT (0) SAXPT (0)	R
$C_{57} \oplus C_{\bullet}$	Q	LAXPT (0) SAXPT (0)	R
$C_{58} \oplus C_{\bullet}$	I	INACTIVIDAD	-
$C_{59} \oplus C_{\bullet}$	Q	INACTIVIDAD	-
$C_{60} \oplus C_{\bullet}$	I	AUX	R
$C_{61} \oplus C_{\bullet}$	Q	AUX	R
$C_{62} \oplus C_{\bullet}$	I	reservado	-
$C_{63} \oplus C_{\bullet}$	Q	reservado	-

TABLA 5b

Secuencias de códigos de expansión y códigos asignados de CDMA

Secuencia	Cuadratura	Canal lógico o señal piloto	Dirección
$C_0 \oplus C_{\bullet}$	I	ASPT	Indirecto (R)
$C_1 \oplus C_{\bullet}$	Q	ASPT	R
$C_2 \oplus C_{\bullet}$	I	APCH	R
$C_3 \oplus C_{\bullet}$	Q	APCH	R
$C_4 \oplus C_{\bullet}$	I	OWCH	R
$C_5 \oplus C_{\bullet}$	Q	OWCH	R
$C_6 \oplus C_{\bullet}$	I	TRCH(0)	R
$C_7 \oplus C_{\bullet}$	Q	TRCH(0)	R
$C_8 \oplus C_{\bullet}$	I	TRCH(1)	R
$C_9 \oplus C_{\bullet}$	Q	TRCH(1)	R
$C_{10} \oplus C_{\bullet}$	I	TRCH(2)	R
$C_{11} \oplus C_{\bullet}$	Q	TRCH(2)	R

ES 2 366 343 T3

TABLA 5b (continuación)

5	Secuencia	Cuadratura	Canal lógico o señal piloto	Dirección
	$C_{12} \oplus C \cdot$	I	TRCH(3)	R
	$C_{13} \oplus C \cdot$	Q	TRCH(3)	R
10	$C_{14} \oplus C \cdot$	I	reservado	-
	$C_{15} \oplus C \cdot$	Q	reservado	-

15
	$C_{44} \oplus C \cdot$	I	reservado	-
	$C_{45} \oplus C \cdot$	Q	reservado	-
20	$C_{46} \oplus C \cdot$	I	TRCH(3)	Directo (F)
	$C_{47} \oplus C \cdot$	Q	TRCH(3)	F
	$C_{48} \oplus C \cdot$	I	TRCH(2)	F
25	$C_{49} \oplus C \cdot$	Q	TRCH(2)	F
	$C_{50} \oplus C \cdot$	I	TRCH(1)	F
	$C_{51} \oplus C \cdot$	Q	TRCH(1)	F
30	$C_{52} \oplus C \cdot$	I	TRCH(0)	F
	$C_{53} \oplus C \cdot$	Q	TRCH(0)	F
	$C_{54} \oplus C \cdot$	I	OWCH	F
35	$C_{55} \oplus C \cdot$	Q	OWCH	F
	$C_{56} \oplus C \cdot$	I	APCH	F
	$C_{57} \oplus C \cdot$	Q	APCH	F
40	$C_{58} \oplus C \cdot$	I	INACTIVIDAD	-
	$C_{59} \oplus C \cdot$	Q	INACTIVIDAD	-
	$C_{60} \oplus C \cdot$	I	reservado	-
45	$C_{61} \oplus C \cdot$	Q	reservado	-
	$C_{62} \oplus C \cdot$	I	reservado	-
	$C_{63} \oplus C \cdot$	Q	reservado	-
50				

55 Para los códigos globales, los valores semilla para el registro de desplazamiento de 36 bits se eligen para evitar el uso del mismo código, o cualquier desplazamiento cíclico del mismo código, dentro de la misma área geográfica para evitar las interferencias perjudiciales o ambigüedad. Ningún código asignado es igual a un desplazamiento cíclico de un código global.

Señales piloto

60 Las señales piloto se utilizan para la sincronización, la recuperación de la fase portadora y para la estimación de la respuesta al impulso del canal de radio.

65 La RCS 104 transmite una referencia de portadora piloto de enlace directo como una secuencia de código piloto compleja para proporcionar una referencia de tiempo y fase para todas las SU 111, 112, 115, 117 y 118 en su área de servicio. El nivel de potencia de la señal piloto global (GLPT) se configura para proporcionar una cobertura adecuada en toda el área de servicio de la RCS, cuya área depende del tamaño de la célula. Con solo una señal piloto en el enlace directo, la reducción de la capacidad del sistema producida por la energía de la señal piloto es insignificante.

ES 2 366 343 T3

Cada una de las SU 111, 112, 115, 117 y 118 transmite una referencia portadora piloto como una secuencia de códigos de expansión piloto modulada en cuadratura (de valores complejos) para proporcionar una referencia de tiempo y fase a la RCS para el enlace inverso. La señal piloto transmitida por la SU, de una forma de realización de la invención, es 6 dB menor que la potencia del canal de tráfico del POTS de 32 kb/s. El canal piloto inverso es sometido al APC. El piloto de enlace inverso asociado a una conexión particular se llama piloto asignado (ASPT). Además, hay señales piloto asociadas a los canales de acceso. Éstos se llaman pilotos del canal de acceso largos (LAXPT). Los pilotos del canal de acceso cortos (SAXPT) también están asociados a los canales de acceso y se utilizan para la adquisición de códigos de expansión y el aumento de potencia inicial.

Todas las señales piloto se forman a partir de códigos complejos, tal como se define a continuación:

$$\text{GLPT (Directo)} = \{C_2 \oplus C_3\} + j \cdot \{C_1 \oplus C_4\} \cdot \{(1) + j(0)\}$$

$$\{ \text{Código complejo} \} \cdot \{ \text{Portador} \}$$

Las señales piloto complejas son desexpandidas por la multiplicación con un conjugado de códigos de expansión: $\{(C_2 \oplus C_3) - j \cdot (C_1 \oplus C_4)\}$.

Por el contrario, los canales de tráfico son de la forma:

$$\text{TRCH}_n(\text{directo/inverso}) = \{(C_1 \oplus C_2) + j \cdot (C_3 \oplus C_4)\} \cdot \{(\pm 1) + j(\pm 1)\}$$

$$\{ \text{Códigos complejos} \} \cdot \{ \text{Símbolo de dato} \}$$

que forman así una constelación configurada en $\frac{\pi}{4}$ radianes con respecto a las constelaciones de la señal piloto.

La constelación del GLPT se muestra en la figura 3a, y la constelación del canal de tráfico TRCH_n se muestra en la figura 3b.

Asignación de canales lógicos de los canales FBCH, SBCH y de tráfico

El FBCH es un canal de enlace directo global usado para difundir información dinámica sobre la disponibilidad de servicios y los AXCH. Los mensajes se envían continuamente por este canal y cada mensaje tarda aproximadamente 1 ms. El mensaje del FBCH es de 16 bits de largo, continuamente repetido, y es alineado con la época. El FBCH tiene el formato definido en la Tabla 6.

ES 2 366 343 T3

TABLA 6

Formato del FBCH

Bit	Definición
0	Semáforo 0
1	Semáforo 1
2	Semáforo 2
3	Semáforo 3
4-7	bits indicadores de servicio
8	Semáforo 0
9	Semáforo 1
10	Semáforo 2
11	Semáforo 3
12-15	bits indicadores de servicio

Para el FBCH, el bit 0 se transmite primero. Tal como se utiliza en la Tabla 6, un semáforo corresponde a un canal de acceso (AXCH) e indica si el canal de acceso en particular está actualmente en uso (en rojo) o no está en uso (en verde). Una lógica "1" indica que el semáforo está en verde, y una lógica "0" indica que el semáforo está en rojo. Los valores de los bits de los semáforos pueden cambiar de octeto a octeto, y cada mensaje de 16 bits contiene distintos bits indicadores de servicio que describen los tipos de servicios que están disponibles para los AXCH.

Una forma de realización de la presente invención usa un bit indicador de servicio de la siguiente manera para indicar la disponibilidad de servicios o AXCH. Los bits indicadores de servicio {4, 5, 6, 7, 12, 13, 14, 15} en su conjunto pueden ser un número binario sin signo, con el bit 4 como el MSB (bit más significativo) y el bit 15 como el LSB (bit menos significativo). Cada incremento del tipo de servicio tiene una medida nominal asociada de la capacidad requerida, y el FBCH transmite de forma continua la capacidad disponible. Esta se gradúa para tener un valor máximo equivalente al mayor incremento posible de un solo servicio. Cuando una SU requiere un nuevo servicio o un aumento en el número de portadores, compara la capacidad necesaria con la indicada por el FBCH, y luego se considera bloqueada si la capacidad no está disponible. Los canales FBCH y de tráfico están alineados con la época.

Las tramas de información de difusión lenta contienen información del sistema u otra general, que está disponible para todas las SU, y las tramas de información de localización contienen información sobre las solicitudes de llamada para las SU particulares. Las tramas de información de difusión lenta y las tramas de información de localización son multiplexadas juntas en un solo canal lógico que forma el canal de difusión lenta (SBCH). Como se definió anteriormente, la época de código es una secuencia de 2987720 chips que tiene una duración de época que está en función de la velocidad de chips definida en la Tabla 7. Con el fin de facilitar el ahorro de energía, el canal se divide en N ciclos de "Reposo" y cada ciclo se subdivide en M segmentos, que son de 19 ms de largo, a excepción del ancho de banda de 10,5 Mhz que tiene segmentos de 18 ms.

TABLA 7

Diseño del formato del canal SBCH

Ancho de banda (MHz)	Velocidad de código de expansión (MHz)	Longitud de la época (ms)	Ciclos/Época N	Longitud del ciclo (ms)	Segmentos/ciclo M	Longitud del segmento (ms)
7,0	5,824	5130	5	1026	54	19
10,0	8,320	3591	3	1197	63	19
10,5	8,512	3510	3	1170	65	18
14,0	11,648	2565	3	855	45	19
15,0	12,480	2394	2	1197	63	19

ES 2 366 343 T3

El segmento # 1 del ciclo de reposo se utiliza siempre para la información de difusión lenta. Los segmentos # 2 a # M-1 se usan para grupos de localización a menos que se introduzca información de difusión lenta extendida. El patrón de ciclos y segmentos, en una forma de realización de la presente invención, funciona continuamente a 16 kb/s.

5 Dentro de cada ciclo de reposo la SU enciende el receptor y vuelve a adquirir el código piloto. A continuación, logra el acople con la portadora con una precisión suficiente para obtener una demodulación y decodificación Viterbi satisfactorias. El tiempo de estabilización para lograr el acople con la portadora puede ser de hasta 3 segmentos de duración. Por ejemplo, una SU asignada al segmento # 7 enciende el receptor en el inicio del segmento # 4. Después de haber comprobado su segmento, la SU o bien ha reconocido su dirección de localización e inició una solicitud de acceso, o no reconoce su dirección de localización en cuyo caso se vuelve al modo de reposo. La Tabla 8 muestra los
10 ciclos de trabajo de los diferentes anchos de banda, asumiendo una duración del despertar de 3 segmentos.

TABLA 8

Ahorro de energía con ciclos de reposo

Ancho de banda (MHz)	Ranuras/ciclo	Ciclo de trabajo
7,0	54	7,4%
10,0	63	6,3%
10,5	65	6,2%
14,0	45	8,9%
15,0	63	6,3%

El Sistema de comunicación de espectro expandido

Estación de radio portadora RCS

35 La Estación de radio portadora (RCS) de la presente invención actúa como una interfaz central entre la SU y el elemento de red de control de procesamiento remoto, tal como una unidad de distribución de radio (RDU). La interfaz de la RDU de la presente forma de realización sigue la norma G.704 y una interfaz según una versión modificada de DECT V5.1, aunque la presente invención puede soportar todas las interfaces que puedan conmutar el control de llamadas y los canales de tráfico. La RCS recibe los canales de información de la RDU, incluidos los datos de control de llamadas y datos del canal de tráfico, tales como aunque no exclusivamente, ADPCM a 32 kb/s, PCM a 64 kb/s y RDSI, así como los datos de configuración del sistema y de mantenimiento. La RCS también termina los canales portadores de la interfaz de radio CDMA con las SU, cuyos canales incluyen tanto los datos de control como los datos del canal de tráfico. En respuesta a los datos de control de llamadas de ya sea la RDU o una SU, la RCS asigna canales de tráfico a los canales portadores en el enlace de comunicación de RF y establece una conexión de comunicación
45 entre la SU y la red telefónica a través de una RDU.

Como se muestra en la figura 3, la RCS recibe los datos de control de llamadas y de información de mensajes en los MUX 905, 906 y 907 a través de las líneas de interfaz de 901, 902 y 903. Aunque se muestra el formato E1, se pueden soportar otros formatos de telecomunicaciones similares de la misma manera que se describe a continuación. Los MUX que se muestran en la figura 3 se pueden implementar utilizando circuitos similares a los mostrados en la figura 4. El MUX que se muestra en la figura 4 incluye un generador de señales 1001 del reloj del sistema que consiste en osciladores de acople de fase (no mostrados) que generan señales de reloj para la autopista de datos de PCM 1002 de la línea (que forma parte de la autopista de datos de PCM 910) y el bus de alta velocidad (HSB) 970; y el controlador MUX 1010 que sincroniza el reloj del sistema 1001 a la interfaz de línea 1004. Se contempla que los osciladores de acople de fase puedan proporcionar señales de temporización para la RCS en ausencia de sincronización a una línea. La interfaz de línea 1011 del MUX separa los datos de control de llamadas de los datos de información del mensaje. En referencia a la figura 3, cada MUX ofrece una conexión con el controlador de acceso inalámbrico (WAC) 920 a través de la autopista de datos de PCM 910. El controlador MUX 1010 también controla la presencia de diferentes tonos presentes en la señal de información por medio del detector de tonos 1030.
60

Además, el controlador MUX 1010 proporciona la red del canal D de RDSI que señala localmente a la RDU. La interfaz de línea 1011 del MUX, tal como un FALC 54, incluye una interfaz E1 1012, que consta de un par de conexiones de transmisión (no mostradas) y un par de conexiones de recepción (no mostradas) del MUX conectado a la RDU o al conmutador de RSDI de la oficina central (CO) a la velocidad de datos de 2.048 Mbps. Los pares de conexiones de transmisión y recepción están conectados a la interfaz E1 1012, que traduce los pares codificados de transmisión/recepción de tres niveles diferenciales en niveles para usar por el entramador 1015. La interfaz de línea 1011 utiliza bucles cerrados de fase internos (no mostrados) para producir relojes obtenidos de E1 de 2,048 MHz y
65

ES 2 366 343 T3

4,096 MHz, así como un pulso de sincronización de trama de 8 KHz. La interfaz de línea puede operar en modo de reloj maestro o reloj esclavo. Aunque el ejemplo de realización se muestra utilizando una interfaz E1, se contempla que se puedan utilizar otros tipos de líneas telefónicas que transmitan múltiples llamadas, por ejemplo, las líneas T1 o líneas de interfaz a una centralita privada (PBX).

5

El entramador 1015 de interfaz de línea entrama los flujos de datos mediante el reconocimiento de los patrones de entramado en el canal-1 (intervalo de tiempo 0) de la línea de entrada, e introduce y extrae los bits de servicio y genera/comprueba la información de calidad del servicio de la línea.

10

Siempre que aparezca una señal E válida en la interfaz E1 1012, el FALC 54 recuperará una señal de reloj de PCM de 2,048 MHz de la línea E1. Este reloj, a través del reloj del sistema 1001, se utiliza en todo el sistema como una señal de reloj de la autopista de datos de PCM. Si la línea E1 falla, el FALC 54 sigue ofreciendo un reloj de PCM obtenido de una señal o(t) del oscilador conectado a la entrada de sincronización (no mostrada) del FALC 54. Este reloj de PCM sirve al sistema de la RCS hasta que otro MUX con una línea E1 operativa asuma la responsabilidad de generar las señales de reloj del sistema.

15

El entramador 1015 genera un pulso de sincronización de la trama recibida, que a su vez puede ser utilizado para activar la interfaz de PCM 1016 para transferir datos en la autopista de datos de PCM 1002 de la línea y en el sistema de la RCS para que los usen otros elementos. Como todas las líneas E1 tienen la trama sincronizada, todas las autopistas de datos de PCM de la línea también tienen la trama sincronizada. A partir de este pulso de sincronización de PCM de 8 kHz, el generador de señales 1001 del reloj del sistema del MUX utiliza un bucle cerrado de fase (no mostrado) para sintetizar el reloj PNx2 [por ejemplo, 15,96 MHz] ($W_0(t)$). La frecuencia de esta señal de reloj sirve para los diferentes anchos de banda de transmisión, como se describe en la Tabla 7.

20

25

El MUX incluye un controlador MUX 1010, tal como un controlador de comunicaciones integrado Quad de 25 MHz, que contiene un microprocesador 1020, la memoria del programa 1021, y el multiplexor por división de tiempo (TDM) 1022. El TDM 1022 se acopla para recibir la señal proporcionada por el entramador 1015, y extrae la información colocada en los segmentos de tiempo 0 y 16. La información extraída dirige la forma en la que el controlador MUX 1010 procesa el enlace de datos D con el protocolo de acceso de enlace (LAPD). Los mensajes de control de llamadas y modificación de la portadora, tales como aquellos definidos como mensajes de la capa de red V5.1, son pasados al WAC, o los usa en controlador MUX 1010 localmente.

30

La autopista de datos de PCM 1002 de la línea de la RCS está conectada y tiene su origen en el entramador 1015 a través de la interfaz de PCM 1016, y comprende un flujo de datos de 2,048 MHz, en la dirección tanto de transmisión como de recepción. La RCS también contiene un bus de alta velocidad (HSB) 970, que es el enlace de comunicación entre el MUX, el WAC y la MIU. El HSB 970 soporta una velocidad de datos de, por ejemplo, 100 Mbit/seg. Cada uno del MUX, el WAC y la MIU accede al HSB utilizando arbitraje. La RCS de la presente invención también puede incluir varios MUX que requieran de una tarjeta que sea "maestra" y el resto "esclavos".

35

40

En referencia a la figura 3, el controlador de acceso inalámbrico (WAC) 920 es el controlador del sistema de la RCS que gestiona las funciones de control de llamadas y la interconexión de los flujos de datos entre los MUXs 905, 906, 907 y las unidades de interfaz de módem (MIU), 931, 932, 933. El WAC 920 también controla y supervisa otros elementos de la RCS tales como el VDC 940, la RF 950 y los amplificadores de potencia 960. El WAC 920, como se muestra en la figura 5, asigna canales portadores a los módems en cada MIU 931, 932, 933 y asigna los datos de mensaje en la autopista de datos de PCM 910 de la línea desde los MUX 905, 906, 907 a los módems en las MIU 931, 932, 933. Esta asignación se realiza a través de la autopista de datos de PCM 911 del sistema por medio de un intercambio de segmentos de tiempo en el WAC 920. Si hay más de un WAC por motivos de redundancia, los WAC determinan la relación maestro-esclavo con un segundo WAC. El WAC 920 también genera mensajes y la información de localización en respuesta a las señales de control de llamadas desde los MUX 905, 906, 907 recibidos de un procesador remoto, tal como una RDU, genera datos de difusión que se transmiten al módem maestro 934 de la MIU y controla la generación por el MM 934 de la MIU de la secuencia de códigos de expansión pila del sistema global. El WAC 920 también está conectado a un gestor de red externa (NM) 980 para el acceso por parte del personal de mantenimiento o los usuarios.

45

50

55

En referencia a la figura 5, el WAC incluye un intercambiador de segmentos de tiempo (TSI) 1101, que transfiere la información de un segmento de tiempo en una autopista de datos de PCM de la línea o autopista de datos de PCM del sistema a otro segmento de tiempo en la misma o distinta autopista de datos de PCM de la línea o autopista de datos de PCM del sistema. El TSI 1101 se conecta con el controlador WAC 1111 de la figura 5, que controla la asignación o transferencia de información de un segmento de tiempo a otro segmento de tiempo y guarda esta información en la memoria 1120. El ejemplo de realización de la invención tiene cuatro autopistas de datos de PCM 1102, 1103, 1104, 1105 conectadas al TSI. El WAC también está conectado al HSB 970, a través del cual el WAC se comunica con un segundo WAC (no mostrado), a los MUX y a la MIU.

60

65

En referencia a la figura 5, el WAC 920 incluye un controlador WAC 1111 que emplea, por ejemplo, un microprocesador 1112, como un Motorola MC 68040 y un procesador de comunicaciones 1113, como el procesador de comunicaciones Motorola MC 68360 QUICC, y un oscilador de reloj 1114 que recibe una señal $w_0(t)$ de sincronización del reloj del generador de reloj del sistema. El generador de reloj se encuentra en un MUX (no mostrado) para proporcionar temporización al controlador WAC 1111. El controlador WAC 1111 también incluye una memoria 1120

ES 2 366 343 T3

como memoria flash Prom 1121 y SRAM 1122. La memoria flash Prom 1121 contiene el código del programa para el controlador WAC 1111 y es reprogramable para nuevos programas de software descargados de una fuente externa. La SRAM 1122 se proporciona para contener los datos temporales escritos en y leídos de la memoria 1120 por el controlador WAC 1111.

5 Un bus de baja velocidad 912 está conectado al WAC 920 para transferir las señales de control y estado entre el transmisor/receptor 950 de RF, el VDC 940, la RF 950 y el amplificador de potencia 960, como se muestra en la figura 9. Las señales de control se envían desde el WAC 920 para activar o desactivar los transmisores/receptores 950 de RF o el amplificador de potencia 960, y las señales de estado se envían desde los transmisores/receptores 950 de RF o el
10 amplificador de potencia 960 para supervisar la presencia de una condición por defecto.

En referencia a la figura 3, la RCS ilustrativa contiene al menos una MIU 931, que se muestra en la figura 6 y que se describe ahora en detalle. La MIU del ejemplo de realización incluye seis módems de CDMA, aunque la invención no se limita a este número de módems. La MIU incluye una autopista de datos de PCM 1201 del sistema conectada a
15 cada uno de los módems de CDMA 1210, 1211, 1212, 1215 a través de una interfaz de PCM 1220, un bus 1221 del canal de control conectado al controlador de la MIU 1230 y cada uno de los módems de CDMA 1210, 1211, 1212, 1213, un generador de señales de reloj (CLK) 1231 de la MIU y un combinador 1232 de salida de módem. La MIU provee a la RCS de las siguientes funciones: el controlador de la MIU recibe la asignación de canales de CDMA. Recibe instrucciones del WAC y le asigna un módem a una señal de información del usuario que se aplica a la interfaz
20 de línea del MUX y un módem para recibir el canal de CDMA de la SU; también combina los datos del módem de transmisión de CDMA para cada uno de los módems de CDMA de la MIU; multiplexa los datos de mensajes de transmisión I y Q de los módems de CDMA para su transmisión al VDC; recibe los datos de mensajes analógicos I y Q del VDC, distribuye los datos I y Q a los módems de CDMA, transmite y recibe los datos digitales de AGC, distribuye los datos de AGC a los módems de CDMA, y envía la información de mantenimiento y estado de la tarjeta
25 de la MIU al WAC 920.

El controlador 1230 de la MIU del ejemplo de realización de la presente invención contiene un microprocesador de comunicaciones 1240, como el procesador MC 68360 "QUICC" e incluye una memoria 1242 que tiene una memoria flash Prom 1243 y una memoria SRAM 1244. La memoria flash Prom 1243 está prevista para contener el código del
30 programa para los microprocesadores 1240 y la memoria 1243 se puede descargar y reprogramar para soportar las nuevas versiones del programa. La SRAM 1244 está prevista para contener el espacio para los datos temporales que necesita el microprocesador MC68360 1240 cuando el controlador 1230 de la MIU lee o escribe datos en la memoria.

El circuito CLK 1231 de la MIU proporciona una señal de temporización al controlador 1230 de la MIU y también
35 proporciona una señal de temporización a los módems de CDMA. El circuito CLK 1231 de la MIU recibe y es sincronizado a la señal $w(t)$ de reloj del sistema. El generador 1213 de señales de reloj del controlador también recibe y sincroniza a la señal $pn(t)$ de reloj del código de expansión que es distribuida a los módems de CDMA 1210, 1211, 1212, 1215 desde el MUX.

La RCS de la presente forma de realización incluye un módem 1210 del sistema contenido en una MIU. El módem 1210 del sistema incluye un expansor de difusión (no mostrado) y un generador de pilotos (no mostrado). El módem de difusión proporciona la información de difusión utilizada por el sistema ilustrativo y los datos de mensajes de difusión son transferidos desde el controlador 1230 de la MIU al módem 1210 del sistema. El módem del sistema también incluye cuatro módems adicionales (no mostrados) que se utilizan para transmitir las señales CT1 a CT4 y
45 AX1 a AX4. El módem 1210 del sistema proporciona señales de datos de mensaje de difusión I y Q sin peso que son aplicadas al VDC. El VDC añade la señal de datos de mensajes de difusión a los datos de transmisión del módem de CDMA de la MIU de todos los módems de CDMA 1210, 1211, 1212, 1215, y la señal piloto global.

El generador de pilotos (PG) 1250 proporciona la señal piloto global que es utilizada por la presente invención, y
50 la señal piloto global es proporcionada a los módems de CDMA 1210, 1211, 1212, 1215 por el controlador 1230 de la MIU. Sin embargo, otras formas de realización de la presente invención no requieren que el controlador de la MIU genere la señal piloto global sino que incluyen una señal piloto global generada por cualquier forma de generador de secuencias de códigos de CDMA. En la forma de realización descrita de la invención, la señal piloto global I y Q sin peso también es enviada al VDC donde se le asigna un peso, y se añade a los datos de transmisión del módem de
55 CDMA de la MIU y la señal de datos de mensajes de difusión.

La temporización del sistema en la RCS se obtiene de la interfaz E1. Hay cuatro MUX en una RCS, tres de los cuales (905, 906 y 907) se muestran en la figura 3. Hay dos MUX situados en cada bastidor. Uno de los dos MUX de cada bastidor es designado como el maestro y uno de los maestros es designado como el maestro del sistema. El
60 MUX que es el maestro del sistema obtiene una señal de reloj de PCM de 2,048 Mhz de la interfaz E1 utilizando un bucle cerrado de fase (no mostrado). A su vez, el MUX maestro del sistema divide la señal de reloj de PCM de 2,048 Mhz en frecuencia por 16 para obtener una señal de reloj de 128 KHz de referencia. La señal de reloj de 128 KHz de referencia es distribuida desde el MUX que es el maestro del sistema a todos los otros MUX. A su vez, cada MUX multiplica la señal de reloj de 128 KHz de referencia en frecuencia para sintetizar la señal de reloj del sistema que
65 tiene una frecuencia que es dos veces la frecuencia de la señal de reloj de PN. El MUX también divide la señal de reloj de 128 KHz en frecuencia por 16 para generar la señal de sincronización de la trama de 8 KHz que es distribuida a las MIU. La señal de reloj del sistema para el ejemplo de realización tiene una frecuencia de 11,648 Mhz para un canal de CDMA de banda ancha de 7 MHz. Cada MUX divide también la señal de reloj del sistema en frecuencia por

ES 2 366 343 T3

2 para obtener la señal de reloj de PN y divide posteriormente la señal de reloj de PN en frecuencia por 29 877 120 (la longitud de la secuencia de PN) para generar la señal de sincronización de PN que indica los límites de la época. La señal de sincronización de PN del MUX maestro del sistema también es distribuida a todos los MUX para mantener el alineamiento de fase de las señales de reloj generadas internamente para cada MUX. La señal de sincronización de PN y la señal de sincronización de la trama se alinean. Los dos MUX que son designados como los MUX maestros para cada bastidor distribuyen entonces la señal de reloj del sistema y la señal de reloj de PN a las MIU y al VDC.

10 La interfaz 1220 de la autopista de datos de PCM conecta la autopista de datos de PCM 911 del sistema a cada módem de CDMA 1210, 1211, 1212, 1215. El controlador WAC transmite la información de control del módem, incluidas las señales de control de mensajes de tráfico, para cada señal de información del usuario respectivo, al controlador 1230 de la MIU a través del HSB 970. Cada módem de CDMA 1210, 1211, 1212, 1215 recibe una señal de control de mensajes de tráfico, que incluye la información de señalización, desde el controlador 1111 de la MIU. Las señales de control de mensajes de tráfico también incluyen la información del control de llamadas (CC) y la información de la secuencia de códigos de expansión y códigos de desexpansión.

15 La MIU también incluye el combinador 1232 de datos de transmisión que añade los datos de transmisión del módem de CDMA con peso que incluye los datos de transmisión del módem en fase (I) y en cuadratura (Q) desde los módems de CDMA 1210, 1211, 1212, 1215 en la MIU. Los datos de transmisión del módem I se añaden separadamente de los datos de transmisión del módem Q. La señal de salida de datos de transmisión combinada del módem I y Q del combinador 1232 de datos de transmisión se aplica al multiplexor I y Q 1233 que crea un único canal de mensajes de transmisión de CDMA compuesto de los datos de transmisión del módem I y Q multiplexados en un flujo de datos digitales.

20 El Circuito de entrada de datos del receptor (RDI) 1234 recibe los datos analógicos diferenciales I y Q del circuito de distribución de vídeo (VCD) 940 que se muestra en la figura 3 y distribuye los datos analógicos diferenciales I y Q a cada uno de los módems de CDMA 1210, 1211, 1212, 1215 de la MIU. El circuito de distribución de control de ganancia automático (AGC) 1235 recibe la señal de datos de AGC del VDC y distribuye los datos de AGC a cada uno de los módems de CDMA de la MIU. El circuito de TRL 1233 recibe la información de los semáforos y distribuye de manera similar los datos de los semáforos a cada uno de los módems 1210, 1211, 1212, 1215.

El módem de CDMA

35 El módem de CDMA proporciona la generación de secuencias de códigos de expansión de CDMA y la sincronización entre el transmisor y el receptor. También proporciona cuatro canales bidireccionales (TR0, TR1, TR2, TR3) programables a 64, 32, 16 y 8 Ksim/seg. cada uno, para la expansión y la transmisión a una potencia específica. El módem de CDMA mide la intensidad de la señal recibida para permitir el control automático de la potencia, genera y transmite señales piloto y codifica y decodifica usando la señal de corrección de errores directa (FEC). El módem en una SU también lleva a cabo la conformación de los pulsos de los códigos de expansión del transmisor usando un filtro FIR. El módem de CDMA también es utilizado por la unidad de abonado (SU), y en la siguiente explicación se señalan claramente aquellas características que son utilizadas únicamente por la SU. Las frecuencias de funcionamiento del módem de CDMA se dan en la Tabla 9.

TABLA 9

Frecuencia de funcionamiento

Ancho de banda (MHz)	Velocidad de chips (MHz)	Velocidad de símbolos (KHz)	Ganancia (Chips/Símbolo)
7	5,824	64	91
10	8,320	64	130
10,5	8,512	64	133
14	11,648	64	182
15	12,480	64	195

65 Cada módem de CDMA 1210, 1211, 1212, 1215 de la figura 6, y como se muestra en la figura 7, se compone de una sección de transmisión 1301 y una sección de recepción 1302. También se incluyen en el módem de CDMA un centro de control 1303 que recibe los mensajes de control CNTRL del sistema externo. Estos mensajes se utilizan, por ejemplo, para asignar códigos de expansión particulares, activar la expansión o desexpansión o asignar velocidades de transmisión. Además, el módem de CDMA tiene un medio generador de códigos 1301 utilizado para generar los

ES 2 366 343 T3

distintos códigos de expansión y desexpansión utilizados por el módem de CDMA. La sección de transmisión 1301 sirve para transmitir la información de entrada y las señales de control $m_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, I$ como señales de información de usuario procesadas en espectro expandido $sc_j(t)$, $j = 1, 2, \dots, J$. La sección de transmisión 1301 recibe el código piloto global en el generador de códigos 1304, que es controlado por el medio de control 1303. Las señales de información de usuario procesadas en espectro expandido son en última instancia añadidas a otras señales procesadas de manera similar y transmitidas como canales de CDMA por el enlace de mensajes directo de RF de CDMA, por ejemplo, para las SU. La sección de recepción 1302 recibe los canales de CDMA como $r(t)$ y desexpande y recupera la información de usuario y las señales de control $rc_k(t)$, $k = 1, 2, \dots, K$ transmitidas por el enlace de mensajes inverso de RF de CDMA, por ejemplo, a la RCS desde las SU.

10

Sección de transmisión del módem de CDMA

Haciendo referencia a la figura 8, el medio generador de códigos 1304 incluye una lógica de control de temporización de transmisión 1401 y un generador 1402 de PN de códigos de expansión, y la sección de transmisión 1301 incluye un receptor de señales de entrada de módem (MISR) 1410, codificadores de convolución 1411, 1412, 1413, 1414, expansores 1420, 1421, 1422, 1423, 1424 y un combinador 1430. La sección de transmisión 1301 recibe los canales de datos de mensajes MENSAJE, codifica convolucionalmente cada canal de datos de mensajes en el codificador convolucional respectivo 1411, 1412, 1413, 1414, modula los datos con una secuencia aleatoria de códigos de expansión en el expansor respectivo 1420, 1421, 1422, 1423, 1424, y combina los datos modulados de todos los canales, incluyendo el código piloto recibido en la forma de realización descrita desde el generador de códigos, en el combinador 1430 para generar los componentes I y Q para la transmisión de RF. La sección del transmisor 1301 de la presente forma de realización soporta cuatro canales programables (TR0, TR1, TR2, TR3) a 64, 32, 16, 8 kb/s. Los datos del canal de mensajes son una señal multiplexada una vez recibida desde la autopista de datos de PCM 1201 a través de la interfaz de PCM 1220 e introducida en el MISR 1410.

25

La figura 9 es un diagrama de bloques de un MISR 1410 ilustrativo. Para el ejemplo de realización de la presente invención, un contador es ajustado por la señal de sincronización de la trama de 8 KHz MPCMSYNC y se incrementa en MPCMCLK en 2,048 MHz desde el circuito de temporización 1401. El comparador 1502 compara la salida del contador con los valores del TRCFG correspondientes a la ubicación del segmento de tiempo para los datos de los canales de mensajes TR0, TR1, TR2, TR3 y los valores de TRCFG se reciben del controlador de la MIU en el MCTRL 1230. El comparador envía la señal de recuento a los registros 1505, 1506, 1507 y 1508 que registra el tiempo de los datos de los canales de mensajes en los búferes 1510, 1511, 1512, 1513 utilizando la señal de temporización TXPCNCLK obtenida del reloj del sistema. Los datos de mensajes siempre son proporcionados por la señal MSGDAT desde el MENSAJE de la señal de la autopista de datos de PCM cuando las señales de habilitación TROEN, TRIEN, TR2EN y TR3EN de la lógica de control de temporización 1401 están activas. En otras formas de realización, MENSAJE también puede incluir las señales que habilitan los registros en función de una velocidad de encriptado o velocidad de datos. Si la salida del contador es igual a una de las direcciones de localización del canal, los datos de mensajes de transmisión especificados en los registros 1510, 1511, 1512, 1513 son introducidos en los codificadores convolucionales 1411, 1412, 1413, 1414 que se muestran en la figura 8.

40

El codificador convolucional permite el uso de técnicas de corrección de errores directa (FEC), que son muy conocidas en la técnica. Las técnicas de FEC dependen de la introducción de redundancia en la generación de datos en forma codificada. Los datos codificados se transmiten y la redundancia de los datos permite que el dispositivo decodificador receptor detecte y corrija los errores. Una forma de realización de la presente invención emplea la codificación convolucional. Se añaden bits de datos adicionales a los datos en el proceso de codificación y son el encabezamiento de codificación. La tasa de codificación se expresa como la relación de bits de datos transmitidos con respecto a los bits totales (datos de código + datos redundantes) que se transmiten y se llama la tasa "R" del código.

45

Los códigos de convolución son códigos en los que se genera cada bit de código por la convolución de cada bit nuevo no codificado con un número de bits codificados previamente. El número total de bits utilizados en el proceso de codificación se conoce como longitud de restricción "K" del código. En la codificación convolucional, se registra el tiempo de los datos en un registro de desplazamiento con una longitud de K bits de modo que se registre el tiempo de un bit de entrada en el registro, y éste y el bit existente K-1 son codificados convolucionalmente para crear un nuevo símbolo. El proceso de convolución consiste en crear un símbolo que comprende una suma de 2 módulos de un determinado patrón de bits disponibles, incluyendo siempre el primer bit y el último bit en al menos uno de los símbolos.

55

La figura 10 muestra el diagrama de bloques de un codificador de convolución $K = 7$, $R = 1/2$ adecuado para su uso como el codificador 1411 que se muestra en la figura 8. Este circuito codifica el canal TR0 como se usa en una forma de realización de la presente invención. Un registro de siete bits 1601 con las etapas Q1 a Q7 utiliza la señal TXPNCLK para registrar el tiempo en los datos de TR0 cuando se confirma la señal de TROEN. El valor de salida de las etapas Q1, Q2, Q3, Q4, Q6 y Q7 se combinan usando la lógica O-Exclusivo 1602, 1603 para producir los respectivos datos de FEC de los canales I y Q para el canal TR0 FECTR0DI y FECTR0DQ.

65

Se generan dos flujos de símbolos de salida FECTR0DI y FECTR0DQ. El flujo de símbolos FECTR0DI es generado por la lógica O-EXCLUSIVO 1602 de las salidas del registro de desplazamiento correspondientes a los bits 6, 5, 4, 3 y 0, (octal 171) y es designado como el componente en fase "I" de los datos del canal de transmisión de mensajes. El

ES 2 366 343 T3

flujo de símbolos FECTRODQ es asimismo generado por la lógica O-EXCLUSIVO 1603 de las salidas del registro de desplazamiento de los bits 6, 4, 3, 1 y 0, (octal 133) y es designado como componente en cuadratura "Q" de los datos del canal de transmisión de mensajes. Se transmiten dos símbolos para representar un solo bit codificado creando la redundancia necesaria para permitir que la corrección de errores tenga lugar en el extremo receptor.

5 Haciendo referencia a la figura 8, la señal de reloj de habilitación de desplazamiento para los datos del canal de transmisión de mensajes es generada por la lógica de temporización de control 1401. Los datos de salida del canal de mensajes de transmisión codificados convolucionalmente se aplican al respectivo expansor 1420, 1421, 1422, 1423, 1424, que multiplica los datos del canal de mensajes de transmisión por su secuencia preasignada de códigos de expansión desde el generador de códigos 1402. Esta secuencia de códigos de expansión es generada por el control 10 1303, como se ha descrito anteriormente, y se denomina secuencia de firma de pseudoruido aleatoria (código de PN).

La señal de salida de cada expansor 1420, 1421, 1422, 1423, 1424 es un canal de datos de transmisión expandido. El funcionamiento del expansor es el siguiente: la expansión de la salida del canal $(I + jQ)$, multiplicada por una 15 secuencia aleatoria $(PNI + jPNQ)$ da el componente en fase I del resultado que se compone de $(I \text{ xor } PNI)$ y $(-Q \text{ xor } PNQ)$. El componente en cuadratura Q del resultado es $(Q \text{ xor } PNI)$ y $(I \text{ xor } PNQ)$. Puesto que no hay entrada de datos del canal a la lógica del canal piloto ($I = 1$, los valores de Q están prohibidos), la señal de salida expandida para los canales piloto da las respectivas secuencias PNI para el componente I y PNQ para el componente Q.

20 El combinador 1430 recibe los canales de datos de expansión expandidos I y Q y combina los canales en una señal de datos de transmisión de módem I (TXIDAT) y una señal de datos de transmisión de módem Q (TXQDAT). Los datos de transmisión expandidos I y los datos de transmisión expandidos Q se suman por separado.

Para una SU, la sección de transmisión 1301 del módem incluye los filtros FIR para recibir los canales I y Q del 25 combinador para proporcionar la conformación del pulso, el control espectral de cerca y la corrección $x/\sin(x)$ para la señal transmitida. Unos filtros FIR separados pero idénticos reciben los flujos de datos de transmisión expandidos I y Q a la velocidad de chips, y la señal de salida de cada uno de los filtros es el doble de la velocidad de chips. Los filtros FIR ilustrativos son 28 filtros simétricos pares de derivación que aumentan el índice de muestreo (interpolan) por 2. El sobremuestreo se produce antes de la filtración, por lo que las 28 derivaciones se refieren a 28 derivaciones al doble 30 de la velocidad de chips, y el sobremuestreo se lleva a cabo ajustando cualquier otra muestra a cero. Los coeficientes ilustrativos se muestran en la Tabla 10.

TABLA 10

Valores de los coeficientes

	Coef. Nº:	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
40	Valor:	3	-11	-34	-22	19	17	-32	-19	52	24	-94	-31	277	468
	Coef. Nº:	14	15	16	17	18	19	20	21	22	24	25	26	27	
	Valor	277	-31	-94	24	52	-19	-32	17	19	-22	-34	-11	3	

45 *Sección de recepción de módem de CDMA*

En referencia a las figuras 3 y 6, el receptor de RF 950 de la presente forma de realización acepta los canales de 50 CDMA de entrada analógica I y Q, que se transmiten a los módems de CDMA 1210, 1211, 1212, 1215 a través de la MIU 931, 932, 933 del VDC 940. Estas señales de los canales de CMDA I y Q son muestreados por la sección de recepción 1302 del módem de CDMA (que se muestra en la figura 7) y se convierte en una señal de mensaje de recepción digital I y Q utilizando un conversor 1730 analógico a digital (A/D) que se muestra en la figura 11. La relación de muestreo del conversor A/D de la forma de realización ilustrativa de la presente invención es equivalente a la relación de códigos de desexpansión. Las señales de mensaje de recepción digitales I y Q se desexpanden entonces 55 con correladores utilizando seis secuencias de códigos de expansión diferentes complejas correspondientes a las secuencias de códigos de desexpansión de los cuatro canales (TR0, TR1, TR2, TR3), la información de APC y el código piloto.

60 La sincronización del tiempo del receptor a la señal recibida se separa en dos fases, hay una fase de adquisición inicial y luego una fase de seguimiento después de haber adquirido la temporización de la señal. La adquisición inicial se realiza cambiando la fase de la secuencia de códigos piloto generada con respecto a la señal recibida y comparando la salida del desexpansor del piloto con un umbral. El método utilizado se conoce como búsqueda secuencial. Se calculan dos umbrales (de adaptación y descarte) del desexpansor auxiliar. Una vez que la señal se adquiere, el proceso de búsqueda se detiene y comienza el proceso de seguimiento. El proceso de seguimiento mantiene el generador de 65 códigos 1304 (que se muestra en las figuras 7 y 11) utilizado por el receptor en sincronización con la señal entrante. El circuito de seguimiento utilizado es el circuito cerrado de retardo (DLL) y se implementa en los bloques de adquisición y seguimiento 1701 y de IPM 1702 de la figura 11.

ES 2 366 343 T3

En la figura 7, el controlador 1303 del módem implementa el circuito cerrado de fase (PLL) y un algoritmo de software en la lógica PLL de SW 1724 de la figura 11, que calcula la fase y el desplazamiento de frecuencia en la señal recibida con respecto a la señal transmitida. Los cambios de fase calculados se utilizan para rotar al revés los cambios de fase en los bloques de rotación y combinación 1718, 1719, 1720, 1721, de las señales de datos de trayectoria múltiple para combinar con el fin de producir señales de salida correspondientes a los canales de recepción TR0', TR1', TR2', TR3'. Entonces se realiza la decodificación Viterbi de los datos en los decodificadores Viterbi 1713, 1714, 1715, 1716 para eliminar la codificación convolucional en cada uno de los canales de mensajes recibidos.

La Figura 11 indica que el generador de códigos 1304 proporciona las secuencias de códigos $PN_i(t)$, $i = 1, 2, \dots I$ utilizadas por los desexpansores 1703, 1704, 1705, 1706, 1707, 1708, 1709 del canal de recepción. Las secuencias de códigos generadas se temporizan en respuesta a la señal SYNK de la señal de reloj del sistema y son determinadas por la señal de CCNTRL desde el controlador 1303 del módem que se muestra en la figura 7. Haciendo referencia a la figura 11, la sección de recepción 1302 del módem de CDMA incluye el filtro adaptativo adaptado (AMF) 1710, los desexpansores 1703, 1704, 1705, 1706, 1707, 1708, 1709 de canales, el AVC piloto 1711, el AVC auxiliar 1712, decodificadores Viterbi 1713, 1714, 1715, 1716, la interfaz de salida del módem (MOI) 1717, La lógica de rotación y combinación 1718, 1719, 1720, 1721, el generador 1722 de pesos de AMF y la lógica de estimación de cuantiles 1723.

En otra realización de la invención, el receptor del módem de CDMA también incluye un integrador de errores de bit para medir la BER del canal y desactivar la lógica de inserción de códigos entre los decodificadores Viterbi 1713, 1714, 1715, 1716 y la MOI 1717 para insertar códigos inactivos en el caso de pérdida de datos de mensaje.

El filtro adaptativo adaptado (AMF) 1710 resuelve la interferencia de trayectoria múltiple introducida por el canal de aire. El AMF 1710 ilustrativo utiliza un filtro FIR complejo de 11 etapas, como se muestra en la figura 12. Las señales de mensajes digitales I y Q recibidas se reciben en el registro 1820 del convertor A/D 1730 de la figura 11 y se multiplican en los multiplicadores 1801, 1802, 1803, 1810, 1811, por los pesos W1 a W11 de los canales I y Q recibidos del generador 1722 de pesos de AMF de la figura 11. En el ejemplo de realización, el A/D 1730 proporciona los datos de señales de mensajes digitales recibidas I y Q como 2 valores complementarios, 6 bits para I y 6 bits para Q, cuyo tiempo se registra a través de un registro 1820 de desplazamiento de 11 etapas que responde a la señal RXPNCCLK de reloj del código de expansión recibida. La señal RXPNCCLK es generada por la sección de temporización 1401 de la lógica generadora de códigos 1304. Cada etapa del registro de desplazamiento se deriva y se multiplica con una operación compleja en los multiplicadores 1801, 1802, 1803, 1810, 1811 por los valores de peso individuales (6 bits de I y 6 bits de Q) para proporcionar productos con peso de 11 derivaciones que se suman en el sumador 1830, y se limitan a valores de siete bits para I y 7 bit para Q.

La sección de recepción 1302 del módem de CDMA (que se muestra en la figura 7), prevé expansores de canal independientes 1703, 1704, 1705, 1706, 1707, 1708, 1709 (que se muestran en la figura 11) para desexpandir los canales de mensajes. La forma de realización descrita desexpande 7 canales de mensajes, cada desexpansor aceptando una señal de código de desexpansión de 1 bit para I y 1 bit para Q para realizar una correlación compleja de este código contra una entrada de datos de 8 bits para I y 8 bits para Q. Los 7 desexpansores corresponden a los 7 canales: El canal de tráfico 0 (TR0'), TR1', TR2', TR3', AUX (un canal de repuesto), el de control automático de potencia (APC) y el piloto (PLT).

El AVC piloto 1711 que se muestra en la figura 13 recibe los valores PCI y PCQ de las secuencias de códigos de expansión pilotos I y Q en el registro de desplazamiento 1920 en respuesta a la señal de temporización RXPNCCLK, e incluye 11 desexpansores individuales 1901 a 1911 cada uno correlacionando los datos de la señal de mensajes digital recibida I y Q con una versión retardada de chip de la misma secuencia de códigos piloto. Las señales OE1, OE2, .. OE11 son utilizadas por el control 1303 del módem para permitir la operación de desexpansión. Las señales de salida de los desexpansores se combinan en el combinador 1920 formando la señal de correlación DSPRDAT del AVC piloto 1711, el cual es recibido por la lógica de ACQ y seguimiento 1701 (como se muestra en la figura 11), y en última instancia por el controlador 1303 del módem (que se muestra en la figura 7). La lógica de ACQ y seguimiento 1701 utiliza el valor de la señal de correlación para determinar si el receptor local está sincronizado con su transmisor remoto.

El AVC auxiliar 1712 también recibe los datos de la señal de mensajes de recepción digital I y Q y, en la forma de realización descrita, incluye cuatro desexpansores separados 2001, 2002, 2003, 2004, como se muestra en la figura 14. Cada desexpansor recibe y correlaciona los datos de mensajes recibidos digitales I y Q con las versiones retardadas de la misma secuencia de códigos de desexpansión PARI y PARQ que son proporcionados por la entrada del generador de códigos 1304 para y contenidos en el registro de desplazamiento 2020. Las señales de salida de los desexpansores 2001, 2002, 2003, 2004 se combinan en el combinador 2030 que proporciona la señal de correlación de ruido ARDSPRDAT. La secuencia de códigos de expansión del AVC auxiliar no se corresponde con ninguna secuencia de códigos de expansión de transmisión del sistema. Las señales OE1, OE2, .. OE4 son utilizadas por el control 1303 del módem para permitir la operación de desexpansión. El AVC auxiliar 1712 proporciona una señal de correlación de ruido ARDSPRDAT a partir de la cual el estimador de cuantiles 1733 calcula las estimaciones de cuantiles, y proporciona una medida del nivel de ruido de la lógica de ACQ y seguimiento 1701 (que se muestra en la figura 11) y del controlador 1303 del módem (que se muestra en la figura 7).

ES 2 366 343 T3

Cada señal de salida del canal desexpandido correspondiente a los canales de mensajes recibidos TR0', TR1', TR2' y TR3' es introducida en el decodificador Viterbi 1713, 1714, 1715, 1716 correspondiente mostrado en la figura 11, que lleva a cabo la corrección de errores directa en los datos codificados convolucionalmente. Los decodificadores Viterbi del ejemplo de realización tienen una longitud de restricción de $K = 7$ y una tasa de $R = 1/2$. Las señales de los canales de mensajes desexpandidos decodificados son transferidas desde el módem de CDMA hacia la autopista de datos de PCM 1201 y la MOIK 1717. El funcionamiento de la MOI es esencialmente el mismo que el funcionamiento de la MISR de la sección de transmisión 1301 (que se muestra en la figura 7) pero al revés.

La sección de recepción 1302 del módem de CDMA implementa varios algoritmos diferentes en las distintas fases de adquisición, seguimiento y desexpansión de la señal de mensajes de CDMA recibida.

Cuando la señal recibida se pierde momentáneamente (o se degrada mucho) el algoritmo de inserción del código de inactividad introduce los códigos de inactividad en lugar de los datos de mensajes recibidos perdidos o degradados para impedir que el usuario pueda escuchar irrupciones de ruido alto en una llamada de voz. Los códigos de inactividad se envían a la MOI 1717 (que se muestra en la figura 11) en lugar de la señal de salida del canal de mensajes decodificado de los descodificadores Viterbi 1713, 1714, 1715, 1716. El código de inactividad utilizado para cada canal de tráfico es programado por el controlador 1303 de módem escribiendo el patrón apropiado de REPOSO en la MOI, que en la presente forma de realización es una palabra de 8 bits para un flujo de 64 kb/s o una palabra de 4 bits para un flujo de 32 kb/s.

La unidad de abonado

La figura 17 muestra la unidad de abonado (SU) de una forma de realización de la presente invención. Como puede observarse, la SU incluye una sección de RF 2301 que incluye un modulador de RF 2302, un demodulador de RF 2303, y un divisor/aislador 2304, que reciben los canales lógicos globales y asignados que incluyen los mensajes de tráfico y control y las señales piloto globales en la señal del canal de RF de CDMA de enlace directo, y transmiten las señales piloto inversas y los canales asignados en el canal de RF de CDMA de enlace inverso. Los enlaces directo e inverso son recibidos y transmitidos, respectivamente, a través de la antena 2305. La sección de RF emplea, en un ejemplo de realización, un receptor convencional de conversión dual superheterodino que tiene un demodulador síncrono que responde a la señal ROSC. La selectividad de este receptor es proporcionada por un filtro SAW de 70 MHz transversal (no mostrado). El modulador de RF incluye un modulador síncrono (no mostrado) que responde a la señal portadora TOSC para producir una señal portadora modulada en cuadratura. Esta señal se intensifica en frecuencia mediante un circuito de mezcla de compensación (no mostrado).

La SU también incluye una interfaz de línea de abonado 2310, incluyendo la funcionalidad de un generador de control (CC), una interfaz de datos 2320, un codificador de ADPCM 2321, un decodificador de ADPCM 2322, un controlador de SU 2330, un generador de señales de reloj de SU 2331, una memoria de 2332, y un módem de CDMA 2340, que es esencialmente el mismo que el módem de CDMA 1210 que se describió anteriormente en referencia a la figura 7. Cabe señalar que la interfaz de datos 2320, el codificador de ADPCM 2321 y el decodificador de ADPCM 2322 se proporcionan normalmente como un chip codificador/decodificador estándar de ADPCM.

La señal del canal de RF de CDMA de enlace directo se aplica al demodulador de RF 2303 para producir la señal de CDMA de enlace directo. La señal de CDMA de enlace directo es suministrada al módem de CDMA 2340, que adquiere la sincronización con la señal piloto global, produce la señal de sincronización piloto global para el reloj 2331, para generar las señales de temporización del sistema, y desexpande la pluralidad de canales lógicos. El módem de CDMA 2340 adquiere también los mensajes de tráfico RMESS y los mensajes de control RCTRL y proporciona las señales de mensajes de tráfico RMESS a la interfaz de datos 2320 y recibe las señales de los mensajes de control RCTRL al controlador 2330 de la SU.

Las señales de mensajes de control RCTRL recibidas incluyen una señal de identificación del abonado, una señal de codificación y las señales de modificación del portador. La RCTRL también puede incluir información de control y otras de señalización de telecomunicaciones. La señal de mensajes de control recibida RCTRL se aplica al controlador 2330 de la SU, que comprueba que la llamada es para la SU a partir del valor de identificación del abonado obtenido de la RCTRL. El controlador 2330 de la SU determina el tipo de información de usuario contenida en la señal de mensajes de tráfico de la señal de codificación y la señal de modificación de la velocidad del portador. Si la señal de codificación indica que el mensaje de tráfico está codificado por ADPCM, se envía el mensaje de tráfico RVMES al decodificador de ADPCM 2322 enviando un mensaje de selección a la interfaz de datos 2320. El controlador 2330 de la SU emite una señal de codificación de ADPCM y una señal de velocidad del portador obtenidas de la señal de codificación al decodificador de ADPCM 2322. La señal de mensajes de tráfico RVMES es la señal de entrada al decodificador de ADPCM 2322, donde se convierte la señal de mensajes de tráfico en una señal de información digital RINF en respuesta a los valores de la señal de codificación de ADPCM introducida.

Si el controlador de US 2330 determina que el tipo de información de usuario contenida en la señal de mensajes de tráfico de la señal de codificación no está codificada por ADPCM, entonces la RDMES pasa a través del codificador ADPCM sin codificar. La señal de mensaje de tráfico RDMES es transferida desde la interfaz de datos 2320 directamente al controlador de interfaz (IC) 2312 de la interfaz de línea de abonado 2310.

ES 2 366 343 T3

La señal de información digital RINF o RDMESS se aplica a la interfaz de línea de abonado 2310, que incluye un controlador de interfaz (IC) 2312 y una interfaz de línea (LI) 2313. Para el ejemplo de realización, el IC es un controlador de interfaz de PCM extendido (EPIC) y la LI es un circuito de interfaz de línea de abonado (SLIC) para el POTS, que corresponde a las señales de tipo RINF, y una interfaz RDSI para la RDSI que corresponde a las señales de tipo RDMESS. Los circuitos del EPIC y del SLIC son muy conocidos en la técnica. La interfaz de línea de abonado 2310 convierte la señal de información digital RINF o RDMESS al formato definido por el usuario. El formato definido por el usuario es proporcionado al IC 2312 por el controlador 2330 de la SU. La LI 2310 incluye circuitos para llevar a cabo funciones tales como la conversión de ley A o ley P, generar tonos de marcado y generar o interpretar bits de señalización. La interfaz de línea también produce la señal de información del usuario a la SU de usuario 2350 según ha sido definida por la interfaz de línea de abonado, por ejemplo voz del POTS, datos de banda de voz o servicio de datos RDSI.

Para un canal de RF de CDMA de enlace indirecto, se aplica una señal de información de usuario a la LI 2313 de la interfaz de línea de abonado 2310, que emite una señal de tipo de servicio y una señal de tipo de información al controlador de la SU. El CI 2312 de la interfaz de línea de abonado 2310 produce una señal de información digital TINF que es la señal de entrada al codificador de ADPCM 2321 si la señal de información de usuario debe ser codificada por ADPCM, como para el servicio POTS. Para los datos u otra información de usuario no codificados por ADPCM, el IC 2312 pasa el mensaje de datos TDMESS directamente a la interfaz de datos 2320. El módulo de control de llamadas (CC), incluido en la interfaz de línea de abonado 2310, obtiene la información de control de llamadas de la señal de información de usuario, y pasa la información de control de llamadas CCINF al controlador 2330 de la SU. El codificador de ADPCM 2321 también recibe la señal de codificación y las señales de modificación del portador del controlador 2330 de la SU y convierte la señal de información digital de entrada en la señal de mensajes de tráfico de salida TVMESS en respuesta a las señales de codificación y de modificación del portador. El controlador 2330 de la SU también emite la señal de control inverso que incluye la información de control de llamada de la señal de codificación y la señal de modificación del canal portador al módem de CDMA. La señal de mensajes de salida TVMESS se aplica a la interfaz de datos 2320. La interfaz de datos 2320 envía la información de usuario al módem de CDMA 2340 como señal de mensaje de transmisión TMESS. El módem de CDMA 2340 expande el mensaje de salida y los canales de control inversos TCTRL recibidos del controlador de la SU 2330 y produce la señal de CDMA de enlace inverso. La señal de CDMA de enlace inverso es proporcionada a la sección de transmisión de RF 2301 y modulada por el modulador de RF 2302 para producir la señal del canal de RF de CDMA de enlace inverso transmitida desde la antena 2305.

Procedimiento de conexión y establecimiento de llamadas

El proceso de establecimiento del canal portador consta de dos procedimientos: el proceso de conexión de llamada para una conexión de llamada entrante de una unidad de procesamiento de llamadas remota, como una RDU (conexión de llamadas entrantes), y el proceso de conexión de llamada para una llamada saliente desde la SU (conexión de llamadas salientes). Antes de que cualquier canal portador pueda establecerse entre una RCS y una SU, la SU debe registrar su presencia en la red con el procesador de llamadas remotas, como la RDU. Cuando la señal de descolgar es detectada por la SU, la SU no sólo comienza a establecer un canal portador, sino que también inicia el procedimiento para que una RCS obtenga un enlace terrestre entre la RCS y el procesador de control remoto. El proceso de establecer la conexión de la RCS y la RDU se detalla en la norma DECT V5.1.

Para el procedimiento de conexión de llamada entrante que se muestra en la figura 18, en una primera etapa 2401, el WAC 920 (que se muestra en la figura 3) recibe, a través de uno de los MUX 905, 906 y 907, una solicitud de llamada entrante de una unidad de procesamiento de llamadas remota. Esta solicitud identifica la SU objetivo y que se desea una conexión de llamada con la SU. El WAC emite periódicamente el canal SBCH con indicadores de localización para cada SU y emite periódicamente los semáforos FBCH para cada canal de acceso. En respuesta a la solicitud de llamada entrante, el WAC, en la etapa 2420, comprueba primero si la SU identificada ya está activa con otra llamada. Si es así, el WAC devuelve una señal de ocupado para la SU a la unidad de procesamiento remota a través del MUX, de lo contrario se establece el indicador de localización.

A continuación, en la etapa 2402, el WAC comprueba el estado de los módems RC8 y, en la etapa 2421, determina si hay un módem para la llamada. Si un módem está disponible, los semáforos del FBCH indican que uno o más canales AXCH están disponibles. Si no hay un canal disponible después de un cierto período de tiempo, entonces el WAC devuelve una señal de ocupado de la SU a la unidad de procesamiento remota a través del MUX. Si un módem de la RCS está disponible y la SU no está activa (en modo de reposo), el WAC establece el indicador de localización para la SU identificada en el SBCH para indicar una solicitud de llamada entrante. Mientras tanto, el canal de acceso a los módems busca continuamente la señal piloto de acceso corta (SAXPT) de la SU.

En el paso 2403, una SU en reposo entra periódicamente en modo vigilia. En el modo vigilia, el módem de la SU sincroniza con la señal piloto de enlace descendente, espera a que los filtros AMF y el bucle cerrado de fase del módem de la SU se establezcan y lee el indicador de localización en el segmento que le ha sido asignado en el SBCH para determinar si hay una llamada para la SU 2422. Si no hay ningún indicador de localización establecido, la SU detiene el módem de la SU y vuelve al modo de reposo. Si se establece un indicador de localización para una conexión de llamada entrante, el módem de la SU comprueba el tipo de servicio y los semáforos en el FBCH para un AXCH disponible.

ES 2 366 343 T3

A continuación, en la etapa 2404, el módem de la SU selecciona un AXCH disponible y comienza un incremento de la potencia de transmisión rápida del SAXPT correspondiente. Durante un período, el módem de la SU continúa aumentando la potencia rápida en el SAXPT y los módems de acceso continúan la búsqueda del SAXPT.

5 En la etapa 2405, el módem de la RCS adquiere el SAXPT de la SU y comienza a buscar el LAXPT de la SU. Cuando se adquiere el SAXPT, el módem informa al controlador WAC, y el controlador WAC establece el semáforo correspondiente al módem en “rojo” para indicar que el módem está ocupado. Los semáforos son periódicamente emitidos sin dejar de intentar la adquisición del SAXPT.

10 El módem de la SU comprueba, en la etapa 2406, el semáforo del FBCH y del AXCH. Cuando el semáforo del AXCH está rojo, la SU asume que el módem de la RCS ha adquirido el SAXPT y comienza a transmitir el LAXPT. El módem de la SU continúa aumentando la potencia del LAXPT a una velocidad más lenta hasta recibir los mensajes de Sinc-Ind en el CTCH correspondiente. Si la SU es errónea porque el semáforo se estableció de hecho en respuesta a otra SU al adquirir el AXCH, el módem de la SU se desconecta transcurrido un tiempo porque no se han recibido
15 mensajes de Sinc-Ind. La SU espera aleatoriamente durante un período de tiempo, recoge un nuevo canal AXCH, y se repiten las etapas 2404 y 2405 hasta que el módem de la SU reciba los mensajes de Sinc-Ind.

Después, en la etapa 2407, el módem de la RCS adquiere el LAXPT de la SU y comienza a enviar mensajes de Sinc-Ind en el CTCH correspondiente. El módem espera 10 ms a que se establezcan los filtros del correlador vectorial
20 AUX y piloto y el bucle cerrado de fase, pero continúa enviando mensajes de Sinc-Ind en el CTCH. El módem entonces comienza a buscar un mensaje de solicitud de acceso a un canal portador (MAC_ACC_REQ), desde el módem de la SU.

El módem de la SU, en la etapa 2408, recibe el mensaje de Sinc-Ind y bloquea el nivel de potencia de transmisión del LAXPT. El módem de la SU comienza entonces a enviar mensajes repetidos de solicitud de acceso a un
25 canal de tráfico portador (MAC_ACC_REQ) a niveles de potencia fija, y queda en espera de detectar un mensaje de confirmación de la solicitud (MAC_BEARER_CFM) del módem de la RCS.

A continuación, en la etapa 2409, el módem de la RCS recibe un mensaje MAC_ACC_REQ, el módem empieza entonces a medir el nivel de potencia del AXCH e inicia el canal de APC. El módem de la RCS envía el mensaje
30 MAC_BEARER_CFM a la SU y empieza a detectar la confirmación de MAC_BEARER_CFM_ACK del mensaje MAC_BEARER_CFM.

En la etapa 2410, el módem de la SU recibe el mensaje MAC_BEARER_CFM y comienza a obedecer los mensajes
35 de control de potencia de APC. La SU deja de enviar el mensaje MAC_ACC_REQ y envía al módem de la RCS el mensaje de MAC_BEARER_CFM_ACK. La SU comienza a enviar los datos cero en el AXCH. La SU espera 10 ms para establecer el nivel de potencia de transmisión de enlace ascendente.

El módem de la RCS, en la etapa 2411, recibe el mensaje MAC_BEARER_CFM_ACK y deja de enviar los
40 mensajes MAC_BEARER_CFM. Las mediciones de potencia del APC continúan.

A continuación, en la etapa 2412, los módems de tanto la SU como la RCS han sincronizado las subépocas, obedecen los mensajes de APC, miden los niveles de potencia recibidos y calculan y envían mensajes de APC. La SU
45 espera 10 ms para establecer el nivel de potencia de enlace descendente.

Por último, en la etapa 2413, el canal portador se establece e inicializa entre los módems de la SU y la RCS. El
WAC recibe la señal de establecimiento del portador del módem de la RCS, reasigna el canal AXCH y establece el semáforo correspondiente en verde.

50 Para la conexión de llamadas salientes que se muestra en la figura 19, la SU es puesta en modo activo por la señal de descolgado en la interfaz de usuario en la etapa 2501.

A continuación, en la etapa 2502, la RCS indica los canales AXCH disponibles mediante el establecimiento de los
55 semáforos correspondientes.

En la etapa 2503, la SU se sincroniza con el piloto de enlace descendente, espera a que se establezcan los filtros del correlador vectorial del módem de la SU y el bucle cerrado de fase y la SU comprueba el tipo de servicio y los
semáforos de un canal AXCH disponible.

60 Las etapas 2504 a 2513 son idénticas a las etapas de procedimiento 2404 a 2413 para el procedimiento de conexión de llamada entrante de la figura 18, por lo que no se explican en detalle.

En los procedimientos anteriores para la conexión de llamadas entrantes y la conexión de llamadas salientes, el
65 proceso de aumento de potencia consta de los siguientes eventos. La SU empieza desde una potencia de transmisión muy baja y aumenta su nivel de potencia mientras transmite el código SAXPT corto, una vez que el módem de la RCS detecta el código corto apaga el semáforo. Al detectar que el semáforo cambió, la SU sigue aumentando, a una velocidad más lenta esta vez enviando el LAXPT. Una vez que el módem de la RCS adquiere el LAXPT y envía un mensaje en el CTCH para indicarlo, la SU mantiene su potencia de transmisión (TX) constante y envía el mensaje de

ES 2 366 343 T3

solicitud de acceso al MAC. Este mensaje se contesta con un mensaje MAC_BEARER_CFM en el CTCH. Una vez que la SU recibe el mensaje MAC_BEAEER_CFM cambia al canal de tráfico (TRCH), que es el tono de marcado para el POTS.

5 Cuando la SU captura un canal AXCH de usuario específico, la RCS asigna un código semilla para la SU a través del CTCH. El código semilla es utilizado por el generador de códigos de expansión en el módem de la SU para producir el código asignado para el piloto inverso del abonado, y los códigos de expansión de los canales asociados para el tráfico, control de llamadas y señalización. La secuencia de códigos de expansión piloto inversa de la SU se sincroniza en fase a la secuencia de códigos de expansión global piloto del sistema de la RCS y los códigos de expansión de tráfico, control de llamadas y señalización se sincronizan en fase con la secuencia de códigos de expansión piloto inversa de la SU.

15 Si la unidad de abonado consigue capturar un canal de usuario específico, la RCS establece un enlace terrestre con la unidad de procesamiento remota que corresponda al canal de usuario específico. Para la norma DECT V5.1, una vez que se ha establecido el enlace completo de la RDU a la LE utilizando el mensaje ESTABLECIMIENTO V5.1, la LE devuelve el correspondiente mensaje ESTABLECIMIENTO ACK V5.1 a la RDU, y a la unidad de abonado se le envía un mensaje CONECTA que indica que la conexión es completa.

20 *Soporte de tipos de servicio especiales*

El sistema de la presente invención incluye una función de modificación del canal portador que permite que la velocidad de transmisión de la información del usuario cambie de una velocidad más baja hasta un máximo de 64 kb/s. El método de modificación del canal portador (BCM) se utiliza para cambiar de un canal de ADPCM a 32 kb/s a un canal de PCM a 64 kb/s para soportar datos y comunicaciones de fax de alta velocidad a través del sistema de comunicaciones de espectro expandido de la presente invención.

En primer lugar, se establece un canal portador en la interfaz de RF entre la RCS y la SU, y existe un enlace correspondiente entre la interfaz terrestre de la RCS y la unidad de procesamiento remota, como una RDU. La velocidad de transmisión digital del enlace entre la RCS y la unidad de procesamiento remota normalmente se corresponde con una velocidad de datos codificados, que puede ser, por ejemplo, una ADPCM a 32 kb/s. El controlador WAC de la RCS controla la información de datos digitales codificada del enlace recibido por la interfaz de línea del MUX. Si el controlador WAC detecta la presencia del tono de 2100 Hz en los datos digitales, el WAC da instrucciones a la SU a través del canal de control lógico asignado y hace que un segundo enlace dúplex a 64 kb/s se establezca entre el módem de la RCS y la SU. Además, el controlador WAC da instrucciones a la unidad de procesamiento remota para que establezca un segundo enlace dúplex a 64 kb/s entre la unidad de control remota y la RCS. En consecuencia, durante un breve período, la unidad de procesamiento remota y la SU intercambian los mismos datos por ambos enlaces a 32 kb/s y 64 kb/s a través de la RCS. Una vez que el segundo enlace se ha establecido, la unidad de procesamiento remota hace que el controlador WAC cambie la transmisión sólo al enlace a 64 kb/s, y el controlador WAC da instrucciones al módem de la RCS y la SU para cancelar y deshacer el enlace a 32 kb/s. Al mismo tiempo, el enlace terrestre a 32 kb/s también se termina y deshace.

Otra forma de realización del método de BCM incorpora un sistema de conexión entre la unidad de procesamiento remota externa, tal como la RDU y la RCS para permitir canales redundantes en la interfaz terrestre, mientras que sólo se usa un canal portador en la interfaz de RF. El método descrito es una conmutación síncrona del enlace a 32 kb/s al enlace a 64 kb/s por el enlace aéreo que aprovecha la ventaja del hecho de que la temporización de la secuencia de códigos de expansión es sincronizada entre el módem de la RCS y la SU. Cuando el controlador WAC detecta la presencia del tono a 2100 Hz en los datos digitales, el controlador WAC da instrucciones a la unidad de procesamiento remota para que establezca un segundo enlace dúplex a 64 kb/s entre la unidad de control remota y la RCS. La unidad de procesamiento remota envía entonces datos codificados a 32 kb/s y datos a 64 kb/s al mismo tiempo a la RCS. Una vez que la unidad de procesamiento remota ha establecido el enlace a 64 kb/s, la RCS es informada y el enlace a 32 kb/s se termina y deshace. La RCS también informa a la SU de que el enlace a 32 kb/s se está deshaciendo y que cambie de procesamiento para recibir datos sin codificar a 64 kb/s en el canal. La RCS y la SU intercambian mensajes de control en el canal de control portador del grupo de canales asignados para identificar y determinar la subépoca particular de la secuencia de códigos de expansión del canal portador en el que la RCS empezará a transmitir datos a 64 kbit/s a la SU. Una vez que se identifica la subépoca, el cambio se produce de forma sincrónica en el límite de la subépoca identificada. Este método de conmutación síncrona es el más económico de ancho de banda ya que el sistema no necesita mantener la capacidad de un enlace a 64 kb/s para soportar un proceso de conmutación.

60 Según las formas de realización anteriormente descritas de la función de BCM, la RCS deshará primero el enlace a 32 kb/s, pero los expertos en la materia sabrán que la RCS podría deshacer el enlace a 32 kb/s después de que el canal portador haya cambiado al enlace a 64 kb/s.

65 Como otro tipo de servicio especial, el sistema de la presente invención incluye un método para conservar la capacidad en la interfaz de RF para los tipos de tráfico RDSI. Esta conservación se produce mientras se transmite un patrón de bits de inactividad en el canal D de RDSI cuando no se está transmitiendo ninguna información de datos. El sistema de CDMA de la presente invención incluye un método para evitar la transmisión de información redundante llevada a cabo en el canal D de las redes de RDSI para la transmisión de señales a través de un enlace de comunicación

inalámbrica. La ventaja de este método es que reduce la cantidad de información transmitida y por lo tanto la capacidad del canal y de potencia de transmisión utilizada por esa información. El método se describe como se utiliza en la RCS. En la primera etapa, el controlador, como el WAC de la RCS o el controlador de SU de la SU, controla el canal D de salida de la interfaz de línea de abonado para un patrón de inactividad de canal predeterminado. Se incluye un
5 retardo entre la salida de la interfaz de línea y el módem de CDMA. Una vez que el patrón de inactividad se detecta, el controlador inhibe la transmisión del canal de mensajes de expansión a través de un mensaje incluido en la señal de control para el módem de CDMA. El controlador continúa controlando el canal D de salida de la interfaz de línea hasta que se detecta la presencia de información de datos. Cuando se detecta la información de datos, el canal de mensajes de expansión se activa. Como el canal de mensajes es sincronizado con el piloto asociado que no se inhibe,
10 el correspondiente módem de CDMA del otro extremo del enlace de comunicación no tiene que adquirir de nuevo la sincronización con el canal de mensajes.

Referencias citadas en la descripción

15

Esta lista de referencias citadas por el solicitante se ha elaborado únicamente como ayuda para el lector. No forma parte del documento de Patente Europea. Aunque se ha prestado mucha atención en la compilación de las mismas no se puede evitar incurrir en errores u omisiones, declinando la OEP toda responsabilidad a este respecto.

20 Documentos de patente citados en la descripción

- US 5109390 A [0006]
- US 5228056 A [0023]
- US 4802189 A [0014]

25

30

35

40

45

50

55

60

65

REIVINDICACIONES

5 1. Unidad de abonado de comunicación de espectro expandido que comprende un sistema de modificación del canal portador, dicha unidad de abonado estando destinada a ser utilizada en un sistema de comunicación de acceso múltiple de espectro extendido, que incluye una pluralidad de señales de información que tienen varias velocidades de canales diferentes, en donde las señales de información se transmiten como señales de mensaje a través de un canal de radiofrecuencia, RF, como una señal multiplexada por división de código, CDM, la unidad de abonado estando **caracterizada** por el hecho de que comprende:

10 un receptor, SU, que incluye un medio (2330) de modificación del modo de canal de información en respuesta a una señal de mensaje de control de recepción, RCTRL, para indicar un cambio en una combinación de las señales de información recibidas de una primera señal de mensaje a una segunda señal de mensaje para soportar una velocidad del canal de información diferente;

15 medios de control para determinar la información de codificación y modificación de la velocidad del portador a partir de la señal de mensaje de control de recepción, en donde la información de codificación y modificación del portador se recupera desexpandiendo la señal de mensaje de control recibida, RCTRL, y

20 medios para proporcionar la segunda señal de mensaje desexpandida a una interfaz de datos para decodificar la segunda señal de mensaje desexpandida y medios para proporcionar el mensaje de control de recepción al medio de control que controla la decodificación de la segunda señal de mensaje desexpandida.

25 2. Unidad de abonado de comunicación de espectro expandido de la reivindicación 1 que comprende además:

medios para transmitir y recibir una pluralidad de señales de mensaje de control de transmisión, TCTRL, que corresponden a las velocidades de la señal de información, en donde cada una de la pluralidad de las señales de mensaje soporta una velocidad de canal de información predeterminada, y

30 un transmisor (2301) que incluye un primer medio (2330) de modificación del modo de canal de información para cambiar una combinación de las señales de información de una primera señal de mensaje a una segunda señal de mensaje que soporta una velocidad de canal de información diferente de la primera señal de mensaje.

35

40

45

50

55

60

65

FIG. 1

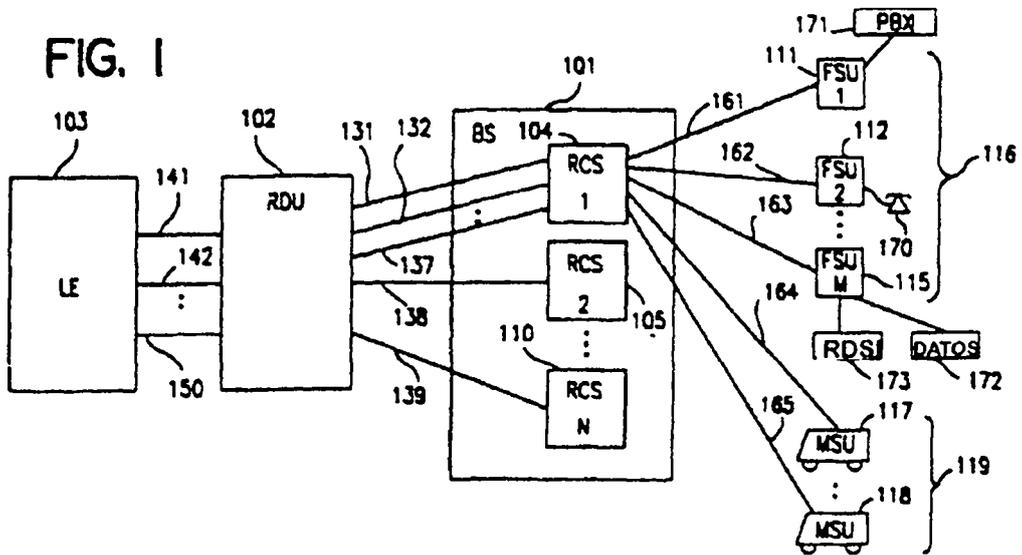


FIG. 2a

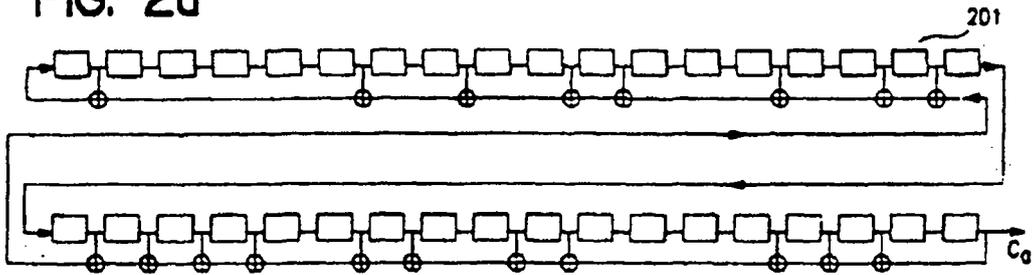


FIG. 2b

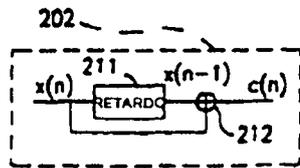
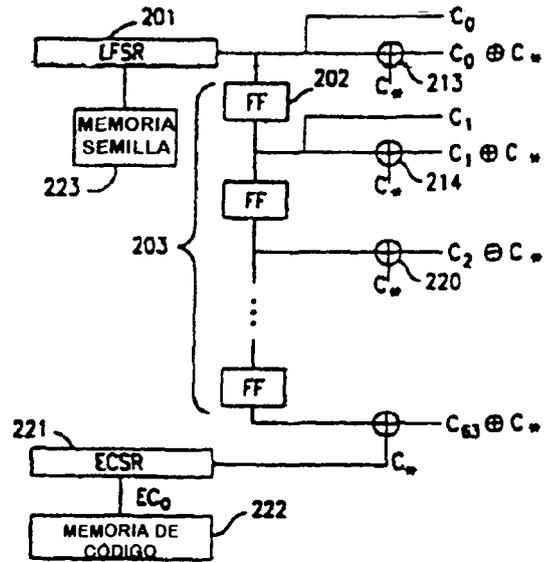
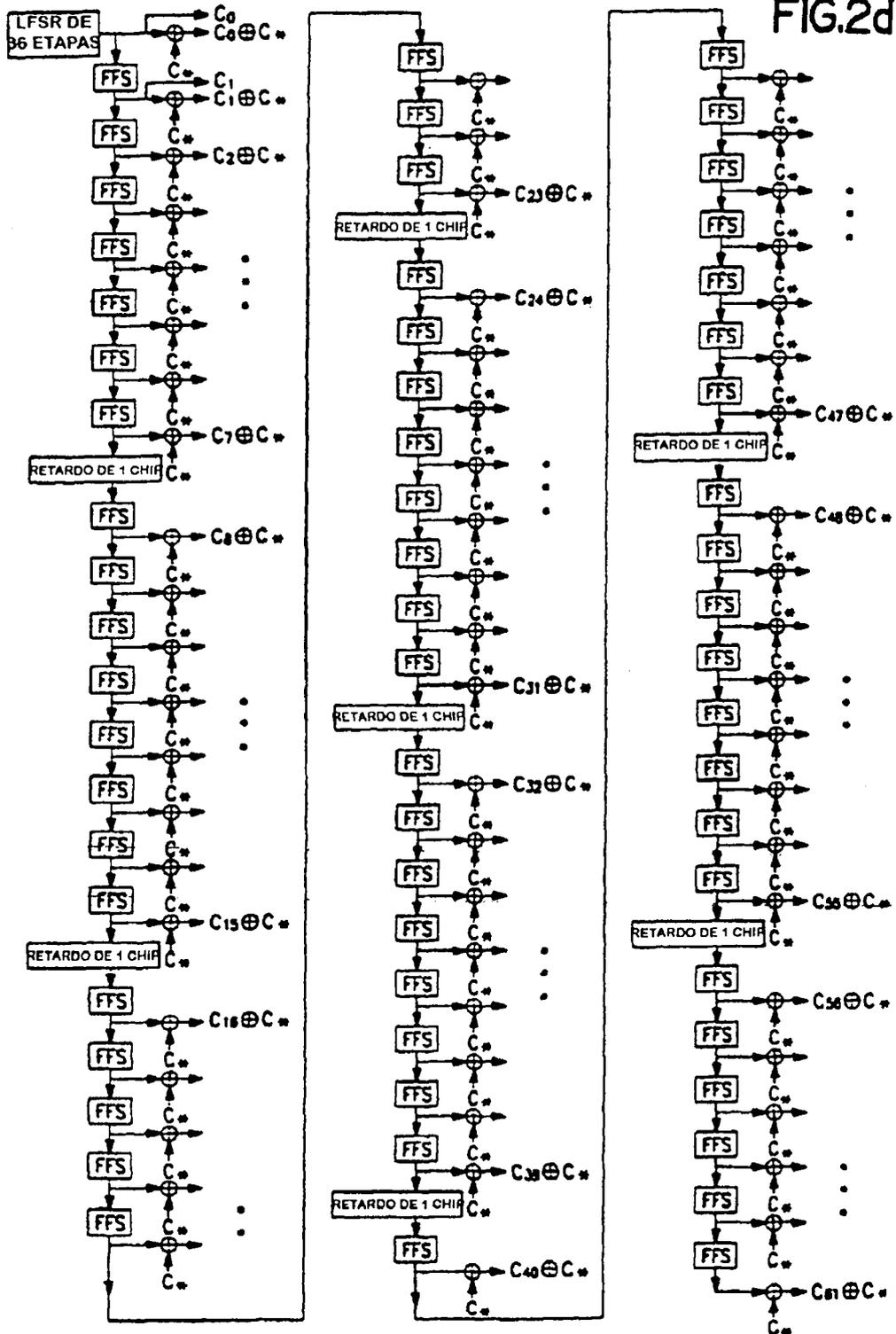


FIG. 2c





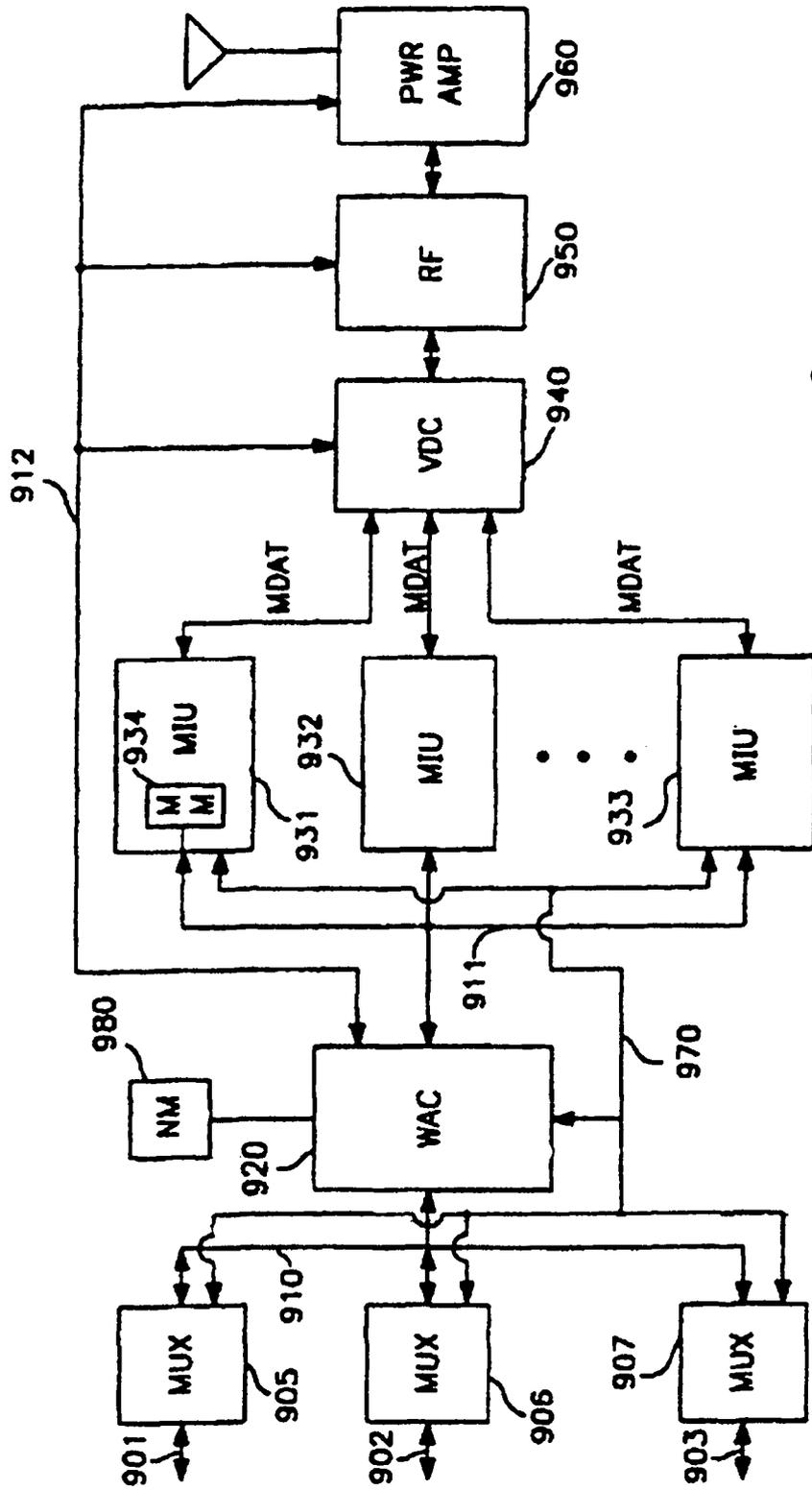


FIG. 3

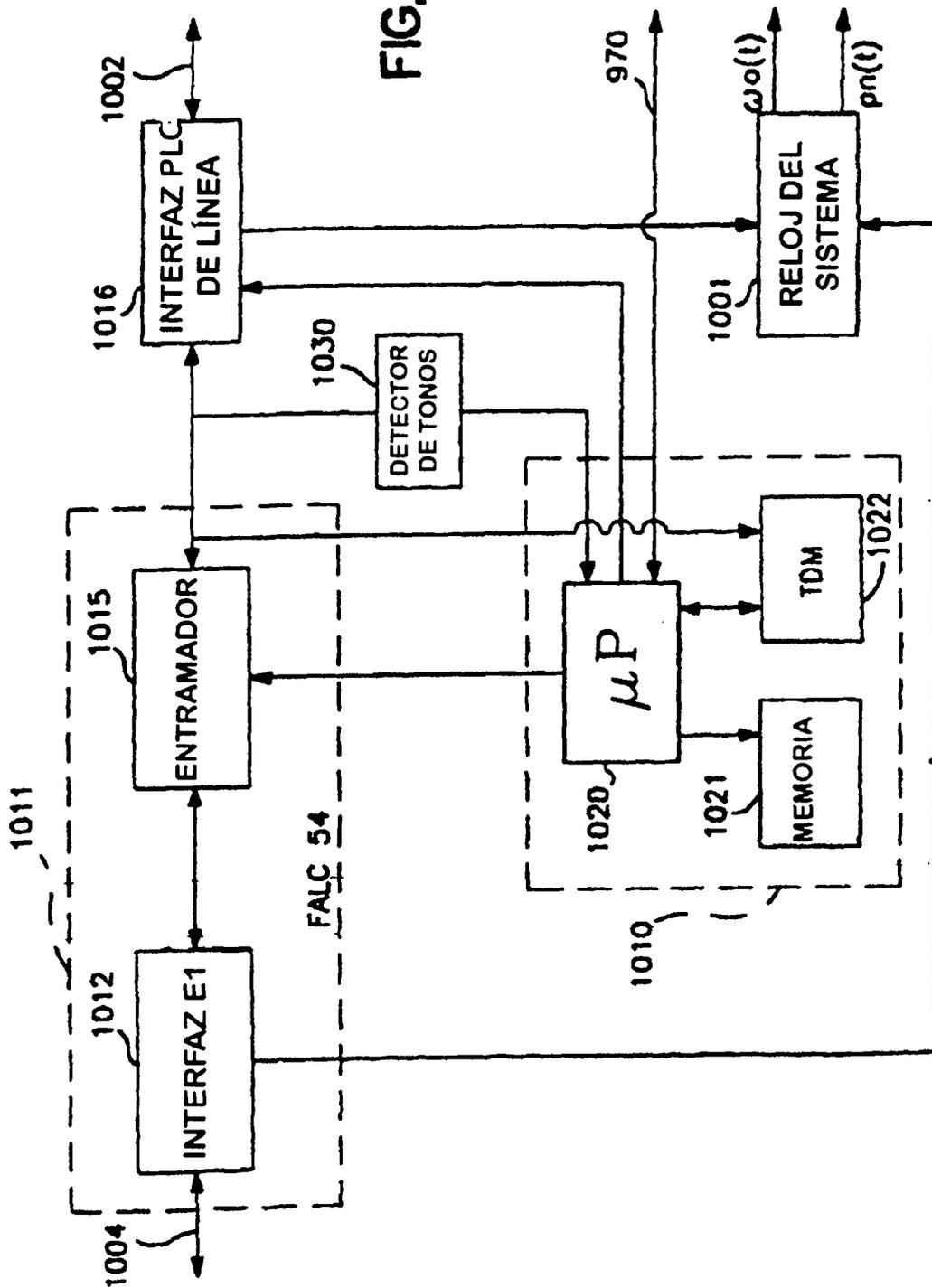


FIG. 4

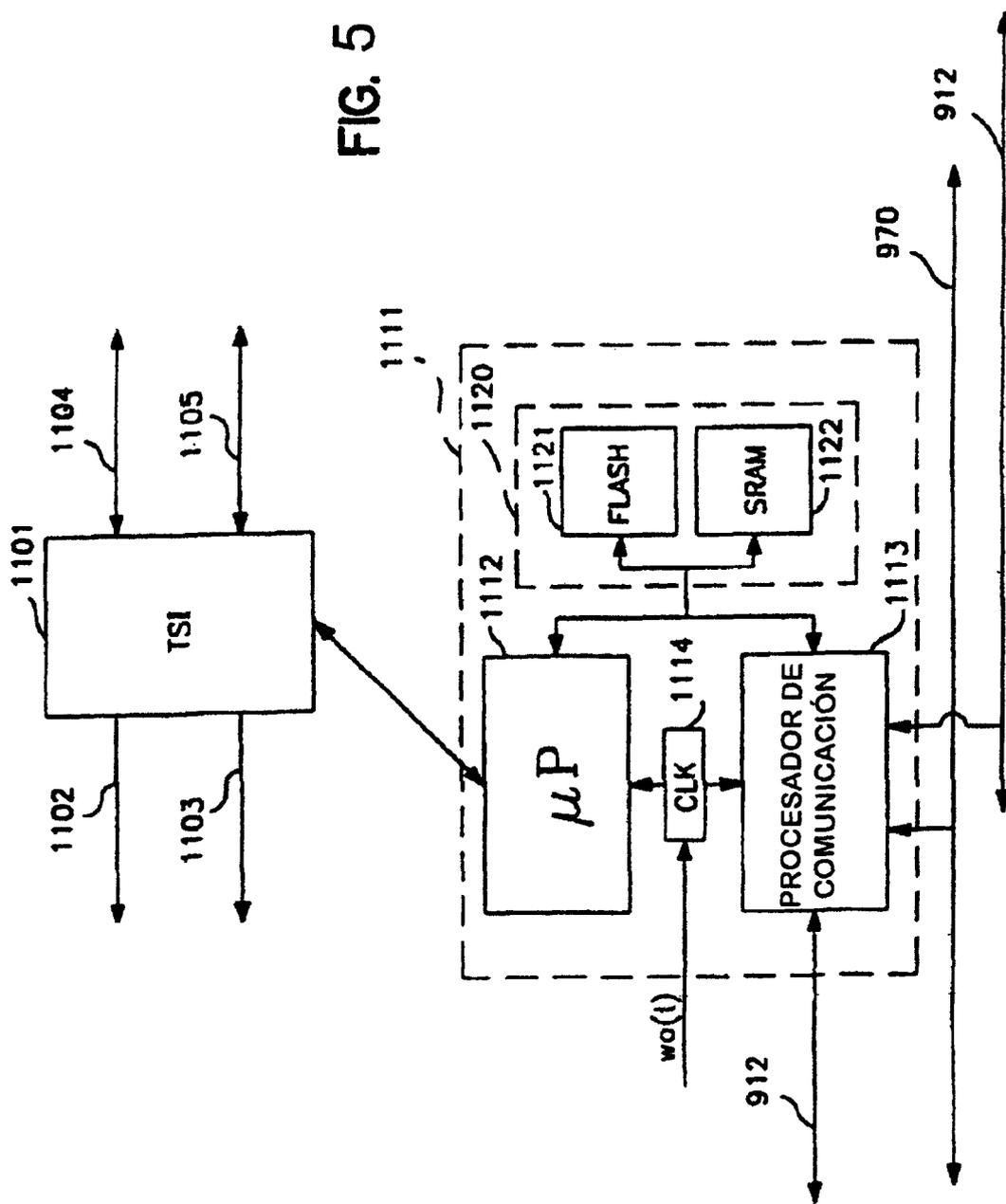


FIG. 5

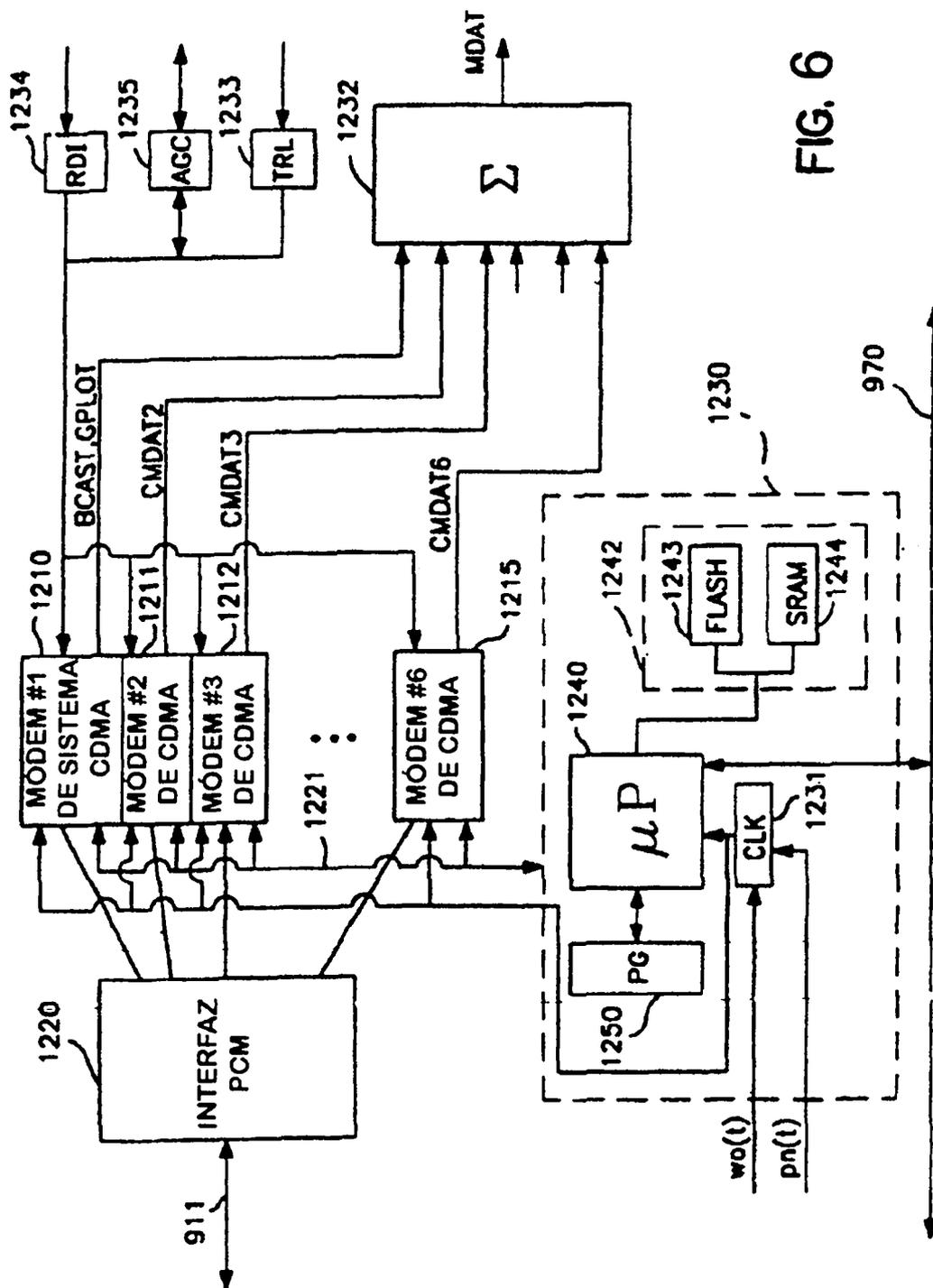


FIG. 6

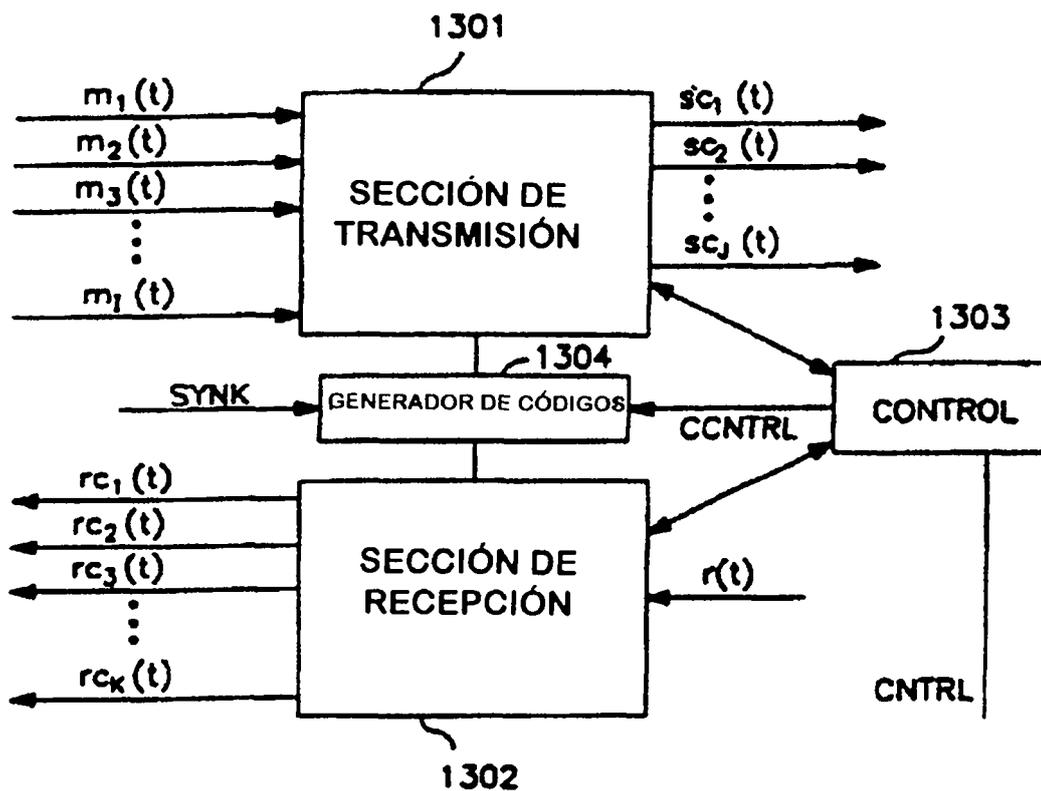


FIG. 7

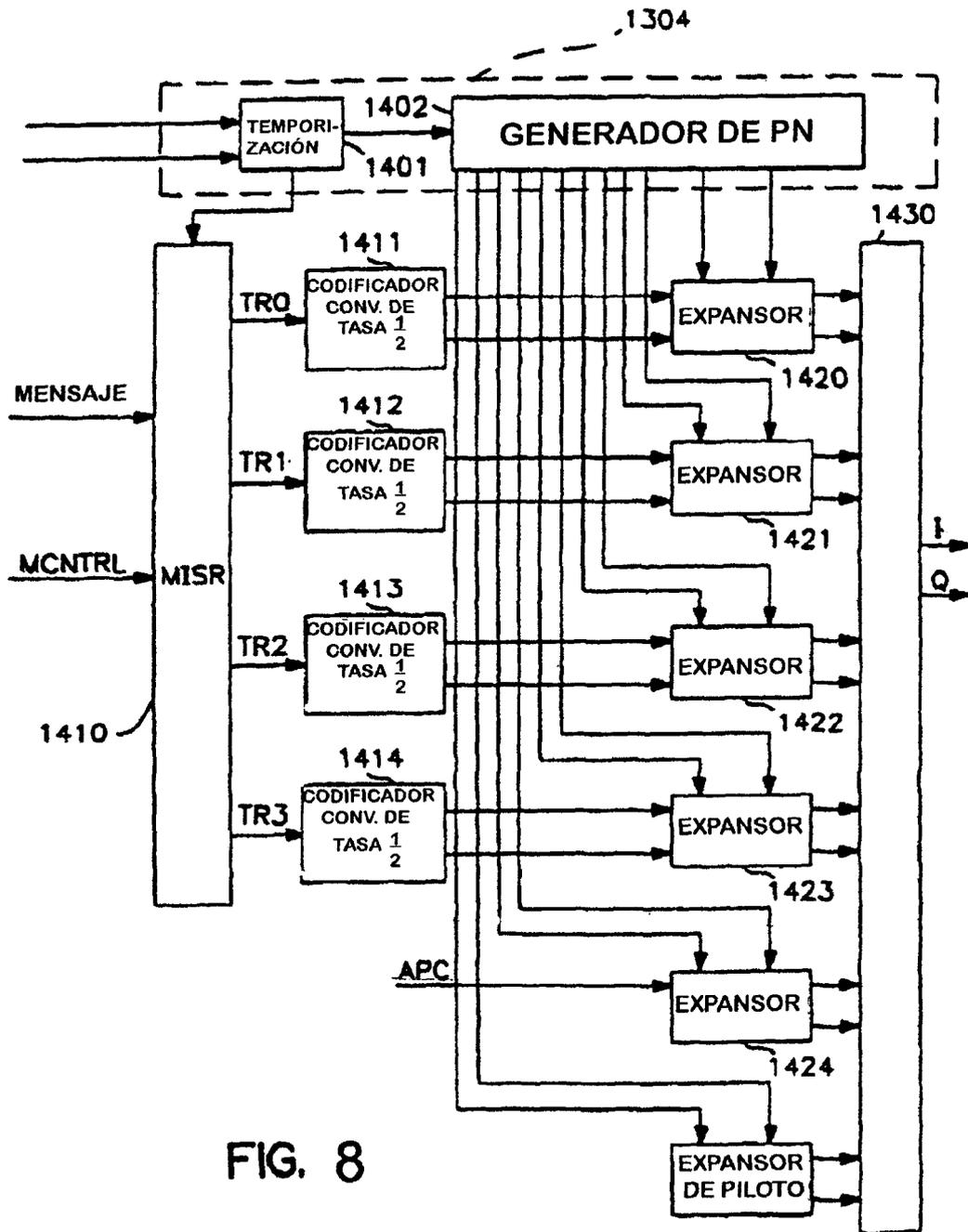
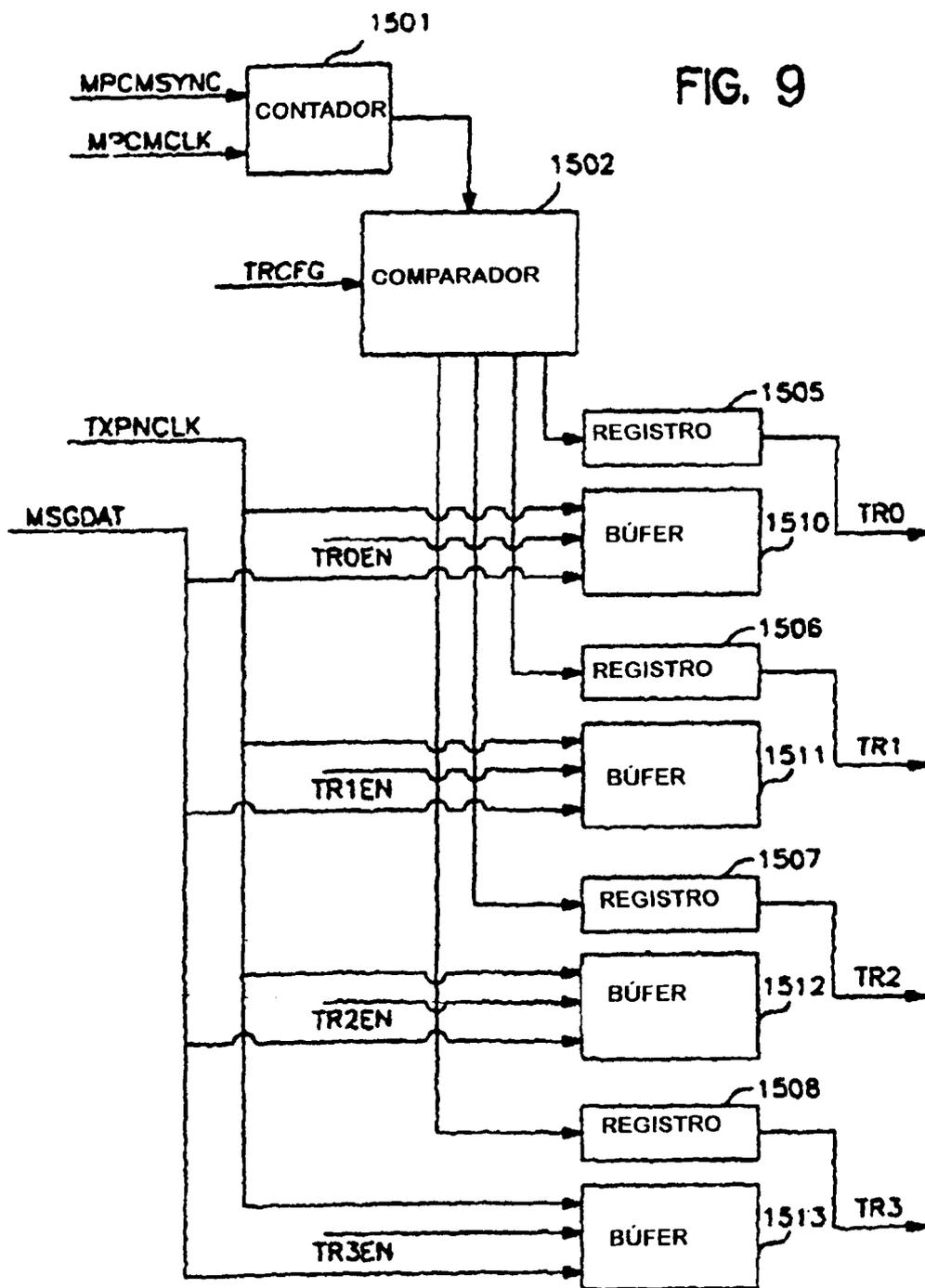


FIG. 8

FIG. 9



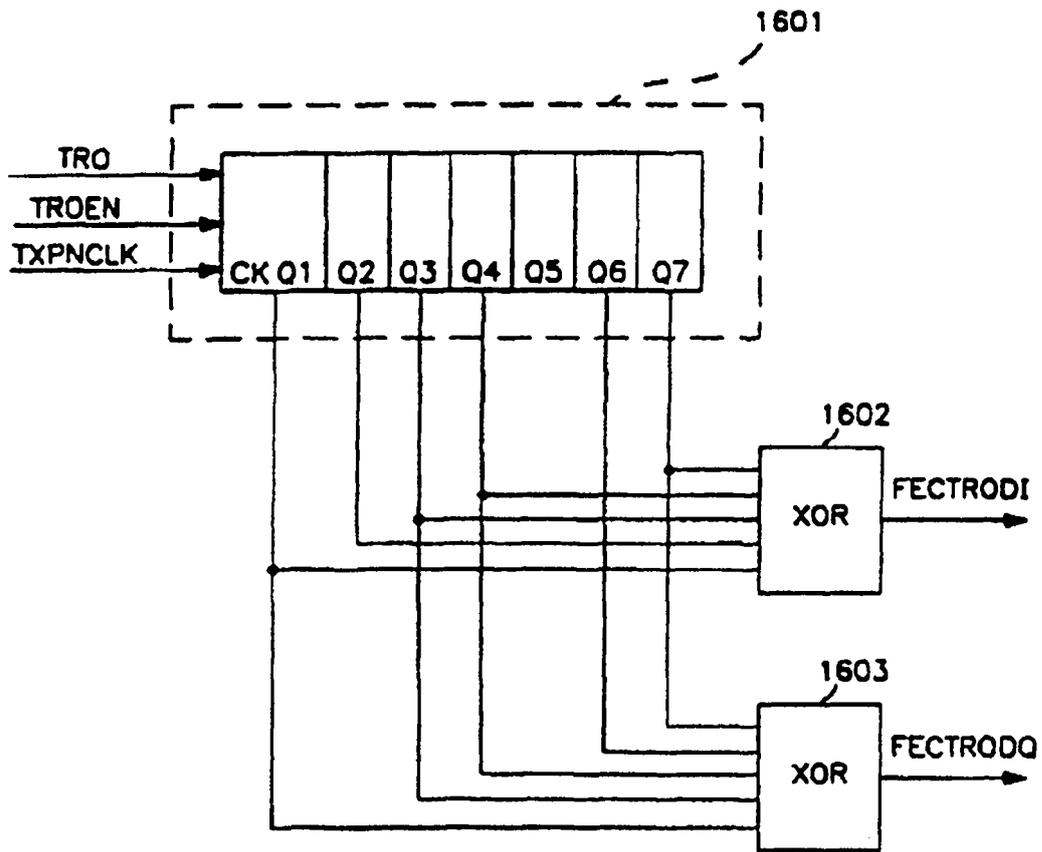


FIG. 10

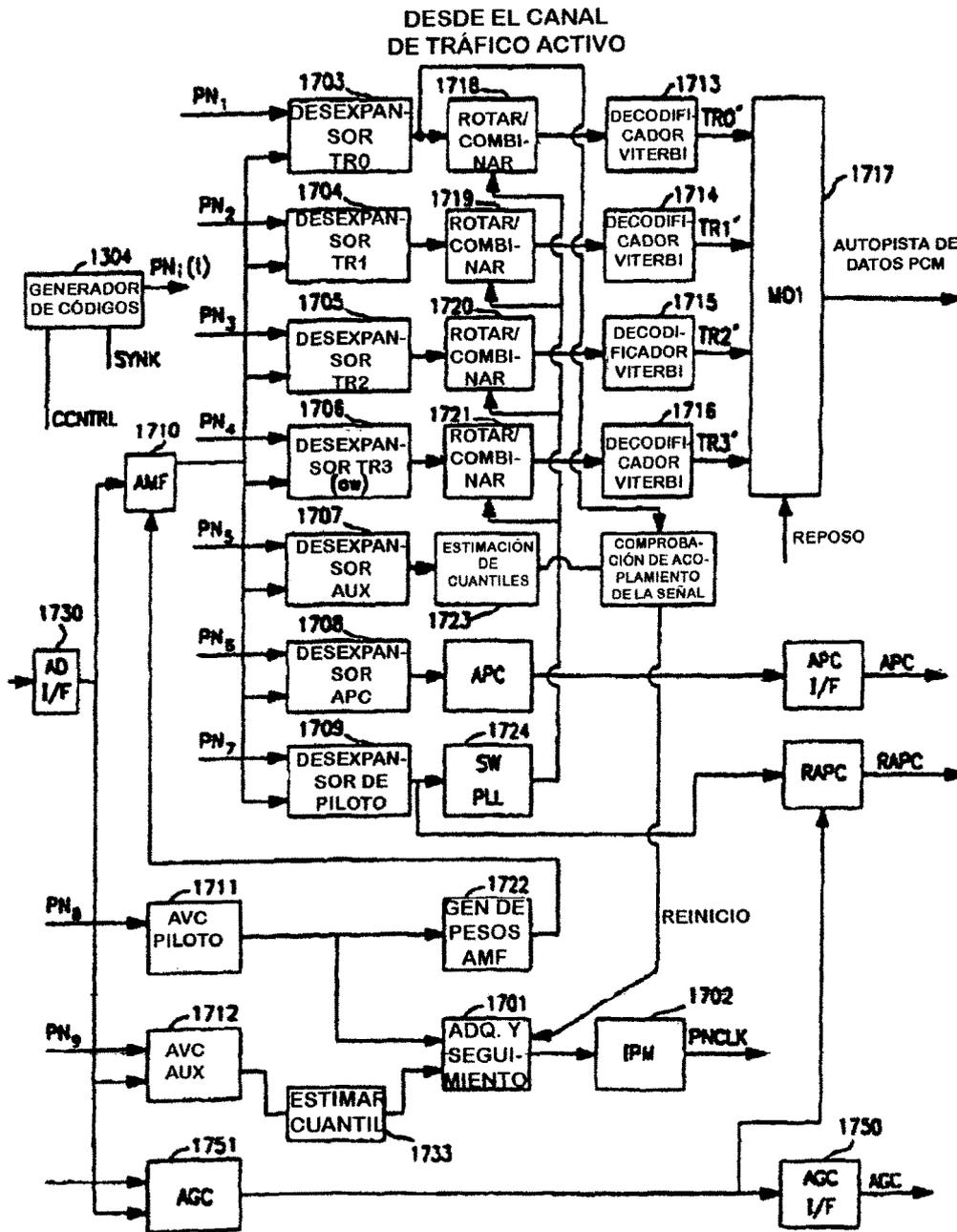


FIG. 11

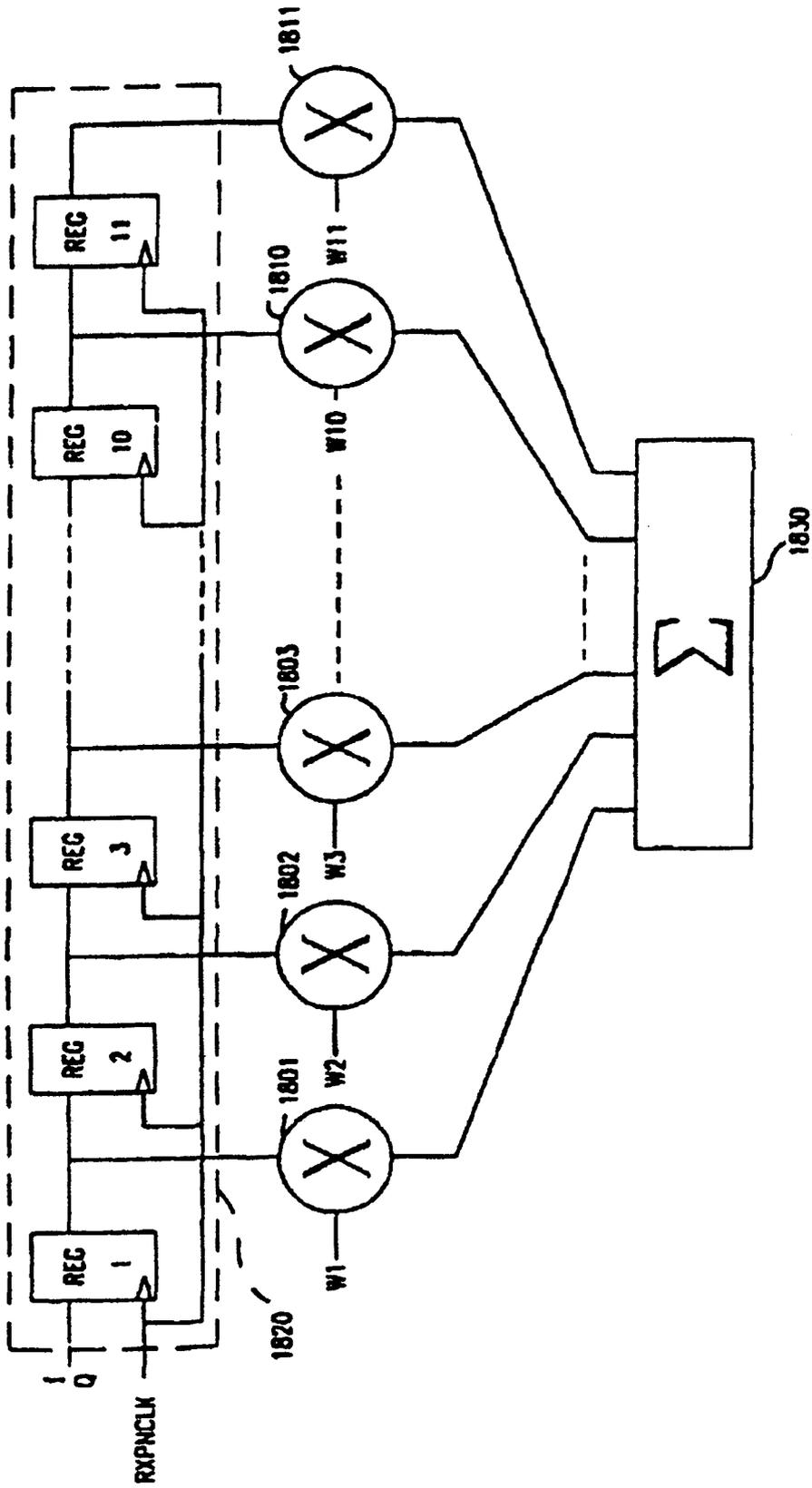


FIG. 12

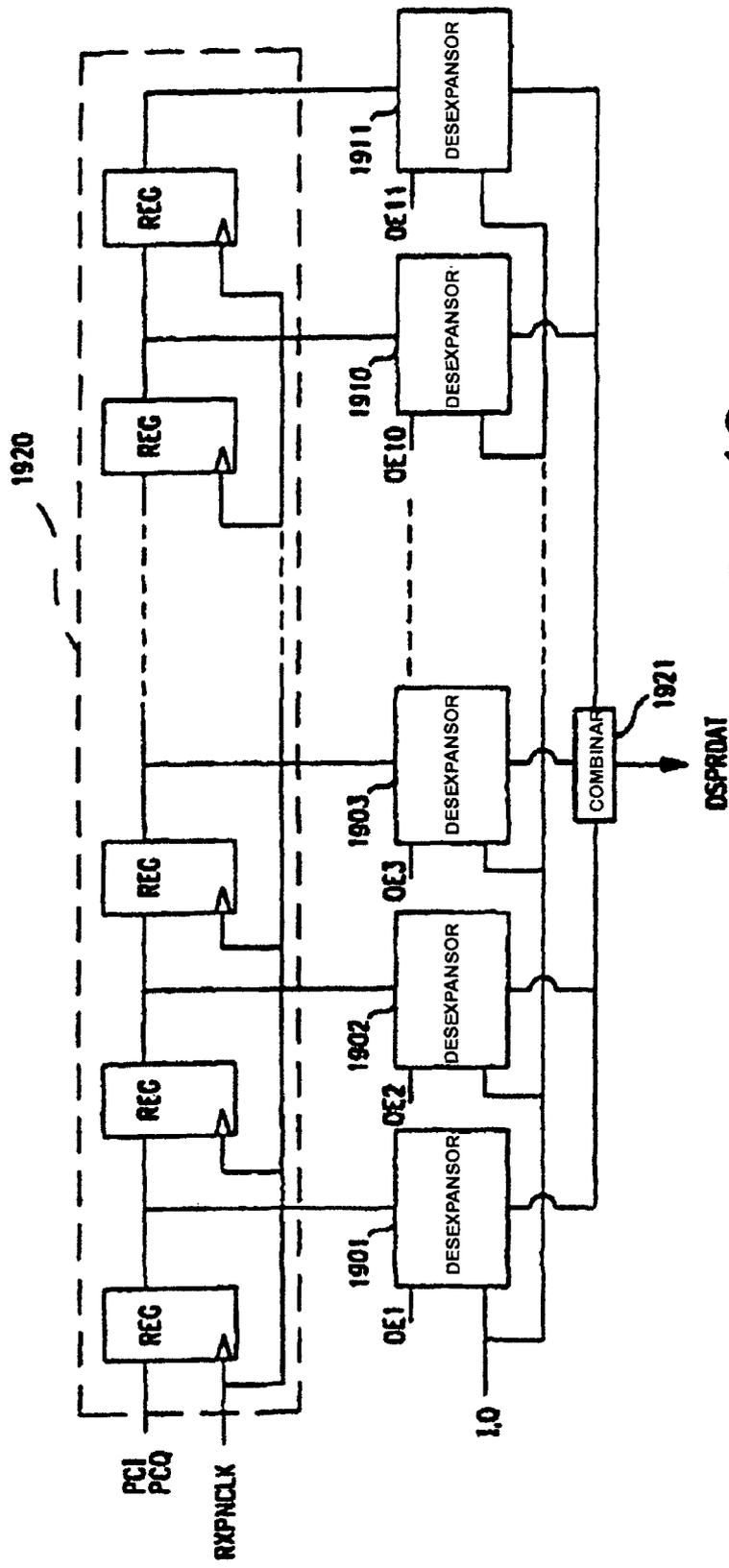


FIG. 13

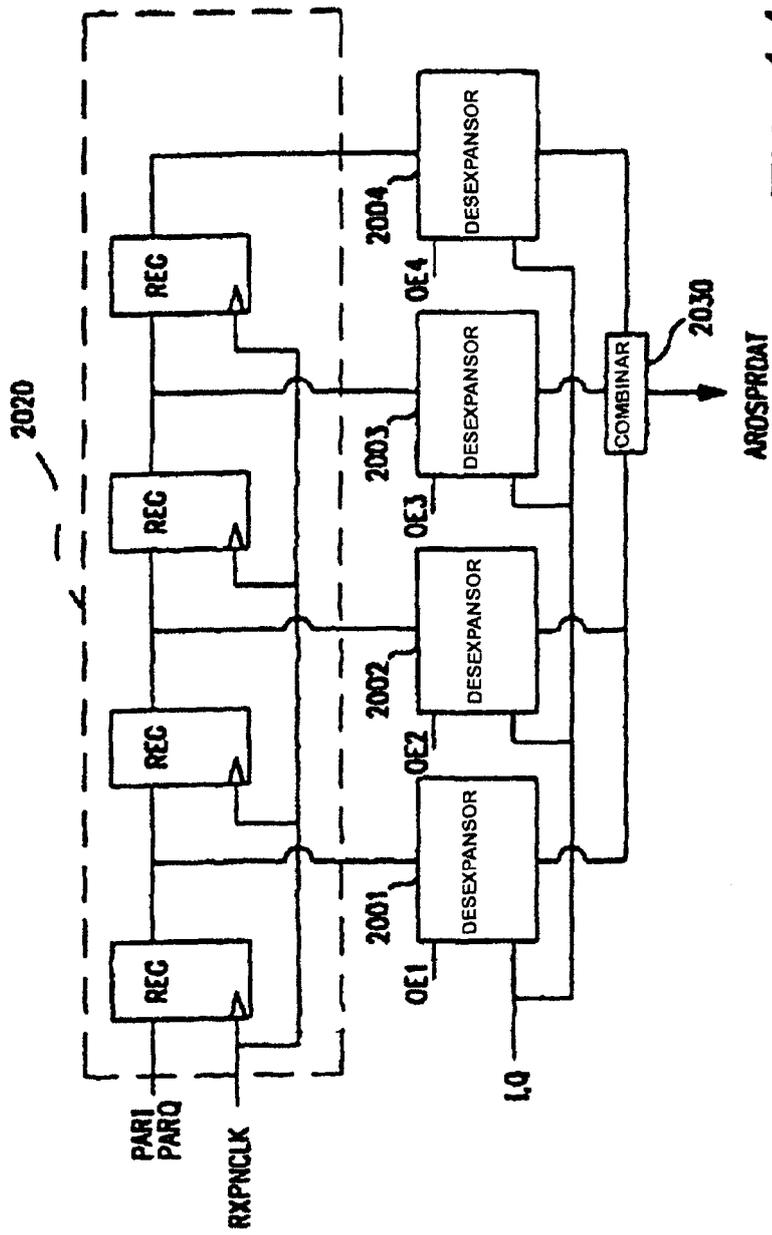
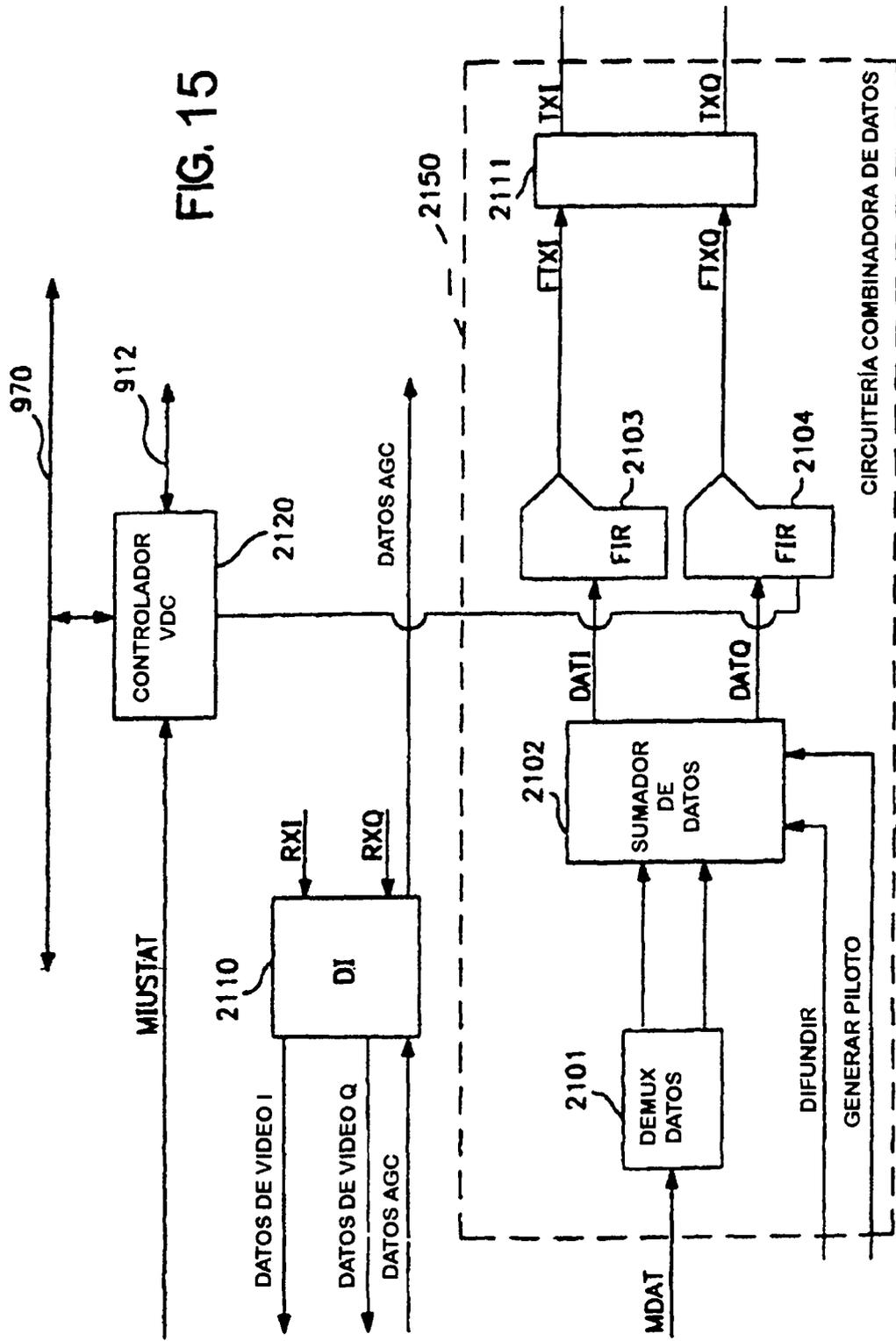


FIG. 14



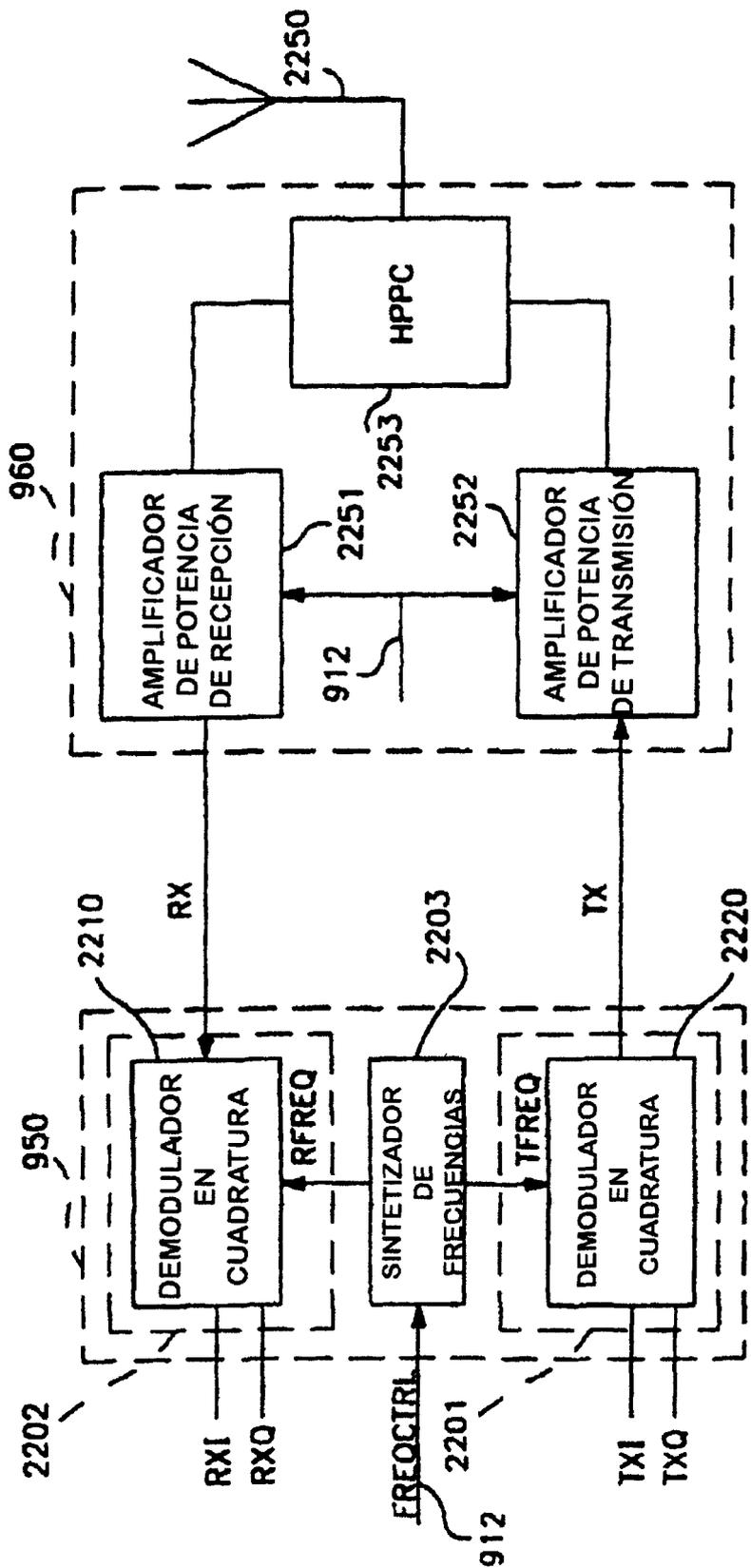


FIG. 16

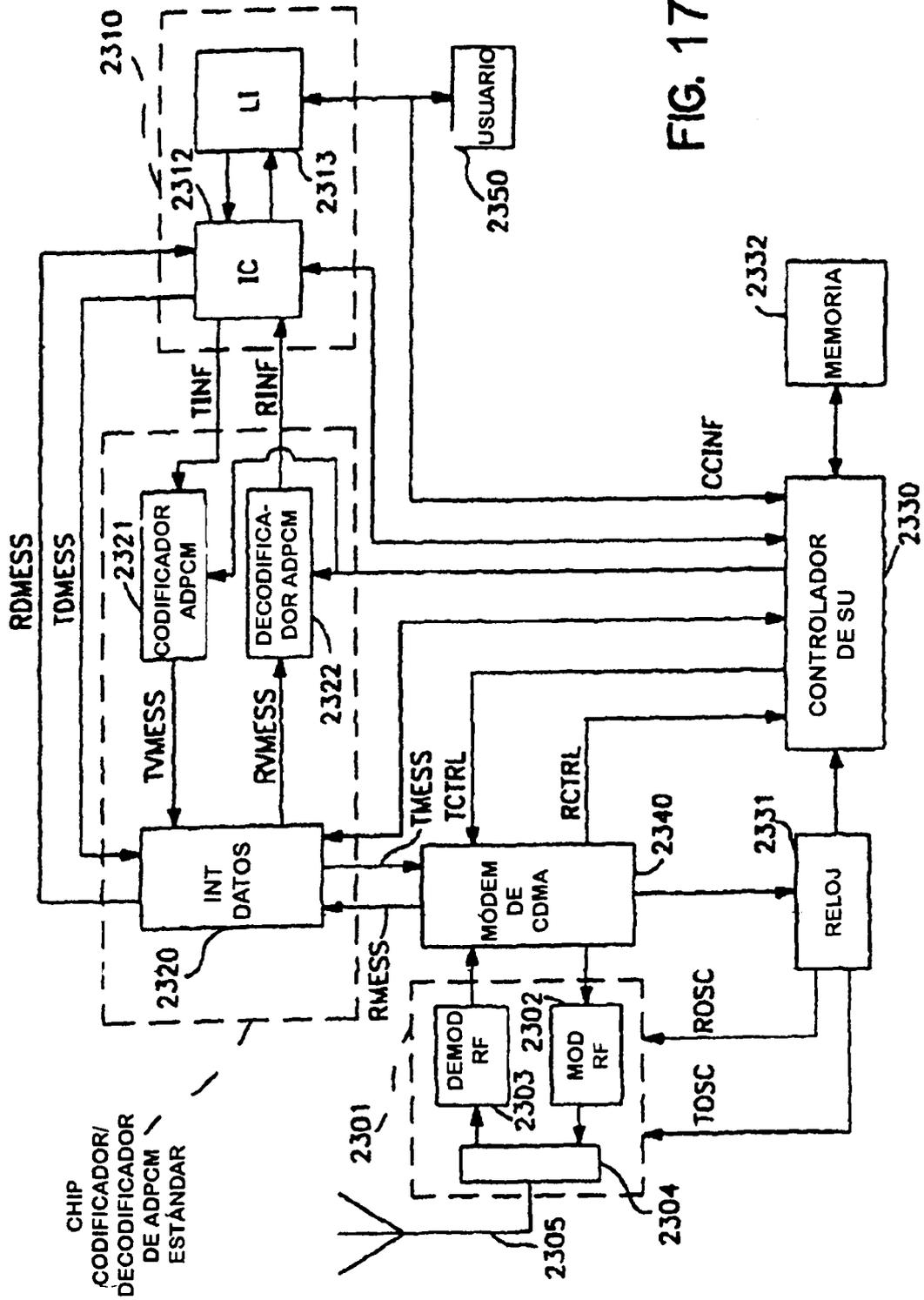


FIG. 17

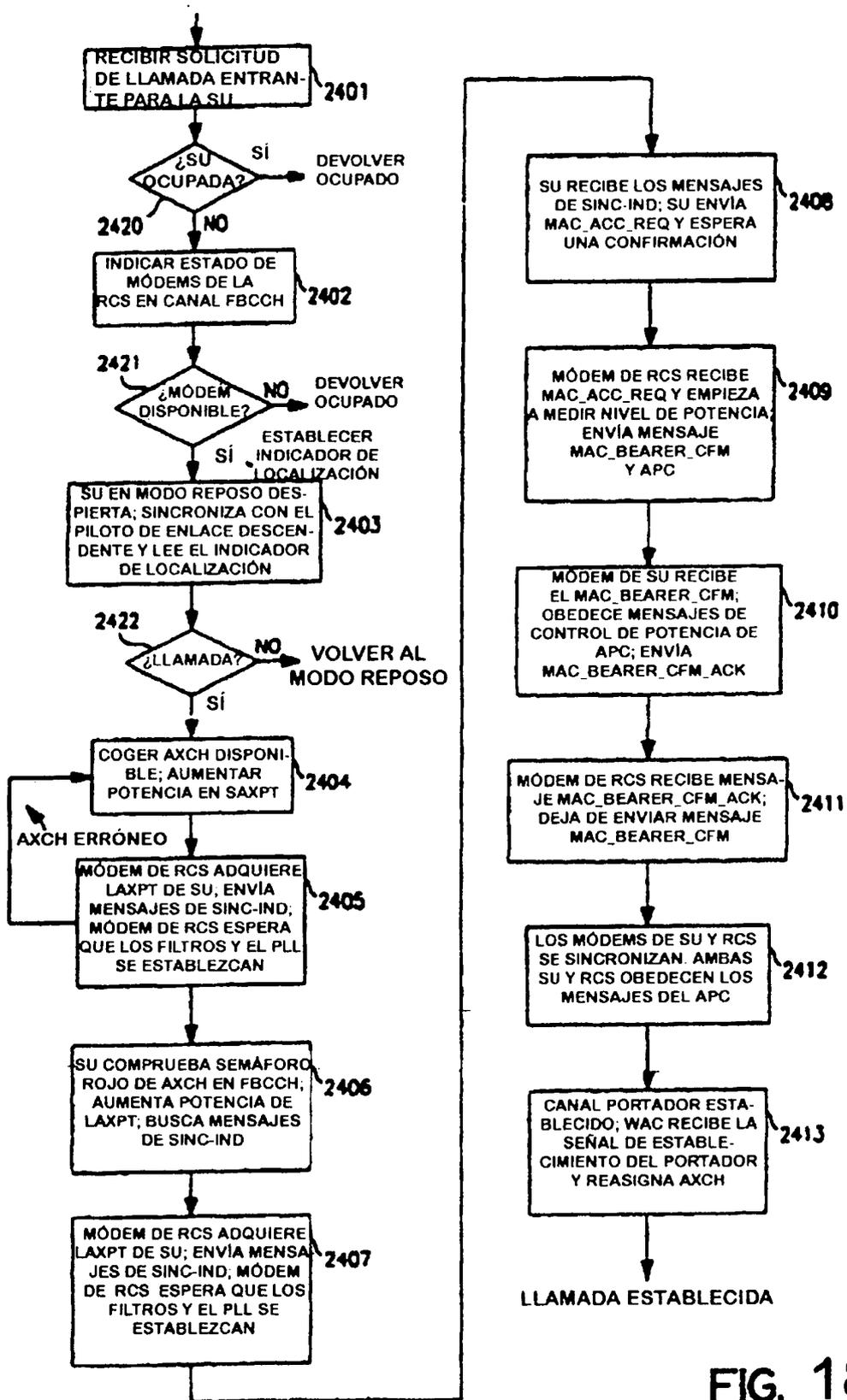


FIG. 18

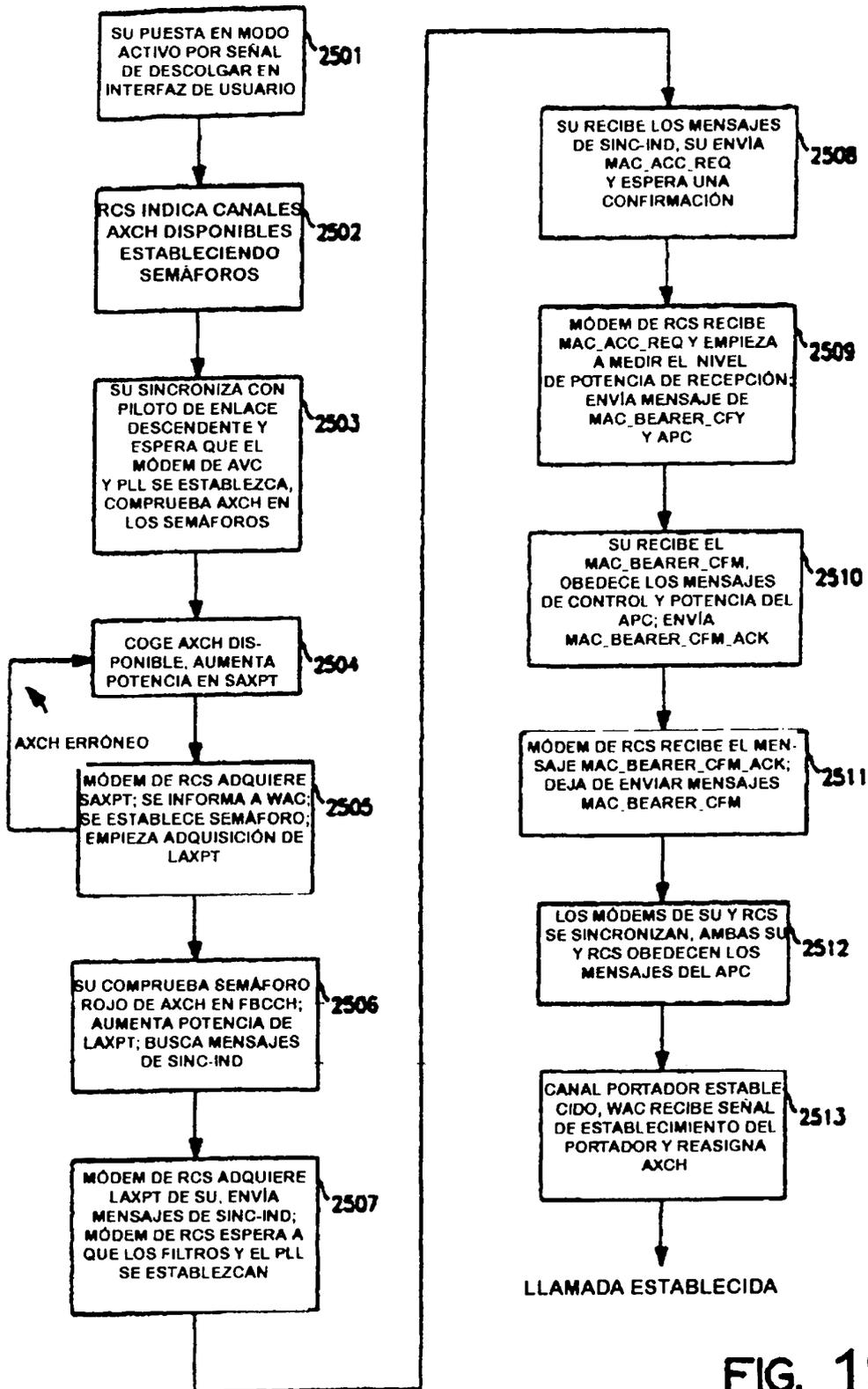


FIG. 19

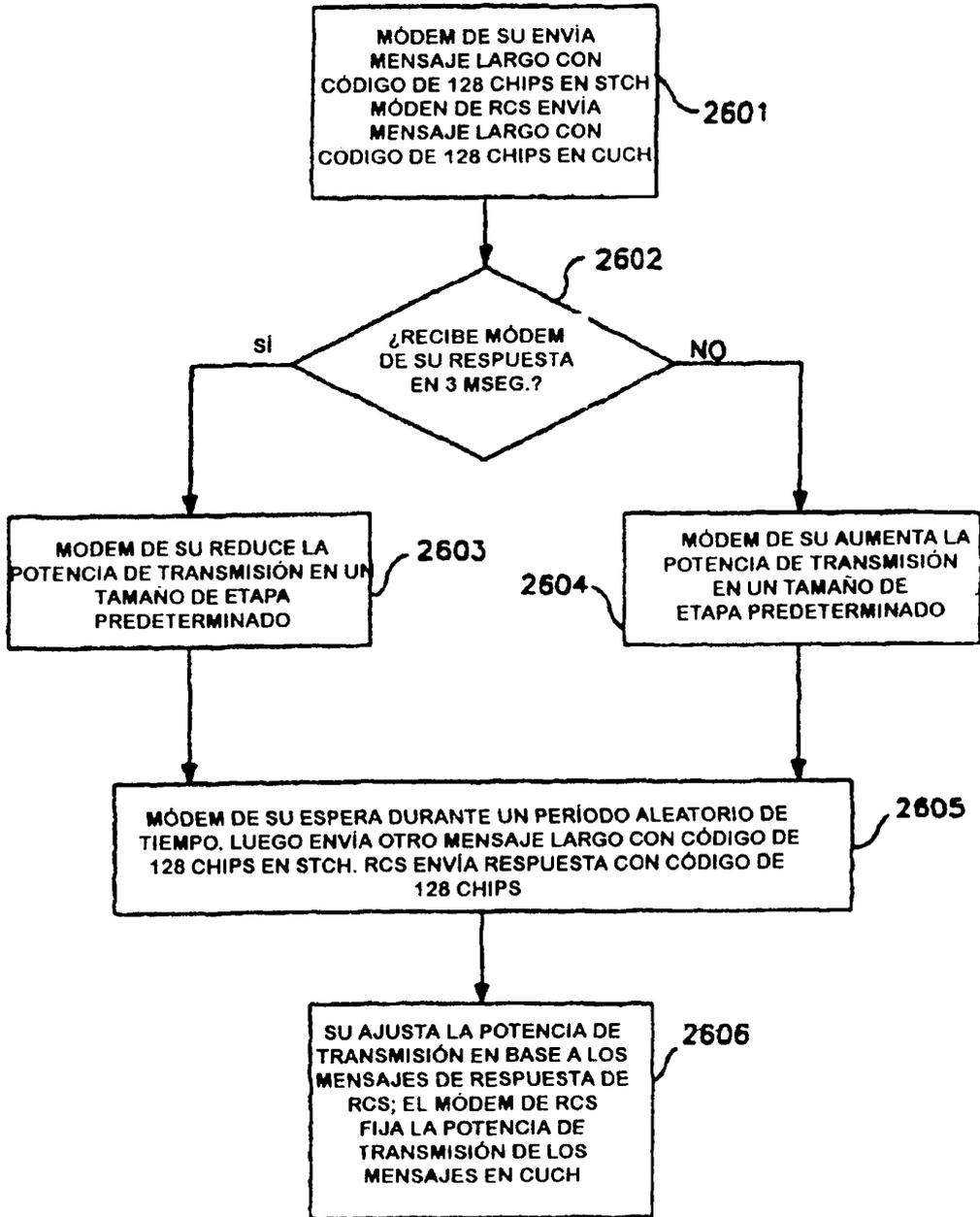


FIG. 20

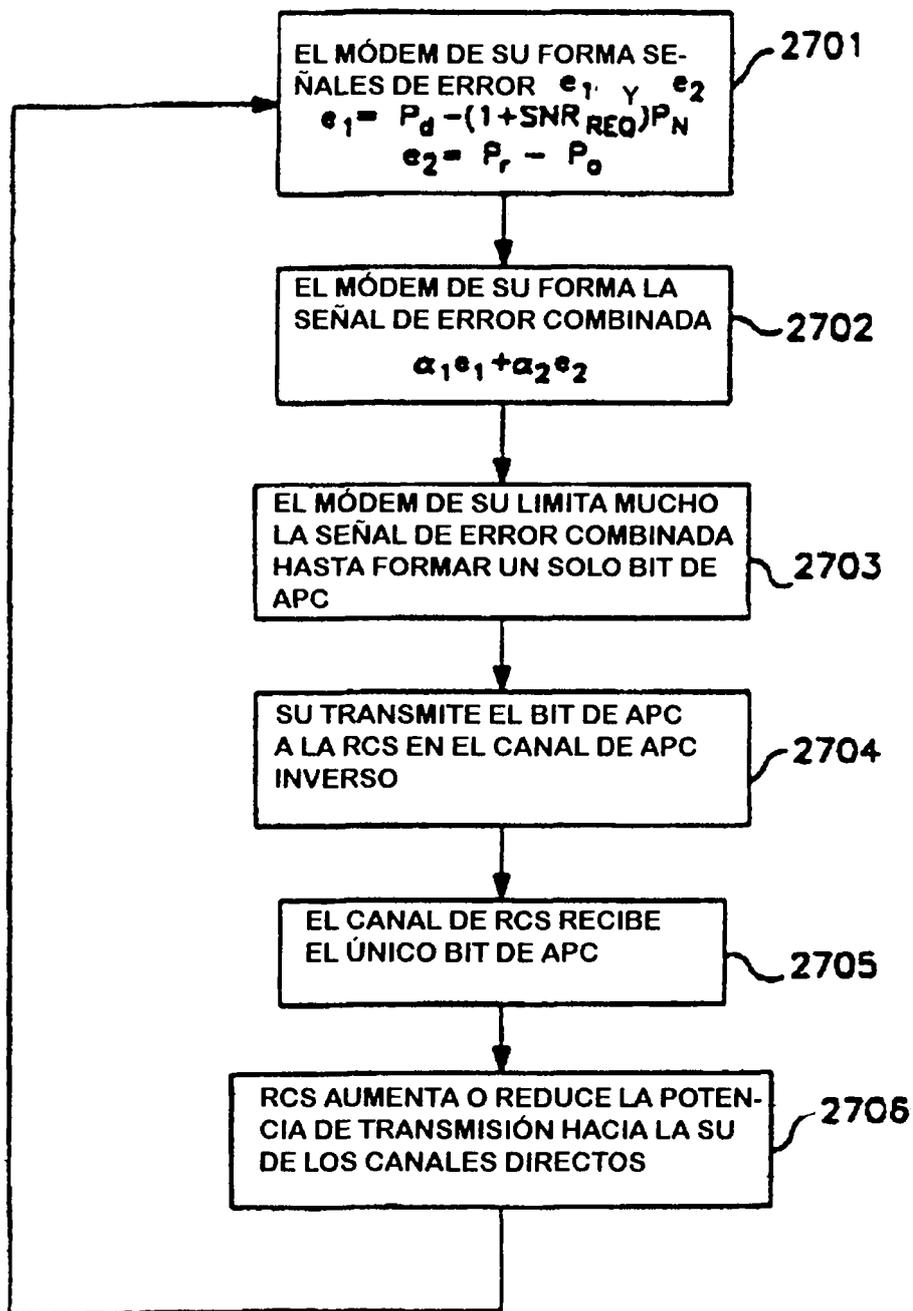


FIG. 21

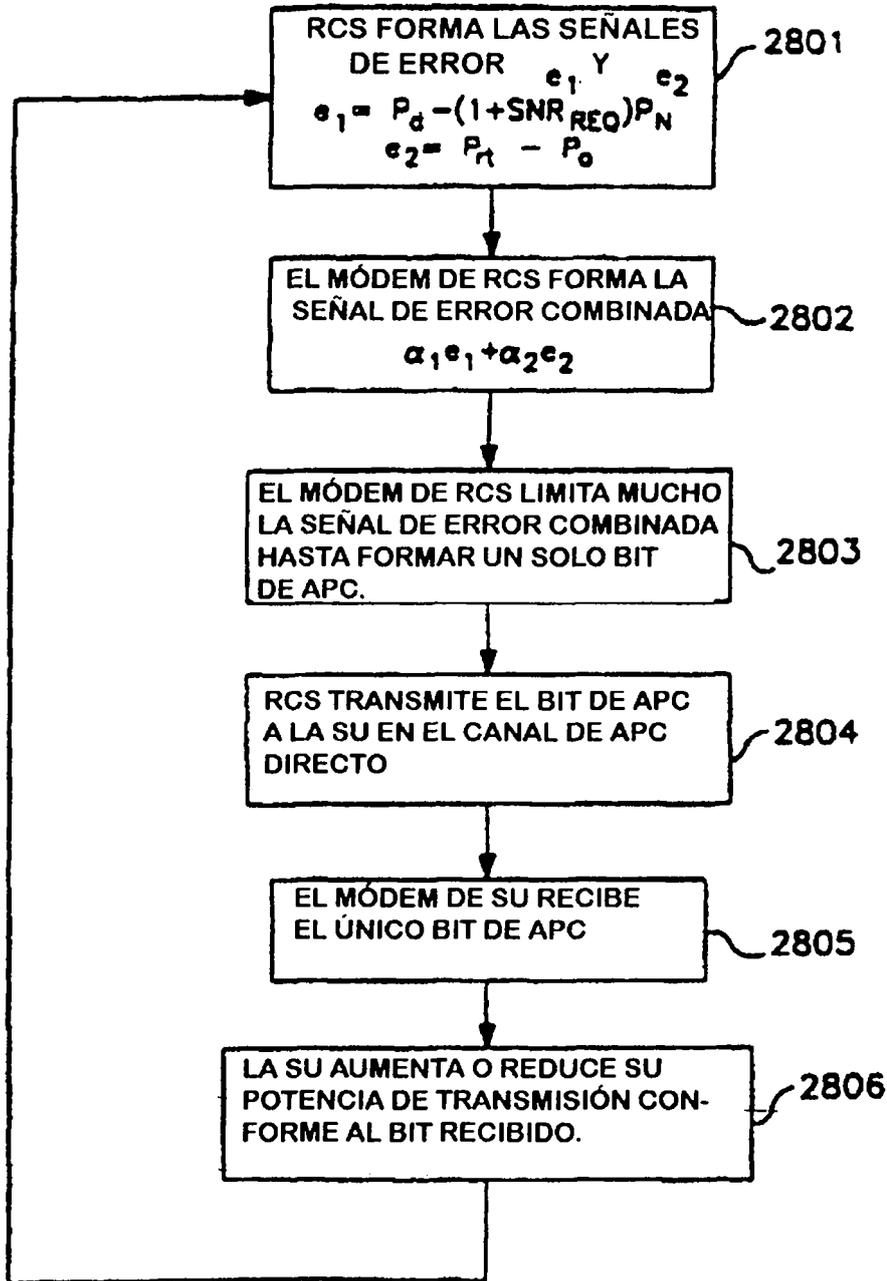


FIG. 22