



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 355 757**

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

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **07012816 .0**

96 Fecha de presentación : **21.06.1991**

97 Número de publicación de la solicitud: **1835633**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **19.09.2007**

54 Título: **Sistema y procedimiento para generar ondas de señales en un sistema telefónico celular CDMA.**

30 Prioridad: **25.06.1990 US 543496**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**30.03.2011**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**30.03.2011**

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

72 Inventor/es: **Gilhousen, Klein S.;**  
**Weaver, Lindsay A., Jr. y**  
**Jacobs, Irwin, M.**

74 Agente: **Carpintero López, Mario**

ES 2 355 757 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

## ANTECEDENTES DE LA INVENCION

## I. Campo de la invención

5 La presente invención se refiere a sistemas telefónicos celulares. Más específicamente, la presente invención se refiere a un sistema y procedimiento novedosos y mejorados para transmitir información en un sistema telefónico celular móvil o en un sistema telefónico móvil por satélite, utilizando señales de comunicación de espectro ensanchado.

## II. Descripción de la técnica relacionada

10 La utilización de técnicas de modulación de acceso múltiple por división de código (CDMA) es una de las diversas técnicas para facilitar las comunicaciones en las cuales está presente un gran número de usuarios. En el ámbito de esta técnica, se conocen otras técnicas de sistemas de comunicación de acceso múltiple tales como el acceso múltiple por división del tiempo (TDMA), el acceso múltiple por división de la frecuencia (FDMA) y sistemas de modulación AM, tal como la modulación de banda lateral única comprimida-expandida en amplitud (ACSSB). No obstante, la técnica de modulación de espectro ensanchado del CDMA presenta ventajas significativas respecto de estas técnicas de modulación para sistemas de comunicación de acceso múltiple. La utilización de técnicas CDMA en un sistema de comunicación de acceso múltiple se da a conocer en la patente estadounidense N° 4.901.307, publicada el 13 de febrero de 1990, titulada "SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEM USING SATELLITE OR TERRESTRIAL REPEATERS" ["SISTEMA DE COMUNICACIÓN DE ACCESO MÚLTIPLE Y ESPECTRO ENSANCHADO QUE USA REPETIDORES SATELITALES O TERRESTRES"], transferida al cesionario de la presente invención.

20 En la mencionada patente, se da a conocer una técnica de acceso múltiple en la que un gran número de usuarios del sistema telefónico móvil, cada uno de los cuales tiene un transceptor, se comunica a través de repetidores de satélite o de estaciones base terrestres (también denominadas estaciones de sedes celulares, sedes celulares o, brevemente, células) que utilizan señales de comunicación de espectro ensanchado de acceso múltiple por división del código (CDMA). Gracias a la utilización de comunicaciones CDMA, el espectro de frecuencias puede reutilizarse varias veces, hecho que permite incrementar la capacidad de usuarios del sistema. La utilización del CDMA da como resultado una eficacia espectral mucho más alta que la que puede obtenerse utilizando otras técnicas de acceso múltiple.

25 El canal de transmisión por satélite suele experimentar habitualmente desvanecimientos caracterizados como de tipo Rician. Por lo tanto, la señal recibida consta de un componente directo sumado a un componente con reflejos múltiples que presenta estadísticas de desvanecimiento de Rayleigh. La relación de potencia entre el componente directo y el reflejado suele ser del orden de 6 a 10 dB, según las características de la antena de la unidad móvil y del entorno alrededor de la unidad móvil.

30 En contraste con el canal de transmisión por satélite, el canal terrestre experimenta un desvanecimiento de señal que habitualmente consta del componente con desvanecimiento de Rayleigh, sin un componente directo. Por lo tanto, el canal terrestre presenta un entorno de desvanecimiento más severo que el canal de transmisión por satélite, en el que el desvanecimiento de Rician es la característica de desvanecimiento dominante.

35 La característica de desvanecimiento de Rayleigh en la señal de canal terrestre es ocasionada por el reflejo de la señal por muchos elementos distintos del entorno físico. Como consecuencia de esto, una señal llega al receptor de la unidad móvil desde muchas direcciones con diferentes retardos de transmisión. En las bandas de frecuencias UHF utilizadas habitualmente para las comunicaciones de radio móviles, incluyendo las de los sistemas telefónicos móviles celulares, pueden producirse diferencias de fase significativas en las señales que se transmiten por diferentes trayectorias. Existe la posibilidad de que se produzca la suma destructiva de las señales, produciéndose desvanecimientos profundos de forma ocasional.

40 El desvanecimiento del canal terrestre depende en gran medida de la posición física de la unidad móvil. Un pequeño cambio en la posición de la unidad móvil cambia los retardos físicos de todas las trayectorias de propagación de las señales, lo que a su vez da por resultado una fase diferente para cada trayectoria. Por lo tanto, el movimiento de la unidad móvil por su entorno puede ocasionar un procedimiento de desvanecimiento bastante rápido. Por ejemplo, en la banda de frecuencias de radio celular de 850 MHz, este desvanecimiento puede producirse habitualmente hasta una vez cada segundo por cada milla por hora de velocidad del vehículo. Un desvanecimiento tan severo puede resultar sumamente perturbador para las señales en el canal terrestre y tener como consecuencia una baja calidad de la comunicación. Puede utilizarse potencia adicional del transmisor para superar el problema del desvanecimiento. No obstante, dichos incrementos de potencia afectan tanto al usuario, por un consumo excesivo de potencia, como al sistema, por un incremento de la interferencia.

45 Las técnicas de modulación CDMA dadas a conocer en la patente estadounidense N° 4.901.307 ofrecen muchas ventajas respecto de las técnicas de modulación de banda estrecha utilizadas en los sistemas de comunicación que emplean repetidores satelitales o terrestres. El canal terrestre plantea problemas especiales a cualquier sistema de comunicación, en particular, en relación con las señales de propagación por trayectorias múltiples. La utilización de técnicas de CDMA permite superar los problemas particulares del canal terrestre, mitigando el efecto adverso de la

propagación por trayectorias múltiples, p.ej., el desvanecimiento, y al mismo tiempo explotar las ventajas de la misma.

En un sistema telefónico celular CDMA, puede utilizarse la misma banda de frecuencias para la comunicación en todas las células. Las propiedades de la onda de CDMA que proporcionan ganancia de procesamiento también se utilizan para discriminar entre las señales que ocupan la misma banda de frecuencias. Además, la modulación con pseudoruido (PN) a alta velocidad permite separar muchas trayectorias de propagación diferentes, siempre que la diferencia en los retardos de trayectoria sobrepase la duración del segmento de PN, es decir,  $1/\Delta f$  (ancho de banda). Si se emplea una frecuencia de segmentos de PN de aproximadamente 1 MHz en un sistema CDMA, la ganancia de procesamiento de espectro ensanchado completa, que es igual a la relación entre el ancho de banda ensanchado y la velocidad de transmisión de datos del sistema, puede emplearse en relación con trayectorias que difieren en más de un microsegundo de retardo de trayectoria de la trayectoria deseada. Un diferencial de un microsegundo en el retardo de trayectoria corresponde a una distancia de trayectoria diferencial de aproximadamente 300 m. El entorno urbano habitualmente proporciona retardos de trayectoria diferenciales que sobrepasan un microsegundo y, en ciertas áreas, se dan retardos de hasta entre 10 y 20 microsegundos.

En sistemas de modulación de banda estrecha como, por ejemplo, la modulación FM analógica empleada por los sistemas telefónicos convencionales, la existencia de trayectorias múltiples da por resultado un severo desvanecimiento por trayectorias múltiples. No obstante, con la modulación CDMA de banda ancha, las diferentes trayectorias pueden sufrir discriminación en el procedimiento de demodulación. Esta discriminación reduce en gran medida la severidad del desvanecimiento por trayectorias múltiples. El desvanecimiento por trayectorias múltiples no se elimina por completo al utilizar técnicas de discriminación del CDMA, porque ocasionalmente existirán trayectorias con diferenciales retardados inferiores a la duración del segmento de PN para el sistema particular. Las señales que tienen retardos de trayectoria de este orden no pueden sufrir discriminación en el demodulador, ocasionando cierto grado de desvanecimiento.

Por consiguiente, es deseable proporcionar alguna forma de diversidad que permita a un sistema reducir el desvanecimiento. La diversidad constituye una manera de mitigar los efectos nocivos del desvanecimiento. Existen tres tipos principales de diversidad: la diversidad de tiempo, la diversidad de frecuencia y la diversidad de espacio.

La mejor forma de obtener diversidad de tiempo es utilizando la repetición, la intercalación en el tiempo y la detección y codificación de errores que es una forma de repetición. La presente invención emplea cada una de estas técnicas como una forma de diversidad de tiempo.

El CDMA, por su carácter inherente de señal de banda ancha, ofrece una forma de diversidad de frecuencia al dispersar la energía de la señal por un gran ancho de banda. Por lo tanto, el desvanecimiento selectivo en frecuencia afecta sólo a una pequeña parte del ancho de banda de la señal CDMA.

La diversidad de espacio o trayectoria se obtiene proporcionando múltiples trayectorias de señal a través de enlaces simultáneos desde un usuario móvil hasta dos o más sedes celulares. Además, puede obtenerse diversidad de trayectoria explotando el entorno de múltiples trayectorias, a través del procesamiento de espectro ensanchado, permitiendo que la señal llegue con diferentes retardos de propagación para ser recibida y procesada por separado. Se ilustran ejemplos de diversidad de trayectoria en la patente estadounidense N° 05.101.501 titulada "SOFT HANDOFF IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM" ["TRASPASO SUAVE EN UN SISTEMA DE TELEFONÍA CELULAR DE CDMA"], publicada el 31 de marzo de 1992, y en la patente estadounidense N° 5.109.390 titulada "DIVERSITY RECEIVER IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM" ["RECEPTOR DE DIVERSIDAD EN UN SISTEMA DE TELEFONÍA CELULAR DE CDMA"], publicada el 28 de abril de 1992, ambas transferidas al cesionario de la presente invención.

En un sistema CDMA, los efectos perjudiciales del desvanecimiento pueden controlarse todavía más, hasta un cierto nivel, controlando la potencia del transmisor. Se da a conocer un sistema para el control de la potencia de las sedes celulares y las unidades móviles en la Solicitud de Patente Estadounidense en trámite de aprobación, titulada "METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM" ["PROCEDIMIENTO Y APARATO PARA CONTROLAR LA POTENCIA DE TRANSMISIÓN EN UN SISTEMA DE TELEFONÍA MÓVIL CELULAR DE CDMA"], N° de serie 07 / 433.031, registrada el 7 de noviembre de 1989, transferida asimismo al cesionario de la presente invención.

Las técnicas de CDMA dadas a conocer en la patente estadounidense N° 4.901.307 contemplaban la utilización de modulación y demodulación coherente para ambas direcciones del enlace en las comunicaciones entre unidad móvil y satélite. En consecuencia, se da a conocer en la misma la utilización de una señal portadora piloto como referencia de fase coherente para el enlace entre satélite y unidad móvil y el enlace entre célula y unidad móvil. En el entorno celular terrestre, no obstante, la severidad del desvanecimiento por trayectorias múltiples, con la alteración de fase del canal resultante, excluye la utilización de técnicas de demodulación coherente para el enlace entre la unidad móvil y la célula. La presente invención proporciona un medio para superar los efectos adversos de la propagación por trayectorias múltiples en el enlace entre unidad móvil y célula, utilizando técnicas de modulación y demodulación no coherente.

Las técnicas de CDMA dadas a conocer en la patente estadounidense N° 4.901.307 contemplaban además la

utilización de secuencias de PN relativamente largas, en las que se asigna a cada canal de usuario una secuencia de PN diferente. Tanto la correlación cruzada entre diferentes secuencias de PN como la autocorrelación de una secuencia de PN para todos los desplazamientos temporales que no son cero tienen un valor medio cero que permite la discriminación de las diferentes señales de usuario tras su recepción.

5 No obstante, dichas señales de PN no son ortogonales. Aunque las correlaciones cruzadas tienen por término medio un valor cero, para un intervalo de tiempo corto como, por ejemplo, el tiempo de un bit de información, la correlación cruzada sigue una distribución binómica. Como tales, las señales interfieren entre sí, en gran medida, como si fueran ruido Gaussiano de banda ancha a la misma densidad espectral de potencia. Por lo tanto, las señales de otros usuarios, o el ruido de interferencia mutua, en última instancia limitan la capacidad alcanzable.

10 La existencia de propagación en múltiples trayectorias puede proporcionar diversidad de trayectoria a un sistema de CDMA de banda ancha basado en PN. Si se dispone de dos o más trayectorias con un retardo de trayectoria diferencial superior a un microsegundo, pueden emplearse dos o más receptores de PN para recibir estas señales por separado. Puesto que estas señales suelen ser independientes en el desvanecimiento por trayectorias múltiples, es decir, habitualmente no experimentan desvanecimiento simultáneo, puede efectuarse la combinación de diversidad de las salidas de los dos receptores. Por lo tanto, una pérdida de rendimiento sólo tiene lugar cuando ambos receptores experimentan desvanecimientos al mismo tiempo. Por ello, un aspecto de la presente invención consiste en proporcionar dos o más receptores de PN junto con un combinador de diversidad. Si se desea explotar la existencia de señales de propagación por trayectorias múltiples para superar el desvanecimiento, es necesario utilizar una onda que permita llevar a cabo operaciones de combinación de diversidad de trayectoria.

20 Por consiguiente, uno de los objetivos de la presente invención es permitir la generación de secuencias de PN que sean ortogonales, para reducir la interferencia mutua, obteniendo de esta forma una mayor capacidad de usuarios, y dar soporte al uso de la diversidad de trayectoria, superando por ello el desvanecimiento.

25 Se reclama atención adicional al documento EP 0 371 358, que revela un receptor de radio, tal como un teléfono de radio celular móvil, que tiene una sección receptora, una sección transmisora, una unidad de control para controlar la temporización de las transmisiones y medios para generar una señal predeterminada (preferiblemente, la misma señal que el código de preámbulo transmitido por una estación base) y medios para entregar esta señal a través de la sección transmisora. La compensación para los retardos temporales en las secciones receptora y transmisora se proporciona mediante la entrega de la señal de vuelta a través de la sección receptora y la medición del retardo de la señal.

### 30 **RESUMEN DE LA INVENCION**

De acuerdo a la presente invención, se proporcionan una sede celular, como la que se expone en la reivindicación 1, un procedimiento para ajustar la temporización de transmisión de las señales recibidas, como se expone en la reivindicación 17, una unidad de comunicaciones, como se expone en la reivindicación 25, y un procedimiento de ajuste de la temporización de transmisión, como se expone en la reivindicación 39. Las realizaciones de la presente invención se proporcionan en las reivindicaciones subordinadas.

40 La implementación de técnicas de comunicación de espectro ensanchado, en particular, técnicas de CDMA, en el entorno de los teléfonos móviles celulares, proporciona pues características que mejoran enormemente la fiabilidad y la capacidad del sistema respecto de otras técnicas de sistemas de comunicación. Las técnicas de CDMA, como se ha mencionado anteriormente, permiten además superar inmediatamente problemas como el desvanecimiento y la interferencia. En consecuencia, las técnicas de CDMA estimulan adicionalmente una mayor reutilización de la frecuencia, permitiendo de ese modo un incremento sustancial en el número de usuarios del sistema.

45 La presente invención consiste en un procedimiento y un sistema novedosos y mejorados para generar secuencias de PN que proporcionen ortogonalidad entre los usuarios y reduzcan, de ese modo, la interferencia mutua, proporcionando una mayor capacidad y un mejor rendimiento del enlace. Con códigos de PN ortogonales, la correlación cruzada es cero por un intervalo de tiempo predeterminado, dando por resultado la ausencia de interferencia entre los códigos ortogonales, con la única condición de que las tramas temporales del código estén temporalmente alineadas entre sí.

50 En una realización ejemplar, las señales se transmiten entre una sede celular y las unidades móviles utilizando señales de comunicación de espectro ensanchado de secuencia directa. En el enlace entre célula y unidad móvil, se definen canales piloto, de sincronización, de radiobúsqueda y de voz. La información transmitida por los canales del enlace entre célula y unidad móvil, en general, se somete a codificación, entrelazado y modulación por desplazamiento de fase bivalente (BPSK) con cubrimiento ortogonal de cada símbolo de BPSK, junto con ensanchamiento por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK) de los símbolos cubiertos.

55 En el enlace entre unidad móvil y célula se definen canales de acceso y de voz. La información transmitida por los canales del enlace entre unidad móvil y célula, en general, es sometida a codificación, entrelazado y señalización ortogonal junto con ensanchamiento por QPSK.

**BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS**

Las características, objetivos y ventajas de la presente invención resultarán más evidentes a partir de la descripción detallada expuesta a continuación cuando se considere conjuntamente con los dibujos, en los que caracteres iguales de referencia identifican de manera equivalente, y en los que:

- 5 la Figura 1 es una perspectiva general esquemática de un sistema ejemplar de telefonía celular de CDMA;
- la Figura 2 es un diagrama en bloques del equipo de la sede celular según lo implementado en el sistema telefónico celular de CDMA;
- la Figura 3 es un diagrama en bloques del receptor de la sede celular;
- la Figura 4 es un diagrama en bloques del modulador de transmisión de la sede celular,
- 10 la Figura 5 es un diagrama ejemplar de temporización de la sincronización de símbolos del canal de sincronización;
- la Figura 6 es un diagrama ejemplar de temporización de la temporización del canal de sincronización con cubrimiento ortogonal;
- 15 la Figura 7 es un diagrama ejemplar de temporización de la temporización global del enlace entre célula y unidad móvil;
- la Figura 8 es un diagrama en bloques del equipo de la central de conmutación telefónica móvil;
- la Figura 9 es un diagrama en bloques del teléfono de la unidad móvil configurado para las comunicaciones de CDMA en el sistema telefónico celular de CDMA;
- la Figura 10 es un diagrama en bloques del receptor de la unidad móvil;
- 20 la Figura 11 es un diagrama en bloques del modulador de transmisión de la unidad móvil;
- la Figura 12 es un diagrama ejemplar de temporización del enlace entre unidad móvil y célula para la velocidad variable de transmisión de datos con transmisión en ráfagas; y
- la Figura 13 es un diagrama ejemplar de temporización de la temporización global del enlace entre unidad móvil y célula.

**25 DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LAS REALIZACIONES PREFERIDAS**

En un sistema telefónico celular de CDMA, cada sede celular tiene una pluralidad de unidades de modulador-demodulador o módems de espectro ensanchado. Cada módem consta de un modulador digital de transmisión de espectro ensanchado, por lo menos un receptor digital de datos de espectro ensanchado y un receptor de búsqueda. Cada módem de la sede celular se asigna a una unidad móvil según se requiera para facilitar las comunicaciones con la

30 unidad móvil asignada.

Para un sistema telefónico celular de CDMA, se emplea un sistema de traspaso suave de llamadas, en el que se asigna a la unidad móvil el módem de una nueva sede celular, mientras el módem de la anterior sede celular continúa atendiendo la llamada. Cuando la unidad móvil está situada en la región de transición entre las dos sedes celulares, la llamada puede ser conmutada de una sede celular a otra, según dicte la intensidad de la señal. Puesto que

35 la unidad móvil siempre se comunica a través de por lo menos un módem de sede celular, la unidad móvil o el servicio experimentarían menos efectos perturbadores. Por consiguiente, la unidad móvil utiliza varios receptores para facilitar el procedimiento de traspaso de llamadas, además de una función de diversidad para mitigar los efectos del desvanecimiento.

En el sistema telefónico celular de CDMA, cada sede celular transmite una señal "portadora piloto". Si la célula se dividiera en sectores, cada sector tendrá una señal piloto diferenciada asociada dentro de la célula. Esta señal piloto es utilizada por las unidades móviles para obtener la sincronización inicial del sistema y para proporcionar un sólido seguimiento de tiempo, frecuencia y fase de las señales transmitidas por la sede celular. Cada sede celular transmite asimismo información con modulación de espectro ensanchado, tal como información de identificación de sede celular, de temporización del sistema y de radiobúsqueda de unidad móvil y otras señales de control diversas.

40

La señal piloto transmitida por cada sector de cada célula es del mismo código de ensanchamiento, pero tiene una desviación de fase de código diferente. La desviación de fase permite diferenciar las señales piloto entre sí y, por consiguiente, las sedes celulares o sectores originales. La utilización del mismo código de señal piloto permite a la unidad móvil hallar la sincronización de la temporización del sistema mediante una sola búsqueda por todas las fases del código de las señales piloto. La señal piloto más intensa, determinada mediante un procedimiento de correlación

45 para cada fase de código, se identifica inmediatamente. La señal piloto más intensa identificada, por lo general,

50

corresponde a la señal piloto transmitida por la sede celular más cercana. No obstante, se utiliza la señal piloto más intensa, sea o no transmitida por la sede celular más cercana.

Tras la adquisición de la señal piloto más intensa, es decir, la sincronización inicial de la unidad móvil con la señal piloto más intensa, la unidad móvil busca otra portadora destinada a ser recibida por todos los usuarios del sistema en la célula. Esta portadora, denominada el canal de sincronización, transmite un mensaje de difusión que contiene información del sistema para su utilización por las unidades móviles en el sistema. La información del sistema indica la sede celular y el sistema, además de proporcionar información que permite sincronizar, sin llevar a cabo búsquedas adicionales, los códigos de PN largos, las tramas del entrelazador, los vocodificadores y otra información de temporización del sistema utilizada por la unidad móvil. Asimismo, puede proporcionarse otro canal, denominado el canal de radiobúsqueda, para transmitir mensajes a las unidades móviles en los que se indica que ha llegado una llamada para las mismas, y para responder con asignaciones de canal cuando una unidad móvil inicia una llamada.

La unidad móvil continúa explorando el código de la señal portadora piloto recibida en los desplazamientos de código correspondientes al sector colindante de la sede celular o a las señales piloto transmitidas en la vecindad. Esta exploración se lleva a cabo para determinar si una señal piloto procedente de un sector o célula colindante está adquiriendo más intensidad que la señal piloto que en un principio se determinó como la más intensa. Si, mientras se está en esta modalidad de llamada inactiva, la señal piloto de un sector o sede celular colindante pasa a ser más intensa que la señal piloto transmitida por el sector de sede celular o la sede celular inicial, la unidad móvil obtendrá las señales piloto más intensas y el correspondiente canal de sincronización y radiobúsqueda del nuevo sector o sede celular.

Cuando se inicia una llamada, se determina una dirección de código de pseudoruido (PN) para su utilización durante el transcurso de esta llamada. La dirección de código puede ser asignada por la sede celular o bien determinada por un previo acuerdo basado en la identidad de la unidad móvil. Tras haberse iniciado la llamada, la unidad móvil continúa explorando la señal piloto transmitida por la sede celular a través de la cual se establecen las comunicaciones, además de la señal piloto de sectores o células colindantes. La exploración de señales piloto continúa para determinar si una de las señales piloto transmitidas por el sector o célula colindante pasa a ser más intensa que la señal piloto transmitida por la sede celular con la que la unidad móvil se está comunicando. Cuando la señal piloto asociada a una célula o sector de célula colindante llega a ser más intensa que la señal piloto de la célula o sector de célula actual, la unidad móvil interpreta esta circunstancia como una indicación de que se ha entrado en una nueva célula o sector celular, y que debería iniciarse un traspaso de llamada.

En la Figura 1 se ilustra un sistema telefónico ejemplar en el cual se realiza la presente invención. El sistema ilustrado en la Figura 1 utiliza técnicas de modulación de espectro ensanchado en la comunicación entre las unidades móviles o teléfonos móviles del sistema y las sedes celulares. Los sistemas celulares de las grandes ciudades pueden tener cientos de estaciones de sedes celulares que atienden a cientos o miles de teléfonos móviles. La utilización de técnicas de espectro ensanchado, en particular, de CDMA, facilita inmediatamente los incrementos en la capacidad de usuarios en sistemas de este tamaño, en comparación con los sistemas celulares de modulación de FM convencionales.

En la Figura 1, el controlador y conmutador 10 del sistema, denominado también central de conmutación telefónica móvil (MTSO), habitualmente incluye circuitos de interfaz y procesamiento para brindar el control del sistema a las sedes celulares. El controlador 10 también controla el encaminamiento de las llamadas telefónicas desde la red telefónica pública conmutada (PSTN) hasta la sede celular adecuada para su transmisión a la unidad móvil adecuada. Asimismo, el controlador 10 controla el encaminamiento de las llamadas desde las unidades móviles, por medio de por lo menos una sede celular, hasta la PSTN. El controlador 10 puede conectar llamadas entre los usuarios móviles por medio de las sedes celulares adecuadas, puesto que las unidades móviles no suelen comunicarse directamente entre sí.

El controlador 10 puede acoplarse con las sedes celulares a través de diversos medios, tales como líneas telefónicas dedicadas, enlaces de fibra óptica o enlaces de comunicación por microondas. En la Figura 1, se ilustran dos tales sedes celulares ejemplares 12 y 14, junto con las unidades móviles 16 y 18 que incluyen un teléfono celular cada una. Se considera que las sedes celulares 12 y 14 descritas aquí e ilustradas en los dibujos dan servicio a una célula completa. Sin embargo, debe sobrentenderse que la célula puede dividirse geográficamente en sectores, siendo tratado cada sector como un área de cobertura diferente. En consecuencia, los trasposos de llamadas se hacen entre los sectores de una misma célula, de la forma descrita en el presente documento para diversas células, mientras que la diversidad también puede obtenerse entre sectores, de igual forma que entre células.

En la Figura 1, las flechas 20a-20b y 22a-22b, respectivamente, definen los posibles enlaces de comunicación entre la sede celular 12 y las unidades móviles 16 y 18. De manera similar, las flechas 24a-24b y 26a-26b, respectivamente, definen los posibles enlaces de comunicación entre la sede celular 14 y las unidades móviles 16 y 18. Las sedes celulares 12 y 14 transmiten nominalmente utilizando la misma potencia.

Las áreas de servicio de las sedes celulares, o células, se diseñan con formas geográficas tales que la unidad móvil normalmente esté más cerca de una sede celular, y dentro de un sector celular, en caso de que la célula esté dividida en sectores. Cuando la unidad móvil está inactiva, es decir, no hay llamadas en curso, la unidad móvil supervisa de forma constante las transmisiones de señal piloto desde cada sede celular cercana y, si procede, desde una sola

sede celular en la que se haya sectorizado la célula. Como se ilustra en la Figura 1, las sedes celulares 12 y 14 transmiten respectivamente las señales piloto a la unidad móvil 16 a través de los enlaces de comunicación de salida, o directos, 20a y 26a. La unidad móvil 16 puede determinar en qué célula se halla comparando la intensidad de señal de las señales piloto transmitidas desde las sedes celulares 12 y 14.

5 En el ejemplo ilustrado en la Figura 1, puede considerarse que la unidad móvil 16 es la más cercana a la sede celular 12. Cuando la unidad móvil 16 inicia una llamada, se transmite un mensaje de control a la sede celular más cercana, es decir, a la sede celular 12. La sede celular 12, tras recibir el mensaje de petición de llamada, transfiere el número llamado al controlador 10 del sistema. El controlador 10 del sistema conecta luego la llamada con el destinatario deseado, a través de la PSTN.

10 En el caso de que una llamada se inicie dentro de la PSTN, el controlador 10 transmite la información de la llamada a todas las sedes celulares en el área. Como contrapartida, las sedes celulares transmiten un mensaje de radiobúsqueda dentro de cada respectiva área de cobertura, destinado al usuario móvil destinatario al que se ha llamado. Cuando la unidad móvil destinataria deseada oye el mensaje de radiobúsqueda, responde con un mensaje de control que es transmitido a la sede celular más cercana. Este mensaje de control indica al controlador del sistema que esta sede celular particular se está comunicando con la unidad móvil. A continuación, el controlador 10 encamina la llamada a través de esta sede celular hacia la unidad móvil. Si la unidad móvil 16 saliera del área de cobertura de la sede celular inicial, es decir, la sede celular 12, se intenta continuar la llamada encaminando la llamada a través de otra sede celular.

20 En relación con los sistemas telefónicos celulares, la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC) ha asignado un total de 25 MHz para los enlaces entre unidad móvil y célula, y 25 MHz para los enlaces entre célula y unidad móvil. La FCC ha dividido la asignación equitativamente entre dos proveedores de servicio, uno de los cuales es la compañía telefónica alámbrica para el área de servicio y el otro es elegido por sorteo. Debido al orden en que se efectuaron las asignaciones, los 12,5 MHz asignados a cada portadora, para cada dirección del enlace, se subdividen a su vez en dos subbandas. Para las portadoras de red alámbrica, una subbanda tiene un ancho de 10 MHz y la otra de 2,5 MHz. Para las portadoras de red inalámbrica, una subbanda tiene un ancho de 11 MHz y la otra de 1,5 MHz. Por lo tanto, una señal de ancho de banda inferior a 1,5 MHz podría caber en cualquiera de las subbandas, mientras que un ancho de banda inferior a 2,5 MHz podría caber en todas las subbandas salvo una.

30 Para conservar una flexibilidad máxima al asignar la técnica de CDMA al espectro de frecuencias celulares disponibles, la onda utilizada en el sistema telefónico celular debería tener un ancho de banda inferior a 1,5 MHz. Una buena segunda alternativa sería un ancho de banda de alrededor de 2,5 MHz, que aportaría una flexibilidad completa a las portadoras de red celular alámbrica y una flexibilidad casi completa a las portadoras de red celular inalámbrica. Aunque la utilización de un ancho de banda superior tiene la ventaja de ofrecer una mayor discriminación de trayectorias múltiples, también existen desventajas, en forma de costes de equipo más elevados y menor flexibilidad en la asignación de frecuencias dentro del ancho de banda asignado.

35 En un sistema telefónico celular de espectro ensanchado como, por ejemplo, el ilustrado en la Figura 1, el diseño de onda preferido implementado incluye una portadora de espectro ensanchado de pseudoruido de secuencia directa. La frecuencia de segmentos de la secuencia de PN elegida se escoge como de 1,2288 MHz en la realización preferida. Se elige esta frecuencia de segmentos particular para que el ancho de banda resultante, que es de alrededor de 1,25 MHz tras el filtrado, sea aproximadamente una décima parte del ancho de banda total asignado a una portadora de servicio celular.

40 Otra consideración a tener en cuenta en la elección de la frecuencia de segmentos exacta es que es deseable que la frecuencia de segmentos sea exactamente divisible por las velocidades de transmisión de datos de banda de base a utilizar en el sistema. Asimismo, es deseable que el divisor sea una potencia de dos. En la realización preferida, la velocidad de transmisión de datos de banda de base es de 9.600 bits por segundo, lo que lleva a una elección de 45 1,2288 MHz, es decir, 128 por 9.600, para la frecuencia de segmentos de PN.

En el enlace entre célula y unidad móvil, las secuencias binarias utilizadas para ensanchar el espectro son construidas a partir de dos tipos diferentes de secuencias, cada una con diferentes propiedades para proporcionar diferentes funciones. Existe un código externo que es compartido por todas las señales de una célula o sector, que se utiliza para discriminar entre las señales de propagación por trayectorias múltiples. El código externo también se utiliza para discriminar entre las señales transmitidas por diferentes células o sectores a las unidades móviles. Asimismo, existe un código interno que se utiliza para discriminar entre las señales de usuario transmitidas por un solo sector o célula.

55 El diseño de la onda portadora en la realización preferida para las señales transmitidas por la sede celular utiliza una portadora sinusoidal que es sometida a modulación de fase cuadrivalente (cuadrifásica) por un par de secuencias de PN binarias que proporcionan el código externo transmitido por un solo sector o célula. Las secuencias son generadas por dos generadores de PN diferentes de la misma longitud de secuencia. Una secuencia aplica modulación de fase bivalente al canal en fase (canal I) de la portadora y la otra secuencia aplica modulación de fase bivalente al canal en cuadratura de fase (canal Q) de la portadora. Las señales resultantes se suman para formar una portadora cuadrifásica compuesta.

Aunque los valores de un “cero” lógico y un “uno” lógico se utilizan de forma convencional para representar las secuencias binarias, las tensiones de señal utilizadas en el procedimiento de modulación son de +V voltios para un “uno” lógico y de -V voltios para un “cero” lógico. Para aplicar modulación de fase bivalente a una señal sinusoidal, se multiplica una senoide de cero voltios de valor medio por el nivel de tensión +V o -V, controlado por las secuencias binarias, utilizando un circuito multiplicador. A continuación, puede limitarse la banda de la señal resultante haciéndola pasar por un filtro de paso de banda. Asimismo, en la técnica se conoce cómo llevar a cabo la filtración de pase bajo del flujo de secuencias binarias antes de multiplicar por la señal sinusoidal, intercambiando de ese modo el orden de las operaciones. Un modulador de fase cuadrivalente consta de dos moduladores de fase bivalente, cada uno de los cuales es controlado por una secuencia diferente, teniendo las señales sinusoidales utilizadas en los moduladores de fase bivalente un desplazamiento de fase de 90° entre las mismas.

En la realización preferida, la longitud elegida de la secuencia para la portadora de la señal transmitida es de 32.768 segmentos. Las secuencias de esta longitud pueden ser generadas por un generador de secuencias lineales de longitud máxima modificado añadiendo un bit cero a una secuencia de 32.767 segmentos de longitud. La secuencia resultante tiene buenas propiedades de correlación cruzada y autocorrelación. Es necesario que las propiedades de correlación cruzada y autocorrelación sean buenas para impedir la interferencia mutua entre las portadoras piloto transmitidas por diferentes células.

Es deseable disponer de una secuencia de esa corta longitud para reducir al mínimo el tiempo de adquisición de las unidades móviles cuando éstas acceden por primera vez al sistema sin conocimiento de la temporización del sistema. Si se desconoce la temporización, deberá hallarse la longitud entera de la secuencia para determinar la correcta temporización. Cuanto más larga sea la secuencia, más tiempo llevará la búsqueda de adquisición. Aunque pueden utilizarse secuencias inferiores a 32.768, debe comprenderse que al reducirse la longitud de la secuencia, se reduce también la ganancia de procesamiento del código. Según la ganancia de procesamiento se reduce, el rechazo de la interferencia por trayectorias múltiples, junto con la interferencia de las células adyacentes y otras fuentes, también se reduce hasta niveles que quizás sean inaceptables. Por consiguiente, es deseable utilizar la secuencia más larga que pueda adquirirse en un tiempo razonable. También es deseable utilizar los mismos polinomios de código en todas las células para que, de este modo, la unidad móvil, que no sabe en qué célula se halla cuando adquiere por primera vez la sincronización, pueda obtener la sincronización completa buscando un solo polinomio de código.

Para simplificar el procedimiento de sincronización, todas las células del sistema se sincronizan entre sí. En la realización ejemplar, la sincronización de las células se lleva a cabo sincronizando todas las células con una referencia de hora común: el sistema de navegación por satélite Navstar Global Positioning System (Sistema de Localización Global Navstar), que a su vez está sincronizado con la Hora Universal Coordinada (UTC).

Las señales de diferentes células se diferencian proporcionando desviaciones temporales de las secuencias básicas. A cada célula se le asigna una desviación temporal diferente de las secuencias básicas, que difiere de la de sus células colindantes. En la realización preferida, el período de repetición 32.768 se divide en un conjunto de 512 desviaciones temporales. Las 512 desviaciones están separadas por 64 segmentos. A cada sector de cada célula en un sistema celular también se le asigna una desviación diferente de las desviaciones a utilizar en todas sus transmisiones. Si existen más de 512 sectores o células en el sistema, las desviaciones pueden reutilizarse de la misma forma en que se reutilizan las frecuencias del presente sistema celular FM analógico. En otros diseños, podría utilizarse un número de desviaciones distinto a 512. Si la asignación de desviaciones de señales piloto se lleva a cabo con un cuidado razonable, no debería ser nunca necesario que las células colindantes cercanas utilizaran desviaciones temporales cercanas colindantes.

Todas las señales transmitidas por una célula, o uno de los sectores de la célula, comparten los mismos códigos de PN externos para los canales I y Q. Además, las señales se ensanchan con un código ortogonal interno generado utilizando funciones de Walsh. Una señal dirigida a un usuario particular se multiplica por las secuencias de PN externas y por una secuencia de Walsh particular, o una secuencia de secuencias de Walsh, asignadas por el controlador del sistema para la duración de la llamada telefónica del usuario. Este mismo código interno se aplica a ambos canales I y Q, dando por resultado una modulación que es efectivamente bivalente para el código interno.

Es bien sabido en la técnica que es posible crear un conjunto de n secuencias binarias ortogonales, de longitud n cada una, siendo n cualquier potencia de 2 (véase el documento Digital Communications with Space Applications [Comunicaciones Digitales con Aplicaciones Espaciales], de S.W. Golomb et al., Prentice-Hall, Inc., 1964, pp. 45-64. En realidad, también se conocen conjuntos de secuencias binarias ortogonales para la mayor parte de longitudes que sean múltiplos de cuatro y menores que doscientos. Una clase de dichas secuencias que se genera con facilidad es la denominada función de Walsh, también conocida como matrices de Hadamard.

Una función de Walsh de orden n puede definirse de forma recursiva del siguiente modo:

$$W(n) = \begin{vmatrix} W(n/2), & W(n/2) \\ W(n/2), & W(n/2) \end{vmatrix}$$

55

donde W' indica el complemento lógico de W, y W(1) = | 0 |.

Por lo tanto,

$$W(2) = \begin{vmatrix} 0,0 \\ 0,1 \end{vmatrix}$$

y

$$W(4) = \begin{vmatrix} 0,0,0,0 \\ 0,1,0,1 \\ 0,0,1,1 \\ 0,1,1,0 \end{vmatrix}$$

W(8) adopta la siguiente forma:

$$W(8) = \begin{vmatrix} 0,0,0,0,0,0,0,0 \\ 0,1,0,1,0,1,0,1 \\ 0,0,1,1,0,0,1,1 \\ 0,1,1,0,0,1,1,0 \\ 0,0,0,0,1,1,1,1 \\ 0,1,0,1,1,0,1,0 \\ 0,0,1,1,1,1,0,0 \\ 0,1,1,0,1,0,0,1 \end{vmatrix}$$

Una secuencia de Walsh es una de las filas de una matriz de función de Walsh. Una función de Walsh de orden n contiene n secuencias de una longitud de n bits cada una.

- 5 Una función de Walsh de orden n (así como otras funciones ortogonales) tiene la propiedad de que, sobre el intervalo de n símbolos de código, la correlación cruzada entre todas las secuencias diferentes dentro del conjunto es cero, siempre que las secuencias estén alineadas temporalmente entre sí. Esto puede comprobarse observando que cada secuencia difiere de cualquier otra en exactamente la mitad de sus bits. Además, debería advertirse que siempre existe una secuencia que contiene todo ceros y que todas las demás secuencias contienen mitad unos y mitad ceros.
- 10 Las células y sectores colindantes pueden reutilizar las secuencias de Walsh, porque los códigos de PN externos utilizados en las células y sectores colindantes son distintos. Debido a los diferentes tiempos de propagación para las señales entre una ubicación móvil particular y dos o más células diferentes, no es posible satisfacer la condición de alineamiento temporal necesaria para la ortogonalidad de la función de Walsh para ambas células a la vez. Entonces, la confianza debe depositarse en el código de PN externo para proporcionar discriminación entre las señales que llegan a la unidad móvil desde diferentes células. No obstante, todas las señales transmitidas por una célula son ortogonales entre sí y, por lo tanto, no contribuyen a la interferencia mutua. Esto elimina la mayor parte de la interferencia en la mayoría de ubicaciones, permitiendo obtener una capacidad superior.

20 El sistema prevé además que el canal de voz sea un canal de velocidad variable cuya velocidad de transmisión de datos pueda variarse de bloque de datos en bloque de datos, con un sobregasto mínimo necesario para el control de la velocidad de transmisión de datos que se está utilizando. La utilización de velocidades de transmisión de datos variables reduce la interferencia mutua mediante la eliminación de las transmisiones innecesarias cuando no existe voz útil para transmitir. Se utilizan algoritmos dentro de los vocodificadores para generar un número variable de bits en cada bloque del vocodificador según las variaciones de la actividad oral. Durante la voz activa, el vocodificador puede generar bloques de datos de 20 ms que contienen 20, 40, 80 o 160 bits, según la actividad del orador. Es deseable transmitir los bloques de datos en una cantidad fija de tiempo, variando la velocidad de transmisión. También es deseable poder prescindir de bits de señalización para informar al receptor de cuántos bits se están transmitiendo.

30 Los bloques se codifican adicionalmente mediante la utilización de un código de verificación por redundancia cíclica (CRCC), que anexa al bloque un conjunto adicional de bits de paridad que puede utilizarse para determinar si el bloque de datos ha sido descodificado correctamente o no. Los códigos de verificación CRCC se generan dividiendo el bloque de datos por un polinomio binario predeterminado. El CRCC consta de la totalidad, o una parte, de los bits restantes del procedimiento de división. El CRCC se verifica en el receptor, reproduciendo el mismo resto y comprobando si los bits restantes recibidos son iguales a los bits de verificación regenerados.

En la invención revelada, el descodificador de recepción descodifica el bloque como si contuviera 160 bits, y luego nuevamente como si contuviera 80 bits, etc. hasta que se hayan probado todas las longitudes de bloque posibles.

Se calcula el CRCC para cada descodificación de prueba. Si una de las descodificaciones de prueba da por resultado un CRCC correcto, el bloque de datos se acepta y pasa al vocodificador para un posterior procesamiento. Si ninguna descodificación de prueba genera un CRCC válido, los símbolos recibidos se pasan al procesador de señales del sistema en el que pueden llevarse a cabo otras operaciones de procesamiento de forma optativa.

5 En el transmisor de la célula, la potencia de la onda transmitida varía cuando la velocidad de transmisión de datos del bloque varía. La velocidad de transmisión de datos más alta utiliza la potencia de portadora más alta. Cuando la velocidad de transmisión de datos es inferior a la máxima, el modulador, además de disminuir la potencia, repite cada símbolo de datos codificado varias veces, según convenga para obtener la velocidad de transmisión deseada. Por ejemplo, a la velocidad de transmisión más baja, cada símbolo codificado se repite cuatro veces.

10 En el transmisor móvil, la potencia máxima se mantiene constante, pero el transmisor permanece desactivado  $1/2$ ,  $1/4$  ó  $1/8$  del tiempo según el número de bits a transmitir en el bloque de datos. Las posiciones de los tiempos de activación del transmisor varían de forma pseudoaleatoria según el código de usuario mencionado del usuario móvil.

#### Enlace de célula a unidad móvil

15 En la realización preferida, el tamaño  $n$  de la función de Walsh se fija igual a sesenta y cuatro ( $n = 64$ ) para el enlace de célula a unidad móvil. Por consiguiente, a cada una del máximo de sesenta y cuatro señales diferentes a transmitir se asigna una secuencia ortogonal exclusiva. El flujo de símbolos codificados con corrección de errores en recepción (FEC) para cada conversación oral se multiplica por la secuencia de Walsh que tiene asignada. El flujo de símbolos con codificación de Walsh / FEC de cada canal de voz se multiplica a continuación por la onda codificada con código de PN externo. Los flujos de símbolos ensanchados resultantes se suman entre sí para formar una onda compuesta.

20 La onda compuesta resultante se modula luego sobre una portadora sinusoidal, se pasa por un filtro de paso de banda, se convierte a la frecuencia operativa deseada, se amplifica y se difunde mediante el sistema de antena. Las realizaciones alternativas de la presente invención pueden intercambiar el orden de algunas de las operaciones recién descritas para generar la señal transmitida por la sede celular. Por ejemplo, tal vez se prefiera multiplicar cada canal de voz por la onda codificada con un código de PN externo y llevar a cabo la operación de filtrado antes de sumar todas las señales del canal que deben ser difundidas por la antena. Es bien sabido en la técnica que el orden de las operaciones lineales puede intercambiarse para obtener diversas ventajas de implementación y diferentes diseños.

25 El diseño de onda de la realización preferida para servicio celular utiliza el enfoque de portadora piloto para el enlace de célula a unidad móvil que se describe en la patente N° 4.901.307. Todas las células transmiten portadoras piloto utilizando la misma secuencia de longitud 32.768, pero con diferentes desviaciones temporales para impedir la interferencia mutua.

30 La onda piloto utiliza la secuencia de Walsh con todos ceros, es decir, una secuencia de Walsh que se compone de ceros en su totalidad y se halla en todos los conjuntos de funciones de Walsh. La utilización de la secuencia de Walsh con todos ceros para las portadoras piloto de todas las células permite que la búsqueda inicial de la onda piloto ignore las funciones de Walsh hasta que se haya obtenido la sincronización de PN del código externo. El entramado de Walsh se sincroniza con el ciclo del código de PN, debido a que la longitud de la trama de Walsh es un factor de la longitud de la secuencia de PN. Por consiguiente, suponiendo que las desviaciones de direccionamiento de células del código de PN sean múltiplos de sesenta y cuatro segmentos (o de la longitud de la trama de Walsh), el entramado de Walsh se conoce de forma implícita a partir del ciclo de temporización del código de PN externo.

35 Todas las células en un área de servicio se dotan de una sincronización precisa. En la realización preferida, un receptor GPS en cada célula sincroniza la temporización de la onda local con la Hora Universal Coordinada (UTC). El sistema GPS permite una sincronización del tiempo con una precisión superior a 1 microsegundo. La sincronización precisa de las células es deseable para permitir un traspaso de llamadas fácil entre las células, cuando las unidades móviles se desplazan de una célula a otra con una llamada en curso. Si las células colindantes están sincronizadas, la unidad móvil no tendrá ninguna dificultad para sincronizarse con la nueva célula, permitiendo de ese modo un traspaso suave de la llamada.

40 La portadora piloto se transmite a un nivel de potencia superior al de una portadora de voz habitual para proporcionar un margen entre señal y ruido e interferencia mayor para esta señal. La portadora piloto de nivel de potencia más elevado permite llevar a cabo la búsqueda de adquisición inicial a alta velocidad y posibilitar un seguimiento muy preciso de la fase portadora de la portadora piloto mediante un circuito de seguimiento de fase de banda relativamente ancha. La fase portadora obtenida del seguimiento de la portadora piloto se utiliza como la referencia de fase portadora para la demodulación de las portadoras moduladas por las señales de información del usuario. Esta técnica permite que muchas portadoras de usuario compartan la señal piloto común para la referencia de fase de portadora. Por ejemplo, en un sistema que transmite un total de quince portadoras de voz simultáneas, la portadora piloto podría tener asignada una potencia de transmisión igual a cuatro portadoras de voz.

45 Además de la portadora piloto, la sede celular transmite otra portadora destinada a ser recibida por todos los usuarios del sistema en la célula. Esta portadora, denominada el canal de sincronización, también utiliza la misma secuencia de PN de longitud 32.768 para el ensanchamiento del espectro, pero con una secuencia de Walsh

preasignada diferente. El canal de sincronización transmite un mensaje de difusión que contiene información del sistema para ser utilizada por las unidades móviles del sistema. La información del sistema indica la sede celular y el sistema, y transmite información que permite sincronizar, sin búsqueda adicional, los códigos largos de PN utilizados para las señales de información móvil.

5 Puede proporcionarse otro canal, denominado el canal de radiobúsqueda, para transmitir a las unidades móviles mensajes que indican que se ha recibido una llamada para las mismas, y para responder con asignaciones de canales cuando una unidad móvil inicia una llamada.

10 Cada portadora de voz transmite una representación digital de la voz para una llamada telefónica. La onda de voz analógica se digitaliza utilizando técnicas telefónicas digitales estándar y luego se comprime utilizando un procedimiento de codificación vocal a una velocidad de transmisión de datos de aproximadamente 9.600 bits por segundo. A continuación, se lleva a cabo la codificación convolutiva de velocidad  $r = 1/2$  y longitud de restricción  $K = 9$ , con repetición, y el entrelazado, de la señal de datos para proporcionar funciones de detección y corrección de errores que permiten al sistema funcionar con una relación entre señal y ruido e interferencia mucho menor. Las técnicas de codificación convolutiva, repetición y entrelazado son bien conocidas en la técnica.

15 Los símbolos codificados resultantes se multiplican por una secuencia de Walsh asignada y luego se multiplican por el código de PN externo. Este procedimiento da como resultado una frecuencia de secuencias de PN de 1,2288 MHz, o 128 veces la velocidad de transmisión de datos de 9.600 bits/s. La señal resultante se modula luego sobre una portadora de RF y se suma a las portadoras piloto y de establecimiento, junto con las otras portadoras de voz. La suma puede llevarse a cabo en varios puntos diferentes del procesamiento como, por ejemplo, en la frecuencia  
20 IF (Frecuencia Inmediata) o en la frecuencia de banda de base, ya sea antes o bien después de la multiplicación por la secuencia de PN.

25 Cada portadora de voz es multiplicada también por un valor que establece su potencia transmitida con respecto a la potencia de las otras portadoras de voz. Esta característica de control de potencia permite asignar la potencia a los enlaces que requieren una mayor potencia, debido a que el receptor deseado se halla en una ubicación relativamente desfavorable. Se proporcionan medios para que las unidades móviles comuniquen su relación señal-ruido recibida para poder establecer la potencia a un nivel que permita un rendimiento adecuado sin derroche. La propiedad de ortogonalidad de las funciones de Walsh no se altera por la utilización de diferentes niveles de potencia para las diferentes portadoras de voz, a condición de que la alineación temporal se mantenga.

30 La Figura 2 ilustra en un diagrama en bloques una realización ejemplar de equipo de sede celular. En la sede celular, se utilizan dos sistemas de receptor, cada uno de los cuales tiene una antena y un receptor analógico independientes para la recepción por diversidad espacial. En cada uno de los sistemas receptores, las señales se procesan de forma idéntica hasta que éstas son sometidas a un procedimiento de combinación de diversidad. Los elementos que se hallan delimitados por líneas discontinuas corresponden a los elementos relativos a las comunicaciones entre la sede celular y una unidad móvil. La salida de los receptores analógicos se proporciona también  
35 a otros elementos utilizados en las comunicaciones con otras unidades móviles.

En la Figura 2, el primer sistema receptor consiste en la antena 30, el receptor analógico 32, el receptor 34 de búsqueda y el receptor 36 de datos digitales. El primer sistema receptor puede incluir asimismo un receptor 38 de datos digitales optativo. El segundo sistema receptor incluye la antena 40, el receptor analógico 42, el receptor 44 de búsqueda y el receptor 46 de datos digitales.

40 Asimismo, la sede celular incluye el procesador 48 de control de sede celular. El procesador 48 de control está acoplado con los receptores 36, 38 y 46 de datos, junto con los receptores 34 y 44 de búsqueda. El procesador 48 de control proporciona, entre otras funciones, funciones tales como procesamiento de señales, generación de señales de temporización, control de potencia y control de traspaso de llamadas, diversidad, combinación de diversidad e interfaz entre el procesador de control del sistema y la MTSO (Figura 8), por ejemplo. Además, el procesador 48 de control  
45 proporciona asignación de secuencias de Walsh junto con asignación de transmisores y receptores.

50 Ambos sistemas receptores se acoplan, mediante los receptores 36, 38 y 46 de datos, con el combinador de diversidad y los circuitos descodificadores 50. El enlace digital 52 se acopla para recibir la salida del combinador de diversidad y de los circuitos descodificadores 50. El enlace digital 52 también se acopla con el procesador 48 de control, el modulador 54 de transmisión de sede celular y el conmutador digital de la MTSO. El enlace digital 52 se utiliza para transmitir las señales a y desde la MTSO (Figura 8), estando el modulador 54 de transmisión de sede celular y los circuitos 50 bajo control del procesador 48 de control.

55 Las señales transmitidas por la unidad móvil son señales de espectro ensanchado de secuencia directa que son moduladas mediante una secuencia de PN sincronizada a una frecuencia predeterminada, que en la realización preferida es de 1,2288 MHz. Esta frecuencia de reloj se elige como un múltiplo entero de la velocidad de transmisión de datos de banda de base de 9,6 Kbits/s.

Las señales recibidas en la antena 30 se proporcionan al receptor analógico 32. En la Figura 3 se ilustran adicionalmente los detalles del receptor 32. Las señales recibidas en la antena 30 se proporcionan al reductor 100 de frecuencia, que consiste en el amplificador 102 de RF y el mezclador 104. Las señales recibidas se proporcionan como

entrada al amplificador de RF, en el que se amplifican y proporcionan a una entrada al mezclador 104. El mezclador 104 recibe otra entrada, en concreto, la salida del sintetizador 106 de frecuencias. Las señales amplificadas por el amplificador de RF se convierten en el mezclador 104 en señales de frecuencia IF, mezclándolas con la señal de salida del sintetizador de frecuencias.

5 Las señales IF se emiten desde el mezclador 104 al filtro 108 de paso de banda (BPF), que habitualmente es un filtro de onda acústica de superficie (SAW) con una banda de paso de 1,25 MHz, en el que se someten a filtrado de paso de banda. Las señales filtradas pasan del BPF 108 al amplificador IF 110, en el que las señales se amplifican. Las señales sometidas a amplificación IF pasan del amplificador IF 110 al convertidor 112 de analógico a digital (A / D), en el que se digitalizan a una frecuencia de reloj de 9,8304 MHz, que es exactamente 8 veces la velocidad de segmentos de PN. Aunque el convertidor (A/D) 112 se ilustra como una parte del receptor 32, en cambio podría formar parte de los receptores de datos y búsqueda. Las señales sometidas a digitalización IF se emiten desde el convertidor (A/D) 112 al receptor 36 de datos, el receptor 38 optativo de datos y el receptor 34 de búsqueda. Las señales emitidas desde el receptor 32 son las señales de canal I y Q, según se expone más adelante. Aunque el convertidor A/D 112, según se ilustra en la Figura 3, está constituido por un solo dispositivo, con división posterior de las señales de canal I y Q, se ha previsto que la división en canales pueda efectuarse antes de la digitalización, con dos convertidores A/D independientes proporcionados para digitalizar los canales I y Q. Los esquemas de reducción de frecuencias RF, IF y banda de base, y de conversión de analógico a digital para los canales I y Q son bien conocidos en la técnica.

El receptor 34 de búsqueda se utiliza en la sede celular para explorar el dominio temporal con respecto a la señal recibida, para asegurar que el receptor 36 de datos digitales asociado, y el receptor 38 de datos, si se utiliza, estén efectuando el seguimiento y el procesamiento de la señal de dominio temporal más intensa disponible. El receptor 64 de búsqueda proporciona una señal al procesador 48 de control de sede celular, que proporciona señales de control a los receptores 36 y 38 de datos digitales, para seleccionar la señal recibida adecuada para procesar.

El procesamiento de señales en los receptores de datos y el receptor de búsqueda de la sede celular difiere en varios aspectos del procesamiento de señales efectuado por elementos similares en la unidad móvil. En el enlace de entrada, es decir, el enlace inverso o de unidad móvil a célula, la unidad móvil no transmite una señal piloto que pueda utilizarse con finalidades de referencia coherentes en el procesamiento de señales en la sede celular. El enlace de unidad móvil a célula se caracteriza por un esquema de modulación y demodulación no coherente que utiliza señalización ortogonal de orden 64.

En el procedimiento de señalización ortogonal de orden 64, los símbolos transmitidos por la unidad móvil se codifican en una de las  $2^6$  (es decir, 64) secuencias binarias diferentes. El conjunto de secuencias elegidas se conocen como funciones de Walsh. La función de recepción óptima para la codificación de señales de orden  $m$  de función de Walsh es la transformada rápida de Hadamard (FHT).

Con referencia otra vez a la Figura 2, el receptor 34 de búsqueda y los receptores 36 y 38 de datos digitales reciben las señales emitidas desde el receptor analógico 32. Para descodificar las señales de espectro ensanchado transmitidas al específico receptor de sede celular, a través del cual la unidad móvil se comunica, deben generarse las secuencias de PN adecuadas. Más adelante en el presente documento, se exponen detalles adicionales sobre la generación de las señales de la unidad móvil.

Como se ilustra en la Figura 3, el receptor 36 incluye dos generadores de PN, los generadores 120 y 122 de PN, que generan dos secuencias diferentes de PN de código corto de la misma longitud. Estas dos secuencias de PN son comunes a las de todos los receptores de sede celular y todas las unidades móviles con respecto al código externo del esquema de modulación, según se expone con mayor detalle más adelante en el presente documento. Los generadores 120 y 122 de PN proporcionan, pues, respectivamente las secuencias de salida,  $PN_I$  y  $PN_Q$ . Las secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$  se denominan, respectivamente, secuencias de PN de canal en fase (I) y en cuadratura de fase (Q).

Las dos secuencias de PN,  $PN_I$  y  $PN_Q$ , son generadas mediante diferentes polinomios de grado 15, aumentados para generar secuencias de longitud 32.768, en vez de las de 32.767 que se generarían normalmente. Por ejemplo, el aumento puede adoptar la forma de la suma de un solo cero a la serie de catorce 0 en una fila que aparece una vez en cada secuencia lineal de longitud máxima de grado 15. Dicho de otro modo, en la generación de la secuencia, se repetiría un estado del generador de PN. Por lo tanto, la secuencia modificada contiene una serie de quince 1 y una serie de quince 0. Dicho circuito generador de PN se revela en la Patente Estadounidense N° 5.228.054, titulada "POWER OF TWO LENGTH PSEUDO-NOISE SEQUENCE GENERATOR WITH FAST OFFSET" ["GENERADOR DE SECUENCIA DE PSEUDORRUIDO DE LONGITUD POTENCIA DE DOS CON DESVIACIÓN RÁPIDA"], publicada el 23 de julio de 1993 y transferida al cesionario de la presente invención.

En la realización ejemplar, el receptor 36 también incluye un generador 124 de PN de código largo que genera una secuencia  $PN_U$  correspondiente a una secuencia de PN generada por la unidad móvil en el enlace de unidad móvil a célula. El generador 124 de PN puede ser un generador de secuencias lineales de longitud máxima que genera un código de PN de usuario que es muy largo, por ejemplo, de grado 42, con desplazamiento temporal según un factor adicional, tal como la dirección de la unidad móvil o el Identificador de usuario, para proporcionar discriminación entre usuarios. Por lo tanto, la señal recibida por la sede celular es modulada mediante la secuencia  $PN_U$  de código largo y las

secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$  de código corto. Como alternativa, puede utilizarse un generador de cifrado no lineal como, por ejemplo, un cifrador que utiliza la norma de cifrado de datos (DES) para cifrar una representación de 64 símbolos de la hora universal utilizando una clave específica del usuario, en vez del generador 124 de PN.

5 La secuencia  $PN_U$  emitida desde el generador 124 de PN se somete a la operación O exclusivo de la misma con las secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$ , respectivamente, en las compuertas 126 y 128 de O exclusivo, para proporcionar las secuencias  $PN_I'$  y  $PN_Q'$ .

10 Las secuencias  $PN_I'$  y  $PN_Q'$  se proporcionan al correlacionador 130 QPSK de PN, junto con las señales de canal I y Q emitidas desde el receptor 32. El correlacionador 130 se utiliza para correlacionar los datos de canal I y Q con las secuencias  $PN_I'$  y  $PN_Q'$ . Las salidas de canal I y Q correlacionadas del correlacionador 130 se proporcionan respectivamente a los acumuladores 132 y 134, en los que los datos de símbolos se acumulan durante un período de 4 segmentos. Las salidas de los acumuladores 132 y 134 se proporcionan como entradas al procesador 136 de transformada rápida de Hadamard (FHT). El procesador FHT 148 produce un conjunto de 64 coeficientes por cada 6 símbolos. Los 64 coeficientes se multiplican a continuación por una función de ponderación generada en el procesador 48 de control. La función de ponderación está relacionada con la intensidad de la señal demodulada. La salida de datos ponderados de la FHT 136 se proporciona al combinador de diversidad y a los circuitos descodificadores 50 (Figura 2) para un posterior procesamiento.

20 El segundo sistema receptor procesa las señales recibidas de forma similar a la descrita en relación con el primer sistema receptor de las Figuras 2 y 3. Los 64 símbolos ponderados emitidos por los receptores 36 y 46 se pasan al combinador de diversidad y a los circuitos descodificadores 40. Los circuitos 50 incluyen un sumador que suma los 64 coeficientes ponderados del receptor 36 a los 64 coeficientes ponderados del receptor 46. Los 64 coeficientes resultantes se comparan entre sí para determinar el coeficiente mayor. La magnitud del resultado de la comparación, junto con la identidad del coeficiente más grande de los 64, se utiliza para determinar un conjunto de ponderaciones y símbolos de descodificador para su utilización en un descodificador de algoritmo de Viterbi implementado en los circuitos 50.

25 El descodificador de Viterbi contenido en los circuitos 50 es de un tipo capaz de descodificar datos codificados en la unidad móvil con una longitud de restricción  $K = 9$ , y una velocidad de código  $r = 1/3$ . El descodificador de Viterbi se utiliza para determinar la secuencia de bits de información más probable. De vez en cuando, nominalmente, cada 1,25 ms, se obtiene una estimación de la calidad de la señal que se transmite a la unidad móvil como un comando de ajuste de potencia de unidad móvil, junto con datos. En la solicitud de tramitación compartida mencionada anteriormente, se expone más información sobre la generación de esta estimación de calidad. Esta estimación de calidad es la relación señal-ruido media durante el intervalo de 1,25 ms.

35 Cada receptor de datos efectúa el seguimiento de la temporización que recibe de la señal recibida. Esto se lleva a cabo mediante la técnica bien conocida de correlacionar la señal recibida con un PN de referencia local ligeramente adelantado en el tiempo y correlacionar la señal recibida con un PN de referencia local ligeramente atrasado en el tiempo. La diferencia entre estas dos correlaciones dará como promedio cero si no existe ningún error de temporización. Por el contrario, si existe algún error de temporización, entonces esta diferencia indicará la magnitud y signo del error, siendo la temporización del receptor ajustada como corresponda.

40 La sede celular incluye además la antena 62 que está acoplada al receptor GPS 64. El receptor GPS procesa señales recibidas en la antena 62 desde los satélites del sistema de navegación por satélite Navstar Global Positioning System para proporcionar señales de temporización indicativas de la Hora Universal Coordinada (UTC). El receptor GPS 64 proporciona estas señales de temporización al procesador 48 de control para sincronizar la temporización en la sede celular, como se ha indicado anteriormente.

45 En la Figura 2, puede incluirse el receptor 38 de datos digitales optativo para mejorar el rendimiento del sistema. La estructura y el funcionamiento de este receptor son similares a los descritos en relación con los receptores 36 y 46 de datos. El receptor 38 puede utilizarse en la sede celular para obtener modalidades de diversidad adicionales. Este receptor de datos adicional, solo o en combinación con receptores adicionales, puede rastrear y recibir otras posibles trayectorias de retardo de las señales transmitidas por la unidad móvil. Los receptores de datos digitales adicionales optativos, tales como el receptor 38, proporcionan modalidades de diversidad adicionales que son sumamente útiles en las sedes celulares que están situadas en zonas urbanas densas, en las que hay muchas probabilidades de que existan señales de trayectorias múltiples.

50 Las señales de la MTSO se acoplan con el modulador de transmisión adecuado por medio del enlace digital 52, bajo control del procesador 48 de control. El modulador 54 de transmisión, bajo control del procesador 48 de control, aplica modulación de espectro ensanchado a los datos para su transmisión a la unidad móvil receptora deseada. Más adelante, se exponen detalles adicionales con respecto a la estructura y el funcionamiento del modulador 54 de transmisión, con referencia a la Figura 4.

55 La salida del modulador 54 de transmisión se proporciona a los circuitos 56 de control de potencia de transmisión, en los que, bajo control del procesador 48 de control, puede controlarse la potencia de transmisión. La salida de los circuitos 56 se proporciona al sumador 57, donde se suma con la salida de los circuitos moduladores de

transmisión y de control de potencia de transmisión, dirigida a otras unidades móviles en la célula. La salida del sumador 57 es proporcionada a los circuitos 58 amplificadores de potencia de transmisión, en los que se emite a la antena 60 para ser difundida a las unidades móviles del área de servicio de la célula. La Figura 2 ilustra además los generadores de canal piloto, o de control, y los circuitos 66 de control de potencia de transmisión. Los circuitos 66, bajo control del procesador de control, generan y controlan la potencia de la señal piloto, el canal de sincronización y el canal de radiobúsqueda para acoplarlos con los circuitos 58 y emitirlos a la antena 60.

En la Figura 4, se ilustra un diagrama en bloques de una realización ejemplar del transmisor de sede celular. El transmisor incluye un par de generadores de secuencias de PN utilizados en la generación del código externo. Estos generadores de PN generan dos secuencias de PN diferentes, en concreto, las secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$ , como se expuso con referencia a la Figura 3. No obstante, estas secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$  tienen un retardo temporal según la dirección del sector o la célula.

En la Figura 4, se ilustran con mayor detalle los circuitos transmisores de la Figura 3, mostrándose las señales del canal piloto, de sincronización, de radiobúsqueda y de voz. Los circuitos transmisores incluyen dos generadores de PN, los generadores 196 y 198 de PN, que generan las secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$ . Los generadores 196 y 198 de PN son sensibles a una señal de entrada correspondiente a una señal de dirección de sector o célula del procesador de control, para proporcionar un retardo temporal predeterminado a las secuencias PN. Estas secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$  con retardo temporal también hacen referencia, respectivamente, a los canales en fase (I) y en cuadratura de fase (Q). Aunque se ilustran sólo dos generadores de PN para generar, respectivamente, las secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$  para los correspondientes canales de la sede celular o sector, debe sobrentenderse que pueden implementarse muchos otros modelos de generador de PN. Por ejemplo, en una célula que no está dividida en sectores, puede proporcionarse un par de generadores de PN para cada uno de los canales piloto, de sincronización, de radiobúsqueda y de voz, para generar, de forma sincronizada, las secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$  utilizadas en el código externo. Tal caso puede ser ventajoso para evitar tener que distribuir las secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$  por un gran número de circuitos.

En la realización preferida, se emplea la codificación de la función de Walsh de las señales de canal como el código interno. Con las cantidades ejemplares utilizadas en el presente documento, se dispone de un total de 64 secuencias de Walsh diferentes, estando tres de dichas secuencias dedicadas a las funciones del canal piloto, de sincronización y de radiobúsqueda. En los canales de sincronización, radiobúsqueda y voz, se efectúa la codificación convolutiva y luego el entrelazado de los datos de entrada de una forma bien conocida en la técnica. Además, a los datos sometidos a codificación convolutiva también se les proporciona repetición antes del entrelazado, de una forma que es también bien conocida en la técnica.

El canal piloto no contiene ninguna modulación de datos y se caracteriza como una señal de espectro ensanchado no modulada que todos los usuarios de una sede celular o sector particular utilizan para fines de adquisición o de seguimiento. Cada célula o, si ésta está dividida en sectores, cada sector tiene una señal piloto única. No obstante, en vez de utilizar diferentes generadores de PN para las señales piloto, está comprobado que una forma más eficaz de generar diferentes señales piloto es utilizar desplazamientos en la misma secuencia básica. Utilizando esta técnica, una unidad móvil examina de forma secuencial la secuencia completa y se sintoniza con la desviación o el desplazamiento que produce la correlación más fuerte. Al usar este desplazamiento de la secuencia básica, los desplazamientos deben ser tales que no conlleven la interferencia o anulación de las señales piloto de las células o sectores adyacentes.

La secuencia piloto, por lo tanto, debe ser suficientemente larga para que puedan generarse muchas secuencias diferentes mediante desplazamientos en la secuencia básica para dar soporte a un gran número de señales piloto en el sistema. Además, la separación o los desplazamientos deben ser suficientemente grandes como para asegurar que no exista interferencia en las señales piloto. En consecuencia, en una realización ejemplar de la presente invención, la longitud de secuencia piloto elegida es de  $2^{15}$ . La secuencia se genera empezando por una secuencia de  $2^{15} - 1$ , a la que se anexa un 0 extra cuando se detecta un estado particular. En la realización ejemplar, se han elegido 512 señales piloto diferentes con desviaciones en la secuencia básica de 64 segmentos. No obstante, las desviaciones pueden ser múltiples enteros de la desviación de 64 segmentos, con una correspondiente reducción en el número de diferentes señales piloto.

Cuando se genera la señal piloto, se utiliza la secuencia de Walsh "cero" ( $W_0$ ) que consta por completo de ceros para no modular la señal piloto que, en esencia, son las secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$ . La secuencia de Walsh "cero" ( $W_0$ ), por consiguiente, se multiplica por las secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$  en compuertas de O exclusivo. La señal piloto resultante contiene, pues, sólo las secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$ . Puesto que todas las sedes celulares y sectores tienen la misma secuencia de PN para la señal piloto, la característica distintiva entre sedes celulares o sectores de origen de la transmisión es la fase de la secuencia.

En relación con la parte del modulador de transmisión y los circuitos 66 de control de potencia para el canal piloto, el generador 200 de Walsh ( $W_0$ ) genera una señal correspondiente a la función con todos ceros descrita. La temporización en la generación de la función de Walsh es proporcionada por el procesador de control, como en el caso de todos los generadores de funciones de Walsh en la sede celular y la unidad móvil. La salida del generador 200 se proporciona como entrada a ambas compuertas 202 y 204 de O exclusivo. La otra entrada de la compuerta 202 de O exclusivo recibe la señal  $PN_I$ , mientras que la otra entrada de la compuerta 204 de O exclusivo recibe la señal  $PN_Q$ . Las

señales  $PN_I$  y  $PN_Q$  se someten respectivamente a la operación O exclusivo con la salida del generador 200 y se proporcionan respectivamente como entradas a los filtros 206 y 208 de respuesta de impulso finito (FIR). Las señales filtradas emitidas desde los filtros FIR 206 y 208 se proporcionan a los circuitos de control de potencia de transmisión que consisten en los elementos 210 y 212 de control de ganancia. Las señales proporcionadas a los elementos 210 y 212 de control de ganancia se someten a control de ganancia en respuesta a las señales de entrada (no mostradas) del procesador de control. Las señales obtenidas de los elementos de control de ganancia se proporcionan a los circuitos amplificadores 58 de potencia de transmisión, cuya estructura detallada y función se describen más adelante en el presente documento.

La información del canal de sincronización se codifica y luego multiplica en compuertas de O exclusivo por una secuencia de Walsh preasignada. En la realización ejemplar, la función de Walsh seleccionada es la secuencia ( $W_{32}$ ) que consta de una secuencia de 32 "unos" seguida de 32 "ceros". La secuencia resultante se multiplica a continuación por las secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$  en compuertas de O exclusivo. En la realización ejemplar, la información de datos del canal de sincronización se proporciona al modulador de transmisión a una velocidad que suele ser de 1200 bits/s. En la realización ejemplar, los datos del canal de sincronización se someten preferentemente a codificación convolutiva a una velocidad  $r = 1/2$  con una longitud de restricción  $K = 9$ , siendo cada símbolo de código repetido dos veces. Esta velocidad de codificación y longitud de restricción es común a todos los canales de enlace directo codificados, es decir, los canales de sincronización, radiobúsqueda y voz. En una realización ejemplar, se emplea una estructura de registro de desplazamiento para los generadores del código  $G_1 = 753$  (octal) y  $G_2 = 561$  (octal). La velocidad de símbolos para el canal de sincronización en la realización ejemplar es de 4.800 s/s, es decir, un símbolo equivale a 208  $\mu$ s o 256 segmentos de PN.

Los símbolos de código son entrelazados mediante un dispositivo de entrelazado convolutivo que, en la realización ejemplar, emplea un intervalo de 40 ms. Los parámetros experimentales del entrelazador son  $I = 16$  y  $J = 48$ . Pueden hallarse detalles adicionales acerca del entrelazado en el libro Data Communication, Networks and Systems, de Howard W. Sams & Co., 1987, pp. 343-352. El efecto del entrelazador convolutivo es la dispersión de símbolos de canal no fiables para que cualquier par de símbolos en una secuencia contigua de  $I - 1$ , o menos, símbolos estén separados por al menos  $J + 1$  símbolos en una salida de desentrelazador. De forma equivalente, dos símbolos cualesquiera en una secuencia contigua de  $J - 1$  símbolos están separados al menos por  $I + 1$  símbolos en la salida del desentrelazador. En otras palabras, si  $I = 16$  y  $J = 48$ , en una serie de 15 símbolos, los símbolos se transmiten separados por 885  $\mu$ s, proporcionando de esta forma diversidad temporal.

Los símbolos del canal de sincronización de una célula o sector particular están asociados a la correspondiente señal piloto para dicha célula o sector. La Figura 5 ilustra la temporización de dos canales piloto diferentes ( $N$ ) y ( $N+1$ ) que están separados por un desplazamiento de 64 segmentos. La Figura 5 ilustra, sólo a título de ejemplo, un diagrama de temporización para los canales ejemplares piloto y de sincronización, en el que no se ilustra el estado de los segmentos de la señal piloto y los símbolos del canal de sincronización. Cada canal de sincronización empieza un nuevo ciclo de entrelazador con el primer símbolo de código ( $c_x$ ) de un par de símbolos de código ( $c_x, c'_x$ ), originado por dos repeticiones del código, desplazado en relación con el tiempo absoluto en una cantidad igual a la correspondiente señal piloto.

Como se ilustra en la Figura 5, el canal piloto  $N$  empieza un nuevo ciclo de entrelazador, o una sincronización piloto, en el momento  $t_x$ . De modo similar, el canal piloto  $N + 1$  empieza un nuevo ciclo de entrelazador o una sincronización piloto en el momento  $t_y$  que se halla 64 segmentos después del momento  $t_x$ . El ciclo piloto en la realización ejemplar tiene una longitud de 26,67 ms, que corresponde a 128 símbolos de código de canal de sincronización o 32 bits de información de canal de sincronización. Los símbolos de canal de sincronización son entrelazados por un entrelazador convolutivo que abarca un intervalo de 26,67 ms. Por consiguiente, cuando la unidad móvil ha adquirido la señal piloto, obtiene la sincronización inmediata del entrelazador para el canal de sincronización.

Los símbolos de canal de sincronización son cubiertos por la secuencia de Walsh preasignada para proporcionar ortogonalidad en la señal. En el canal de sincronización, un símbolo de código abarca cuatro secuencias de cubrimiento, es decir, un símbolo de código abarca cuatro repeticiones de la secuencia de "32 unos"- "32 ceros", según se ilustra en la Figura 6. Como se ilustra en la Figura 6, un solo "uno" lógico representa la aparición de 32 segmentos "uno" de Walsh, mientras que un solo "cero" lógico representa la aparición de 32 segmentos "cero" de Walsh. La ortogonalidad en el canal de sincronización se conserva aun cuando los símbolos del canal de sincronización están sesgados con respecto al tiempo absoluto, según el canal piloto asociado, puesto que los desplazamientos del canal de sincronización son múltiplos enteros de la trama de Walsh.

Los mensajes del canal de sincronización en la realización ejemplar tienen una longitud variable. La longitud del mensaje es un entero múltiplo de 80 ms que corresponde a 3 ciclos piloto. Junto con los bits de información del canal de sincronización se incluyen bits de verificación de redundancia cíclica (CRC) para la detección de errores.

La Figura 7 ilustra, en forma de un diagrama de temporización, la temporización global ejemplar del sistema. En el período de dos segundos, existen 75 ciclos piloto. En la Figura 7, los  $N$  canales piloto y de sincronización corresponden al sector o célula que utiliza la señal piloto no desplazada, de manera que la señal piloto y la de sincronización se alinean exactamente con el tiempo UTC. Como tal, la sincronización piloto, es decir, el estado inicial, se alinea exactamente con una señal común de 1 pulso por segundo (pps).

En todos los casos en que se utiliza una señal piloto desplazada, se introduce una desviación de fase de PN correspondiente al desplazamiento de la señal piloto. En otras palabras, los mensajes de sincronización de señal piloto (estado inicial) y los mensajes de canal de sincronización experimentan un sesgo respecto de las señales de 1 pps. Los mensajes de sincronización transmiten esta información de desviación de fase para que la unidad móvil pueda ajustar su temporización como corresponda.

En cuanto se ha recibido correctamente un mensaje del canal de sincronización, la unidad móvil tiene capacidad para sincronizarse de inmediato, bien a un canal de radiobúsqueda o bien a un canal de voz. Cuando se llega a la sincronización piloto, es decir, al final de cada mensaje de sincronización, empieza un nuevo ciclo de entrelazador de 40 ms. En ese momento, la unidad móvil empieza a desentrelazar el primer símbolo de código, ya sea de una repetición de código o bien de un par ( $c_x$ ,  $c_{x+1}$ ), lográndose la sincronización del descodificador. La dirección de escritura del desentrelazador se pone a 0 y la dirección de lectura se establece en J, lográndose la sincronización del desentrelazador de memoria.

Los mensajes de canal de sincronización transmiten información relativa al estado del generador de PN de 42 bits de longitud para el canal de voz asignado para la comunicación con la unidad móvil. Esta información se utiliza en los receptores de datos digitales de las unidades móviles para la sincronización de los correspondientes generadores de PN. Por ejemplo, en la Figura 7, el mensaje del canal de sincronización N+1 contiene un campo de 42 bits que indica el estado (el estado X) que tendrá el canal de voz del sector o la célula correspondiente al generador de PN de código largo en un momento futuro predeterminado como, por ejemplo, 160 ms más tarde. La unidad móvil, tras descodificar satisfactoriamente un mensaje de canal de sincronización, carga en el instante de tiempo correcto el estado X en el generador de PN de código largo. El generador de PN de código largo de la unidad móvil queda pues sincronizado para permitir la desaleatorización de los mensajes destinados al usuario.

En relación con la parte del modulador de transmisión y los circuitos 66 de control de potencia para el canal de sincronización, la información del canal de sincronización se introduce en el codificador 214 desde el procesador de control. Los datos del canal de sincronización en la realización ejemplar son, como se ha descrito anteriormente, sometidos a codificación convolutiva por el codificador 214. El codificador 214 además proporciona repetición de los símbolos codificados, como en el caso del canal de sincronización, en que los símbolos codificados son repetidos. Los símbolos que se obtienen del codificador 214 se proporcionan al entrelazador 215 que lleva a cabo el entrelazado convolutivo de los símbolos. Los símbolos entrelazados emitidos desde el entrelazador 215 se proporcionan como entrada a la compuerta 216 de O exclusivo.

El generador 218 de Walsh genera una señal correspondiente a la secuencia de Walsh ( $W_{32}$ ) que se proporciona como la otra entrada a la compuerta 216 de O exclusivo. La compuerta 216 de O exclusivo aplica la operación O exclusivo al flujo de símbolos del canal de sincronización y a la secuencia de Walsh ( $W_{32}$ ), siendo el resultado de ésta proporcionado como una entrada a ambas compuertas 220 y 222 de O exclusivo.

La otra entrada de la compuerta 220 de O exclusivo recibe la señal  $PN_I$ , mientras que la otra entrada de la compuerta 222 de O exclusivo recibe la señal  $PN_Q$ . Con el resultado de la compuerta 218 de O exclusivo, se efectúa la operación O exclusivo de las señales  $PN_I$  y  $PN_Q$ , respectivamente, y se proporcionan, respectivamente, como entradas a los filtros 224 y 226 de respuesta de impulso finito (FIR). Las señales filtradas proporcionadas por los filtros FIR 224 y 226 se pasan a unos circuitos de control de potencia de transmisión que consisten en los elementos digitales 228 y 230 de control de ganancia variable. A continuación, se efectúa el control de ganancia digital de las señales proporcionadas a los elementos 228 y 230 de control de ganancia, en respuesta a la entrada de señales digitales (no mostradas) del procesador de control. Las señales que se obtienen de los elementos 228 y 230 del control de ganancia se proporcionan a los circuitos 58 amplificadores de potencia.

La información del canal de radiobúsqueda también se codifica con repetición, se entrelaza y se multiplica luego por una secuencia de Walsh preasignada. La secuencia resultante se multiplica a continuación por las secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$ . La velocidad de transmisión de datos del canal de radiobúsqueda para un sector o célula particular se indica en un campo asignado en el mensaje del canal de sincronización. Aunque la velocidad de transmisión de datos del canal de radiobúsqueda es variable, en la realización ejemplar se establece para cada sistema en una de las siguientes velocidades ejemplares de transmisión de datos: 9,6; 4,8; 2,4 y 1,2 kbits/s.

En relación con el modulador de transmisión y los circuitos de control de potencia del canal de radiobúsqueda, la información del canal de radiobúsqueda ingresa desde el procesador de control al codificador 232. En la realización ejemplar, el codificador 232 es un codificador convolutivo que también proporciona repetición de símbolos según la velocidad de transmisión de datos asignada del canal. La salida del codificador 232 es proporcionada al entrelazador 233, donde se efectúa el entrelazado convolutivo de los símbolos. La salida del entrelazador 233 se proporciona como una entrada a la compuerta 234 de O exclusivo. Aunque la velocidad de transmisión de datos del canal de radiobúsqueda varíe, la velocidad de símbolos de código permanece constante a 192 ks/s mediante repetición del código.

El generador 236 de Walsh genera una señal, correspondiente a una secuencia de Walsh preasignada, que se proporciona como otra entrada a la compuerta 234 de O exclusivo. La compuerta 234 de O exclusivo efectúa la operación O exclusivo de los datos de símbolos y la secuencia de Walsh y proporciona el resultado como entrada a las

compuertas 238 y 240 de O exclusivo.

La otra entrada de la compuerta 238 de O exclusivo recibe la señal  $PN_I$ , mientras que la otra entrada de la compuerta 240 de O exclusivo recibe la señal  $PN_Q$ . Con la salida de la compuerta 234 de O exclusivo se efectúa la operación O exclusivo de las señales  $PN_I$  y  $PN_Q$ , respectivamente, y éstas se proporcionan, respectivamente, como entradas a los filtros 242 y 244 de respuesta de impulso finito (FIR). Las señales filtradas proporcionadas por los filtros FIR 242 y 244 se proporcionan a los circuitos de control de potencia de transmisión que consisten en los elementos 246 y 248 de control de ganancia. A continuación, se efectúa el control de ganancia de las señales proporcionadas a los elementos 246 y 248 de control de ganancia, en respuesta a señales de entrada (no mostradas) del procesador de control. Las señales que se obtienen de los elementos de control de ganancia se proporcionan a los circuitos amplificadores 58 de potencia de transmisión.

Los datos de cada canal de voz también se codifican con repetición, se entrelazan, se aleatorizan, se multiplican por la secuencia de Walsh ( $W_i - W_j$ ) que les ha sido asignada y finalmente se multiplican por las secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$ . La secuencia de Walsh que utilizará un canal particular es asignada por el controlador del sistema en el momento del establecimiento de llamada, de la misma forma en que los canales se asignan a las llamadas en el sistema celular de FM analógico. En la realización ejemplar ilustrada en el presente documento, los canales de voz disponen de hasta 61 secuencias de Walsh diferentes para utilizar.

En la realización ejemplar de la presente invención, el canal de voz utiliza una velocidad de transmisión de datos variable. El propósito de utilizar una velocidad de transmisión de datos variable es reducir la velocidad de transmisión de datos cuando no hay ninguna actividad oral, reduciéndose de esta forma la interferencia generada por este canal de voz particular para otros usuarios. Un vocodificador genera datos a cuatro velocidades de transmisión de datos diferentes, basándose en la actividad oral en base a tramas de 20 ms. Las velocidades de transmisión de datos que se utilizan como ejemplo son las de 9,6 kbits/s, 4,8 kbits/s, 2,4 kbits/s y 1,2 kbits/s. Aunque la velocidad de transmisión de datos varíe cada 20 ms, la velocidad de símbolos de código se mantiene constante, mediante repetición de código, en 19,2 kbits/s. En consecuencia, los símbolos de código se repiten 2, 4 y 8 veces para las respectivas velocidades de transmisión de datos de 4,8 kbits/s, 2,4 kbits/s y 1,2 kbits/s.

Puesto que el sistema de velocidad variable ha sido ideado para reducir la interferencia, los símbolos de código de las velocidades más bajas tendrán una energía más baja. Por ejemplo, para las velocidades ejemplares de transmisión de datos de 9,6 kbits/s, 4,8 kbits/s, 2,4 kbits/s y 1,2 kbits/s, la energía de símbolo de código ( $E_S$ ) es, respectivamente,  $E_b/2$ ,  $E_b/4$ ,  $E_b/8$  y  $E_b/16$ , siendo  $E_b$  la energía de bit de información para la velocidad de transmisión de datos de 9,6 kbits/s.

Los símbolos de código son entrelazados por un entrelazador convolutivo de forma tal que los símbolos de código con distintos niveles de energía sean aleatorizados por la operación del entrelazador. Para rastrear qué nivel de energía debería tener un símbolo de código, se adjunta una etiqueta a cada símbolo, que indica su velocidad de transmisión de datos para fines de reducción a escala. Tras llevar a cabo el cubrimiento ortogonal de Walsh y el ensanchamiento mediante PN, los canales en cuadratura de fase son filtrados digitalmente por un filtro de respuesta de impulso finito (FIR). El filtro FIR recibirá una señal correspondiente al nivel de energía del símbolo a fin de llevar a cabo la reducción a escala de la energía según la velocidad de transmisión de datos. Los canales I y Q se ajustarán con los factores: 1, 1/2, 1/2 ó 1/22. En una implementación, el vocodificador proporcionaría una etiqueta de velocidad de transmisión de datos en forma de número de 2 bits al filtro FIR para controlar el coeficiente de escala del filtro.

En la Figura 4, se ilustran los circuitos de los dos ejemplos de canales de voz, es decir, los canales de voz (i) y (j). Los datos del canal de voz (i) ingresan desde un vocodificador asociado (no mostrado) al modulador 54 de transmisión (Figura 3). El modulador 54 de transmisión consiste en el codificador 250<sub>i</sub>, el entrelazador 251<sub>i</sub>, las compuertas 252<sub>i</sub>, 255<sub>i</sub>, 256<sub>i</sub> y 258<sub>i</sub> de O exclusivo, el generador 253<sub>i</sub> de PN y el generador 254<sub>i</sub> de Walsh ( $W_i$ ).

Los datos del canal de voz (i) se introducen en el codificador 250<sub>i</sub>, donde, en la realización ejemplar, se efectúa la codificación convolutiva de los mismos con repetición de símbolos de código según la velocidad de transmisión de datos de entrada. A continuación, los datos codificados se proporcionan al entrelazador 251<sub>i</sub> donde, en la realización ejemplar, se efectúa el entrelazado convolutivo de los mismos. El entrelazador 251<sub>i</sub> recibe asimismo desde el vocodificador asociado al canal de voz (i) una etiqueta de velocidad de transmisión de 2 bits que se entrelaza con los datos de símbolos para identificar la velocidad de transmisión de datos a los filtros FIR. La etiqueta de velocidad de transmisión de datos no se transmite. En la unidad móvil, el descodificador comprueba todos los códigos posibles. Los datos de símbolos entrelazados se transmiten desde el entrelazador 251<sub>i</sub>, a una velocidad ilustrativa de 19,2 kbits/s, hasta una entrada de la compuerta 252<sub>i</sub> de O exclusivo.

En la realización ejemplar, cada señal de canal de voz se aleatoriza para proporcionar mayor seguridad a las transmisiones de célula a unidad móvil. Dicha aleatorización, pese a no ser necesaria, aumenta la seguridad en las comunicaciones. Por ejemplo, la aleatorización de las señales del canal de voz puede llevarse a cabo aplicando codificación de PN a las señales del canal de voz con un código de PN determinado por la dirección de la unidad móvil del Identificador del usuario. Dicha aleatorización puede utilizar la secuencia  $PN_U$  o el esquema de cifrado descrito en relación con la Figura 3 con respecto al receptor particular para las comunicaciones de unidad móvil a célula. En consecuencia, para esta función, puede implementarse un generador de PN por separado como el ilustrado en la Figura

4. Aunque la aleatorización se describe con referencia a una secuencia de PN, ésta puede llevarse a cabo mediante otras técnicas, entre las que se incluyen algunas bien conocidas en la técnica.

Con referencia otra vez a la Figura 4, la aleatorización de la señal del canal de voz (i) puede llevarse a cabo proporcionando el generador 253<sub>i</sub> de PN que recibe la dirección de la unidad móvil asignada desde el procesador de control. El generador 253<sub>i</sub> de PN genera un código de PN único que se proporciona como la otra entrada a la compuerta 252<sub>i</sub> de O exclusivo. La salida de la compuerta 252<sub>i</sub> de O exclusivo se proporciona en cambio a la entrada de la compuerta 255<sub>i</sub> de O exclusivo.

El generador 254<sub>i</sub> de Walsh ( $W_i$ ) genera, en respuesta a una señal de selección de función y a las señales de temporización del procesador de control, una señal correspondiente a una secuencia de Walsh preasignada. El valor de la señal de selección de función puede ser determinado mediante la dirección de la unidad móvil. La señal de la secuencia de Walsh se proporciona como la otra entrada a la compuerta 255<sub>i</sub> de O exclusivo. Los datos de símbolos aleatorizados y la secuencia de Walsh son sometidos a la operación O exclusivo por la compuerta 255<sub>i</sub> de O exclusivo, siendo el resultado proporcionado como una entrada a ambas compuertas 256<sub>i</sub> y 258<sub>i</sub> de O exclusivo. El generador 253<sub>i</sub> de PN, junto con el resto de generadores de PN y generadores de Walsh de la sede celular, proporcionan una salida a 1,2288 MHz. Debería observarse que el generador 253 de PN incluye un diezmador que proporciona una salida a una frecuencia de 19,2 kHz a la compuerta 255<sub>i</sub> de O exclusivo.

La otra entrada de la compuerta 256<sub>i</sub> de O exclusivo recibe la señal  $PN_i$ , mientras la otra entrada de la compuerta 258<sub>i</sub> de O exclusivo recibe la señal  $PN_Q$ . Con la salida de la compuerta 252<sub>i</sub> de O exclusivo se efectúa la operación O exclusivo de las señales  $PN_i$  y  $PN_Q$ , respectivamente, y se proporcionan, respectivamente, como entradas a los filtros 260<sub>i</sub> y 262<sub>i</sub> de respuesta de impulso finito (FIR). Los símbolos introducidos se filtran según la etiqueta de velocidad de transmisión de datos introducida (no mostrada) desde el entrelazador convolutivo 251<sub>i</sub>. Las señales filtradas proporcionadas por los filtros FIR 260<sub>i</sub> y 262<sub>i</sub> son transmitidas a los circuitos 56 de control de potencia de transmisión, que consisten en los elementos 264<sub>i</sub> y 266<sub>i</sub> de control de ganancia. A continuación, se efectúa el control de ganancia de las señales proporcionadas a los elementos 264<sub>i</sub> y 266<sub>i</sub> de control de ganancia, en respuesta a las señales introducidas (no mostradas) desde el procesador de control. Las señales que se obtienen de los elementos de control de ganancia se proporcionan a los circuitos amplificadores 58 de potencia de transmisión.

Además de bits de voz, el canal de voz del enlace directo transmite información de control de potencia. La velocidad binaria de control de potencia, en la realización ejemplar, es de 800 bits/s. El receptor de la sede celular que demodula la señal de unidad móvil a célula de una unidad móvil dada genera la información de control de potencia que se introduce en el canal de voz de célula a unidad móvil dirigido a dicha unidad móvil particular. En la solicitud de tramitación compartida identificada anteriormente se dan a conocer más detalles acerca de la característica de control de potencia.

Los bits de control de potencia se introducen en la salida del entrelazador convolutivo mediante una técnica denominada punción de símbolos de código. Dicho de otra forma, siempre que se necesite transmitir bits de control de potencia se sustituyen dos símbolos de código por dos símbolos de código idénticos con polaridad dada por la información de control de potencia. Además, los bits de control de potencia se transmiten al nivel de energía correspondiente a la velocidad binaria de 9.600 bits/s.

Una restricción adicional impuesta sobre el flujo de información de control de potencia es que la posición de los bits debe fijarse de forma aleatoria entre los canales de unidad móvil a célula. De lo contrario, los bits de control de potencia de energía completa generarían picos de interferencia a intervalos regulares, disminuyendo por consiguiente la detectabilidad de dichos bits.

La Figura 4 ilustra adicionalmente el canal de voz (j) cuya función y estructura son idénticas a las del canal de voz (i). Se prevé que puedan existir muchos más canales de voz (no ilustrados) y, en la realización ilustrada, el total de éstos puede llegar a ser de 61.

En relación con los generadores de Walsh de la Figura 4, las funciones de Walsh son un grupo de secuencias binarias ortogonales que pueden generarse con facilidad con medios bien conocidos en la técnica. Una característica interesante de la función de Walsh es que cada una de las 64 secuencias es perfectamente ortogonal a todas las otras secuencias. Como tal, cualquier par de secuencias difieren en tantas posiciones de bits como concuerdan, es decir, 32 respecto de un intervalo de 64 símbolos. Por lo tanto, cuando la información se codifica para la transmisión mediante las secuencias de Walsh, el receptor podrá seleccionar cualquiera de las secuencias de Walsh como señal "portadora" deseada. Cualquier energía de señal codificada en las otras secuencias de Walsh será rechazada y no tendrá por resultado la interferencia mutua con la secuencia de Walsh deseada.

En la realización ejemplar para el enlace de célula a unidad móvil, los canales de sincronización, radio-búsqueda y voz, como se ha mencionado previamente, utilizan una codificación convolutiva de longitud de limitación  $K = 9$  y velocidad de código  $r = 1/2$ , es decir, se generan y se transmiten dos símbolos codificados por cada bit de información para transmitir. Además de la codificación convolutiva, se emplea el entrelazado convolutivo de los datos de símbolos. Asimismo, se prevé la utilización de la repetición conjuntamente con la codificación convolutiva. En la unidad móvil, el decodificador óptimo para este tipo de código es el decodificador del algoritmo de Viterbi de decisión flexible.

Puede utilizarse uno de diseño estándar con fines de descodificación. Los bits de información descodificados resultantes se pasan al equipo de banda de base digital de la unidad móvil.

Con referencia otra vez a la Figura 4, los circuitos 58 incluyen series de convertidores de digital a analógico (D/A) para convertir al formato analógico la información digital de los datos ensanchados mediante  $PN_I$  y  $PN_Q$  para los canales piloto, de sincronización, de radiobúsqueda y de voz. En particular, los datos ensanchados mediante  $PN_I$  del canal piloto se pasan desde el elemento 210 de control de ganancia al convertidor D/A 268. Los datos digitalizados se transmiten desde el convertidor D/A 268 a un sumador 284. De manera similar, la salida de los correspondientes elementos de control de ganancia para los datos ensanchados mediante  $PN_I$  de los canales de sincronización, radiobúsqueda y voz, es decir, los elementos 228, 246 y 264<sub>i</sub> - 264<sub>j</sub> de control, se proporcionan respectivamente a los convertidores D/A 272, 276 y 280<sub>i</sub> a 280<sub>j</sub>, donde las señales se digitalizan y se proporcionan al sumador 284. Los datos ensanchados mediante  $PN_Q$  para los canales piloto, de sincronización, radiobúsqueda y voz se emiten desde los elementos 221, 230, 248 y 266<sub>i</sub> 266<sub>j</sub> de control de ganancia a los respectivos convertidores D/A 270, 274, 278 y 282<sub>i</sub> a 282<sub>j</sub>, donde las señales se digitalizan y proporcionan al sumador 286.

El sumador 284 suma los datos ensanchados mediante  $PN_I$  para los canales piloto, de sincronización, radiobúsqueda y voz y, al mismo tiempo, el sumador 286 suma los datos ensanchados mediante  $PN_Q$  para los mismos canales. Los datos de los canales I y Q sumados se introducen, respectivamente, junto con las señales de frecuencia del oscilador local (LO)  $\text{sen}(2 \pi ft)$  y  $\text{cos}(2 \pi ft)$ , en los mezcladores 288 y 290, donde se mezclan y proporcionan al sumador 292. Las señales de frecuencia del LO  $\text{sen}(2 \pi ft)$  y  $\text{cos}(2 \pi ft)$  son proporcionadas desde fuentes de frecuencia adecuadas (no mostradas). Estas señales IF mezcladas se suman en el sumador 292 y se proporcionan al mezclador 294.

El mezclador 294 mezcla la señal sumada con una señal de frecuencia RF proporcionada por el sintetizador 296 de frecuencias para proporcionar un aumento de frecuencias hasta la banda de frecuencias de RF. La señal de RF obtenida del mezclador 294 se somete a filtrado de pase de banda mediante el filtro 298 de pase de banda, y se emite al amplificador RF 299. El amplificador 299 amplifica la señal con banda limitada según la señal de control de ganancia introducida desde los circuitos 56 de control de potencia de transmisión (Figura 3). Debería sobrentenderse que la realización ilustrada para los circuitos amplificadores 58 de potencia de transmisión sólo se proporciona con fines ilustrativos, siendo posibles numerosas variaciones, bien conocidas en la técnica, de la suma, el mezclado, el filtrado y la amplificación de señales.

El procesador de control de la sede celular 48 (Figura 3) tiene la responsabilidad de asignar receptores de datos digitales y moduladores de transmisión a una llamada particular. El procesador 48 de control supervisa asimismo el progreso de la llamada, la calidad de las señales e inicia la liberación de recursos cuando se pierde la señal. La sede celular se comunica con la MTSO por medio del enlace 52, donde se acopla mediante un cable telefónico estándar, fibra óptica o un enlace por microondas.

La Figura 8 ilustra un diagrama en bloques del equipo utilizado en la MTSO. La MTSO suele incluir un controlador del sistema o un procesador 300 de control, un conmutador digital 302, un combinador 304 de diversidad, un vocodificador digital 306 y un conmutador digital 308. Aunque no se ilustran, existen combinadores de diversidad y vocodificadores digitales adicionales acoplados entre los conmutadores digitales 302 y 308.

Cuando la modalidad de diversidad de células está activa, la llamada es procesada por dos sedes celulares. En consecuencia, las señales que llegan a la MTSO proceden de más de una sede celular y nominalmente tienen la misma información. No obstante, debido al desvanecimiento y la interferencia en el enlace de entrada o inverso desde la unidad móvil a las sedes celulares, la señal de una sede celular puede tener mejor calidad que la señal de la otra sede celular.

El conmutador digital 302 se utiliza en el encaminamiento del flujo de información correspondiente a una unidad móvil dada desde una o más sedes celulares al combinador 304 de diversidad o al correspondiente combinador de diversidad determinado por una señal del procesador 300 de control del sistema. Cuando el sistema no se halla en modalidad de diversidad celular, o bien puede pasarse por alto el combinador 304 de diversidad o bien puede transmitirse a éste la misma información por cada puerto de entrada.

Se proporciona en paralelo una pluralidad de combinadores de diversidad y un vocodificador acoplados en serie (nominalmente, uno por cada llamada a procesar). El combinador 304 de diversidad compara los indicadores de calidad de señal que acompañan a los bits de información de las dos o más señales de sede celular. El combinador 304 de diversidad selecciona los bits correspondientes a la sede celular de calidad más alta, de trama en trama de información, para pasarlos al vocodificador 306.

El vocodificador 306 convierte el formato de la señal de voz digitalizada en un formato estándar de teléfono PCM de 64 Kbits/s, un formato analógico o cualquier otro formato estándar. Las señales resultantes se transmiten desde el vocodificador 306 hasta el conmutador digital 308. Bajo control del procesador 300 de control del sistema, la llamada es encaminada hacia la PSTN.

Las señales de voz que proceden de la PSTN y están destinadas a las unidades móviles se proporcionan al conmutador digital 308 para su acoplamiento con un vocodificador digital adecuado, tal como el vocodificador 306 bajo control del procesador 300 de control del sistema. El vocodificador 306 codifica las señales de voz digitalizadas de

5 entrada y proporciona el flujo de bits de información resultante directamente al conmutador digital 302. El conmutador digital 302, bajo control del procesador de control del sistema, dirige los datos codificados a la sede celular o las sedes celulares con las que la unidad móvil se está comunicando. Aunque como se ha indicado anteriormente dicha información transmitida a la MTSO es voz analógica, también se prevé que pueda transmitirse información digital en el sistema. Para asegurar la compatibilidad con el sistema, debe procurarse un entramado adecuado de los datos.

10 Si la unidad móvil se halla en modalidad de traspaso de llamadas y está comunicándose con múltiples sedes celulares, o se halla en modalidad de diversidad celular, el conmutador digital 302 encamina las llamadas hacia las sedes celulares adecuadas para su transmisión por el transmisor de la sede celular adecuada hasta la unidad móvil receptora deseada. No obstante, si la unidad móvil se está comunicando sólo con una sede celular o no está en modalidad de diversidad de células, la señal se dirige únicamente hacia una sede celular.

15 El procesador 300 de control del sistema proporciona control sobre los conmutadores digitales 302 y 306 para encaminar los datos hacia la MTSO y viceversa. El procesador 300 de control del sistema también determina la asignación de llamadas a las sedes celulares y a los vocodificadores de la MTSO. Además, el procesador 300 de control del sistema se comunica con cada procesador de control de sede celular respecto a la asignación de llamadas particulares entre la MTSO y la sede celular, y la asignación de códigos de PN para las llamadas. Debería sobrentenderse además que, aunque los conmutadores digitales 302 y 306 se ilustran en la Figura 8 como dos conmutadores separados, sin embargo, esta función puede ser llevada a cabo por una sola unidad física de conmutación.

20 Cuando la modalidad de diversidad celular está activa, la unidad móvil utiliza el receptor de búsqueda para identificar y adquirir la señal de propagación por trayectorias múltiples más intensa de ambas sedes celulares. Los receptores de datos digitales serán controlados por el receptor de búsqueda y el procesador de control para demodular las señales más intensas. Cuando el número de receptores sea inferior al número de sedes celulares que transmiten información en paralelo, es posible disponer de una capacidad de diversidad con conmutación. Por ejemplo, si sólo se dispone de un receptor de datos y dos sedes celulares están transmitiendo, el buscador supervisará las señales piloto de ambas sedes celulares y elegirá la señal más intensa para ser demodulada por el receptor. En esta realización, esta elección puede llevarse a cabo una vez por trama de vocodificador, o cada 20 ms aproximadamente.

25 El procesador de control del sistema tiene la responsabilidad de asignar receptores y moduladores de datos digitales en la sede celular para el procesamiento de llamadas particulares. Por lo tanto, en el enlace de célula a unidad móvil, el procesador de control del sistema controla la asignación de secuencias de Walsh utilizadas en la sede celular en la transmisión de una llamada particular a la unidad móvil. Además, el procesador de control del sistema controla las secuencias de Walsh y códigos de PN recibidos. En el enlace de unidad móvil a célula, el procesador de control del sistema también controla los códigos de PN del usuario de la unidad móvil para la llamada. Por consiguiente, se transmite información de asignación desde la MTSO a la sede celular y de ahí a la célula y al móvil. Asimismo, el procesador de control del sistema supervisa el desarrollo de la llamada, la calidad de las señales e inicia la liberación de recursos cuando se pierde la señal.

### 30 Enlace de unidad móvil a célula

35 En el enlace de unidad móvil a célula, las características del canal determinan la modificación de la técnica de modulación. En particular, ya no es factible utilizar una portadora piloto tal como se utiliza en el enlace de célula a unidad móvil. La portadora piloto debe ser más potente que una portadora de voz para proporcionar una buena referencia de fase para la modulación de datos. Puesto que la sede celular transmite muchas portadoras de voz a la vez, una sola señal piloto puede ser compartida por todas las portadoras de voz. Por consiguiente, la potencia de la señal piloto por portadora de voz es bastante reducida.

40 En el enlace de unidad móvil a célula, no obstante, habitualmente sólo existe una portadora de voz por unidad móvil. Si se utilizara una señal piloto, se necesitaría una magnitud de potencia bastante superior a la de la portadora de voz. Como es obvio, esta situación no es deseable, puesto que la capacidad global del sistema se vería sumamente reducida debido a la interferencia ocasionada por la presencia de un gran número de señales piloto de alta potencia. Por lo tanto, debe utilizarse una modulación con capacidad de demodulación eficaz sin señal piloto.

45 Puesto que el canal de unidad móvil a célula es corrompido por el desvanecimiento de Rayleigh y da por resultado una fase de canal de variación rápida, las técnicas de demodulación coherente, tales como un bucle de Costas que deduce la fase a partir de la señal recibida, no son factibles. Pueden emplearse otras técnicas, tales como la modulación PSK diferencialmente coherente, aunque éstas no pueden proporcionar el nivel deseado de prestaciones de la relación señal-ruido.

50 Por lo tanto, debería emplearse una forma de señalización ortogonal como la binaria, la cuaternaria o la de orden m. En la realización ejemplar, se emplea una técnica de señalización ortogonal de orden 64 que utiliza funciones de Walsh. El demodulador para la señalización ortogonal de orden m requiere coherencia de canal sólo durante la transmisión del símbolo de orden m. En la realización ejemplar, esto equivale sólo a dos tiempos de bit.

55 El procedimiento de codificación y modulación del mensaje empieza con un codificador convolutivo de longitud de restricción  $K = 9$  y una velocidad de código  $r = 1/3$ . A una velocidad de transmisión de datos nominal de 9.600 bits

5 por segundo, el codificador genera 28.800 símbolos binarios por segundo. Éstos se agrupan en caracteres que contienen 6 símbolos cada uno a una velocidad de 4.800 caracteres por segundo, disponiéndose de 64 caracteres posibles. Cada carácter se codifica en una secuencia de Walsh de longitud 64 que contiene 64 bits binarios o “segmentos”. La frecuencia de segmentos de Walsh del orden 64 es de 307.200 segmentos por segundo en la realización ejemplar.

10 A continuación, los segmentos de Walsh se “cubren” o multiplican por una secuencia de PN que se ejecuta a la frecuencia de 1,2288 MHz. A cada unidad móvil se le asigna una secuencia de PN única para esta finalidad. Esta secuencia de PN puede asignarse a la unidad móvil sólo mientras dura la llamada o bien de forma permanente. La secuencia de PN asignada se denomina en el presente documento secuencia de PN del usuario. El generador de secuencias de PN de usuario se ejecuta a una frecuencia de reloj de 1,2288 MHz para generar cuatro segmentos de PN por cada segmento de Walsh.

15 Por último, se generan un par de secuencias de PN cortas de longitud 32.768. En la realización ejemplar, se utilizan las mismas secuencias que en el enlace de célula a unidad móvil. A continuación, la secuencia de segmentos de Walsh cubierta por la secuencia de PN de usuario se cubre o multiplica por cada una de las dos secuencias de PN cortas. Las dos secuencias resultantes aplican luego modulación de fase bivalente a un par de señales sinusoidales en cuadratura y que se suman en una sola señal. La señal resultante se filtra luego con un filtro de paso de banda, se pasa a la frecuencia de RF final, se amplifica, se filtra y se difunde mediante la antena de la unidad móvil. Como se ha indicado en relación con la señal de célula a unidad móvil, puede intercambiarse el orden de las operaciones de filtrado, amplificación, conversión y modulación.

20 En una realización alternativa, podrían generarse y utilizarse dos fases diferentes del código de PN de usuario para modular las dos fases portadoras de la onda en cuadratura de fase, prescindiendo de la necesidad de utilización de las secuencias de longitud 32.768. En otra alternativa más, el enlace de unidad móvil a célula podría utilizar sólo modulación de fase bivalente y, por lo tanto, prescindir también de la necesidad de las secuencias cortas.

25 El receptor de sede celular para cada señal genera las secuencias de PN cortas y la secuencia de PN de usuario para cada señal de unidad móvil activa que se recibe. El receptor correlaciona la energía de la señal recibida con cada una de las ondas codificadas en correlacionadores independientes. Cada una de las salidas de correlacionador se procesa por separado para demodular la codificación de orden 64 y la codificación convolutiva, utilizando un procesador de transformada rápida de Hadamard y un descodificador del algoritmo de Viterbi.

30 En otro esquema de modulación alternativo para el enlace de unidad móvil a célula, se utilizaría el mismo esquema de modulación que para el enlace de célula a unidad móvil. Cada unidad móvil utilizaría el par de códigos del sector de longitud 32.768 como códigos externos. El código interno utilizaría una secuencia de Walsh de longitud 64 que se asigna a la unidad móvil para su utilización mientras se halla en ese sector. Para el enlace de unidad móvil a célula, nominalmente se asigna a la unidad móvil la misma secuencia de Walsh que la asignada para el enlace de célula a unidad móvil.

35 El sistema anterior de codificación de PN ortogonal limita el ensanchamiento del ancho de banda disponible que puede utilizar el sistema de modulación a una frecuencia máxima de la frecuencia de segmentos dividida por 64, o 19.200 Hz para las cantidades utilizadas en la realización ejemplar. Esto excluiría la utilización de codificación de orden  $m$  con un número  $m$  elevado como se ha descrito para la realización ejemplar. No obstante, como alternativa, puede utilizarse un código convolutivo de velocidad  $r = 1/2$  y longitud de restricción  $K = 9$ , con modulación por desplazamiento de fase bivalente diferencial de los símbolos binarios codificados. El modulador en la sede celular podría elaborar una referencia de fase durante un corto intervalo utilizando la técnica descrita en el artículo “Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier with Application to Burst Digital Transmission” [“Estimación no lineal de portadora modulada por PSK con aplicación a la transmisión digital por ráfagas”] de Andrew J. Viterbi y Audrey M. Viterbi, IEEE Transactions On Information Theory, vol. IT-29, nº 4, julio de 1983. Por ejemplo, podría obtenerse el valor medio de una referencia de fase sólo con 4 símbolos, siendo suficiente la coherencia de canal aportada por el sistema de orden 64 anterior.

45 El rendimiento del sistema alternativo recién descrito, no obstante, será inferior al de la realización preferida en presencia de desvanecimiento severo de Rayleigh y en condiciones de propagación por trayectorias múltiples. No obstante, en ciertos entornos en los que el desvanecimiento y la propagación por trayectorias múltiples son menos severos como, por ejemplo, en el canal de satélite a unidad móvil y en ciertos canales de tierra a unidad móvil, el rendimiento del sistema alternativo podría ser mejor que el de la realización preferida. Esto puede suceder, debido a que la ganancia obtenida cuando se hace que las señales sean ortogonales entre sí puede superar la pérdida de eficacia de detección del esquema DPSK.

55 Para satisfacer el requisito de alineación temporal en las funciones de Walsh ortogonales para el enlace alternativo de unidad móvil a célula, cada receptor celular determina el error temporal a partir de la temporización nominal de cada señal recibida. Si una señal recibida dada se retarda en el tiempo, entonces el modulador y el transmisor asociado a la célula transmitirán un comando a esta unidad móvil para adelantar su temporización de transmisión en un pequeño incremento. Por el contrario, si la temporización de la señal recibida desde una unidad móvil va por delante de la temporización nominal, se transmite un comando a la unidad móvil para retardarla en un pequeño incremento. Los incrementos de ajuste de temporización se llevan a cabo en intervalos del orden de  $1/8$  de segmento de

PN o de 101,7 nanosegundos. Los comandos se transmiten a una frecuencia relativamente baja, del orden de 10 a 50 Hz, y constan de un solo bit introducido en el flujo de datos de voz digitales.

5 Durante una operación de traspaso suave de llamadas, la unidad móvil recibirá señales desde dos o más células. Debido a que la unidad móvil sólo puede alinear su temporización en respuesta a los comandos de ajuste de temporización de una de las células, la unidad móvil normalmente desplazará su temporización en respuesta a los comandos recibidos desde la célula que se recibe con más intensidad. La señal transmitida por la unidad móvil estará, pues, alineada temporalmente con la célula con la que tiene la mejor trayectoria. De lo contrario, se producirá una interferencia mutua mayor con los otros usuarios.

10 Si cada receptor de célula que recibe una señal móvil lleva a cabo las anteriores operaciones de medición de errores de tiempo y de transmisión de corrección, todas las señales recibidas por las unidades móviles serán recibidas normalmente con la misma temporización aproximada, dando por resultado una reducción de la interferencia.

15 La Figura 9 ilustra, en forma de un diagrama en bloques, un ejemplo de aparato de teléfono de CDMA de unidad móvil. El aparato de teléfono de CDMA de unidad móvil incluye una antena 430 que está acoplada, a través del diplexor 432, al receptor analógico 344 y al amplificador 436 de potencia de transmisión. La antena 430 y el diplexor 432 son de diseño estándar y permiten la transmisión y recepción simultánea a través de una sola antena. La antena 430 recoge las señales transmitidas y las proporciona, a través del diplexor 432, al receptor analógico 434. El receptor 434 recibe las señales de frecuencia RF del diplexor 432, que habitualmente se hallan en la banda de frecuencias de 850 MHz, para su amplificación y reducción de frecuencia hasta una frecuencia IF. Este procedimiento de conversión se lleva a cabo utilizando un sintetizador de frecuencias de diseño estándar, que permite que el receptor se sintonice con cualquiera de las frecuencias que se hallan dentro de la banda de frecuencias de recepción de la banda de frecuencias global del teléfono celular. Las señales también se filtran y digitalizan para proporcionarlas a los receptores 540 y 542 de datos digitales junto con el receptor 544 de búsqueda.

25 En la Figura 10, se ilustran adicionalmente los detalles del receptor 434. Las señales que se reciben desde la antena 430 se proporcionan al reductor 500 de frecuencia que consiste en el amplificador RF 502 y el mezclador 504. Las señales recibidas se proporcionan como entrada al amplificador RF 502, donde se amplifican y proporcionan como entrada al mezclador 504. Al mezclador 504 se le proporciona otra entrada que es la señal emitida desde el sintetizador 506 de frecuencias. Las señales con amplificación de RF se convierten en el mezclador 504 en señales de frecuencia IF, tras ser mezcladas con la señal proporcionada por el sintetizador de frecuencias.

30 Las señales IF se emiten desde el mezclador 504 al filtro 508 de paso de banda (BPF), que suele ser un filtro Surface Acoustic Wave (SAW) que tiene una banda de paso de 1,25 MHz aproximadamente, donde se someten a filtrado de paso de banda. Las características del filtro SAW se eligen para que coincidan con la onda de la señal transmitida por la sede celular. La señal transmitida por la sede celular es una señal de espectro ensanchado de secuencia directa que se modula mediante una secuencia de PN sincronizada a una frecuencia predeterminada que, en la realización ejemplar, es de 1,2288 MHz. La frecuencia de reloj se elige como un entero múltiplo de la velocidad de transmisión de datos de banda de base de 9,6 kbits/s.

35 Las señales filtradas se pasan del BPF 508 a un amplificador 510 IF de ganancia variable como entrada, donde las señales se vuelven a amplificar. Las señales con amplificación de IF se pasan del amplificador IF 510 al convertidor 512 de analógico a digital (A/D), donde se digitalizan las señales. La conversión de la señal IF en una señal digital se produce a una frecuencia de reloj de 9,8304 MHz, en la realización ejemplar, que es exactamente ocho veces la frecuencia de segmentos de PN. Aunque el convertidor (A/D) 512 se ilustra como parte del receptor 534, también puede formar parte, en cambio, de los receptores de datos y de búsqueda. Las señales IF digitalizadas se transmiten desde el convertidor (A/D) 512 hasta los receptores 440 y 442 de datos y el receptor 444 de búsqueda.

45 El receptor 434 también lleva a cabo una función de control de potencia para ajustar la potencia de transmisión de la unidad móvil. También se acopla un circuito 514 de control automático de ganancia (AGC) a la salida del amplificador IF 510. En respuesta al nivel de la señal con amplificación IF, el circuito AGC 514 proporciona una señal de retroalimentación a la entrada de control de ganancia del amplificador IF 510. El receptor 434 también utiliza el circuito AGC 514 para generar una señal de control de potencia analógica que se proporciona a los circuitos 438 de control de potencia de transmisión.

50 En la Figura 9, se muestra cómo la señal digitalizada obtenida del receptor 434 se proporciona a los receptores 440 y 442 de datos digitales y al receptor 444 de búsqueda. Debería sobrentenderse que una unidad móvil de bajo rendimiento y precio podría tener sólo un receptor de datos, mientras que las unidades de rendimiento más alto pueden tener dos o más para permitir la recepción de diversidad.

55 La señal IF digitalizada puede contener las señales de muchas llamadas en curso junto con las portadoras piloto transmitidas por la sede celular actual y todas las sedes celulares colindantes. La función de los receptores 440 y 442 es correlacionar las muestras IF con la secuencia de PN adecuada. Este procedimiento de correlación proporciona una propiedad bien conocida en la técnica como "ganancia de procesamiento" que mejora la relación señal-interferencia de una señal que coincide con la secuencia de PN adecuada, mientras que no mejora otras señales. El resultado de la correlación se detecta luego de forma sincrónica utilizando la portadora piloto de la sede celular más cercana como una

referencia de fase portadora. El resultado de este procedimiento de detección es una secuencia de símbolos de datos codificados.

Una propiedad de la secuencia de PN, según se usa en la presente invención, es que se proporciona discriminación contra señales de propagación por trayectorias múltiples. Cuando la señal llega al receptor de la unidad móvil tras haber pasado por más de una trayectoria, habrá una diferencia en el tiempo de recepción de la señal. Esta diferencia de tiempo de recepción corresponde a la diferencia de distancia dividida por la velocidad de propagación. Si esta diferencia de tiempo sobrepasa un microsegundo, el procedimiento de correlación discriminará entre las trayectorias. El receptor puede elegir si rastrea y recibe la trayectoria adelantada o la atrasada. Si se dispone de dos receptores como, por ejemplo, los receptores 440 y 442, entonces se podrán rastrear y procesar en paralelo dos trayectorias independientes.

El receptor 444 de búsqueda, bajo control del procesador 446 de control, es para explorar constantemente el dominio temporal en torno al tiempo nominal de una señal piloto recibida de la sede celular en búsqueda de otras señales piloto de propagación por trayectorias múltiples de la misma sede celular y de señales piloto transmitidas por otra sede celular. El receptor 444 medirá la intensidad de todas las recepciones de una onda deseada en tiempos que no sean el tiempo nominal. El receptor 444 compara la intensidad de señal en las señales recibidas. El receptor 444 proporciona una señal de intensidad de señal al procesador 446 de control que indica las señales más intensas.

El procesador 446 proporciona señales de control a los receptores 440 y 442 de datos para que cada uno de éstos procese una señal diferente de las más intensas. En algunas ocasiones, la señal piloto transmitida por otra sede celular tiene una intensidad de señal superior a la intensidad de la señal de la sede celular actual. Entonces, el procesador 446 de control generaría un mensaje de control para transmitirlo al controlador del sistema por medio de la sede celular actual, en el que se solicita la transferencia de la célula a la sede celular que corresponde a la señal piloto más intensa. Los receptores 440 y 442 pueden por lo tanto procesar llamadas a través de dos sedes celulares diferentes.

Durante una operación de traspaso suave de llamadas, la unidad móvil recibirá señales de dos o más células. Debido a que la unidad móvil sólo puede alinear su temporización en respuesta a los comandos de ajuste de temporización de una de las células, la unidad móvil normalmente desplazará su temporización en respuesta a los comandos recibidos desde la célula que se recibe con más intensidad. La señal transmitida por la unidad móvil estará así alineada temporalmente con la célula con la que tiene la mejor trayectoria. En caso contrario, se producirá una mayor interferencia mutua con el resto de usuarios.

En la Figura 10 se ilustra con mayor detalle un ejemplo de receptor tal como el receptor 440 de datos. El receptor 440 de datos incluye los generadores 516 y 518 de PN que generan las secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$  de forma que se correspondan con las generadas por la sede celular. Se proporcionan señales de temporización y control de secuencia a los generadores 516 y 518 de PN desde el procesador 446 de control. El receptor 440 de datos también incluye el generador 520 de Walsh que proporciona la función de Walsh adecuada para la comunicación de la sede celular con esta unidad móvil. El generador 520 de Walsh genera, en respuesta a señales de temporización (no mostradas) y una señal de selección de función del procesador de control, una señal correspondiente a una secuencia de Walsh asignada. La señal de selección de función es transmitida por la sede celular a la unidad móvil como parte del mensaje de establecimiento de llamada. Las secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$  proporcionadas por los generadores 516 y 518 de PN son introducidas respectivamente en las compuertas 522 y 524 de O exclusivo. El generador 520 de Walsh proporciona su salida a ambas compuertas 522 y 524 de O exclusivo, donde se aplica la operación O exclusivo a las señales y se proporcionan las secuencias  $PN_I'$  y  $PN_Q'$ .

Las secuencias  $PN_I'$  y  $PN_Q'$  se proporcionan al receptor 440, donde se introducen en el correlacionador QPSK 526 de PN. El correlacionador 526 de PN puede construirse de forma similar al correlacionador de PN de los receptores digitales de la sede celular. El correlacionador 526 de PN correlaciona los datos del canal I y Q recibidos con las secuencias  $PN_I'$  y  $PN_Q'$  y proporciona los datos de canal I y Q correlacionados a los correspondientes acumuladores 528 y 530. Los acumuladores 528 y 530 acumulan la información de entrada durante un período de un símbolo, o 64 segmentos. Las salidas del acumulador se proporcionan al rotador 532 de fase que también recibe una señal de fase piloto desde el procesador 446 de control. La fase de los datos de símbolos recibidos se hace rotar según la fase de la señal piloto determinada por el receptor de búsqueda y el procesador de control. La salida del rotador 532 de fase son los datos del canal I que se proporcionan a los circuitos del desentrelazador y del descodificador.

El procesador 446 de control también incluye el generador 534 de PN que genera la secuencia de PN de usuario en respuesta a una dirección de unidad móvil o Identificador de usuario introducido. La secuencia de PN obtenida del generador 534 de PN se proporciona a los circuitos del combinador de diversidad y del descodificador. Puesto que la señal de célula a unidad móvil se aleatoriza con la secuencia de PN de la dirección del usuario móvil, la salida del generador 534 de PN se utiliza para desaleatorizar la señal transmitida por la sede celular, destinada a este usuario móvil, que es similar a la del receptor de la sede celular. El generador 534 de PN proporciona en particular la secuencia de PN de salida a los circuitos del desentrelazador y del descodificador, donde se utiliza para desaleatorizar los datos de usuario aleatorizados. Aunque la aleatorización se describe en relación con una secuencia de PN, se prevé que puedan utilizarse otras técnicas de aleatorización bien conocidas en la técnica.

Las salidas de los receptores 440 y 442 se proporcionan, entonces, a los circuitos 448 del combinador de diversidad y del descodificador. Los circuitos del combinador de diversidad contenidos en los circuitos 448 simplemente ajustan la temporización de los dos flujos de símbolos recibidos para alinearlos y los suman. Este procedimiento de suma puede continuar con la multiplicación de los dos flujos por un número correspondiente a las intensidades de señal relativas de los dos flujos. Esta operación puede considerarse una combinación de diversidad de tasa máxima. El flujo de señales combinadas resultante se descodifica a continuación utilizando un descodificador de corrección de errores en recepción (FEC), incluido también en los circuitos 448. El equipo de banda de base digital habitual es un sistema de vocodificador digital. El sistema de CDMA está diseñado para adaptarse a una diversidad de diseños de vocodificador diferentes.

Los circuitos 450 de banda de base habitualmente incluyen un vocodificador digital (no mostrado) que puede ser de tipo de velocidad variable como el dado a conocer en la solicitud de patente de tramitación compartida indicada anteriormente. Los circuitos 450 de banda de base sirven además de interfaz con un microteléfono o cualquier otro tipo de dispositivo periférico. Los circuitos 450 de banda de base se adaptan a una diversidad de diseños de vocodificador diferentes. Los circuitos 450 de banda de base proporcionan señales de información de salida al usuario según la información proporcionada a los mismos desde los circuitos 448.

En el enlace de unidad móvil a célula habitualmente se proporcionan señales de voz analógicas, a través de un microteléfono, como entrada a los circuitos 450 de banda de base. Los circuitos 450 de banda de base incluyen un convertidor de analógico a digital (A/D) (no mostrado) que convierte la señal analógica en una señal digital. La señal digital se proporciona al vocodificador digital, donde se codifica. La salida del vocodificador se proporciona al circuito de codificación con corrección de errores en recepción (FEC) (no mostrado) para la corrección de errores. En la realización ejemplar, la codificación con corrección de errores implementada es un esquema de codificación convolutivo. La señal codificada y digitalizada se transmite desde los circuitos 450 de banda de base al modulador 452 de transmisión.

El modulador 452 de transmisión aplica en primer lugar codificación de Walsh a los datos de transmisión y luego modula la señal codificada sobre una señal portadora de PN, cuya secuencia de PN se elige según la función de dirección asignada para la llamada. La secuencia de PN es determinada por el procesador 446 de control a partir de la información de establecimiento de llamada que transmite la sede celular y que es decodificada por los receptores 440 y 442 y el procesador 446 de control. Como alternativa, el procesador 446 de control puede determinar la secuencia de PN mediante un acuerdo previo con la sede celular. El procesador 446 de control proporciona la información de secuencia de PN al modulador 452 de transmisión y a los receptores 440 y 442 para la descodificación de la llamada.

La salida del modulador 452 de transmisión se proporciona a los circuitos 438 de control de potencia de transmisión. La potencia de transmisión de la señal es controlada por la señal de control de potencia analógica proporcionada por el receptor 434. Los bits de control transmitidos por las sedes celulares en forma de comando de ajuste de potencia son procesados por los receptores 440 y 442 de datos. El comando de ajuste de potencia es utilizado por el procesador 446 de control para establecer el nivel de potencia en la transmisión de la unidad móvil. En respuesta a este comando, el procesador 446 de control genera una señal de control de potencia digital que se proporciona a los circuitos 438. En la solicitud de patente de tramitación conjunta mencionada anteriormente, puede obtenerse más información acerca de la relación de los receptores 440 y 442, el procesador 446 de control y el control 438 de potencia de transmisión con respecto al control de potencia.

Los circuitos 438 de control de potencia de transmisión transmiten la señal modulada con potencia controlada a los circuitos 436 del amplificador de potencia de transmisión. Los circuitos 436 amplifican y convierten la señal IF en una señal de frecuencia RF, mezclándola con una señal de salida del sintetizador de frecuencias que sintoniza la señal a la frecuencia de salida adecuada. Los circuitos 436 incluyen un amplificador que amplifica la potencia hasta un nivel de salida final. La señal de transmisión deseada se transmite desde los circuitos 436 hasta el diplexor 432. El diplexor 432 acopla la señal a la antena 340 para su transmisión a las sedes celulares.

El procesador 446 de control también es capaz de generar mensajes de control como, por ejemplo, peticiones de modalidad de diversidad de células y comandos de terminación de comunicación de sede celular. Estos comandos se proporcionan al modulador 452 de transmisión para su transmisión. El procesador 446 de control es sensible a los datos recibidos desde los receptores 440 y 442 de datos y el receptor 444 de búsqueda, para tomar decisiones relativas al traspaso de llamadas y la combinación de diversidad.

En relación con la transmisión por la unidad móvil, la señal de voz analógica del usuario móvil se hace pasar en primer lugar a través de un vocodificador digital. A continuación, la salida del vocodificador se somete en secuencia a codificación con corrección de errores en recepción (FEC), codificación mediante secuencia ortogonal de orden 64 y modulación sobre una señal portadora de PN. La secuencia ortogonal de orden 64 es generada por un codificador de funciones de Walsh. El codificador es controlado mediante la recopilación de seis salidas de símbolos binarios sucesivos del codificador FEC convolutivo. Los seis símbolos binarios en conjunto determinan cuál de las 64 secuencias de Walsh posibles se transmitirá. La secuencia de Walsh tiene una longitud de 64 bits. Por lo tanto, la frecuencia de "segmentos" de Walsh debe ser  $9.600 * 3 * (1/6) * 64 = 307.200$  Hz para una velocidad de transmisión de datos de 9.600 bits/s.

En el enlace de unidad móvil a célula, se utiliza una secuencia de PN corta común para todas las portadoras de

voz del sistema, mientras que la codificación de direcciones de usuario se efectúa utilizando el generador de secuencias de PN de usuario. La secuencia de PN de usuario se asigna de forma exclusiva a la unidad móvil para la duración de la llamada, por lo menos. La secuencia de PN de usuario se somete a la operación O exclusivo con las secuencias de PN comunes, que son secuencias de registro de desplazamiento lineal de longitud máxima aumentada hasta la longitud 32.768. A continuación, cada una de las señales binarias resultantes aplica modulación de fase bivalente a una portadora en cuadratura, y éstas se suman para generar una señal compuesta, se pasan por el filtro de paso de banda y se convierten en una señal de frecuencia IF. En la realización ejemplar, una parte del procedimiento de filtrado es efectivamente llevado a cabo por un filtro digital de respuesta de impulso finito (FIR) que opera sobre la salida de secuencia binaria.

A continuación, se controla la potencia de la salida del modulador mediante las señales del procesador de control digital y el receptor analógico, y ésta se convierte a la frecuencia RF de funcionamiento mezclándola con un sintetizador de frecuencias que sintoniza la señal a la frecuencia de salida adecuada y, luego, se amplifica hasta el nivel de salida final. Finalmente, la señal de transmisión se transmite al diplexor y a la antena.

La Figura 11 ilustra una realización preferida, aunque ejemplar, del modulador 452 de transmisión de la unidad móvil. Los datos se transmiten en formato digital desde los circuitos de banda de base digitales al codificador 600, donde, en la realización ejemplar, se les aplica codificación convolutiva. La salida del codificador 600 se proporciona al entrelazador 602 que, en la realización ejemplar, es un entrelazador de bloques. Los símbolos entrelazados se pasan del entrelazador 602 de bloques al codificador 604 de Walsh del modulador 452 de transmisión. El codificador 604 de Walsh utiliza los símbolos de entrada para generar una salida de secuencia de código. La secuencia de Walsh se proporciona a una entrada de la compuerta 606 de O exclusivo.

El modulador 452 de transmisión incluye además el generador 608 de PN que recibe la dirección de la unidad móvil como entrada cuando determina la secuencia de PN de salida. El generador 608 de PN genera la secuencia de 42 bits específica del usuario, tal como se ha indicado con referencia a las Figuras 3 y 4. Un atributo adicional del generador 608 de PN que es común a todos los generadores de PN de usuario y que todavía no se ha descrito es la utilización de una técnica de enmascaramiento para generar la secuencia de PN de usuario de salida. Por ejemplo, se proporciona una máscara de 42 bits para dicho usuario, siendo cada uno de los bits de la máscara de 42 bits sometido a la operación O exclusivo con un bit obtenido de cada registro de la serie de registros de desplazamiento que componen el generador de PN. Los resultados de la máscara y la operación O exclusivo mediante bits de registros de desplazamiento se someten a continuación a la operación O exclusivo conjuntamente para generar la salida del generador de PN que se utiliza como secuencia de PN de usuario. La secuencia de PN de salida del generador 608 de PN, es decir, la secuencia  $PN_U$ , se introduce en la compuerta 606 de O exclusivo. Los datos de símbolos de Walsh y la secuencia  $PN_U$  se someten a la operación O exclusivo en la compuerta 606 de O exclusivo y se proporcionan como la entrada a ambas puertas 610 y 612 de O exclusivo.

El modulador 452 de transmisión incluye además los generadores 614 y 616 de PN que, respectivamente, generan las secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$ . Todas las unidades móviles utilizan las mismas secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$ . Estas secuencias de PN son, en la realización ejemplar, el desplazamiento cero utilizado en las comunicaciones de célula a unidad móvil. La otra entrada de las compuertas 610 y 612 de O exclusivo recibe, respectivamente, las secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$  obtenidas de los generadores de 614 y 616 de PN. Con la salida proporcionada al control 438 de potencia de transmisión (Figura 9), se efectúa la operación O exclusivo de las secuencias  $PN_I$  y  $PN_Q$  en las respectivas compuertas de O exclusivo.

En la realización ejemplar, el enlace de unidad móvil a célula utiliza el código convolutivo de velocidad  $r = 1/3$  con longitud de restricción  $K = 9$ . Los generadores para el código son  $G_1 = 557$  (octal),  $G_2 = 663$  (octal) y  $G_3 = 711$  (octal). De forma similar al enlace de célula a unidad móvil, se utiliza repetición del código para adaptarse a las cuatro velocidades de transmisión de datos diferentes que el vocodificador genera para cada trama de 20 ms. A diferencia del enlace de célula a unidad móvil, los símbolos de código repetidos no se transmiten por aire a niveles bajos de energía, sino que, en cambio, sólo se transmite un símbolo de código de un grupo de repetición al nivel de potencia nominal. Para concluir, la repetición de código en la realización ejemplar se utiliza simplemente como recurso para adaptar el esquema de velocidad de datos variable en la estructura de entrelazado y modulación, como se indicará en los siguientes párrafos.

En el enlace de unidad móvil a célula, se usa un entrelazador de bloques que abarca un intervalo de 20 ms, que coincide exactamente con una trama de vocodificador. El número de símbolos de código en 20 ms, suponiendo que la velocidad de transmisión de datos sea de 9.600 bits/s y la velocidad de código  $r = 1/3$ , es de 576. Los parámetros N y B, donde N es igual al número de filas y B es igual al número de columnas de la matriz del entrelazador, son 32 y 18, respectivamente. Los símbolos de código se escriben en la matriz de la memoria del entrelazador por filas y se leen por columnas.

El formato de modulación es de señalización ortogonal de orden 64. En otras palabras, los símbolos de código entrelazados se agrupan en grupos de seis para seleccionar una de las 64 ondas ortogonales. Las ondas ortogonales de orden 64 son las mismas funciones de Walsh utilizadas como secuencias de cubrimiento en el enlace de célula a unidad móvil.

El intervalo de tiempo de modulación de datos es igual a 208,33  $\mu$ s y se denomina intervalo de símbolos de Walsh. A 9.600 bits/s, 208,33  $\mu$ s corresponden a 2 bits de información y equivalen a 6 símbolos de código a una velocidad de símbolos de código igual a 28.800 s/s. El intervalo de símbolos de Walsh se subdivide en 64 intervalos de tiempo de igual longitud, denominados segmentos de Walsh, cada uno de los cuales tiene una duración de 208,33 / 64 = 3,25  $\mu$ s. La frecuencia de segmentos de Walsh es pues de 1/3,25  $\mu$ s = 307,2 kHz. Puesto que la frecuencia de ensanchamiento de PN es simétrica en los dos enlaces, es decir, de 1,2288 MHz, existen exactamente 4 segmentos de PN por segmento de Walsh.

Se utilizan un total de tres generadores de PN en la trayectoria del enlace de unidad móvil a célula: el generador de PN de 42 bits específico del usuario y el par de generadores de PN de canal I y Q de 15 bits. Tras la operación de ensanchamiento específica del usuario, la señal se ensancha mediante QPSK de la misma forma que en el enlace de célula a unidad móvil. A diferencia del enlace de célula a unidad móvil, en el que cada sector o célula se identificaba mediante secuencias exclusivas de longitud  $2^{15}$ , aquí todas las unidades móviles utilizan las mismas secuencias de PN, I y Q. Estas secuencias de PN son las secuencias de desplazamiento cero utilizadas en el enlace de célula a unidad móvil, denominadas también secuencias piloto.

La repetición del código y la reducción a escala de la energía se utilizan en el enlace de célula a unidad móvil para adaptarse a las velocidades variables generadas por el vocodificador. El enlace de unidad móvil a célula utiliza un sistema diferente basado en una transmisión en ráfagas.

El vocodificador genera cuatro velocidades de transmisión de datos diferentes: 9.600, 4.800, 2.400 y 1.200 bits/s, sobre tramas de 20 ms, como en el enlace de célula a unidad móvil. Los bits de información son codificados por el codificador convolutivo de velocidad  $r = 1/3$  y los símbolos de código se repiten 2, 4 y 8 veces a las tres velocidades de transmisión de datos más bajas. Por consiguiente, la velocidad de símbolos de código se mantiene constante a 28.800 s/s. Después de ser codificados, los símbolos de código son entrelazados por el entrelazador de bloques que abarca exactamente una trama de vocodificador o 20 ms. Cada 20 ms, el codificador convolutivo genera un total de 576 símbolos de código, algunos de los cuales podrían ser símbolos repetidos.

La secuencia de símbolos de código transmitida se muestra en la Figura 12. Debe observarse que una trama de vocodificador, es decir un intervalo de 20 ms, se ha subdividido en 16 ranuras, cada una de las cuales tiene una duración de 1,25 ms. En el enlace de unidad móvil a célula, las cifras son tales que, en cada ranura, hay 36 símbolos de código a la velocidad de 28.800 s/s, que equivalen a 6 símbolos de Walsh a la velocidad de 4.800 s/s. A la velocidad de 1/2, es decir, 4.800 bits/s, las ranuras se agrupan en 8 grupos de 2 ranuras cada uno. A la velocidad de 1/4, es decir, 2.400 bits/s, las ranuras se agrupan en 4 grupos de 4 ranuras cada uno y, por último, a la velocidad de 1/8, es decir, 1.200 bits/s, las ranuras se agrupan en 2 grupos de 8 ranuras cada uno.

En la Figura 12 se ilustra con mayor detalle un ejemplo de patrón de transmisión de símbolos en ráfagas. Por ejemplo, a la velocidad de 1/4, es decir, 2.400 bits/s, durante la cuarta ranura del primer grupo, la cuarta y la octava filas de la matriz de la memoria del entrelazador se leen por columnas y se transmiten en secuencia. La posición de la ranura para los datos transmitidos debe aleatorizarse para reducir la interferencia.

En la Figura 13 se ilustra la temporización del enlace de unidad móvil a célula. La Figura 13 amplía el diagrama de temporización de la Figura 7 para incluir los canales de unidad móvil a célula, es decir, de voz y acceso. La sincronización del enlace de unidad móvil a célula comprende las siguientes etapas:

1. Descodificar correctamente un mensaje de sincronización, es decir, efectuar una verificación CRC;
2. Cargar en el registro de desplazamiento de PN largo el estado recibido en el mensaje de sincronización y
3. Compensar la desviación de fase de código piloto si se recibe desde un sector que utiliza una señal piloto desplazada.

En este punto, la unidad móvil tiene una sincronización completa, es decir, sincronización de PN y sincronización en tiempo real, y puede empezar a transmitir, ya sea por el canal de acceso o bien por el canal de voz.

Para que la unidad móvil pueda originar una llamada debe disponer de características de señalización que le permitan finalizar una llamada a otro usuario del sistema por medio de una sede celular. En el enlace de unidad móvil a célula, la técnica de acceso prevista es el protocolo ALOHA ranurado. Un ejemplo de velocidad binaria de transmisión por el canal inverso es la de 4.800 bits/s. Un paquete de canal de acceso consiste en un preámbulo seguido de la información.

La longitud del preámbulo es, en la realización ejemplar, un múltiplo entero de tramas de 20 ms y es un parámetro de sector/célula que la unidad móvil recibe en uno de los mensajes del canal de radiobúsqueda. Puesto que los receptores celulares utilizan los preámbulos para resolver los retardos de propagación, este esquema permite variar la longitud del preámbulo basándose en el radio de la célula. El código de PN de usuario para el canal de acceso se acuerda de antemano o se transmite a las unidades móviles por el canal de radiobúsqueda.

La modulación es fija y constante mientras dura el preámbulo. La onda ortogonal utilizada en el preámbulo es

$W_0$ , es decir, la función de Walsh todo ceros. Obsérvese que un patrón de todos ceros en la entrada del codificador convolutivo genera la onda deseada  $W_0$ .

5 Un paquete de datos del canal de acceso puede constar de una o, como máximo, dos tramas de 20 ms. La codificación, el entrelazado y la modulación del canal de acceso son exactamente iguales a los del canal de voz a la velocidad de 9.600 bits/s. En una realización ejemplar, el sector/célula requiere que las unidades móviles transmitan un preámbulo de 40 ms, y el tipo de mensaje del canal de acceso requiere una trama de datos. Sea  $N_p$  el número de tramas del preámbulo y  $k$  el número de períodos de 20 ms transcurridos desde un origen temporal predefinido. Entonces, se permite que las unidades móviles inicien la transmisión en el canal de acceso sólo cuando la ecuación  $(k, N_p + 2) = 0$  sea cierta.

10 En relación con otras aplicaciones de comunicaciones, puede ser disponer los diversos elementos de la codificación con corrección de errores, la codificación mediante secuencia ortogonal y la codificación de PN para que se adapten mejor a la aplicación.

15 Por ejemplo, en las comunicaciones móviles por satélite en las que se retransmiten señales entre grandes estaciones centrales concentradoras terrestres y los terminales móviles mediante uno o más satélites de órbita terrestre, tal vez sea deseable emplear técnicas de modulación y demodulación coherentes en ambas direcciones del enlace, debido a que el canal tiene una coherencia de fase muy superior a la del canal móvil terrestre. En dicha aplicación, el modulador móvil no utilizaría codificación de orden  $m$  como la descrita anteriormente. En su lugar, puede emplearse modulación de fase bivalente o cuadrivalente de símbolos de corrección de errores en recepción con demodulación coherente convencional, siendo la fase portadora extraída de la señal recibida utilizando técnicas de bucle de Costas.

20 Además, puede emplearse la canalización de la función de Walsh ortogonal, según se ha descrito en el presente documento, para el enlace de célula a unidad móvil. Siempre que la fase del canal permanezca razonablemente coherente, este sistema de modulación y demodulación permite el funcionamiento con  $E_b/N_0$  inferior a la señalización ortogonal de orden  $m$ , dando por resultado una mayor capacidad del sistema.

25 En otra realización, tal vez sea preferible codificar la onda de voz directamente en la onda de RF, en lugar de utilizar un vocodificador y técnicas de FEC. Aunque la utilización de un vocodificador y técnicas FEC dan por resultado un rendimiento del enlace muy elevado, la complejidad de implementación es alta, dando como resultado costes adicionales y alto consumo de energía. Estas desventajas pueden ser especialmente desfavorables en un teléfono portátil de bolsillo en el que el consumo de batería y el coste son importantes. En la práctica rutinaria de la transmisión telefónica digital, la onda de voz se representa en formato digital como muestras de voz de 8 bits a una frecuencia de muestreo de 8 kHz. El sistema de CDMA podría codificar las muestras de 8 bits directamente en los ángulos de fase de la portadora. Esto eliminaría la necesidad de disponer de un vocodificador o un codificador / descodificador FEC.

30 Asimismo requeriría una relación señal-ruido algo más alta para obtener un buen rendimiento, dando por resultado una menor capacidad. En otra alternativa, las muestras de voz de 8 bits podrían ser codificadas directamente en amplitudes de portadora. En otra alternativa más, las muestras de onda de voz podrían codificarse en fases y amplitudes de portadora.

35 La descripción anterior de las realizaciones preferidas se proporciona para permitir que cualquier experto en la materia lleve a cabo o utilice la presente invención. Las diversas modificaciones de estas realizaciones resultarán inmediatamente evidentes para los expertos en la materia, y los principios genéricos definidos en la presente memoria pueden aplicarse a otras realizaciones, sin necesidad de aplicar la facultad inventiva. Por lo tanto, la presente invención no pretende limitarse a las realizaciones mostradas en la descripción, sino que debe concedérsele el alcance más amplio coherente con los principios y las características novedosas dados a conocer en la presente memoria.

## REIVINDICACIONES

1. Una sede celular (12, 14) que comprende un medio para modular (66) configurado para dar formato a una pluralidad de bits de datos digitales para la transmisión a al menos una unidad remota por al menos un canal de comunicaciones inalámbricas salientes, un medio para transmitir (58) acoplado con el medio para modular (66) y configurado para recibir la pluralidad de bits de datos digitales desde el medio para modular, convertir los bits de datos digitales en datos analógicos y transmitir los datos analógicos a dicha(s) unidad(es) remota(s) por el canal, o canales, de comunicaciones inalámbricas salientes, y un medio para recibir (32, 36) configurado para recibir al menos una señal desde dicha(s) unidad(es) remota(s) (16, 18) por al menos un canal de comunicaciones inalámbricas entrantes, **caracterizada porque:**
- 5 dicho medio para modular está configurado para insertar al menos un comando de temporización en la pluralidad de bits de datos digitales, dicho medio para recibir está configurado para determinar, con respecto a dicha(s) señal(es) recibida(s), al menos un error de temporización que se refiere a un tiempo de transmisión de la(s) señal(es) recibida(s) por el canal, o canales, de comunicaciones inalámbricas entrantes, dicho medio para recibir está configurado para generar al menos un comando de temporización de acuerdo a dicho(s) error(es) de temporización, y dicho medio para recibir (32, 36) está acoplado con dicho medio para modular (66) y configurado para proporcionar dicho(s) comando(s) de temporización a dicho medio para modular (66).
- 10 2. La sede celular de la reivindicación 1, en la cual dicha(s) unidad(es) remota(s) (16, 18) es una pluralidad de unidades remotas y el error de temporización para cada unidad remota es una diferencia entre la temporización asociada a la señal recibida de esa unidad remota y un valor nominal de temporización deducido de las temporizaciones de todas las unidades remotas.
- 15 3. La sede celular de la reivindicación 2, en la cual los comandos de temporización para las unidades remotas (16, 18) habilitan el medio para recibir (32, 36) a fin de recibir sincrónicamente las señales de cada unidad remota.
- 20 4. La sede celular de la reivindicación 2, en la cual cada uno de los comandos de temporización para las unidades remotas comprende un bit que se inserta en los bits de datos digitales.
- 25 5. La sede celular de la reivindicación 2, en la cual la diferencia es un valor de desfase que representa una cantidad de tiempo en la cual la señal recibida de la unidad remota (16, 18) se desfasa con respecto al valor nominal de temporización, y en la cual el comando de temporización es un comando para la unidad remota (16, 18), a fin de adelantar la transmisión de la unidad remota en un incremento de ajuste de temporización esencialmente igual al valor del desfase.
- 30 6. La sede celular de la reivindicación 2, en la cual la diferencia es un valor de adelanto que representa una cantidad de tiempo en la cual la señal recibida de la unidad remota (16, 18) se adelanta al valor nominal de temporización, y en la cual el comando de temporización es un comando para la unidad remota, a fin de retardar la transmisión de la unidad remota en un incremento de ajuste de temporización esencialmente igual al valor del adelanto.
- 35 7. La sede celular de la reivindicación 5, en la cual el medio para modular (66) está adicionalmente configurado para efectuar la operación de O exclusivo de cada bit de los datos digitales con una secuencia pseudoaleatoria (PN) de segmentos de PN, y en la cual el incremento de ajuste de temporización es una fracción de un segmento de PN.
- 40 8. La sede celular de la reivindicación 6, en la cual el medio para modular (66) está adicionalmente configurado para efectuar la operación de O exclusivo de cada bit de los datos digitales con una secuencia pseudoaleatoria (PN) de segmentos de PN, y en la cual el incremento del ajuste de temporización es una fracción de un segmento de PN.
- 45 9. La sede celular de la reivindicación 1, en la cual dicho medio (66) para modular comprende un modulador configurado para dar formato a dicha pluralidad de bits de datos digitales, para su transmisión por dicho(s) canal(es) de comunicaciones salientes, y para insertar dicho(s) comando(s) de temporización en la pluralidad de bits de datos digitales;
- dicho medio para transmitir (58) comprende un transmisor acoplado con el modulador y configurado para recibir la pluralidad de bits de datos digitales desde el modulador, convertir los bits de datos digitales en datos analógicos y transmitir los datos analógicos por el canal, o canales, de comunicaciones salientes; y
- 50 dicho medio para recibir (32, 36) comprende un receptor configurado para recibir dicha(s) señal(es) desde la(s) unidad(es) remota(s), determinar al menos un error de temporización y generar el comando, o comandos, de temporización de acuerdo a dicho(s) error(es) de temporización, estando el receptor acoplado con el modulador y configurado para proporcionar dicho(s) comando(s) de temporización al modulador.
10. La sede celular de la reivindicación 9, en la cual la(s) unidad(es) remota(s) (16, 18) es una pluralidad de unidades remotas y el error de temporización para cada unidad remota es una diferencia entre la temporización asociada a la señal recibida de esa unidad remota y un valor nominal de temporización deducido de las temporizaciones de todas las unidades remotas.
11. La sede celular de la reivindicación 10, en la cual los comandos de temporización para las unidades remotas (16,

- 18) habilitan al receptor para recibir sincrónicamente las señales de cada unidad remota.
12. La sede celular de la reivindicación 10, en la cual cada uno de los comandos de temporización para las unidades remotas comprende un bit que se inserta en los bits de datos digitales.
- 5 13. La sede celular de la reivindicación 10, en la cual la diferencia es un valor de desfase que representa una cantidad de tiempo en la cual la señal recibida de la unidad remota (16, 18) se desfasa con respecto al valor nominal de temporización, y en la cual el comando de temporización es un comando para la unidad remota, a fin de adelantar la transmisión de la unidad remota (16, 18) en un incremento de ajuste de temporización esencialmente igual al valor del desfase.
- 10 14. La sede celular de la reivindicación 10, en la cual la diferencia es un valor de adelanto que representa una cantidad de tiempo en la cual la señal recibida de la unidad remota (16, 18) se adelanta al valor nominal de temporización, y en la cual el comando de temporización es un comando para la unidad remota, a fin de retardar la transmisión de la unidad remota en un incremento de ajuste de temporización esencialmente igual al valor del adelanto.
- 15 15. La sede celular de la reivindicación 13, en la cual el modulador está adicionalmente configurado para efectuar la operación de O exclusivo de cada bit de los datos digitales con una secuencia pseudoaleatoria (PN) de segmentos de PN, y en la cual el incremento del ajuste de temporización es una fracción de un segmento de PN.
16. La sede celular de la reivindicación 14, en la cual el modulador está adicionalmente configurado para efectuar la operación de O exclusivo de cada bit de los datos digitales con una secuencia pseudoaleatoria (PN) de segmentos de PN, y en la cual el incremento del ajuste de temporización es una fracción de un segmento de PN.
- 20 17. Un procedimiento para ajustar la temporización de transmisión de señales recibidas, que comprende: recibir, en una sede celular (12, 14), mediante al menos un canal de comunicaciones inalámbricas entrantes, al menos una señal desde al menos una unidad remota (16, 18), dar formato a una pluralidad de bits de datos digitales para su transmisión a la(s) unidad(es) remota(s) por al menos un canal de comunicaciones inalámbricas salientes, convertir la pluralidad de bits de datos digitales en datos analógicos, y transmitir los datos analógicos a la(s) unidad(es) remota(s) por el canal, o canales, de comunicaciones inalámbricas salientes, **caracterizado por:**
- 25 determinar, con respecto a la(s) señal(es) recibida(s) al menos un error de temporización que se refiere a un tiempo de transmisión de la(s) señal(es) recibida(s) por el canal, o canales, de comunicaciones inalámbricas entrantes, generar al menos un comando de temporización según dicho(s) error(es) de temporización, e insertar el comando, o comandos, de temporización en la pluralidad de bits de datos digitales.
- 30 18. El procedimiento de la reivindicación 17, en el cual la recepción comprende recibir señales desde una pluralidad de unidades remotas (16, 18) y la determinación comprende determinar, para cada unidad remota, una diferencia entre la temporización asociada a la señal recibida de esa unidad remota (16, 18) y un valor nominal de temporización deducido de las temporizaciones de todas las unidades remotas.
19. El procedimiento de la reivindicación 18, en el cual los comandos de temporización para cada unidad remota (16, 18) permiten que la recepción comprenda recibir sincrónicamente las señales de cada unidad remota.
- 35 20. El procedimiento de la reivindicación 18, en el cual la inserción comprende insertar al menos un bit en la pluralidad de bits de datos digitales.
21. El procedimiento de la reivindicación 18, en el cual determinar la diferencia comprende determinar un valor de desfase que representa una cantidad de tiempo en la cual la señal recibida de la unidad remota (16, 18) se desfasa con respecto al valor nominal de temporización, y en el cual la generación comprende generar un comando para la unidad remota, a fin de adelantar la transmisión de la unidad remota (16, 18) en un incremento de ajuste de temporización esencialmente igual al valor del desfase.
- 40 22. El procedimiento de la reivindicación 18, en el cual la determinación de una diferencia comprende determinar un valor de adelanto que representa una cantidad de tiempo en la cual la señal recibida de la unidad remota se adelanta al valor nominal de temporización, y en el cual la generación comprende generar un comando para la unidad remota (16, 18), a fin de retardar la transmisión de la unidad remota (16, 18) en un incremento de ajuste de temporización esencialmente igual al valor del adelanto.
- 45 23. El procedimiento de la reivindicación 21, en el cual el formateo comprende adicionalmente efectuar la operación de O exclusivo de cada bit de los datos digitales con una secuencia pseudoaleatoria (PN) de segmentos de PN, y en el cual el incremento del ajuste de temporización es una fracción de un segmento de PN.
- 50 24. El procedimiento de la reivindicación 22, en el cual el formateo comprende adicionalmente efectuar la operación de O exclusivo de cada bit de los datos digitales con una secuencia pseudoaleatoria (PN) de segmentos de PN, y en el cual el incremento del ajuste de temporización es una fracción de un segmento de PN.
25. Una unidad de comunicaciones móviles, que comprende:

un medio para recibir (434, 440) configurado para recibir datos desde una sede celular mediante un canal de comunicaciones inalámbricas entrantes, y un medio para transmitir (452, 438) acoplado con el medio para recibir (434, 440), **caracterizada porque:**

- 5 dicho medio para recibir está configurado para extraer de los datos recibidos un comando de temporización que indica un error de temporización que se refiere a un tiempo de transmisión, por un canal de comunicaciones inalámbricas salientes, de una señal que ha sido transmitida por la unidad de comunicación móvil a la sede celular por el canal de comunicaciones inalámbricas salientes, y dicho medio para transmitir está configurado para recibir el comando de temporización y ajustar la temporización de transmisión de la señal asociada al canal de comunicaciones inalámbricas salientes, según el comando de temporización.
- 10 26. La unidad de comunicaciones de la reivindicación 25, en la cual el comando de temporización comprende al menos un bit insertado en los datos recibidos.
27. La unidad de comunicaciones de la reivindicación 25, en la cual el comando de temporización es un comando para ajustar la temporización de transmisión de la señal en respuesta a una temporización de transmisión de señal de al menos otra unidad de comunicaciones.
- 15 28. La unidad de comunicaciones de la reivindicación 25, en la cual el comando de temporización es un comando para adelantar la temporización de transmisión de la señal.
29. La unidad de comunicaciones de la reivindicación 25, en la cual el comando de temporización es un comando para retardar la temporización de transmisión de la señal.
- 20 30. La unidad de comunicaciones de la reivindicación 28, en la cual los datos recibidos comprenden una secuencia a alta velocidad de segmentos pseudoaleatorios (PN), comprendiendo adicionalmente la unidad de comunicaciones un medio para la desaleatorización de PN, acoplado con el receptor y configurado para generar una pluralidad de bits de datos de velocidad inferior a partir de la secuencia de segmentos de PN, en donde el comando de temporización es un comando para adelantar la temporización de transmisión de la señal en una fracción de un segmento de PN.
- 25 31. La unidad de comunicaciones de la reivindicación 29, en la cual los datos recibidos comprenden una secuencia a alta velocidad de segmentos pseudoaleatorios (PN), comprendiendo adicionalmente la unidad de comunicaciones un medio para la desaleatorización de PN, acoplado con el receptor y configurado para generar una pluralidad de bits de datos de velocidad inferior a partir de la secuencia de segmentos de PN, en donde el comando de temporización es un comando para retardar la temporización de transmisión de la señal en una fracción de un segmento de PN.
32. La unidad de comunicaciones de la reivindicación 25, en la cual
- 30 dicho medio para recibir (434, 440) comprende un receptor configurado para recibir datos por el canal de comunicaciones inalámbricas entrantes y extraer de los mismos dicho comando de temporización; y
- dicho medio para transmitir (452, 438) comprende un transmisor acoplado con el receptor y configurado para recibir el comando de temporización y ajustar la temporización de transmisión de la señal según el comando de temporización.
- 35 33. La unidad de comunicaciones de la reivindicación 32, en la cual el comando de temporización comprende al menos un bit insertado en los datos recibidos.
34. La unidad de comunicaciones de la reivindicación 32, en la cual el comando de temporización es un comando para ajustar la temporización de transmisión de la señal en respuesta a la temporización de transmisión de señal de al menos otra unidad de comunicaciones.
- 40 35. La unidad de comunicaciones de la reivindicación 34, en la cual el comando de temporización es un comando para adelantar la temporización de transmisión de la señal.
36. La unidad de comunicaciones de la reivindicación 34, en la cual el comando de temporización es un comando para retardar la temporización de transmisión de la señal.
- 45 37. La unidad de comunicaciones de la reivindicación 35, en la cual los datos comprenden una secuencia a alta velocidad de segmentos pseudoaleatorios (PN), comprendiendo adicionalmente la unidad de comunicaciones un generador de secuencias de PN, acoplado con el receptor y configurado para generar una pluralidad de bits de datos de velocidad inferior a partir de la secuencia de segmentos de PN, en donde el comando de temporización es un comando para adelantar la temporización de transmisión de la señal en una fracción de un segmento de PN.
- 50 38. La unidad de comunicaciones de la reivindicación 36, en la cual los datos comprenden una secuencia a alta velocidad de segmentos pseudoaleatorios (PN), comprendiendo adicionalmente la unidad de comunicaciones un generador de secuencias de PN, acoplado con el receptor y configurado para generar una pluralidad de bits de datos de velocidad inferior a partir de la secuencia de segmentos de PN, en donde el comando de temporización es un comando para retardar la temporización de transmisión de la señal en una fracción de un segmento de PN.

39. Un procedimiento de ajuste de temporización de transmisión de señal en una unidad de comunicaciones móviles, comprendiendo el procedimiento recibir datos de una sede celular por un canal de comunicaciones inalámbricas entrantes, y **caracterizado por**:

- 5 extraer de los datos recibidos un comando de temporización que indica un error de temporización que se refiere a un tiempo de transmisión, por un canal de comunicaciones inalámbricas salientes, de una señal que ha sido transmitida por la unidad de comunicación móvil a la sede celular por el canal de comunicaciones inalámbricas salientes, y ajustar la temporización de transmisión de la señal asociada al canal de comunicaciones inalámbricas salientes según el comando de temporización.
- 10 40. El procedimiento de la reivindicación 39, en el cual dicha extracción comprende leer al menos un bit insertado en los datos recibidos.
41. El procedimiento de la reivindicación 39, en el cual el ajuste comprende ajustar la temporización de transmisión de la señal en respuesta a la temporización de transmisión de la señal de al menos otra unidad de comunicaciones.
42. El procedimiento de la reivindicación 39, en el cual el ajuste comprende adelantar la temporización de transmisión de la señal.
- 15 43. El procedimiento de la reivindicación 39, en el cual el ajuste comprende retardar la temporización de transmisión de la señal.
- 20 44. El procedimiento de la reivindicación 42, en el cual la recepción de datos comprende recibir una secuencia a alta velocidad de segmentos pseudoaleatorios (PN), comprendiendo adicionalmente el procedimiento generar una pluralidad de bits de velocidad inferior a partir de la secuencia de segmentos de PN, en donde el ajuste comprende adelantar la temporización de transmisión de la señal en una fracción de un segmento de PN.
45. El procedimiento de la reivindicación 43, en el cual la recepción de datos comprende recibir una secuencia a alta velocidad de segmentos pseudoaleatorios (PN), comprendiendo adicionalmente el procedimiento generar una pluralidad de bits de velocidad inferior a partir de la secuencia de segmentos de PN, en donde el ajuste comprende retardar la temporización de transmisión de la señal en una fracción de un segmento de PN.

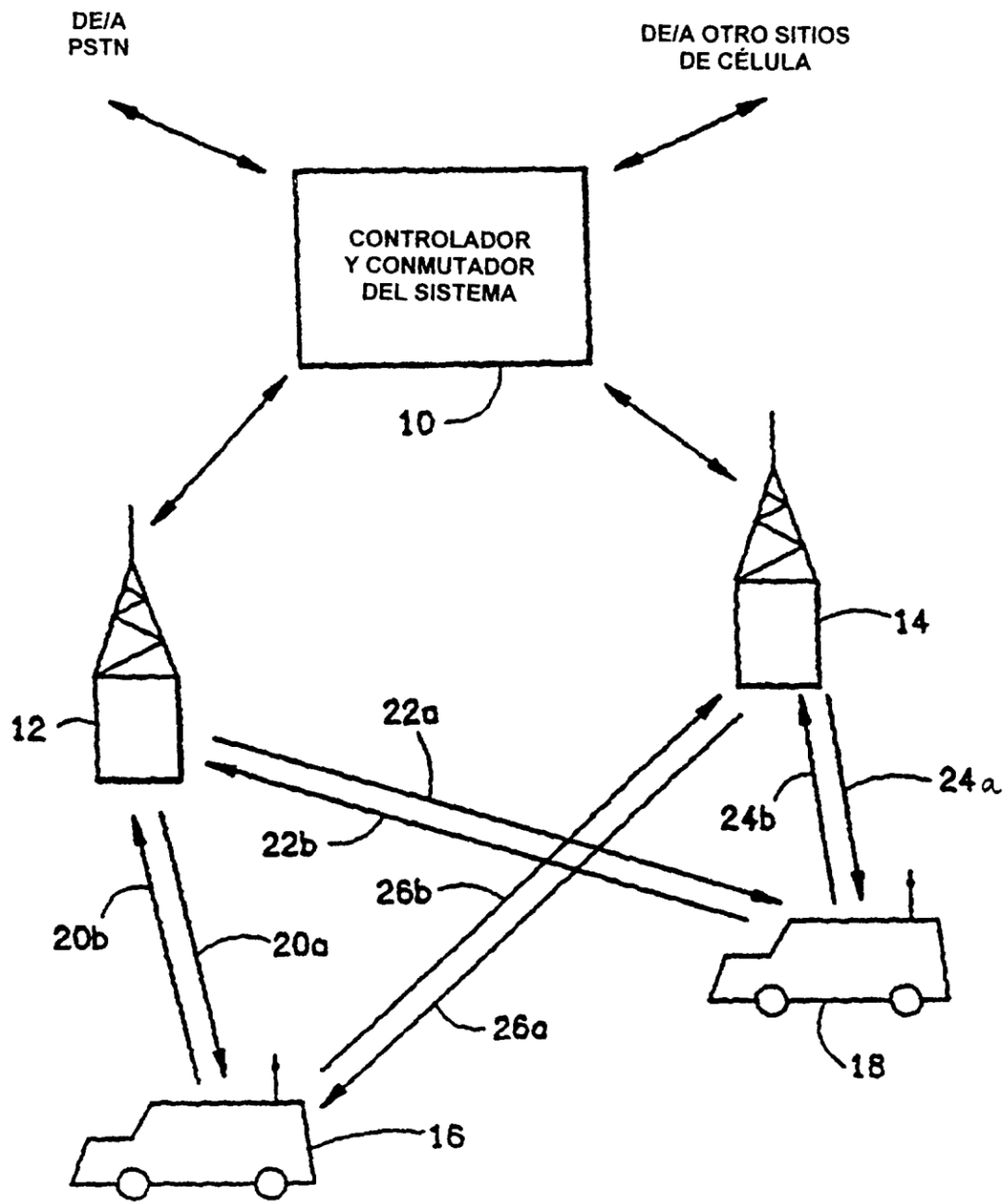


FIG. 1

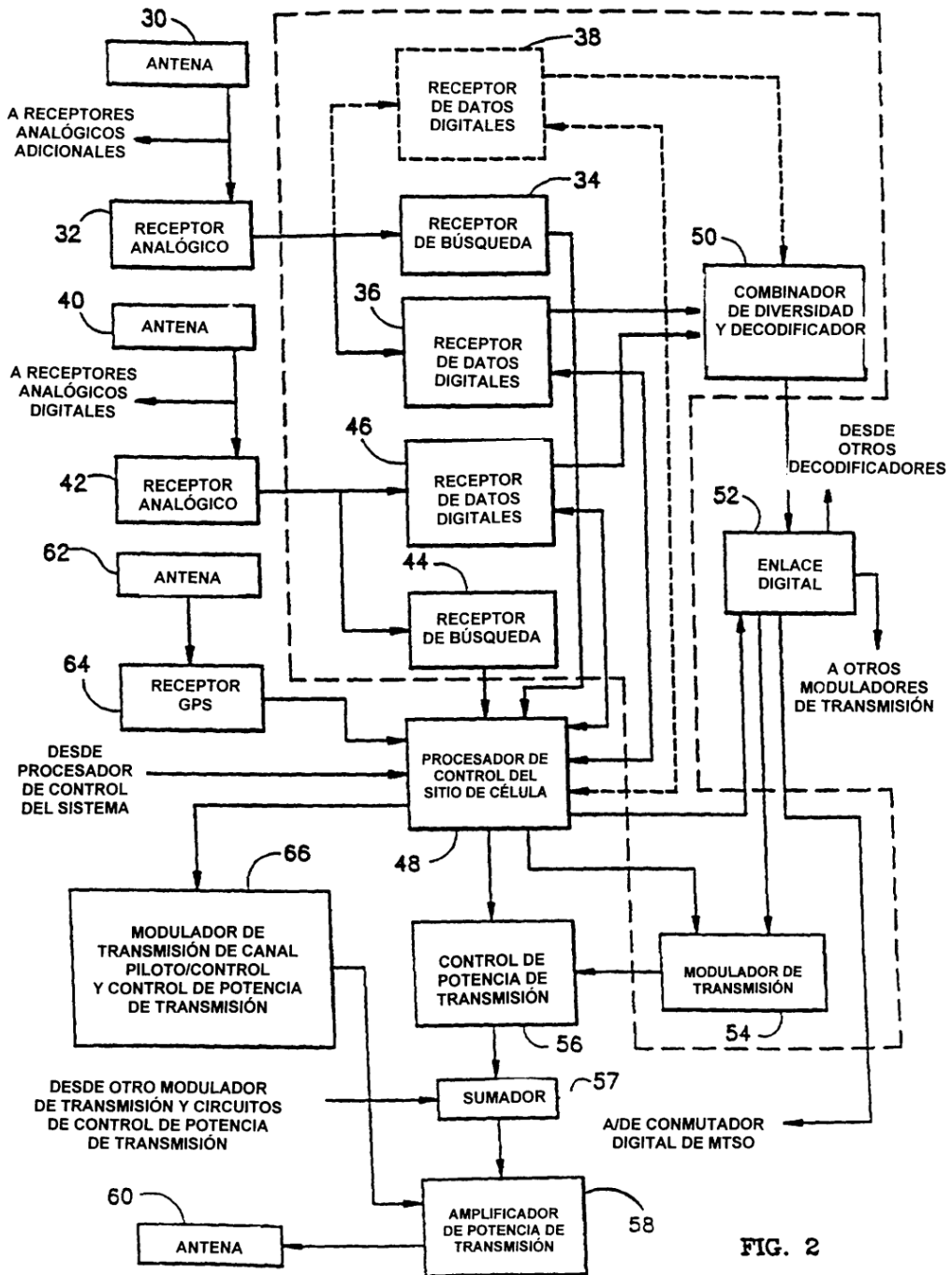


FIG. 2

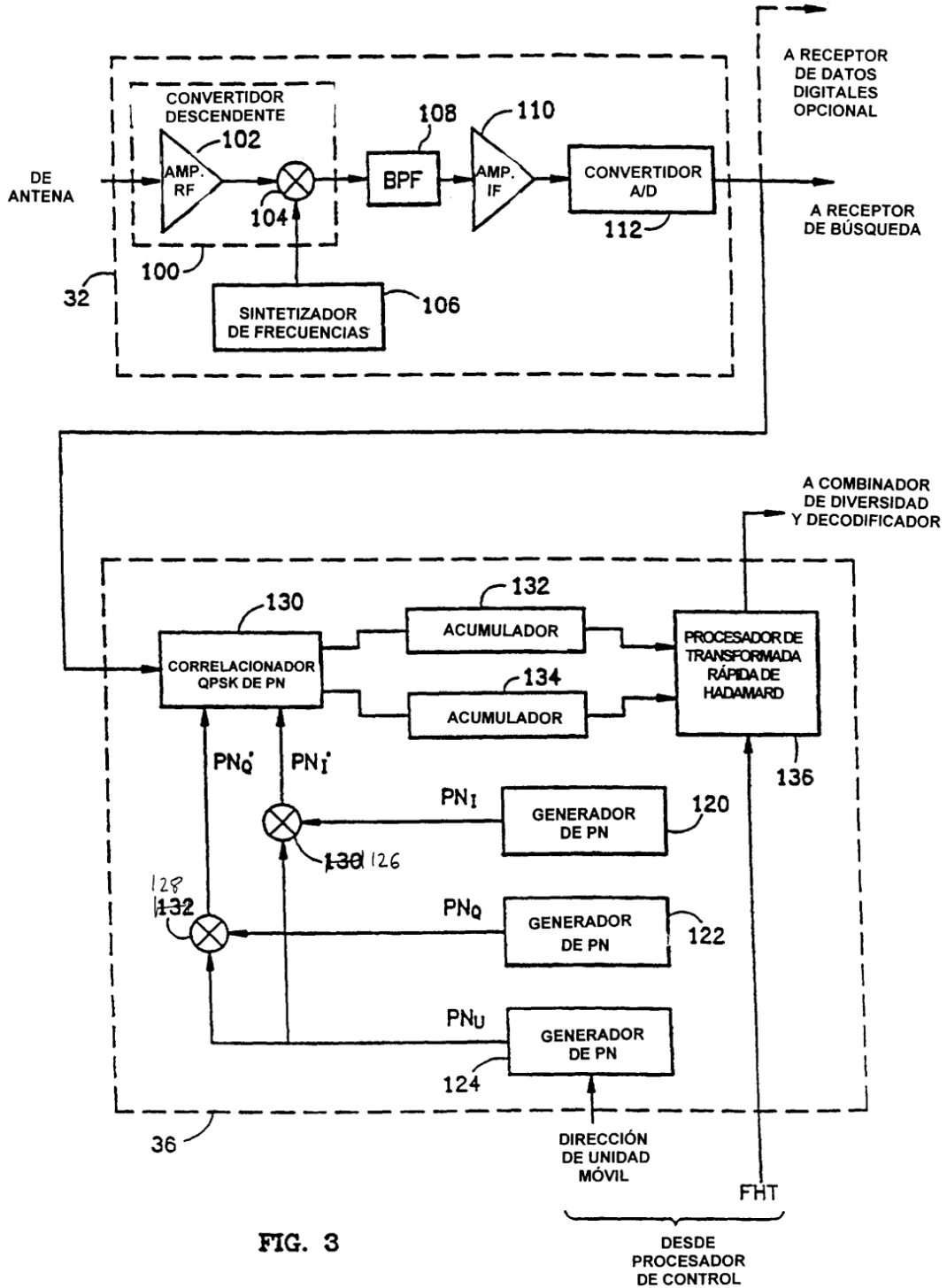


FIG. 3

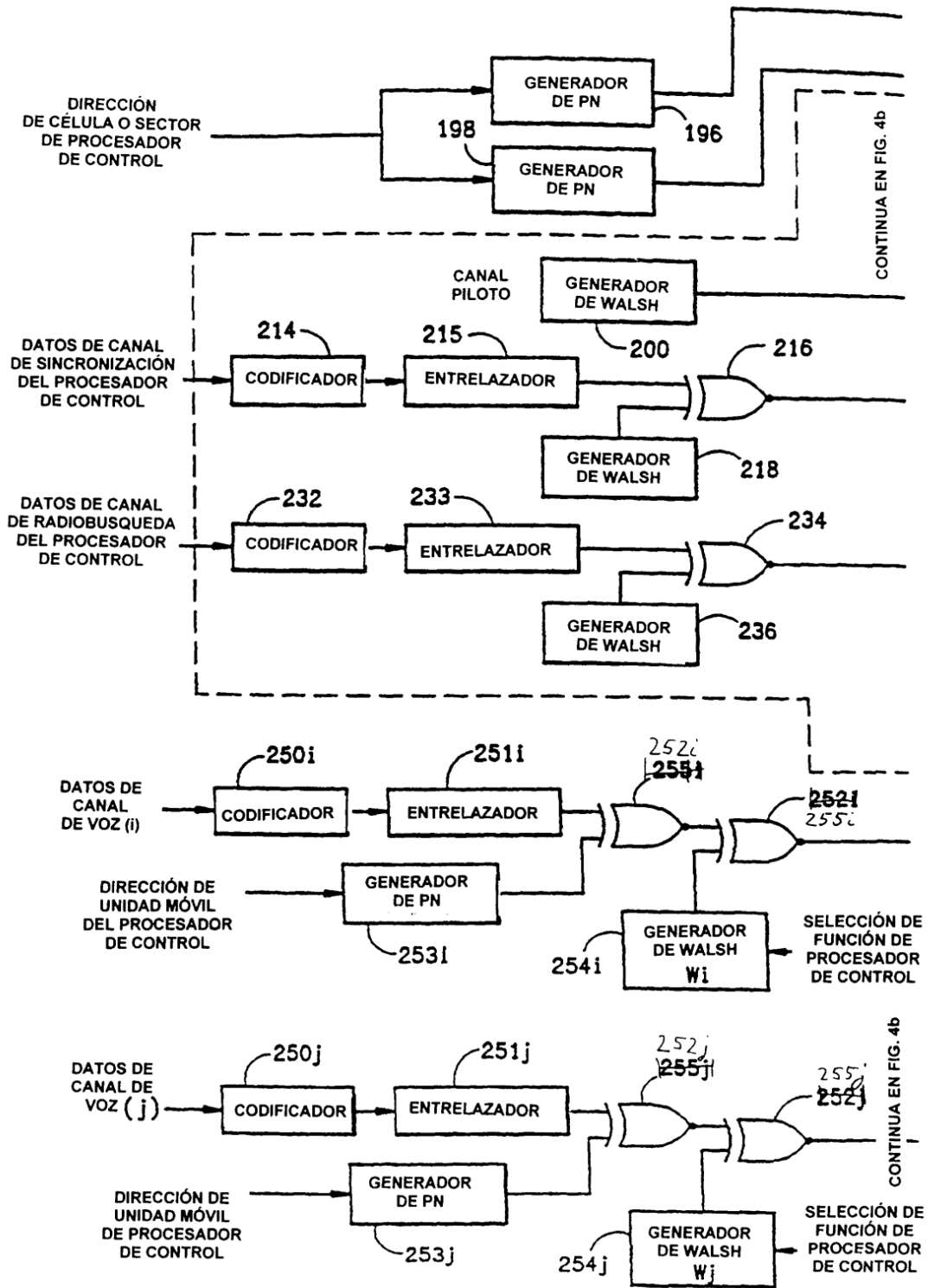


FIG. 4a

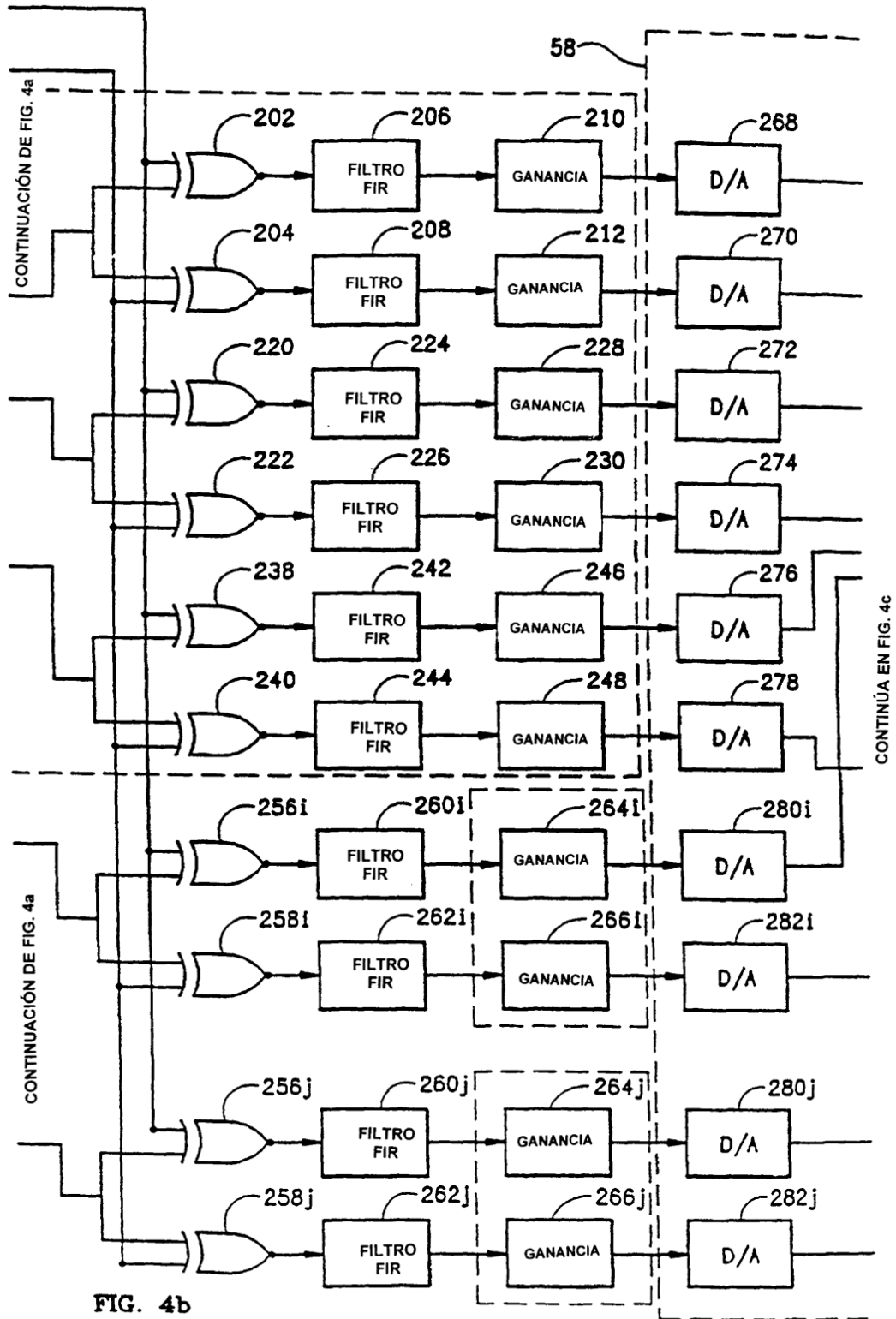


FIG. 4b

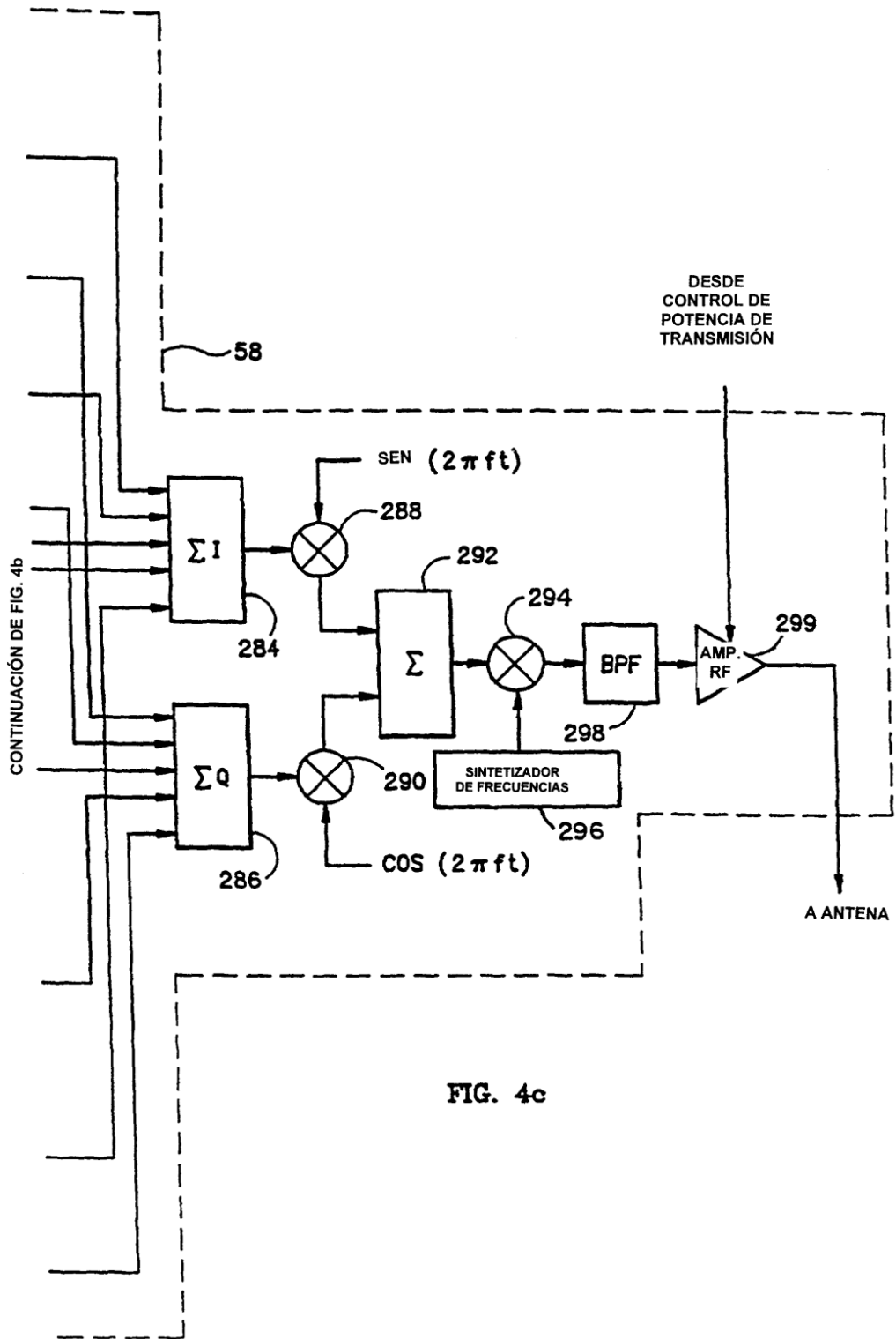


FIG. 4c

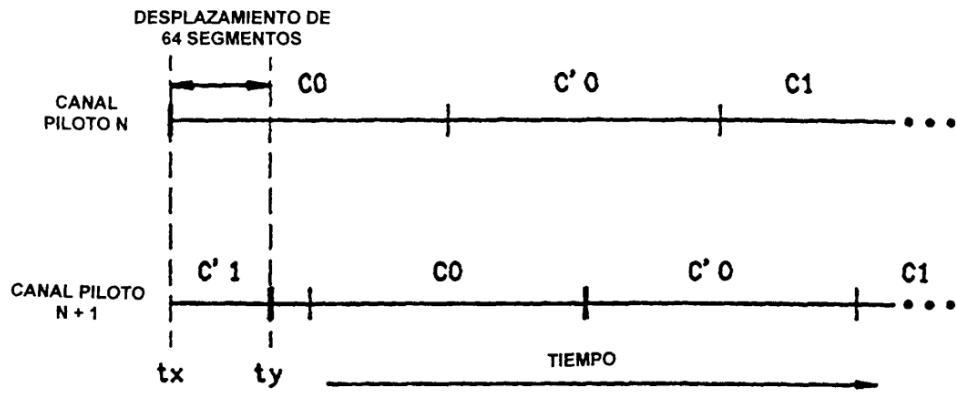


FIG. 5

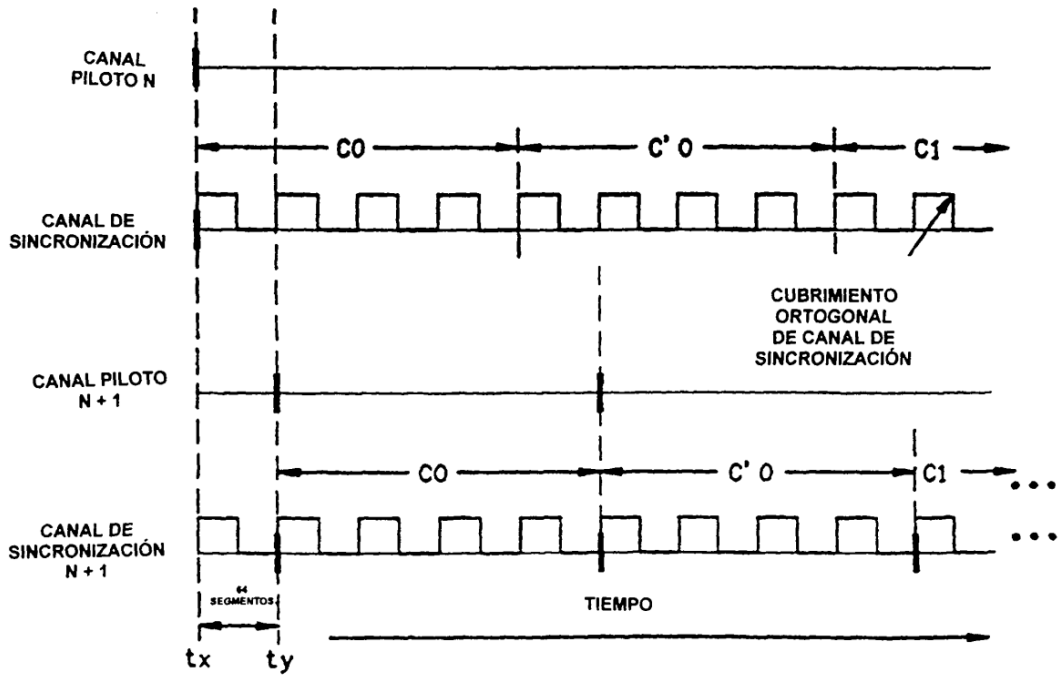


FIG. 6

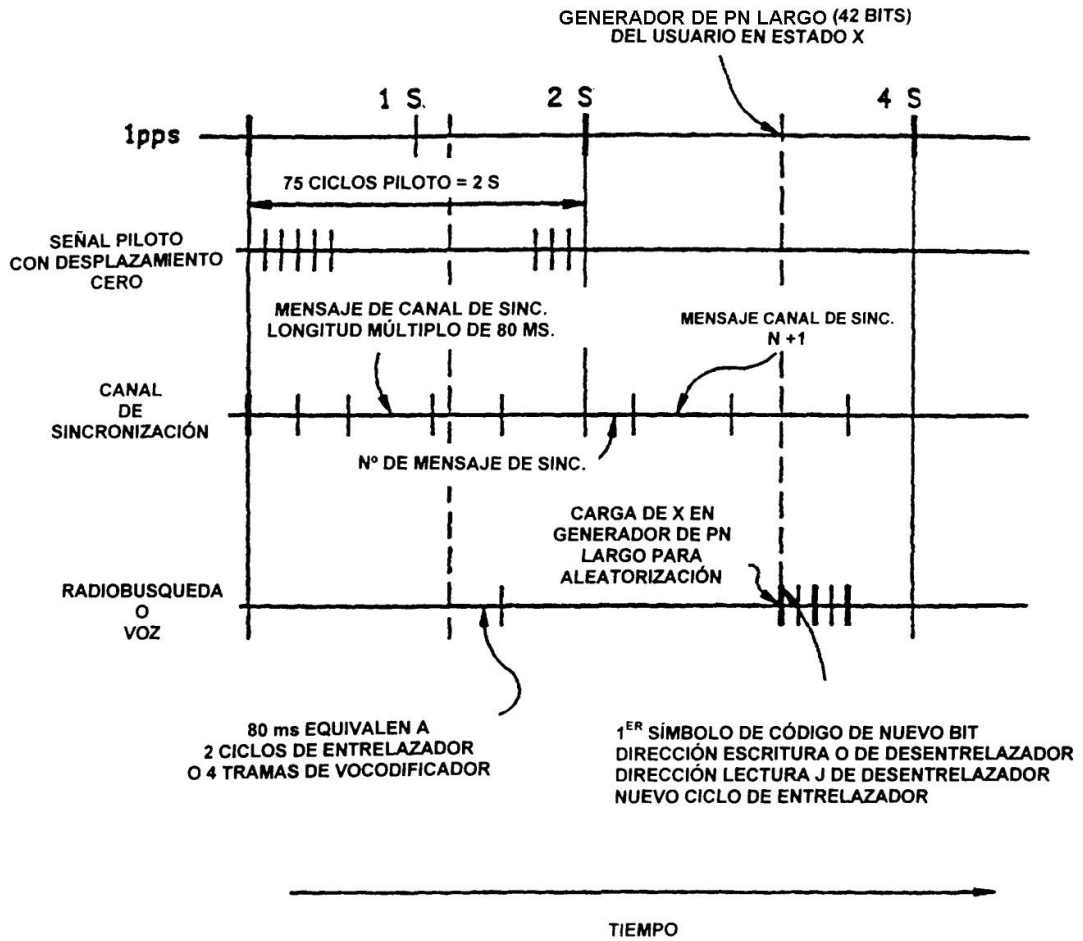


FIG. 7

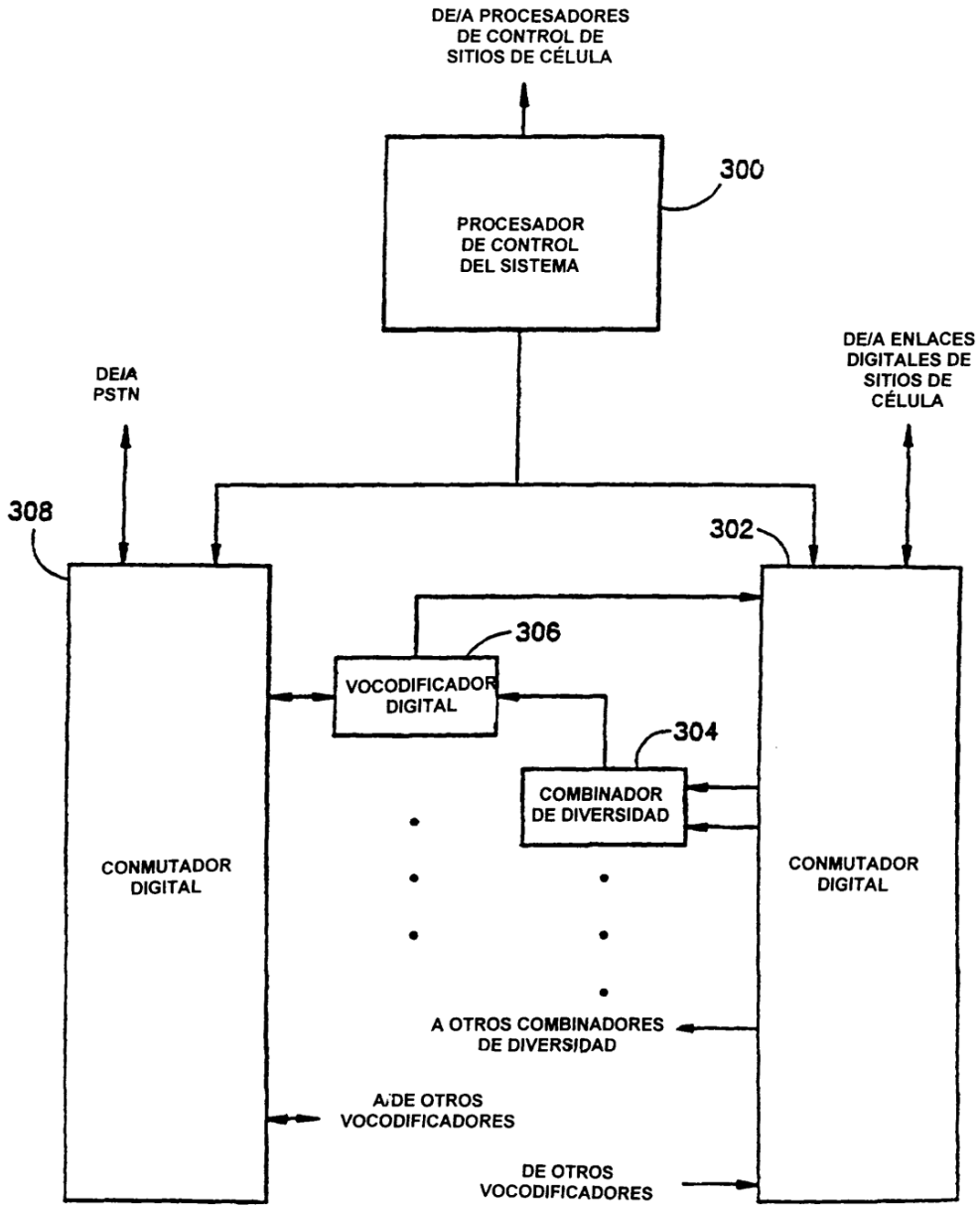
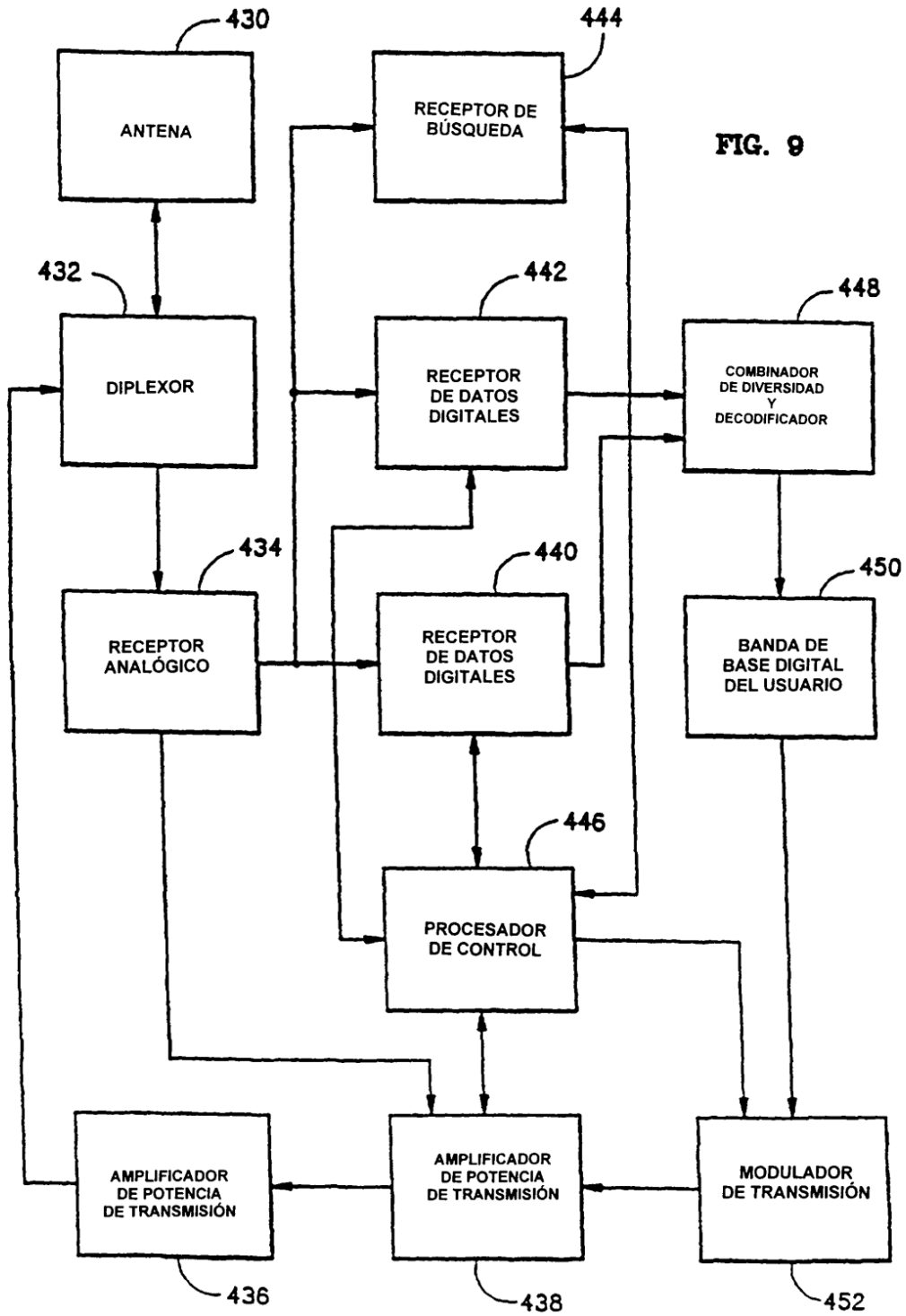


FIG. 8



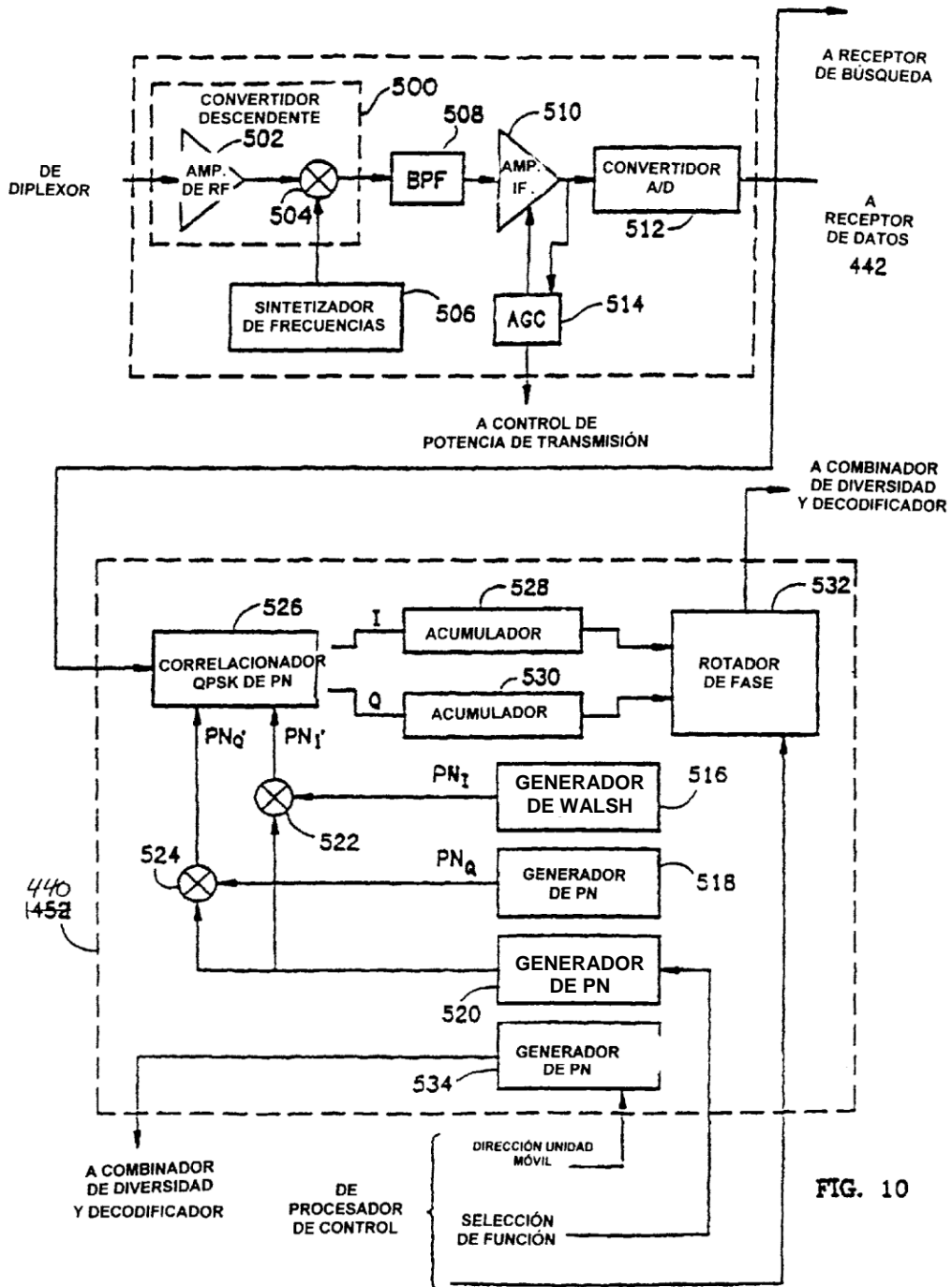


FIG. 10

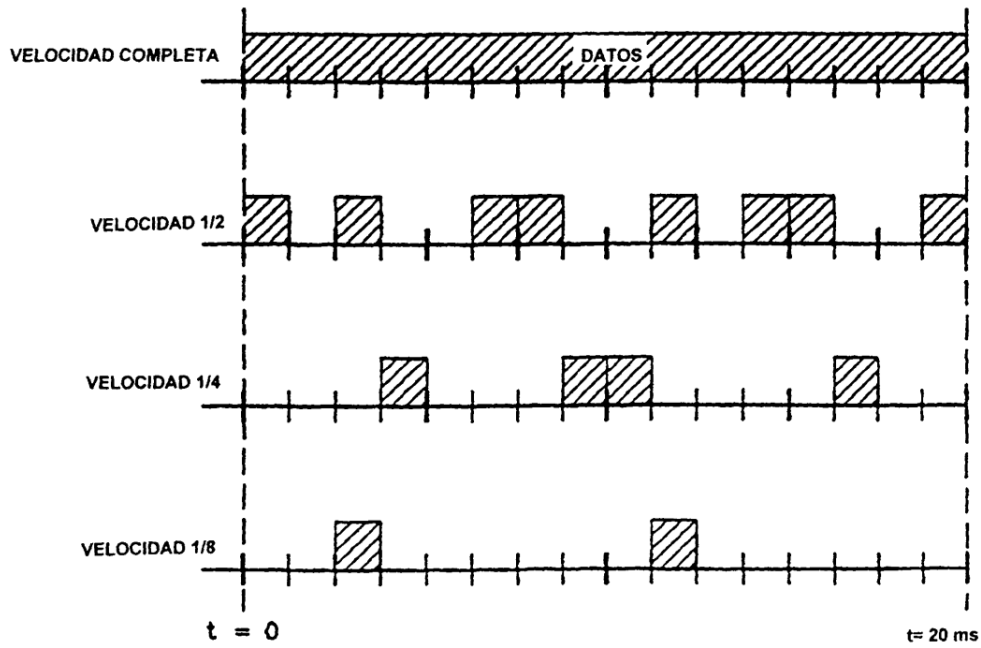
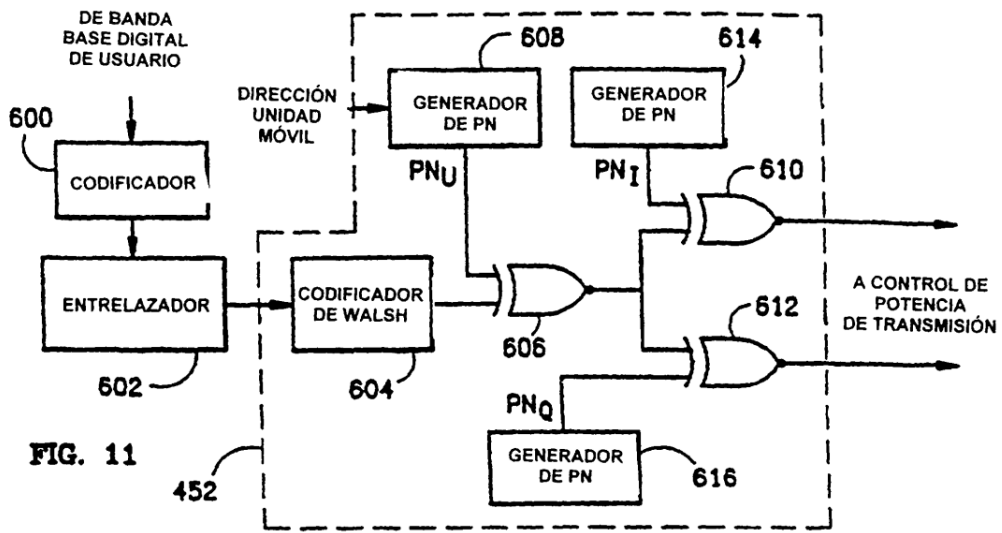


FIG. 12

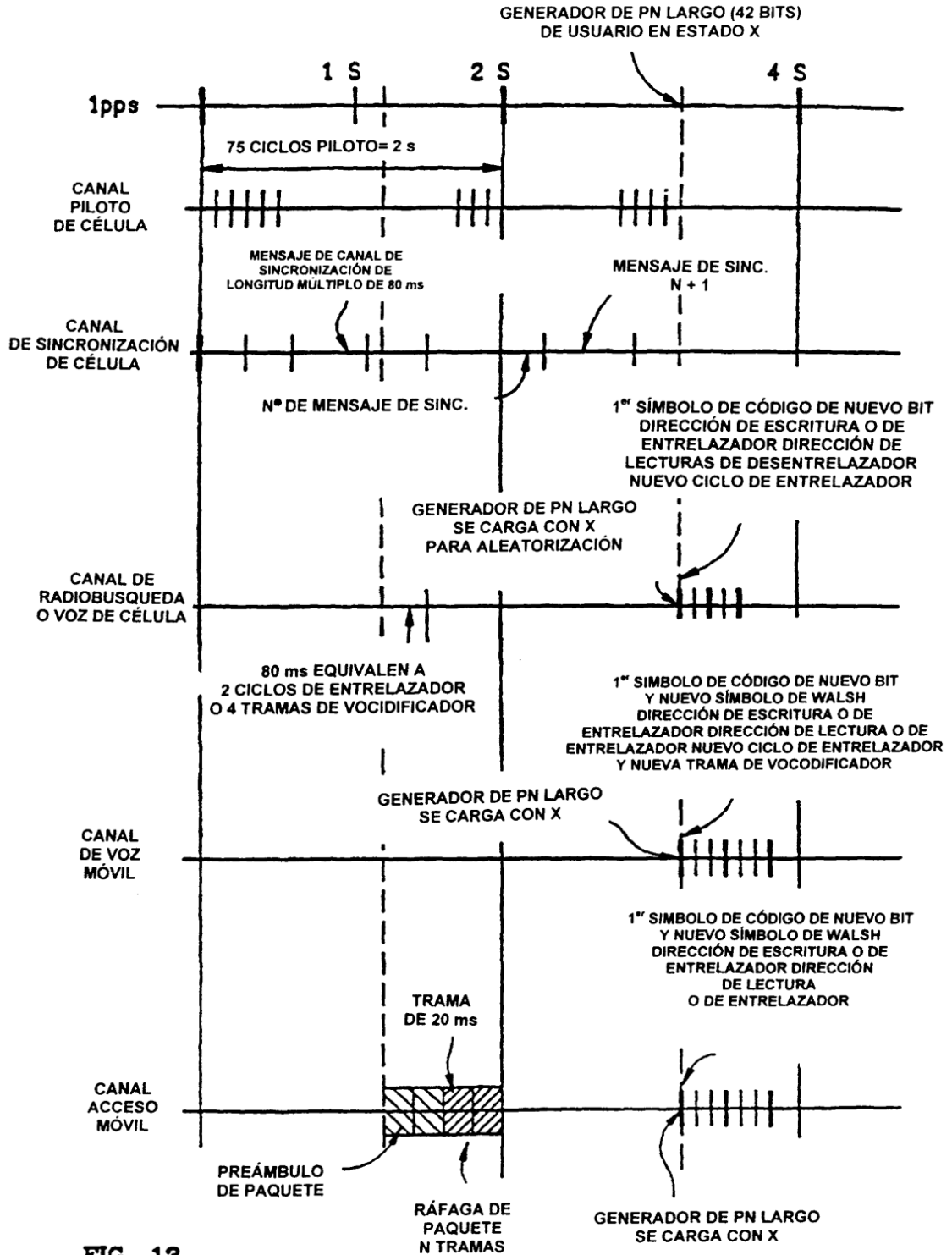


FIG. 13