



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 276 833**

51 Int. Cl.:
H04J 13/02 (2006.01)
H04B 7/26 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 86 Número de solicitud europea: **01975546 .1**
86 Fecha de presentación : **26.09.2001**
87 Número de publicación de la solicitud: **1352489**
87 Fecha de publicación de la solicitud: **15.10.2003**

54 Título: **Técnica híbrida de espectro ensanchado para ampliar la capacidad del canal.**

30 Prioridad: **27.09.2000 US 671636**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
01.07.2007

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
01.07.2007

73 Titular/es: **UT-Battelle, L.L.C.**
111 Union Valley Road, MS-6498
Oak Ridge, Tennessee 37831-6498, US

72 Inventor/es: **Dress, William, B., Jr.;**
Smith, Stephen, F. y
Moore, Michael, R.

74 Agente: **Arias Sanz, Juan**

ES 2 276 833 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).

ES 2 276 833 T3

DESCRIPCIÓN

Técnica híbrida de espectro ensanchado para ampliar la capacidad del canal.

5 Declaración respecto a derechos a invenciones realizadas bajo investigación y desarrollo patrocinados por el gobierno federal

Esta invención se realizó con el apoyo del Gobierno de los Estados Unidos concedido por el Departamento de Energía de los Estados Unidos bajo contrato con UT-Battelle, LLC. Los Estados Unidos poseen ciertos derechos en esta invención.

Antecedentes de la invención

1. Campo de la invención

15 La invención se refiere en general al campo de las comunicaciones. Más concretamente, la invención se refiere a comunicaciones de espectro ensanchado.

2. Discusión de la técnica relacionada

20 En los procedimientos estándar de espectro ensanchado por secuencia directa (DSSS), cada duplicación del número de usuarios en un canal de frecuencia dado reduce la fiabilidad 3 dB debido a interferencia de código. En los sistemas DSSS típicos, la separación de la portadora está basada en la tasa de chips tal como se analiza en los siguientes resúmenes de patentes.

25 En la patente de EE.UU. Nº 5.623.487, "Doubly Orthogonal Code and Frequency Multiple Access Communication System", de *Natali*, se desvela una técnica para utilizar espaciado de frecuencia ortogonal para mejorar la eficiencia de la comunicación. Natali analiza sistemas de comunicación por radio de acceso múltiple por división de código ortogonal que tienen al menos una estación base y una pluralidad de terminales de abonado remotos, comprendiendo el procedimiento de reducir la sensibilidad de OCDMA al ruido de acceso debido a error de base de tiempo y dispersión de retardo por trayecto múltiple: (1) reducir el tamaño del conjunto de señales ortogonales en una sola portadora, y (2) proveer portadoras adicionales con espaciado de frecuencia ortogonal para capacidad de abonados adicionales. El espaciado de frecuencia ortogonal de Natali está basado en la tasa de chips de espectro ensanchado como se analiza en el siguiente pasaje. "La frecuencia de la portadora modulada se selecciona de una de N frecuencias que son ortogonales a lo largo de un intervalo de chip RW (Radamacher-Walsh), es decir, las frecuencias de la portadora están espaciadas por la tasa de fragmentación en chips RW. La frecuencia de la señal compuesta es elevada hasta la banda de frecuencias apropiada para transmisión".

40 Una técnica similar se desvela en la patente de EE.UU. Nº 5.521.937, "Multicarrier Direct Sequence Spread System and Method", de *Kondo y col.* Kondo desvela un espaciado de frecuencia ortogonal basado en la tasa de chips como se analiza en el siguiente pasaje: "Las portadoras M están diseñadas para ser ortogonales entre sí. Es decir,

$$45 \int_0^T \cos(\omega_i t + \phi_i) \cos(\omega_j t + \phi_j) dt = 0 \quad \text{para } i \neq j, \quad (\text{Ec. 1})$$

donde T es la duración de bit, y ω_i y ω_j son diferentes frecuencias de la portadora para $i \neq j$. La ortogonalidad se logra escogiendo

$$50 \omega_i = m \frac{\pi}{T} + (i-1)n \frac{4\pi}{T} = m \frac{\pi}{T} + (i-1) \frac{4\pi}{T_c} \quad (\text{Ec. 2})$$

55 donde m es un número entero, n es el número de chips por bit [es decir, la velocidad a la que los bits de la señal de datos d(t) son fragmentados en chips], y T_c es la duración del chip".

Otra técnica que usa espaciado de frecuencia de tasa de chips para lograr la ortogonalidad se desvela en la patente de EE.UU. Nº 5.274.665, "Polyopoly Overlapping Spread Spectrum Communication System and Method", de Schilling, cuyos contenidos completos se incorporan expresamente por la presente por referencia en este documento para todos los propósitos. Schilling desvela un sistema como el analizado en el siguiente pasaje: "La señal portadora de la segunda estación transmisora es desplazada en frecuencia desde la señal portadora de la primera estación transmisora por la cantidad de la tasa de chips de las señales de mensaje-chip-código. La señal portadora de la tercera estación transmisora es desplazada en frecuencia desde la señal portadora de la primera estación transmisora el doble de la tasa de chips de las señales de mensaje-chip-código, etc".

65 Un problema con estas tecnologías es la interferencia de usuarios debida a masificación del canal. A medida que aumenta el número de usuarios, este problema se agrava.

ES 2 276 833 T3

Los sistemas modernos de comunicación de espectro ensanchado, tanto CDMA como FDMA, están alcanzando el límite de saturación de usuarios en áreas urbanas pobladas. Las soluciones habituales de asignar más ancho de banda con una multiplicidad de estándares y canales de frecuencia son poco atractivas debido al coste de hardware para el proveedor y la proliferación de unidades especializadas de consumidor requeridas. Para tomar un ejemplo particular, considérese la banda Industrial, Científica y médica (ISM) de 902 a 928 MHz que se usa comúnmente para comunicaciones sin licencia, las bandas estándar de telefonía celular U.S.IS-95 de 824-849 MHz (transmisión) y 869-894 MHz (recepción), o las bandas PCS de 1850-1910 MHz (transmisión) y 1930-1990 MHz (recepción). Un proveedor ISM típico escogerá una portadora de 915 MHz para canales de DSSS o CDMA (acceso múltiple por división de código) de espectro ensanchado por salto de frecuencia (FHSS). A cada usuario se le asigna un código pseudoaleatorio de manera que (pocos) usuarios activos sobre la misma frecuencia de la portadora tienen poca probabilidad de interferirse entre sí. El propio código es inequívoco de decodificar, permitiendo transmisión de información digital efectiva y libre de ruido (normalmente) a velocidades de transmisión de acuerdo con la comunicación de voz de alta calidad.

Como estos códigos parecen ser aleatorios, uno interfiere con otro apareciendo como ruido aleatorio. Si dos usuarios están transmitiendo al mismo nivel de potencia (visto por un receptor) usando una de las mismas señales o códigos, la capacidad de decodificar la señal deseada de una manera libre de errores se degradará en 3 dB. Si el número de interferidores se duplica a 2 (tres transmisiones por el mismo canal), la degradación efectiva de señal a ruido será de 6 dB. De manera similar, para cada duplicación de usuarios que generan señales aleatorias similares a ruido por lo que respecta a decodificar una señal particular, la capacidad de detectar y usar la señal deseada se degradará 3 dB adicionales.

Una solución simplista a este problema es asignar un nuevo canal de frecuencia una vez que el anterior ha alcanzado la capacidad definida por un cierto nivel de interferencia entre usuarios. Los inconvenientes de esta propuesta simplista tienen dos aspectos: (1) tales asignaciones deben coordinarse con los servicios existentes actualmente y (2) la banda particular pronto está llena; por ejemplo, la banda ISM de 915 MHz sólo puede soportar 14 de tales canales si la tasa de fragmentación en chips es 1 MHz.

Otras soluciones para aliviar esta masificación se han conocido durante muchos años y se analizan en textos tales como el de Dixon⁽¹⁾ y Peterson⁽²⁾ bajo el epígrafe “procedimientos híbridos”. La idea central de estas soluciones es realizar salto de frecuencia entre canales DSSS. La discusión habitual de sistemas híbridos FDMA/CDMA es desde el punto de vista de ganancia de procesamiento. Diversos autores han señalado correcta y coherentemente que el aumento de ganancia de procesamiento que ha de esperarse de cualquiera de tales sistemas híbridos es aproximadamente 3 dB en un caso típico.

Lo que se echa de menos en estas discusiones de la técnica anterior que comienzan con un número predeterminado de usuarios y canales de salto de frecuencia es un procedimiento que se adapte a un aumento probabilista o determinista en el número de usuarios normalizados a un ancho de banda estándar (bits/seg./Hz, por ejemplo). Lo que se necesita, por lo tanto, es una propuesta que se adapte a un aumento en el número de usuarios normalizados.

Lo que también se echa de menos es estas discusiones de la técnica anterior son procedimientos para optimizar la carga o igualación de los usuarios a través de múltiples canales de frecuencia muy próximos dentro de la banda asignada. Lo que también se necesita, por tanto, es un enfoque para optimizar la carga o igualación de los usuarios por múltiples canales de frecuencia muy próximos dentro de la banda asignada.

Hasta ahora no se han satisfecho completamente los requisitos para adaptarse a un aumento en el número de usuarios normalizados y optimizar la carga de usuarios a través de múltiples canales de frecuencia muy próximos. Lo que se necesita es una solución que se ocupe de estos dos requisitos.

JUNG-YEOL OH Y COL: “The bandwidth efficiency increasing method of multi-carrier CDMA and its performance evaluation in comparison with DS-SS and RAKE receivers”, VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, 1999 IEEE 49TH HOUSTON, TX, USA, 16-20 de mayo de 1999, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, US, 16 de mayo de 1999, páginas 561-565 desvelan una metodología para aumentar la eficiencia del ancho de banda de un sistema CDMA multiportadora (MC-CDMA) [producido realizando la transformada rápida inversa de Fourier (IFFT) del conjunto de frecuencias portadoras]. Esto se lleva a cabo transmitiendo sólo la mitad de las señales de datos de la banda base y después reconstruyendo todas las señales de la banda base en el receptor MC-CDMA aprovechando la propiedad de simetría fundamental de la operación IFFT compleja (es decir, función par simétrica en su parte real y función impar simétrica en su parte imaginaria). Como sólo se transmite la mitad de los símbolos de datos de la banda base, se obtiene mayor eficiencia del ancho de banda (p. 561, Sección I, 2ª columna).

LI ENJIA Y COL: “The Study of FH/MCFD/SSMA/DPSK Wireless Communications Systems” PROCEEDINGS OF THE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATION TECHNOLOGY, 1998, páginas S18-6-1-S18-6-5 desvelan técnicas OFDM concatenadas con un esquema de salto de frecuencia que selecciona una secuencia pseudoaleatoria de un grupo de frecuencias de portadora OFDM que transportan un flujo de datos de un usuario dado. El uso de modulación por desplazamiento de fase diferencial por parte de Enjia y col. es convencional y es la norma cuando un canal de comunicaciones presenta fase esencialmente aleatoria. Para proveer facilidad relativa de sincronización en el receptor, el formato DPSK permite una función diferencial de detección de fase de portadora por medio de comparaciones de fase sucesivas sobre una base de bit por bit; el procedimiento diferencial de codificación/decodificación también se encarga de ambigüedades de fase +/- en el canal RF.

ES 2 276 833 T3

Según un primer aspecto de la presente invención, un procedimiento de transmisión de señal comprende proveer un sistema de comunicación de espectro ensanchado por secuencia directa que aumenta un número de usuarios utilizando una pluralidad de portadoras ortogonales muy próximas que producen espectros superpuestos, caracterizado por superponer primera y segunda señales de espectro ensanchado por secuencia directa que tienen frecuencias de la portadora ω_1 y ω_2 , códigos de ensanchamiento PN_1 y PN_2 con un tiempo de chip T_c , y señales de mensajes m_1 y m_2 que tienen un tiempo de bit T_b que es un múltiplo entero del tiempo de chip, cada una de las frecuencias de la portadora es un múltiplo entero de la tasa de bits $1/T_b$ y están espaciadas de manera ortogonal en relación con la tasa de bits o un múltiplo entero de la misma por lo cual

$$\int_t^{t+T_x} \cos(\omega_1(t))*PN_1(t)*m_1(t)*\cos(\omega_2(t))*PN_2(t)*m_2(t)dt = 0$$

con T_x establecido a T_b o un múltiplo entero de T_b .

Según un segundo aspecto de la invención, un producto de programa informático comprende medios de programas informáticos adaptados, cuando se usan en conjunción con el aparato de transmisión de señales, para proveer un sistema de comunicación de espectro ensanchado por secuencia directa que aumenta un número de usuarios utilizando una pluralidad de portadoras ortogonales muy próximas que producen espectros superpuestos, caracterizado porque cuando dichos medios de programa son ejecutados en un ordenador que forma parte del aparato de transmisión de señales, la primera y segunda señales de espectro ensanchado por secuencia directa se superponen, teniendo dichas señales frecuencias de las portadoras ω_1 y ω_2 , códigos de ensanchamiento PN_1 y PN_2 con un tiempo de chip T_c , y señales de mensajes m_1 y m_2 que tienen un tiempo de bit T_b que es un múltiplo entero del tiempo de chip, en el que cada una de las frecuencias de las portadoras es un múltiplo entero de la tasa de bits $1/T_b$ y están espaciadas de manera ortogonal en relación con la tasa de bits o un múltiplo entero de la misma por lo cual

$$\int_t^{t+T_x} \cos(\omega_1(t))*PN_1(t)*m_1(t)*\cos(\omega_2(t))*PN_2(t)*m_2(t)dt = 0$$

con T_x establecido a T_b o un múltiplo entero de T_b .

Según un tercer aspecto de la invención, hay provisto un aparato de transmisión de señales que incorpora un programa informático caracterizado por medios de programas informáticos adaptados, cuando son ejecutados en un ordenador, para realizar las etapas de: proveer un sistema de comunicación de espectro ensanchado por secuencia directa que aumenta un número de usuarios utilizando una pluralidad de portadoras ortogonales muy próximas que producen espectros superpuestos, superponer la primera y segunda señales de espectro ensanchado por secuencia directa que tienen frecuencias de las portadoras ω_1 y ω_2 , códigos de ensanchamiento PN_1 y PN_2 con un tiempo de chip T_c , y señales de mensajes m_1 y m_2 que tienen un tiempo de bit T_b que es un múltiplo entero del tiempo de chip, en el que cada una de las frecuencias de las portadoras es un múltiplo entero de la tasa de bits $1/T_b$ y están espaciadas de manera ortogonal en relación con la tasa de bits o un múltiplo entero de la misma por lo cual

$$\int_t^{t+T_x} \cos(\omega_1(t))*PN_1(t)*m_1(t)*\cos(\omega_2(t))*PN_2(t)*m_2(t)dt = 0$$

con T_x establecido a T_b o un múltiplo entero de T_b .

Ciertas características preferidas de la invención se exponen en las reivindicaciones dependientes adjuntas.

Un objetivo de las técnicas descritas en esta memoria descriptiva es satisfacer simultáneamente los requisitos de adaptarse a un aumento en el número de usuarios normalizados y optimizar concurrentemente la carga de usuarios a través de múltiples canales de frecuencia. Un objetivo de estas técnicas es recoger beneficios significativos usando la tasa de bits del canal (o integrales múltiples, o integrales fraccionales múltiples, de la misma) como una base para la ortogonalidad.

Una técnica está basada en un procedimiento que comprende superponer una pluralidad de señales de espectro ensanchado por secuencia directa usando frecuencias de las portadoras que están espaciadas de manera ortogonal en relación con una tasa de bits común (o, de nuevo, integrales múltiples de la misma). Otra técnica está basada en aparatos que comprenden: un generador de código de pseudoruido (PN); un sintetizador de frecuencia acoplado al generador de código de PN; una puerta de coincidencia acoplada al generador de código de PN; una puerta de datos acoplada a la puerta de coincidencia; una puerta XOR acoplada tanto a la puerta de datos como al generador de código de PN; un modulador equilibrado acoplado tanto a la puerta XOR como al sintetizador de frecuencia; y un conmutador acoplado al modulador equilibrado, en el que un conjunto de p bits provisto al sintetizador de frecuencia selecciona una banda de funcionamiento, el generador de código de PN provee un subconjunto de m bits procedentes de un código completo de PN de n bits al sintetizador de frecuencia para generar una frecuencia de la portadora dentro de la banda de funcionamiento, y el generador de código de PN provee un subconjunto de l bits procedentes del código completo de PN de n bits a la puerta de coincidencia para: (1) generar una ráfaga de datos desde la puerta de datos a través de la

ES 2 276 833 T3

puerta XOR hasta el modulador equilibrado y (2) generar en el dicho conmutador, el generador de código de PN que provee el código completo de PN de n bits al modulador equilibrado por la puerta XOR.

5 A continuación se describirá la invención a modo de ejemplo con referencia a los dibujos que, en primer lugar, se describen brevemente más abajo.

la Fig. 1 ilustra un ejemplo de flujo de chips, que representa una realización de la invención;

10 la Fig. 2 ilustra una vista esquemática de bloques de un transmisor híbrido de espectro ensanchado por salto de frecuencia/por secuencia directa (modulado por modulación por desplazamiento de fase binaria [BPSK]), que representa una realización de la invención;

15 la Fig. 3 ilustra una vista esquemática de bloques de un receptor híbrido de espectro ensanchado por salto de frecuencia/por secuencia directa (modulado por BPSK), que representa una realización de la invención;

la Fig. 4 ilustra una vista esquemática de bloques de un transmisor híbrido de espectro ensanchado por salto en el tiempo/por secuencia directa, que representa una realización de la invención;

20 la Fig. 5 ilustra una vista esquemática de bloques de un receptor híbrido de espectro ensanchado por salto en el tiempo/por secuencia directa, que representa una realización de la invención;

la Fig. 6 ilustra una vista esquemática de bloques de un transmisor híbrido de espectro ensanchado por salto de frecuencia/salto en el tiempo/por secuencia directa, que representa una realización de la invención;

25 la Fig. 7 ilustra una vista esquemática de bloques de un receptor híbrido de espectro ensanchado por salto de frecuencia/salto en el tiempo/por secuencia directa, que representa una realización de la invención.

30 Dentro de esta solicitud están referenciadas varias publicaciones por superíndices compuestos de números arábigos entre paréntesis. Las citas completas para estas publicaciones pueden encontrarse al final de la memoria descriptiva inmediatamente antes de las reivindicaciones después del encabezamiento de sección Bibliografía. Las exposiciones de todas estas publicaciones se incorporan por referencia para el propósito de indicar los antecedentes de la invención e ilustrar el estado de la técnica.

35 Las patentes de EE.UU. referidas más adelante N^{os} 5.623.487; 5.521.937; y 5.274.665 desvelan realizaciones que eran satisfactorias para los propósitos para los que estaban pensadas.

40 Los procedimientos de transmisión de señales descritos más adelante incluyen combinar señales superpuestas de espectro ensanchado por secuencia directa (DSSS) usando frecuencias de las portadoras que están espaciadas de manera ortogonal en relación con la tasa de bits (o de símbolos) en lugar de la tasa de chips.

Esto permite una nueva combinación de espectro ensanchado por salto de frecuencia (FHSS) y/o espectro ensanchado por salto en el tiempo (THSS) con las señales DSSS, optimizando así el factor de mérito *bits/seg/Hz* y permitiendo un número de usuarios aún más alto.

45 Significativamente, los procedimientos pueden permitir x^2 usuarios en el mismo canal al mismo nivel de interferencia de usuarios donde previamente había sólo x . Aquí, "canal" se refiere al grupo de canales de frecuencia muy próximos, que es sólo ligeramente más ancho que un único canal DSSS. Por ejemplo, dada una situación donde 16 usuarios eran todos los que el canal podía soportar (debido a diversas fuentes de ruido, interferidores, y efectos de trayectoria múltiple), la invención podría aumentar el número de usuarios a aproximadamente 256 con el mismo nivel medio de interferencia de usuarios que antes, tanto para sistemas DSSS como híbridos (DSSS/FHSS; DSSS/THSS; y DSSS/FHSS/THSS). La contrapartida (coste) es un leve aumento en el ancho de banda global y el conjunto de circuitos requeridos.

55 Por ortogonalidad estricta, tal como se expresa por la relación de Kondo (Ec. 2), se quiere decir que las señales en cuestión tienen exactamente superposición nula, lo que Kondo ha utilizado para $1/T_c$ o espaciado de tasa de chips. Es decir, la integral en la Ec. 1 se anula. En la presente invención, estamos utilizando números enteros múltiplos y submúltiplos de $1/nT_c=1/T_b$ (o espaciados de portadoras a la tasa de bits de múltiplos de la misma) que hacen que la Ec. 1 se anule o se aproxime a cero. Si la frecuencia de la portadora, $f=\omega/2\pi$, es precisamente un múltiplo entero de la tasa de bits, entonces dos portadoras cualesquiera, independientemente de sus fases iniciales relativas, integrarán a cero en la Ec. 2. Sin embargo, si la frecuencia de la portadora *no* es un múltiplo entero de la tasa de bits, la integral sólo *se aproximará* a cero para relaciones de fase aleatorias. Como ejemplo, la superposición media entre dos señales arbitrarias en la banda de 915 MHz para una tasa de fragmentación en chips de 1 MHz y 1023 chips por bit es típicamente un escaso tanto por ciento o menos, con un máximo de quizá el 8%. En este ejemplo utilizaremos dos portadoras que obedecen a la relación:

65

$$\omega_j = \pi(j + k)/n \cdot T_c \quad \text{y} \quad \omega_k = \pi(j + k)/n \cdot T_c \quad (\text{Ec.3}),$$

donde j es un número entero, y n y T_c se definen como antes. Típicamente, el índice j es un número entero grande como 1.870.000 para las condiciones del ejemplo anterior. Para que el espaciado de frecuencias entre dos portadoras adyacentes sea igual a la tasa de bits del canal, $k=1/2$. Para el ejemplo usado aquí, el espaciado de frecuencia utilizado por Kondo es el doble de la tasa de fragmentación en chips, o 2 MHz. Para el caso ortogonal de esta invención, el espaciado de frecuencia es menos de 1 KHz, que provee 2000 veces de beneficio en la densidad de espaciado de portadora. Esto puede verse simplemente haciendo $k=1/2$, $j=1.870.000$, $T_c=1/(1 \text{ MHz})$, y $n=1023$ en la Ec. 3 y tomando la diferencia entre las dos frecuencias.

Consideremos ahora valores de k menores que $1/2$. *La relación de Kondo (Ec. 2) es estrictamente válida para señales de fase relativa aleatoria entre sí, es decir, para un conjunto de señales asíncronas, que es el caso para el grueso de las aplicaciones de la presente invención.* Sin embargo, en el escenario que implica un conjunto de señales cofásicas o síncronas, como las transmitidas desde una antena de estación base común (por ejemplo, en un teléfono celular IS-95 CDMA o sistema equivalente), las señales del conjunto conservarán su ortogonalidad mutua a un espaciado de frecuencias de exactamente $1/2$, $1/4$, $1/8$, etc. o otros valores fraccionarios de la tasa de bits así como a múltiplos enteros (es decir, x_1 , x_2 , x_3 ,...) de ese $1/2$ de la tasa de bits, dependiendo de la elección de fase relativa entre las portadoras. Los espaciados de frecuencias ortogonales admisibles *para grupos de señales síncronas* con diferencias de fase relativas nulas son por lo tanto $1/2$, 1 , $1\frac{1}{2}$, 2 , $2\frac{1}{2}$, 3 , $3\frac{1}{2}$,... veces la tasa de bits, dando el doble de elecciones de frecuencia que en el caso asíncrono. *Por lo tanto, pueden operarse satisfactoriamente conjuntos de señales síncronas* (por ejemplo, encontradas en transmisores múltiples comunes cofásicos de estación base y módems sincronizados o transmisores por un cable coaxial común o cable de par trenzado) *en un modo ortogonal a espaciados de frecuencia de un medio (y otros submúltiplos) de la tasa de bits común y lograr así al menos el doble de la densidad de usuarios del caso de señal asíncrona.* (En las siguientes discusiones, sin embargo, se supondrá el caso más general de conjuntos de señales [no en fase] *asíncronas*, a menos que se establezca de otro modo).

La Fig. 1 muestra un ejemplo de cómo están relacionados los chips y los bits en un sistema DSSS típico. En este ejemplo, la tasa de bits (tasa de símbolos) es $1/T_b$ bits/segundo, y la tasa de chips es $1/T_c$ chips/segundo, con siete chips por bit. Así, la velocidad de fragmentación en chips es siete veces más rápida que la tasa de bits. Como se discutirá después, los espaciados típicos de frecuencias ortogonales están basados en $f=1/T_c$ que en este ejemplo es siete veces mayor que $f=1/T_b$. En todos los sistemas de espectro ensanchado significativos, T_b/T_c será al menos 10 y a menudo está en el intervalo de 100 a 1000 o mayor. Más detalladamente, la Fig. 1 a) muestra un flujo de bits (símbolos) de "010" que se multiplica lógicamente por la señal mostrada en b), que es el código de PN de repetición periódica que a su vez genera la señal mostrada en c), que es el flujo digital usado para modular la portadora en un sistema DSSS y que puede usarse alternativamente para controlar las asignaciones de frecuencia o tiempo en un sistema FHSS o THSS.

La invención puede incluir el uso de múltiples canales de frecuencia que se escogen para que estén lo más próximos posible, de acuerdo con la tasa de bits (de símbolos) y una condición de ortogonalidad (que se analizará más adelante). En la práctica, esto significa que el sistema de canal único que funciona a una frecuencia nominal de 915 MHz con una tasa de fragmentación en chips de 1 MHz, para tomar un ejemplo particular, tendría un ancho de banda de aproximadamente 2 MHz. Dividir la portadora original de 915 MHz en 16 portadoras igualmente espaciadas, 8 a cada lado de la portadora original, y separándolas por 20 kHz aumentaría el ancho de banda a 2,30 MHz, o el 15%. Son posibles otros espaciados y se determinan por la manera particular en que la frecuencia de la portadora, la tasa de fragmentación en chips, y la tasa de baudios determinan conjuntamente la condición de ortogonalidad. Si la interferencia debida a 16 usuarios alcanzó el límite de aceptabilidad en el único canal de 915 MHz y los 16 nuevos canales divididos de la portadora central fueran ortogonales, el sistema híbrido podría soportar 16 usuarios por cada uno de los 16 canales con aproximadamente (de media) el mismo nivel de interferencia. Por lo tanto, la capacidad del canal de la banda original de 2 MHz centrada a 915 MHz ha sido aumentada de 16 a 256 usuarios pagando el coste de un leve aumento de ancho de banda y un leve aumento estadístico de interferencia. ¡El resultado es un uso mucho más eficiente de ancho de banda con casi ninguna degradación de rendimiento!.

Los sistemas comerciales de espectro ensanchado CDMA y FDMA pueden tener hasta 64 usuarios en una célula funcionando en una única frecuencia de la portadora. Otros proveedores en la misma área geográfica, quizá en células parcialmente superpuestas, ofrecerán servicio similar pero a una frecuencia de la portadora diferente. Las frecuencias de la portadora o centrales están separadas suficientemente unas de otras para minimizar la interferencia entre servicios. Aumentando las distancias centrales ligeramente para permitir que se llene la multiplicidad de canales ortogonales que cada portadora estaría ampliada ahora, el número de usuarios que podrían ser acomodados en una región geográfica dada puede aumentarse de 10 a 1000 veces. En aplicaciones militares, hay quizá 512 usuarios en un solo canal. Nuestro procedimiento permitiría quizá hasta 2500 usuarios, a un leve coste en ancho de banda, potencia y hardware.

1. Canales de acceso controlado y de frecuencia ortogonal

Si tanto el acceso a la transmisión como la distancia entre el transmisor y cada receptor en el sistema son controlados o conocidos de antemano, entonces la ganancia de usuarios de productos prevista anteriormente se puede lograr asegurando que no hay dispersión espectral entre canales (es decir, los diferentes canales de frecuencia se seleccionan para que sean mutuamente ortogonales). En este caso, la estación base asigna cada usuario a un canal de una manera síncrona y dentro de canales ortogonales por asignación, resultando en que no hay interferencia entre canales y un factor de carga de canal que es uniforme por todos los canales. Siguiendo con el ejemplo anterior, supongamos que hay

ES 2 276 833 T3

16 canales con 16 usuarios en cada canal. Si los canales son verdaderamente ortogonales, se requiere que el margen de perturbación en cada receptor sea sólo 12 dB. La propiedad de ortogonalidad es entonces el factor determinante. Las propiedades de ortogonalidad se analizarán más adelante más detalladamente.

5 Los usos de tal sistema pueden estar limitados a situaciones donde las distancias entre la estación base y los usuarios son fijas. Entre los ejemplos se incluyen el interior de un edificio, por cable de banda ancha, o entre edificios en un entorno urbano.

2. Procedimientos de acceso aleatorio

10

Si no puede satisfacerse el requisito de conocer las distancias entre la estación base y cada receptor, entonces la mejor solución posible es una de acceso aleatorio. Aquí, se asignan canales de frecuencia a los usuarios basándose en sus propios códigos CDMA sin ninguna intervención desde la estación base. Los procedimientos de la teoría de probabilidad aseguran que el uso de canales será igualado por término medio, sin casos sostenidos o graves de interferencia entre usuarios.

15

Para recapitular el problema que se está resolviendo, considérese un sistema DSSS que usa códigos de ruido pseudoaleatorio (PN) donde se usan m chips por símbolo. Supongamos que hay un remitente y la portadora está confinada a un canal de frecuencia particular. Este único canal puede soportar múltiples transmisiones simultáneas siempre que cada remitente tenga su propio código de PN que sea ortogonal a o tenga pequeñas correlaciones cruzadas con las de otros remitentes que ocupan el mismo canal. Como las secuencias son pseudoaleatorias, una secuencia recibida no pensada para el receptor particular aparecerá como ruido blanco, añadiendo 3 dB de ruido a la entrada del sistema. Asimismo, para cada duplicación de remitentes en el canal escogido, se añadirán 3 dB de ruido de interferencia efectiva. En particular, 16 remitentes degradarán en 12 dB la recepción para cualquier receptor particular, y 256 remitentes degradarán la recepción en 24 dB. Si suponemos que el factor de sensibilidad efectiva utilizable de un solo receptor es -105 dBm, entonces con 256 remitentes cada receptor debe tener un nivel de señal de entrada de -81 dBm para poder separar correctamente la señal de la interferencia. Si se establece de otro modo, la intensidad de señal en el receptor debe subir desde los $1,26 \mu\text{V}$ (a -105 dBm) hasta $\sim 20 \mu\text{V}$ para una recepción correcta. De manera equivalente, cada receptor debe tener un margen de perturbación de 24 dB. Estos son factores de rendimiento difíciles de lograr.

30

Para aumentar el número de usuarios, debe aumentarse el margen de perturbación. Se dispone de dos procedimientos estándar: (1) aumentar el ancho de banda del espectro o (2) disminuir la velocidad de transmisión de datos. Es probable que estas dos alternativas sean inaceptables ya que ambas implican una degradación significativa del rendimiento del sistema.

35

La situación mejoraría drásticamente si los 256 remitentes pudieran dividirse entre 16 canales. Si la interferencia en canales cruzados es insignificante asignando canales ortogonales como antes, entonces volveríamos al caso de -93 dBm, con sólo 12 dB de margen de perturbación extra requerido. Esto puede lograrse sin requerir 15 estaciones base adicionales o demandar 16 veces el ancho de banda de ensanchamiento. Mediante elección adecuada de acceso a canal determinista o aleatorio, el número de usuarios puede aumentar de n a aproximadamente n^2 manteniendo a la vez la misma sensibilidad aproximada del receptor.

40

Supongamos que tenemos códigos DSSS de n chips cada uno, de fase modulada, según las palabras de código. Al enviar una palabra de código, mire sus 4 primeros bits (por ejemplo de 16 usuarios). Interprete este grupo de bits como un desplazamiento de frecuencia desplazada entre 0 y 15 de la antigua frecuencia central, y desplace la frecuencia de la portadora en consecuencia. El resultado es una oscilación a través de un conjunto de frecuencias de una manera conocida para el receptor y modular la fase de la portadora con cada chip de la manera habitual. Esto puede hacerse cada 4 chips o cada única o cada y palabras de código. Obsérvese que la resolución de frecuencia es muy nítida debido al nivel de ganancia de procesamiento que se conserva para cada usuario.

50

Para sincronizar un receptor para una secuencia de código particular, comiencese buscando la primer palabra de código alrededor de su frecuencia esperada, que está determinada por el propio código. Cuando se encuentre, se establece la frecuencia y la ubicación de frecuencia de la siguiente secuencia de chips se conoce a partir del código de PN en uso. El esquema presentado aquí reducirá la interferencia debida a múltiples usuarios ya que, por término medio, todos los transmisores que usan códigos diferentes estarán transmitiendo por un canal de frecuencia diferente en cualquier instante dado. De este modo, para un esquema de división de frecuencia de 16 canales, habrá un conflicto sólo 1/16 del tiempo reduciendo el problema de la interferencia. Cualquier colisión grave puede corregirse por medio de solicitudes de retransmisión o códigos de corrección de errores.

60

La ventaja de este procedimiento estriba en su naturaleza aleatoria - es un procedimiento probabilista que no requiere asignación de canal por la estación base. Otras ventajas son que ningún usuario individual puede ser interferido todo el tiempo si un solo canal tiene un interferidor principal; además, cualquier perturbación por parte de un único interferidor persistente afecta a los usuarios sólo en la medida en que sus códigos estén concentrados en el canal interferente.

65

ES 2 276 833 T3

3. Determinación de espaciado

En Kreyszig⁽³⁾ tenemos la definición clásica de ortogonalidad, “Se dice que las funciones g_m y g_n son *ortogonales* en el intervalo $a \leq x \leq b$ si...”

$$(g_m, g_n) = \int_b^a g_m(x)g_n(x)dx = 0 \quad (1)$$

Cualquier señal no trivial también satisfará las condiciones de que

$$(g_m, g_m) = \int_b^a g_m(x)g_m(x)dx \neq 0$$

$$(g_n, g_n) = \int_b^a g_n(x)g_n(x)dx \neq 0$$

La siguiente discusión trata de un sistema con varios transmisores y un receptor que está “programado” para detectar la señal S_1 . El funcionamiento del receptor multiplica fundamentalmente la mejor estimación de la señal deseada por la forma de onda compuesta entrante. El producto de banda base de baja frecuencia son típicamente los datos demodulados. Por lo tanto, la salida del receptor es

$$\int S_1(t) * (S_1(t) + S_2(t) + S_3(t) + \dots + I_1(t) + \dots + N_0(t)) dt \quad (2)$$

donde S_2, S_3, \dots representan otros usuarios, I_1, \dots representan fuentes de interferencia y N_0 representa ruido. En la ecuación (2) la salida deseada es desde el término $S_1^2(t)$. Los productos restantes representan productos que reducen la relación de señal a ruido (SNR).

Ahora, reducimos nuestro ejemplo a dos señales transmitidas que tienen diferentes frecuencias de la portadora (ω_x), códigos de ensanchamiento (PN_x) y señales de mensajes (m_x). Suponemos que la señal de mensaje es digital con una tasa de datos de $1/T_b$ y que el código de PN está cronometrado m veces más rápido, a una tasa de $1/T_c$, donde m es la longitud del código de PN en chips (jerga para bits de código de ensanchamiento). Así, deseamos

$$\int_t^{t+T_x} \cos(\omega_1(t)) * PN_1(t) * m_1(t) * \cos(\omega_2(t)) * PN_2(t) * m_2(t) dt = 0 \quad (3)$$

donde T_x se establece a T_c en sistemas típicos CDMA u OFDM (múltiplex por división de frecuencia ortogonal). Es muy importante apreciar que la invención puede aprovecharse de las operaciones típicas de hardware en un receptor DSSS estableciendo T_x igual a T_b (o *múltiplos enteros de T_b*). Esto aumenta el tiempo de integración por un factor de m , reduciendo así el espaciado mínimo de frecuencia ortogonal por un factor de m . Otros espaciados ortogonales útiles (aunque no mínimos) se producirán en múltiplos enteros de este espaciado de frecuencia mínimo.

Como se mencionó anteriormente, los detectores coherentes en receptores típicos multiplican la señal entrante por una estimación de la señal deseada. Integrando el producto durante el periodo de un solo bit del mensaje se obtiene el mensaje original, una vez que se establece una sincronización de bit de reloj. En receptores típicos de espectro ensanchado, los bits de ensanchamiento (chips) de mayor velocidad se cronometran dentro de un demodulador. Por lo tanto, el periodo de integración es igual o menor que la tasa de chips. Utilizando señales que ya están presentes en el receptor, puede realizarse un cálculo separado que ahora integra durante todo el periodo de bits de mensaje. Esto permite que las señales estén espaciadas de manera ortogonal a intervalos de frecuencia de $1/T_b$, que es n veces más cercano que los intervalos de $1/T_c$ usados en los sistemas existentes en la técnica.

La expresión múltiplo entero tal como se usa en relación con la tasa de bits, significa una tasa menor que la tasa de chips, preferentemente menor que la mitad de la tasa de chips. La expresión submúltiplo, tal como se usa en relación con la tasa de bits, significa una fracción de la tasa de bits. El término *acoplado*, tal como se usa en este documento, se define como conectado, aunque no necesariamente directamente, y no necesariamente mecánicamente. El término *desplegando*, tal como se usa en este documento, se define como diseñando, construyendo, enviando, instalando y/o funcionando. El término *programa* o la expresión *programa informático*, tal como se usa en este documento, se define como una secuencia de instrucciones diseñadas para ejecución en un sistema informático. Un programa puede incluir una subrutina, una función, un procedimiento, un procedimiento objeto, una implementación de objeto, una aplicación ejecutable, una pequeña aplicación ejecutada en un navegador web (applet), una pequeña aplicación ejecutada en un servidor web (servlet), un código fuente, un código objeto, y/u otra secuencia de instrucciones diseñada para ejecución en un sistema informático.

Ejemplos

A continuación se describirán más detalladamente realizaciones específicas de la invención mediante los siguientes ejemplos no limitadores que servirán para ilustrar con algún detalle diversas características de importancia. Los ejemplos están pensados meramente para facilitar una comprensión de maneras en las que puede ponerse en práctica la invención y además para permitir a los expertos en la materia poner en práctica la invención. Por consiguiente, los ejemplos no deben interpretarse como limitadores del alcance de la invención.

Ejemplo 1

Haciendo referencia a las Figs. 2-3, se representa un esquema híbrido de espectro ensanchado por salto de frecuencia/por secuencia directa (FH/DS).

El transmisor híbrido de espectro ensanchado por salto de frecuencia/por secuencia directa (FH/DS) representado en la Fig. 2 está configurado para modulación de datos BPSK estándar. Se usa un subconjunto de m bits procedentes del código de PN completo de n bits ($n > m$) en sincronización con la secuencia de fragmentación en chips para impulsar a un sintetizador RF (200) a generar la frecuencia de la portadora RF exacta deseada para la transmisión SS híbrida. Obsérvese que se usan unos p bits adicionales de orden superior en la palabra del sintetizador RF para especificar la banda de funcionamiento RF; los m bits de orden inferior procedentes del registro de PN seleccionan los canales de salto individuales. Un filtro de paso bajo opcional (210) puede estar situado entre un modulador equilibrado (220) y un amplificador (230).

La arquitectura del receptor híbrido de espectro ensanchado FH/DS correspondiente se muestra en la Fig. 3. Aquí, la señal híbrida entrante es amplificada en un amplificador de bajo ruido de entrada del sistema (LNA) (300), disminuida en frecuencia a la frecuencia intermedia deseada (IF) por medio de un mezclador equilibrado (310), y finalmente demodulada de manera convencional. Como en el transmisor anterior, se usan m bits procedentes de un generador de código de PN de n bits (320) para seleccionar los canales de salto de frecuencia deseados dentro de la banda receptora RF seleccionada. Se usa una señal fija de oscilador local para elevar la frecuencia de salida del sintetizador hasta el valor apropiado para producir la IF objetivo; esta señal final del oscilador local de FH/DS programable es modulada por la secuencia de código polinómico de PN y aplicada al mezclador equilibrado (310) en la parte superior izquierda del diagrama. Esta señal ensanchada desensancha entonces automáticamente (cuando está sincronizada correctamente) la parte DS de la señal híbrida entrante; el salto de frecuencia de la señal local también elimina la componente FH, dejando una simple señal de frecuencia única de datos modulados en una entrada a una cadena de filtro/amplificador IF (330). La sincronización para el sistema se obtiene del flujo de datos, la frecuencia de la portadora RF, o una combinación de los mismos. Un filtro opcional de paso bajo o de paso de banda (340) puede estar situado entre un mezclador de frecuencia (350) y un modulador equilibrado (360).

Ejemplo 2

Haciendo referencia a las Figs. 4-5, se representa un esquema híbrido de espectro ensanchado por salto en el tiempo/por secuencia directa (TH/DS).

La Fig. 4 detalla un transmisor híbrido de salto de frecuencia/por secuencia directa (TH/DS). Aquí, como en el esquema previo de transmisión de FH/DS, un generador de código de PN principal (400) de n bits provee un subconjunto de m bits a una puerta de coincidencia de detección de patrón (410). Cuando se reconoce el patrón seleccionado de m bits, una puerta de datos (420) genera una ráfaga de bits de datos dentro del ensanchador de DS (por una puerta OR exclusiva (430) que alimenta a un modulador equilibrado (440)). Simultáneamente, un biestable T accionado por la línea de salida de coincidencia selecciona un amplificador de potencia RF final (450) para completar el procedimiento de transmisión de ráfagas de salto en el tiempo. Un filtro de paso bajo opcional (460) puede estar situado entre el modulador equilibrado (440) y un conmutador RF (470).

El receptor de TH/DS correspondiente representado en la Fig. 5 es similar a la unidad de FH/DS descrita en el Ejemplo 1, salvo que los m bits extraídos de un generador de PN maestro (500) accionan un detector de coincidencia (510) (que puede ser como el del transmisor de la Fig. 4) en lugar de un sintetizador de frecuencia. Un biestable (520), una vez que el sistema está sincronizado, simplemente deselecciona la entrada RF hasta que se produzca el segmento de tiempo deseado.

Ejemplo 3

Las Figuras 6-7 representan diagramas de bloques del transmisor y el receptor híbridos de FH/TH/DS, respectivamente, que combinan lógicamente esquemas tanto de FH/DS como de TH/DS para lograr distribuciones de ensanchamiento más complejas y ofrecer seguridad de datos aún más alta que los tipos más simples; los detalles específicos pueden ser los mismos que los de los ejemplos previos.

65 Aplicaciones prácticas de la invención

Una aplicación práctica de la invención que tiene valor dentro de los campos tecnológicos es la telefonía celular. Además, la invención es útil en conjunción con comunicaciones de banda ancha (como las que se usan para el propósito

de enlaces de datos de alta velocidad por cable coaxial o fibra), o similares. Hay prácticamente innumerables usos para la invención, no todos los cuales tienen que estar detallados aquí.

Ventajas

Un sistema, que representa una realización de la invención, puede ser económico y ventajoso por al menos las siguientes razones. El sistema puede adaptarse a un aumento en el número de usuarios normalizados. El sistema puede optimizar la carga de usuarios a través de múltiples canales de frecuencia. También puede proveer mayor inmunidad a multitraectoria, interferencia, y perturbación respecto a procedimientos previos. Además, puede facilitar la implementación de receptores que posean rápida sincronización con las señales de espectro ensanchado moduladas de manera compuesta con un aumento mínimo en la complejidad del hardware respecto a unidades convencionales. La correlación entre la secuencia directa transmitida y las modulaciones de señal por salto de frecuencia puede facilitar el uso de modulación por salto de frecuencia de fase continua (CPFH) para reducir el ensanchamiento espectral transitorio o "interferencia del canal adyacente" en las señales transmitidas.

Todas las realizaciones desveladas de la invención descrita en este documento pueden realizarse y ponerse en práctica sin demasiada experimentación. Aunque el mejor modo de llevar a cabo la invención contemplado por los inventores se desvela anteriormente, la puesta en práctica de la invención no está limitada al mismo. Por consiguiente, se apreciará por parte de los expertos en la materia que la invención puede ponerse en práctica de otro modo que el descrito específicamente en este documento.

Por ejemplo, los componentes individuales no tienen que montarse en la configuración desvelada, sino que podrían montarse en prácticamente cualquier configuración. Además, aunque los transmisores y/o receptores descritos en este documento pueden ser módulos separados físicamente, será evidente que los transmisores y/o receptores pueden estar integrados en el aparato con el que están asociados. Además, todos los elementos y características desvelados de cada realización desvelada pueden combinarse con, o sustituirse por, los elementos y características desvelados de todas las otras realizaciones desveladas excepto donde tales elementos o características se excluyen mutuamente.

Bibliografía

(1) **Dixon**, Robert, *Spread Spectrum Systems with Commercial Applications, 3rd Edition*, John Wiley & Sons, Nueva York, 1998.

(2) **Peterson**, R. L., **Ziener**, R. E., and **Borth**, D. E., *Introduction to Spread-Spectrum Communications*, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1995.

(3) **Kreyszig**, Erwin, *Advanced Engineering Mathematics*, 8th Edition, John Wiley & Sons, Nueva York, 1999.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento de transmisión de señal, que comprende proveer un sistema de comunicación de espectro ensanchado por secuencia directa que aumenta un número de usuarios utilizando una pluralidad de portadoras ortogonales muy próximas que producen espectros superpuestos,

caracterizado por superponer primera y segunda señales de espectro ensanchado por secuencia directa que tienen frecuencias de la portadora ω_1 y ω_2 , códigos de ensanchamiento PN_1 y PN_2 con un tiempo de chip T_c , y señales de mensajes m_1 y m_2 que tienen un tiempo de bit T_b que es un múltiplo entero del tiempo de chip con $T_b > T_c$, cada una de las frecuencias de la portadora es un múltiplo entero de la tasa de bits $1/T_b$ y están espaciadas de manera ortogonal en relación con la tasa de bits o un múltiplo entero de la misma en el que

$$\int_t^{t+T_x} \cos(\omega_1(t)) * PN_1(t) * m_1(t) * \cos(\omega_2(t)) * PN_2(t) * m_2(t) dt = 0$$

con T_x establecido a T_b o un múltiplo entero de T_b .

2. Un procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado** además por codificar por salto de frecuencia común dicha pluralidad de señales de espectro ensanchado por secuencia directa.

3. Un procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado** además por codificar por salto de frecuencia individual diferencial cada una de dicha pluralidad de señales de espectro ensanchado por secuencia directa.

4. Un procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado** por modulación por salto de frecuencia realizada en forma de fase continua.

5. Un procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado** además por codificar por salto en el tiempo la dicha pluralidad de señales de espectro ensanchado por secuencia directa.

6. Un procedimiento según la reivindicación 5, **caracterizado** además por codificar por salto de frecuencia la dicha pluralidad de señales de espectro ensanchado por secuencia directa.

7. Un procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado** porque la superposición incluye asignar de manera síncrona cada uno de una pluralidad de usuarios a uno de una pluralidad de canales ortogonales.

8. Un procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado** porque la superposición incluye codificar un desplazamiento de frecuencia en un subconjunto de bits que definen una palabra de código.

9. Un procedimiento según cualquier reivindicación precedente, **caracterizado** porque la superposición incluye establecer una sincronización de bit de reloj; multiplicar una señal entrante por una estimación de una señal deseada; e integrar un producto durante el tiempo de bit T_b o un múltiplo entero del mismo.

10. Un procedimiento según cualquier reivindicación precedente, **caracterizado** además por retransmitir una de dicha pluralidad de señales de espectro ensanchado por secuencia directa.

11. Un procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado** además por comprobar una de dicha pluralidad de señales de espectro ensanchado por secuencia directa con un código de corrección de errores.

12. Un procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado** porque la primera y segunda señales de espectro ensanchado por secuencia directa son señales síncronas que tienen diferencias de fase relativas nulas, y porque las frecuencias de la portadora son (i) cada una precisamente un múltiplo entero de la mitad de la tasa de bits y (ii) están espaciadas de manera ortogonal en relación con la mitad de la tasa de bits o un múltiplo entero de la misma.

13. Un procedimiento según la reivindicación 12, **caracterizado** además por codificar por salto de frecuencia común las señales síncronas de espectro ensanchado por secuencia directa.

14. Un procedimiento según la reivindicación 12, **caracterizado** además por codificar por salto en el tiempo las señales síncronas de espectro ensanchado por secuencia directa.

15. Un procedimiento de transmisión de señal según la reivindicación 1, **caracterizado** porque la primera y segunda señales de espectro ensanchado por secuencia directa son señales síncronas, y porque cada una de las frecuencias de la portadora (i) es un múltiplo entero de $1/2^x$ veces la tasa de bits, donde x es un número natural y (ii) están espaciadas de manera ortogonal en relación con $1/2^x$ veces la tasa de bits o múltiplos enteros de la misma.

16. Un procedimiento según la reivindicación 15, **caracterizado** además por codificar por salto de frecuencia común dicha pluralidad de señales de espectro ensanchado por secuencia directa.

ES 2 276 833 T3

17. Un procedimiento según la reivindicación 15, **caracterizado** además por codificar por salto en el tiempo dicha pluralidad de señales de espectro ensanchado por secuencia directa.

18. Un producto de programa informático que comprende medios de programas informáticos adaptados, cuando se usan en conjunción con el aparato de transmisión de señales, para proveer un sistema de comunicación de espectro ensanchado por secuencia directa que aumenta un número de usuarios utilizando una pluralidad de portadoras ortogonales muy próximas que producen espectros superpuestos,

caracterizado porque cuando dichos medios de programa son ejecutados en un ordenador que forma parte del aparato de transmisión de señales, la primera y segunda señales de espectro ensanchado por secuencia directa se superponen, teniendo dichas señales frecuencias de las portadoras ω_1 y ω_2 , códigos de ensanchamiento PN_1 y PN_2 con un tiempo de chip T_c , y señales de mensajes m_1 y m_2 que tienen un tiempo de bit T_b que es un múltiplo entero del tiempo de chip con $T_b > T_c$, en el que cada una de las frecuencias de las portadoras es un múltiplo entero de la tasa de bits $1/T_b$ y están espaciadas de manera ortogonal en relación con la tasa de bits o un múltiplo entero de la misma en el que

$$\int_t^{t+T_x} \cos(\omega_1(t))*PN_1(t)*m_1(t)*\cos(\omega_2(t))*PN_2(t)*m_2(t)dt = 0$$

con T_x establecido a T_b o un múltiplo entero de T_b .

19. Un medio leíble por ordenador que contiene un producto de programa informático según la reivindicación 18.

20. Aparato de transmisión de señales que incorpora un programa informático **caracterizado** por medios de programas informáticos adaptados, cuando son ejecutados en un ordenador, para realizar las etapas de: proveer un sistema de comunicación de espectro ensanchado por secuencia directa que aumenta un número de usuarios utilizando una pluralidad de portadoras ortogonales muy próximas que producen espectros superpuestos,

superponer la primera y segunda señales de espectro ensanchado por secuencia directa que tienen frecuencias de las portadoras ω_1 y ω_2 , códigos de ensanchamiento PN_1 y PN_2 con un tiempo de chip T_c , y señales de mensajes m_1 y m_2 que tienen un tiempo de bit T_b que es un múltiplo entero del tiempo de chip con $T_b > T_c$, en el que cada una de las frecuencias de las portadoras es un múltiplo entero de la tasa de bits $1/T_b$ y están espaciadas de manera ortogonal en relación con la tasa de bits o un múltiplo entero de la misma en el que

$$\int_t^{t+T_x} \cos(\omega_1(t))*PN_1(t)*m_1(t)*\cos(\omega_2(t))*PN_2(t)*m_2(t)dt = 0$$

con T_x establecido a T_b o un múltiplo entero de T_b .

21. Un producto de programa informático que comprende medios de programas informáticos adaptados, cuando se usan en combinación con el aparato de recepción de señales adaptado para recibir una señal transmitida por el aparato de transmisión de la reivindicación 20, para proveer un sistema de comunicación de espectro ensanchado por secuencia directa que aumenta un número de usuarios utilizando una pluralidad de portadoras ortogonales muy próximas que producen espectros superpuestos,

caracterizado porque cuando los dichos medios de programa son ejecutados en un ordenador que forma parte del aparato de recepción de señales, la señal recibida es multiplicada por una estimación de una señal deseada, y el producto de la dicha multiplicación es entero durante el tiempo de bit T_b , siendo T_b un múltiplo entero del tiempo de chip T_c con $T_b > T_c$.

22. Un medio leíble por ordenador que contiene un producto de programa informático según la reivindicación 21.

23. Aparato de recepción de señales adaptado para recibir una señal transmitida por el aparato de transmisión de señales de la reivindicación 20, en el que el aparato de recepción está dispuesto para multiplicar la señal recibida por una estimación de la señal deseada, y para integrar el producto de la dicha multiplicación durante el tiempo de bit T_b , siendo T_b un múltiplo entero del tiempo de chip T_c con $T_b > T_c$.

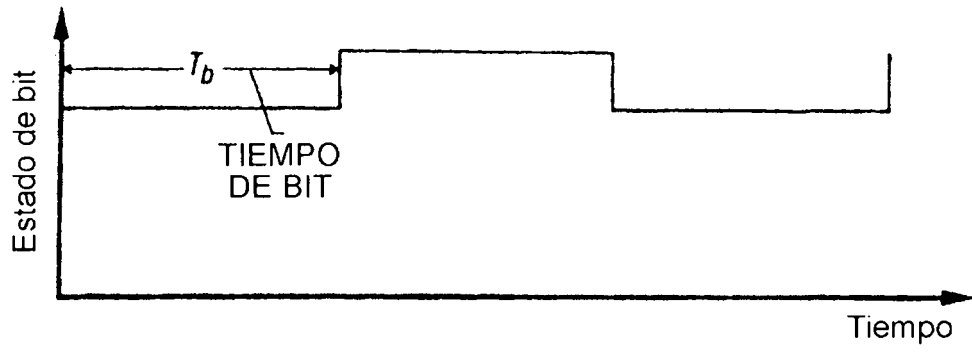


FIG. 1A

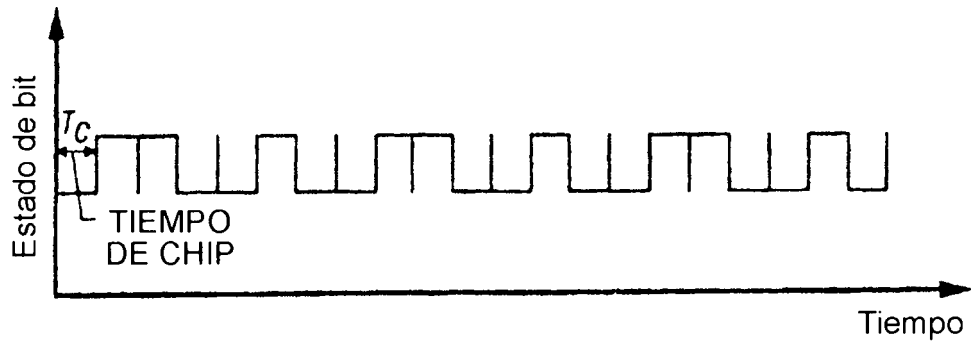


FIG. 1B

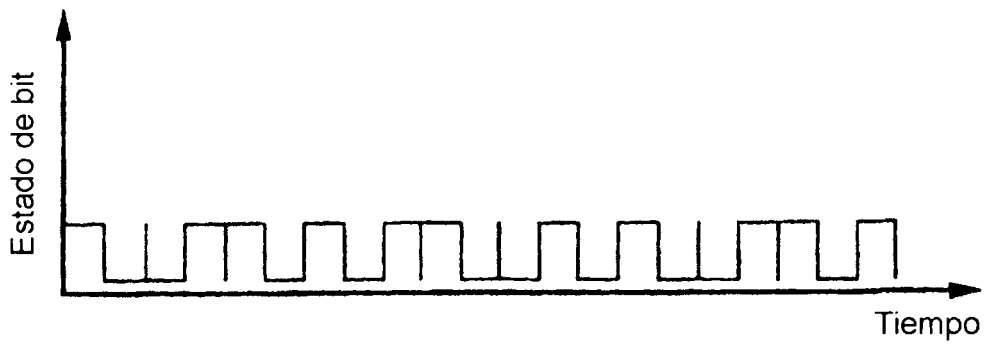


FIG. 1C

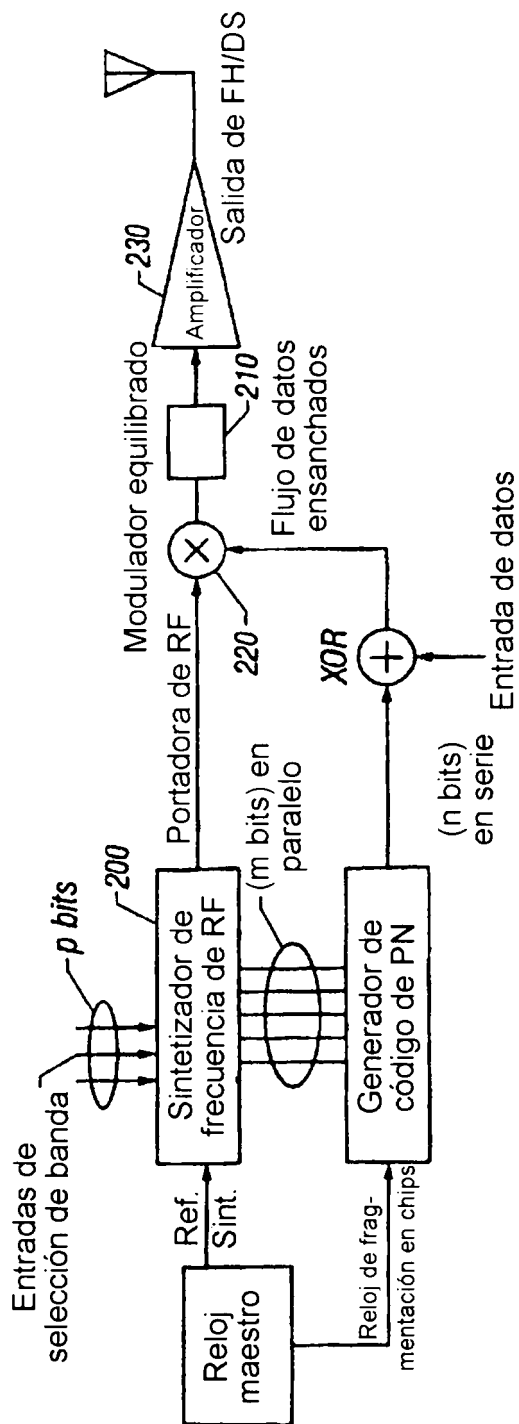


FIG. 2

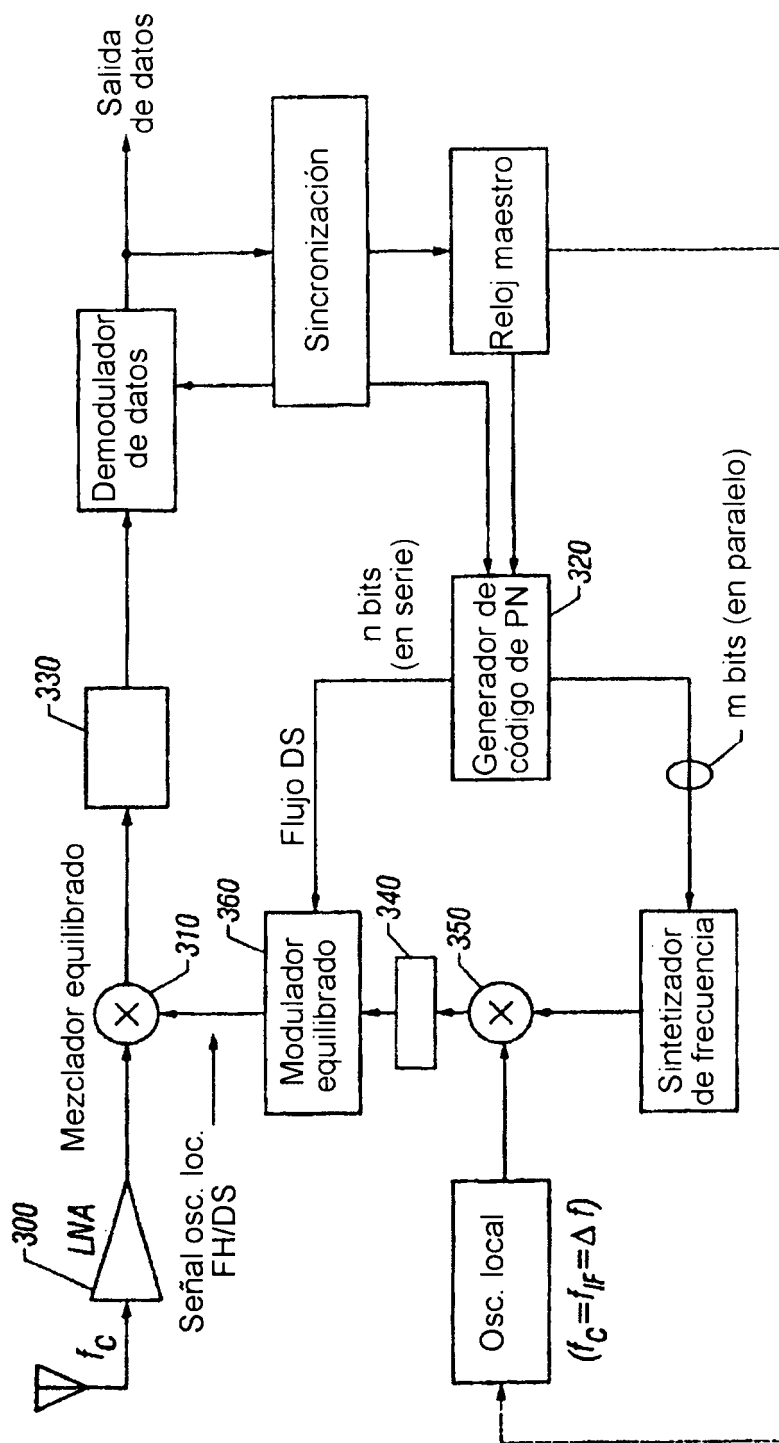


FIG. 3

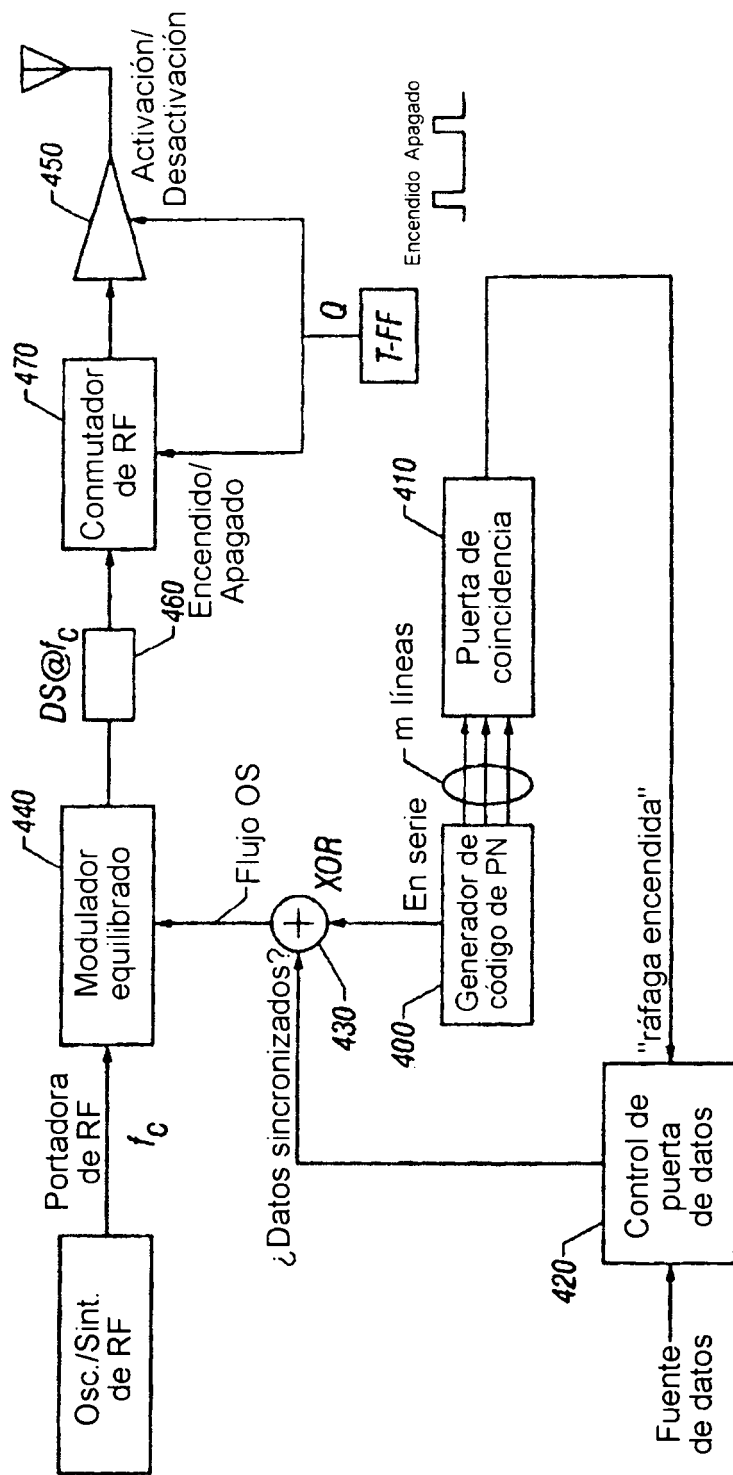


FIG. 4

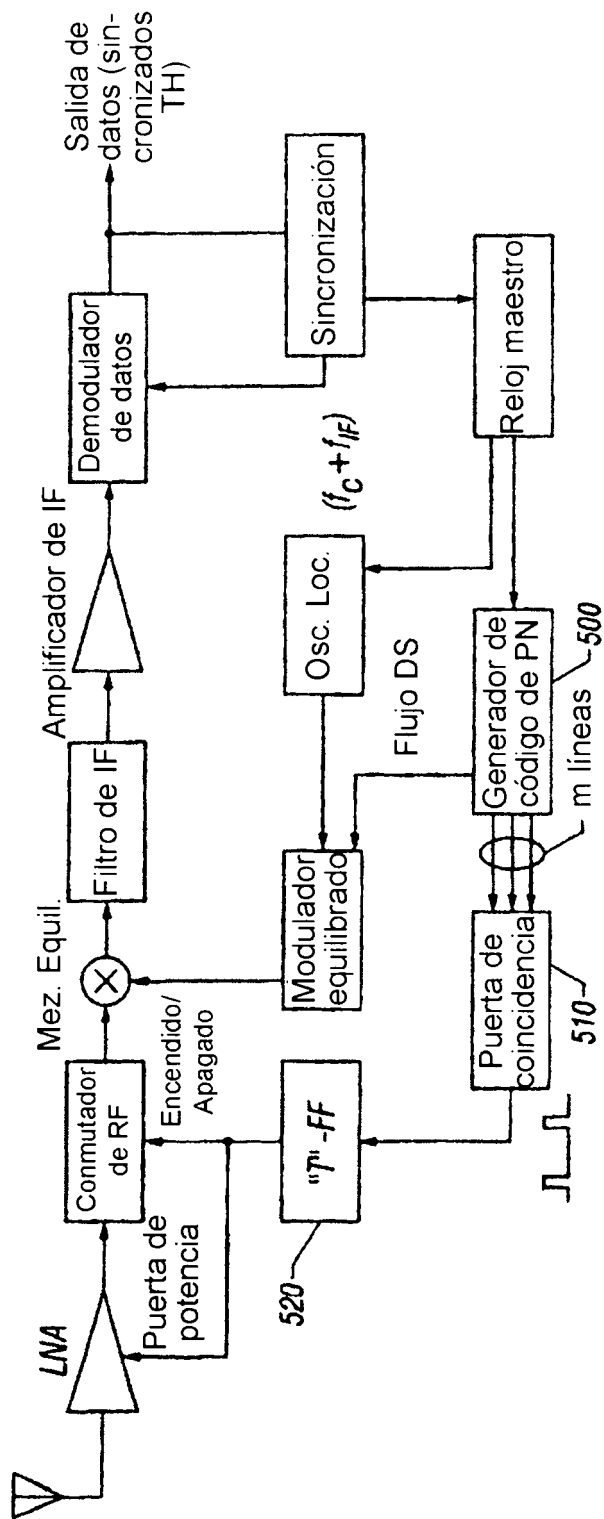


FIG. 5

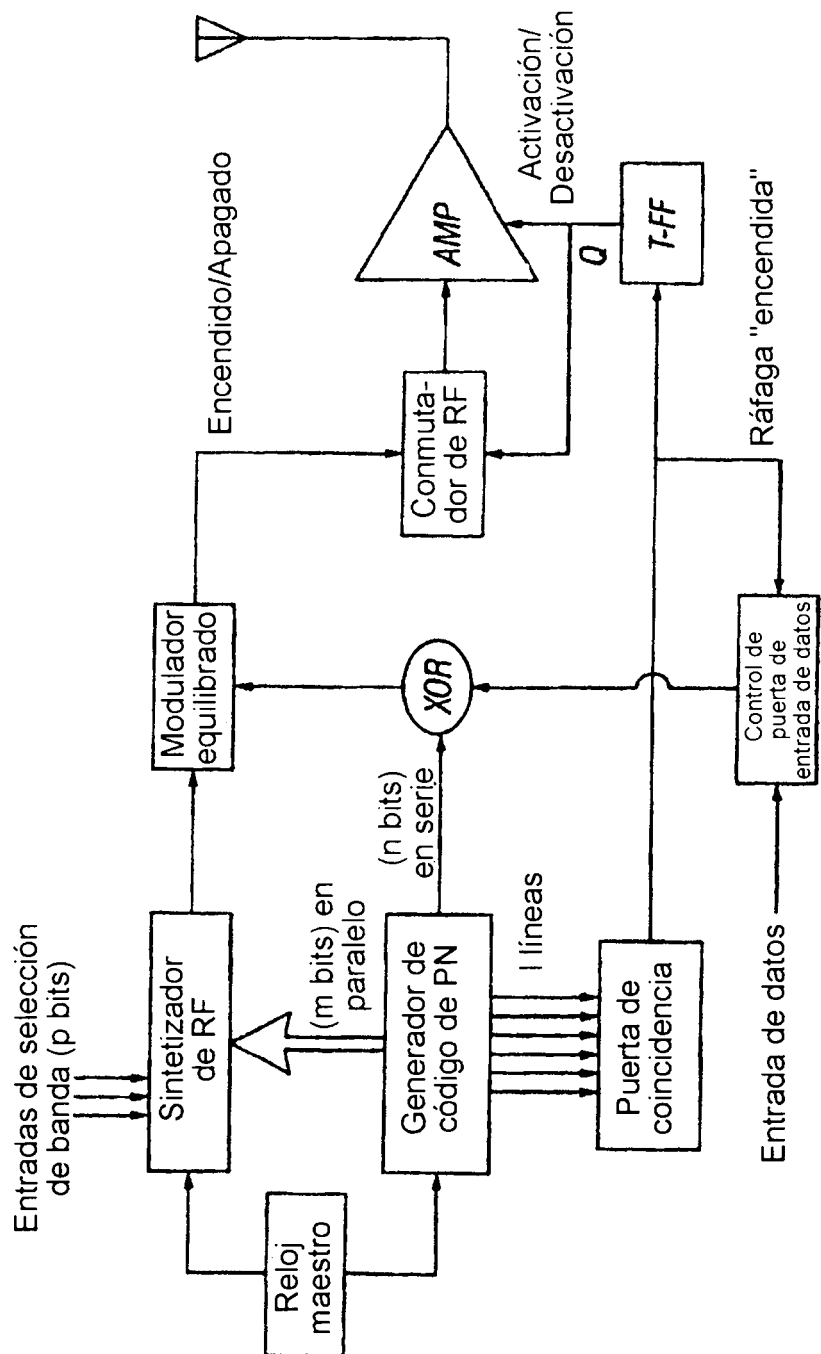


FIG. 6

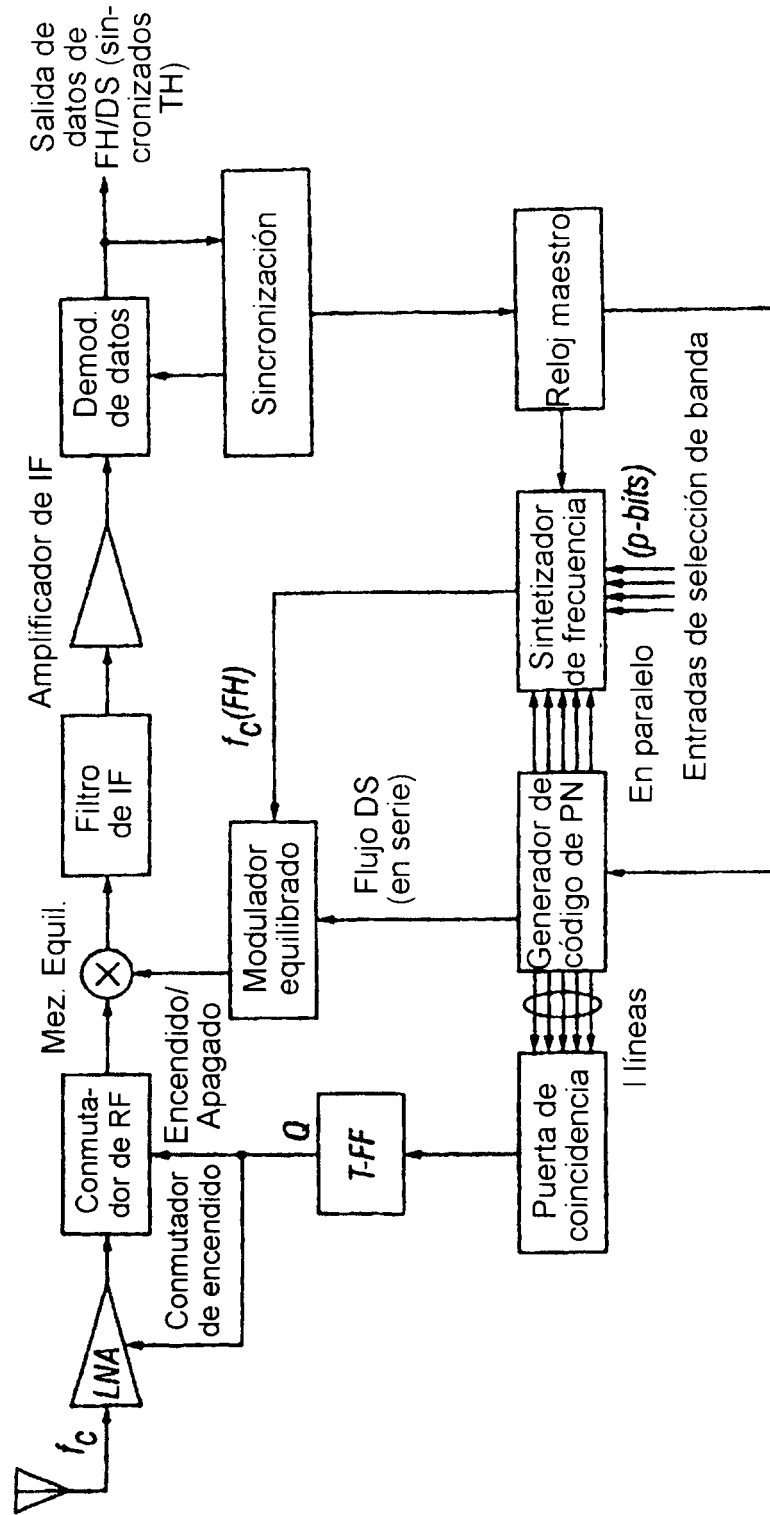


FIG. 7