(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 317 956**

(51) Int. Cl.:
H04L 7/00 (2006.01)
H04L 27/26 (2006.01)

(12) TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA T3

(96) Número de solicitud europea: **01999073 .8**
(96) Fecha de presentación : **29.11.2001**
(97) Número de publicación de la solicitud: **1338112**
(97) Fecha de publicación de la solicitud: **27.08.2003**

(54) Título: **Compensación de la desviación de temporización en sistemas inalámbricos basados en paquetes.**

(30) Prioridad: **29.11.2000 US 253707 P**

(45) Fecha de publicación de la mención BOPI:
01.05.2009

(45) Fecha de la publicación del folleto de la patente:
01.05.2009

(73) Titular/es:
TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON (publ)
164 83 Stockholm, SE

(72) Inventor/es: **Davidsson, Stefan;**
Walther, Roger;
Wenger, Fabian;
Pauli, Mathias;
Schramm, Peter y
Wachsmann, Udo

(74) Agente: **Elzaburu Márquez, Alberto**

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).

Venta de fascículos: Oficina Española de Patentes y Marcas. Pº de la Castellana, 75 – 28071 Madrid

DESCRIPCIÓN

Compensación de la desviación de temporización en sistemas inalámbricos basados en paquetes.

Campo de la invención

Esta invención pertenece a un aparato para determinar y/o compensar una desviación de tiempo entre relojes de muestra de un transmisor y un receptor junto con una transmisión de varias portadoras de señal modulada sobre un interfaz aéreo o de radio.

Antecedentes de la invención

Varios métodos para la transmisión de señales digitales, tales como señales de digital video broadcasting (DVB) (emisión de video digital) y digital audio broadcasting (DAB) (emisión de audio digital), son conocidos. Un método típicamente usado para tales transmisiones es el método de orthogonal frecuency division multiplexing (OFDM) (multiplexación por división de frecuencias ortogonal) en el que una pluralidad de portadoras de señal modulada se usa para emitir las señales. Esquemas de modulación por multiportadora como la OFDM son típicamente usados en sistemas en los que la dispersión de tiempo de los mismos es mucho mayor que la duración de bit empleada. En los esquemas de modulación por multiportadora, las portadoras de señal modulada son muestreadas antes de ser transpuestas en el dominio de la frecuencia por medio de una fast Fourier transformation (FFT) (Transformación de Fourier rápida) para separación de señal.

La Orthogonal Frecuency Division Multiplexing (OFDM) (Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonal) se usará también en wireless local area networks (WLAN) (Redes de Área Local Inalámbricas) en la banda de los 5 GHz tal como se especifica en Europa, los U. S. y Japón. El estándar de WLAN Europeo es High Performance Radio Local Area Network type 2 (HIPERLAN/2) (Red de Área Local de Radio de Alto Rendimiento de tipo 2), que está siendo desarrollado por el proyecto de ETSI (European Telecommunication Standard Institute - Instituto de Estándares para Telecomunicación Europeo) BRAN (broadband radio access network) (red de acceso por radio de banda ancha). Se espera que los estándares Norteamericanos y los Japoneses tengan capas físicas muy similares.

La capa física de HIPERLAN/2 se describe en el ETSI TS101 475 VI. 2.2 (2001-02), Broadband Radio Access Networks (BRAN) (Redes de Acceso por Radio de Banda Ancha); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) layer, documento de ETSI. El interfaz aéreo de HIPERLAN/2 se basa en el acceso múltiple por división de tiempo duplex y por división de tiempo dinámica. Todas las unidades de datos en cada canal de transporte que son transmitidas por medio de la capa física de HIPERLAN/2 son ráfagas.

La estructura de trama 18 y una ráfaga 20 de ejemplo se muestran en la Fig. 1. La trama incluye un canal de control de emisión, un canal de control de trama, tráfico de bajada, tráfico de subida, y canales de acceso aleatorio. Como se muestra en la Fig. 1, cada ráfaga 20 comprende un preámbulo 22 y una o varias PDU's (Unidad Dirigida por Preámbulo) 24_1,24_2, 24_3. 24_n. Otros detalles del preámbulo 22 y de las PDU's 24_1, 24_2,... se ilustran en la Fig. 2. El preámbulo 22 incluye, por ejemplo, un prefijo cíclico 22_1 y dos símbolos de entrenamiento 22_2, 22_3. Cada PDU 24 es una unidad de datos de varios bytes que procede de la capa de médium access control (MAC) (control de acceso medio).

La capa física (PHY) convierte la PDU a uno o más símbolos de OFDM, dependiendo el número de símbolos del modo de adaptación del enlace. Mientras la Fig. 1 muestra una PDU 24 de ejemplo que comprende varios símbolos de OFDM, en aras de la simplicidad la Fig. 2 muestra sus PDU's comprendiendo un prefijo 25 cíclico y un símbolo de datos 26. Por ejemplo, en la Fig. 2 la PDU 24, tiene un prefijo 25 cíclico, y el símbolo de datos 26_1.

La modulación OFDM se lleva a cabo con una IFFT (Inversa Fast Fourier Transform) (Transformada de Fourier Rápida Inversa) de 64 puntos a una velocidad de muestra de 20 MHz, que proporciona una separación de subportadora de 312,5 kHz y una duración de símbolo de 3,2 μs. El prefijo 25 cíclico puesto delante de cada símbolo 26 es 800 ns, proporcionando una longitud total de símbolo de 4 μs. De las 64 subportadoras, sólo se usan 52 subportadoras, de las cuales 48 llevan datos y 4 son pilotos.

La capa física proporciona varios modos de adaptación de enlace para adaptarse a varias condiciones de canal. Cada modo comprende una combinación de un esquema de modulación de subportadora y una velocidad de codificación de corrección de error posterior. Los esquemas de modulación primarios son BPSK, QPSK, 16QAM y 64QAM. Las velocidades de codificación primarias son 1/2, 9/16, 3/4.

Con el fin de realizar una desmodulación coherente, un receptor debe sincronizarse con el transmisor tanto en tiempo como en frecuencia. Debido a las diferencias de frecuencia entre transmisores y receptores en tales sistemas, las portadoras de señal desmodulada pueden presentar desviaciones de frecuencia. Debe hacerse también una estimación del canal.

Los preámbulos 22 en la corriente de datos facilitan, por ejemplo, un análisis de la desviación de frecuencias de las señales recibidas y de la sincronización de frecuencias. En el caso de la OFDM, los dos símbolos de símbolos de

OFDM 22_2, 22_3, idénticos denominados también C64, son insertados entre el prefijo cíclico 21 (C32) y la corriente de datos real, por ejemplo, las PDU's 24. Este así llamado preámbulo C mostrado en la Fig. 2 se usa, por ejemplo, para una estimación de canal en el proceso de desmodulación de las señales multiportadoras. Así, se lleva a cabo una estimación del canal al principio de la ráfaga con la ayuda del preámbulo, que contiene los símbolos de entrenamiento.

En la HIPERLAN/2 el reloj de 20 MHz de muestra tanto en el transmisor como en el receptor se mueve libremente con una exactitud relativa de +/-20 partes por millón (ppm). El peor escenario de caso es por lo tanto una desviación de +/-40 ppm entre las frecuencias del reloj de muestra en el transmisor comparadas con el receptor. Esta potencial desviación de +/-40 ppm provoca un error de temporización entre el transmisor y el receptor que aumenta con el tiempo, es decir una desviación de temporización. Esta desviación de temporización puede provocar una perturbación significativa en la desmodulación coherente al final de una larga ráfaga, incluso si el receptor está sincronizado al principio de la ráfaga.

La desviación de temporización provoca algunos efectos no deseados, denominados: (1) rotación de fase en el dominio de la frecuencia; (2) interferencia entre símbolos; y (3) alguna pérdida de ortogonalidad entre subportadoras. No se considera que los dos últimos efectos influyan en la desmodulación. Sin embargo, como se ilustra a continuación, el efecto de rotación de fase puede ser significativo.

La relación de transformada de Fourier de la Ecuación 1 indica que un desplazamiento del tiempo T_{off} de una función f(t) en el dominio de tiempo proporciona un factor de fase lineal ωT_{off} de la correspondiente transformada de Fourier, comparada con la transformada de Fourier F (w) de la función f(t) original.

$$\text{Ecuación 1} \quad f(t - T_{off}) \rightarrow \exp(-j\omega \cdot T_{off}) \cdot F(\omega)$$

Considerando una ráfaga con la longitud de una trama de MAC de 2 ms, que es la ráfaga más larga posible en el sistema de la HIPERLAN/2, el desplazamiento del tiempo al final de la ráfaga será 2ms * 40ppm =80ns. El factor de fase para la subportadora usada más alta que está a 8,125 MHz será entonces ωT_{off} =2π8. 125MHz*80 ns - 4. 1 radian ó 234 grados. Tal error de fase hará, por consiguiente, que la desmodulación coherente sea imposible.

Una degradación del rendimiento ocurrirá mucho antes de esto dependiendo del modo de adaptación del enlace.

Existen varios métodos de la técnica anterior para compensar la desviación de la temporización. Un primer método de compensación de desviación del tiempo tal es sintonizar adecuadamente un oscilador de referencia en el receptor (usando una estimación de la desviación de la temporización) para hacer que la desviación de la temporización sea despreciable. Un problema con este primer método reside en el tiempo que le lleva al sintetizador de RF ajustarse a un nuevo valor. Típicamente el sintetizador de RF está implementado con un fase locked loop (PLL) (bucle bloqueado de fase), que necesita tiempos de establecimiento que son grandes comparados con la duración del preámbulo típica. Además, una referencia de tensión controlada tendrá típicamente más ruido de fase (fluctuaciones en la frecuencia alrededor de una media) que una referencia de oscilador que se mueva libremente.

Como se ha mencionado antes, con el fin de realizar una desmodulación coherente el receptor tiene que calcular una estimación de canal, calculada inicialmente en el preámbulo. De acuerdo con un segundo método de compensación de la desviación de tiempo de la técnica anterior, la estimación de canal inicial es monitorizada y corregida con la ayuda de pilotos o métodos dirigidos por decisión durante la recepción. De esta manera, puede existir compensación para cambios lentos como la desviación de la temporización.

No obstante, este planteamiento requiere un mecanismo de seguimiento complejo, cuando se realiza el seguimiento de cada subportadora separadamente, y la susceptibilidad a dipolos que se desvanecen, cuando sólo se usa un pequeño número de pilotos (HIPERLAN/2 sólo tiene 4 pilotos de las 52 subportadoras).

Técnicas de compensación de desviación de la temporización son conocidas en el sector.

El documento EP 1049301 de la técnica anterior, titulado "Sampling clock correction in a multicarrier receptor", se dirige a una estructura de receptor de OFDM que hace posible usar un NCO (Numerically Controlled Oscillator) (Oscilador Controlado Numéricamente) para generar el reloj de muestreo que es más barato que el VCO (Voltage Controlled Oscillator) (Oscilador Controlado de Tensión) convencional que se usa convencionalmente para lograr la sincronización entre los relojes del transmisor y del receptor. El receptor usa la corrección tanto del error de fase del reloj de muestra como del error de frecuencia en el dominio de la frecuencia. La estimación de los citados errores usa subportadoras de piloto. Este documento forma el preámbulo de la reivindicación 1.

El documento WO 98/39886 de la técnica anterior titulado "Improvements in, or relating to synchronisation", usa datos del dominio de frecuencia para estimar la temporización de símbolo de OFDM. La temporización es bastante grosera y se pretende que asegure que la temporización de símbolo comience en alguna parte dentro del prefijo cíclico. Usando varios puntos de inicio de símbolo candidatos, se evalúa una así llamada función de objetivo. El punto de inicio

candidato que proporciona el menor valor de la función de objetivo es elegido como el punto de inicio de símbolo. Se reconoce que un error de temporización origina una pendiente lineal de los argumentos de las subportadoras, la llamada función de argumento. El método de acuerdo con el documento anterior usa una estimación de la perturbación de la función de argumento como una función de objetivo.

Resumen de la invención

Un primer objeto de la invención es establecer un sistema de receptor de radio que optimice los períodos de ahorro de energía donde no se pretende que el receptor reciba datos.

Este objeto se ha logrando mediante la reivindicación 1.

En otros aspectos de la invención, el sistema de receptor de radio comprende un receptor de radio, un reloj de muestra de receptor, y una unidad de corrección de temporización. El receptor de radio recibe varias portadoras de frecuencia de radio moduladas y produce a partir de ellas una señal de banda de base modulada de acuerdo con una velocidad de muestra establecida por el reloj de muestra del receptor. La unidad de corrección de temporización lleva a cabo, en el dominio de la frecuencia, una compensación de la desviación de la temporización entre un reloj de muestra del transmisor y el reloj de muestra del receptor para mejorar, por ejemplo, la desmodulación llevada a cabo por una unidad de desmodulación.

En diferentes realizaciones, la desviación de la temporización puede ser llevada a cabo junto con sistemas que utilizan técnicas que difieren, tales como una técnica de estimación de canal o una técnica de compensación de señal. Con cada realización de técnica, pueden utilizarse técnicas de estimación de la desviación de frecuencia que difieren, tales como (por ejemplo) estimación de la desviación de frecuencia dirigida por preámbulo, estimación de la desviación de frecuencia dirigida por decisión, o estimación de la desviación de frecuencia ayudada mediante un piloto.

En realizaciones de ejemplo, el receptor incluye una sección de desmodulación que comprende la unidad de desmodulador y la unidad de corrección de la temporización. El receptor comprende también una unidad de estimación de desviación de frecuencia; una unidad de corrección de frecuencia; una unidad de fast Fourier Transform (FTT) (transformada de Fourier rápida); y una unidad de estimación de canal.

En realizaciones de estimación de canal de ejemplo, la unidad de estimación de desviación de frecuencia proporciona una estimación de la desviación de la frecuencia. La unidad de corrección de frecuencia recibe la señal de banda de base modulada y la estimación de la desviación de la frecuencia, y proporciona una señal de banda de base modulada de frecuencia corregida. La unidad de fast Fourier transform (FFT) (transformada de Fourier rápida) recibe la señal de banda de base modulada de frecuencia corregida y proporciona, para cada subportadora de la multiportadora, una señal modulada en el dominio de la frecuencia. La unidad de estimación de canal usa la señal de banda de base modulada de frecuencia corregida para generar una estimación de canal en el dominio de la frecuencia. La estimación de canal en el dominio de la frecuencia es aplicada a la unidad de corrección de temporización. La unidad de corrección de temporización genera una estimación de canal en el dominio de la frecuencia de frecuencia corregida que es aplicada al desmodulador. El desmodulador usa la señal modulada del dominio de la frecuencia y la estimación de canal en el dominio de la frecuencia de tiempo corregido para generar una señal desmodulada.

En las realizaciones de estimación de canal, la unidad de corrección de temporización estima un valor de desviación de la temporización y compensa el valor de la desviación de la temporización en el dominio de la frecuencia aplicando un factor de fase apropiado a una subportadora para actualizar la estimación de canal en el dominio de la frecuencia y proporcionar por ello una estimación de canal en el dominio de la frecuencia de tiempo corregido.

En realizaciones de señal compensada de ejemplo, la compensación de la desviación de la temporización es llevada a cabo basándose en la estimación de la desviación de la frecuencia y en una señal modulada del dominio de la frecuencia. La unidad de estimación de desviación de frecuencia proporciona una estimación de la desviación de la frecuencia. La unidad de corrección de frecuencia recibe la señal de banda de base modulada y la estimación de la desviación de la frecuencia, y proporciona una señal de banda de base modulada de frecuencia corregida. La unidad de fast Fourier transform (FFT) (transformada de Fourier rápida) recibe la señal de banda de base modulada de frecuencia corregida y, para cada subportadora, proporciona una señal modulada en el dominio de la frecuencia que se aplica al desmodulador. La unidad de estimación de canal usa la señal de banda de base modulada de frecuencia corregida para generar una estimación de canal en el dominio de la frecuencia. La unidad de corrección de temporización recibe la estimación de la desviación de la frecuencia y la señal modulada del dominio de la frecuencia, y genera una señal modulada en el dominio de la frecuencia de tiempo corregido que se aplica al desmodulador. El desmodulador usa la señal modulada del dominio de la frecuencia de tiempo corregido y la estimación de canal para generar una señal desmodulada.

En las realizaciones se señal compensada de ejemplo, la unidad de corrección de temporización estima un valor de la desviación de la temporización y compensa el valor de la desviación de la temporización en el dominio de la frecuencia aplicando un factor de fase apropiado a una subportadora para actualizar la señal modulada del dominio de la frecuencia, proporcionando por ello una señal modulada en el dominio de la frecuencia de tiempo corregido.

En un contexto de implementación de ejemplo, las diferentes portadoras de frecuencias de radio moduladas han sido moduladas usando Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) (Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonal). De acuerdo con un modo de la invención opcional, la actualización de la estimación de canal para la compensación de la desviación de la temporización ocurre cada símbolo Mi (siendo seleccionado un valor para M que depende de un modo de adaptación de enlace particular).

En otro de sus aspectos, la presente invención se refiere a una estación móvil que incluye el receptor de radio y el reloj de muestra del receptor, así como una unidad de estimación de desviación de frecuencia. La unidad de estimación de desviación de frecuencia recibe la señal de banda de base modulada desde el receptor de radio y proporciona una estimación de la desviación de la frecuencia. La estación móvil comprende también un controlador que usa la estimación de la desviación de la frecuencia para determinar una desviación del reloj de muestra correspondiente (siendo la desviación del reloj de muestra correspondiente estimada una desviación entre el reloj de muestra del receptor y el reloj de muestra del transmisor). En una realización, el controlador es un controlador en modo durmiente que determina también una desviación de la temporización durante un periodo de sueño de una duración predeterminada. Además, el controlador en modo durmiente determina uno o más de lo siguiente: un tiempo hasta que el receptor va a dormir, y un tiempo hasta que el receptor va a buscar un inicio de una trama.

Breve descripción de los dibujos

Los anteriores y otros objetos, caracterísiticas y ventajas de la invención resultarán evidentes de la descripción más detallada particular de realizaciones preferidas como se ilustran en los dibujos que se acompañan en los cuales caracteres referenciados se refieren a las mismas partes en las diferentes vistas. Los dibujos no están necesariamente a escala, poniéndose en su lugar énfasis en ilustrar los principios de la invención.

La Fig. 1 es una vista en forma de diagrama de una estructura de trama y de una ráfaga de ejemplo transmitida sobre el interfaz aéreo de HIPERLAN/2.

La Fig. 2 es una vista de diagrama más detallada de porciones de una ráfaga de ejemplo de la Fig. 1.

La Fig. 3 es una vista esquemática de un receptor de radio de ejemplo que recibe señales moduladas de OFDM desde un transmisor, y que lleva a cabo una compensación de la desviación de la temporización de acuerdo con la presente invención.

La Fig. 4 es una vista esquemática de una sección de desmodulación de un receptor de radio que utiliza la estimación de canal junto con la compensación de la desviación de la temporización, y que usa una estimación de la desviación de la frecuencia dirigida por preámbulo.

La Fig. 5 es una vista esquemática de una sección de desmodulación de un receptor de radio que utiliza la estimación de canal junto con la compensación de la desviación de la temporización, y que usa una estimación de la desviación de la frecuencia dirigida por preámbulo.

La Fig. 6 es una vista esquemática de una sección de desmodulación de un receptor de radio que utiliza la estimación de canal junto con la compensación de la desviación de la temporización, y que usa una estimación de la desviación de la frecuencia dirigida por preámbulo.

La Fig. 7 es una vista esquemática de una sección de desmodulación de un receptor de radio que utiliza la estimación de canal junto con la compensación de la desviación de la temporización, y que usa una estimación de la desviación de la frecuencia dirigida por preámbulo.

La Fig. 8 es un diagrama de flujo que muestra acciones de ejemplo básicas llevadas a cabo por una unidad dirigida por decisión de acuerdo con una realización de la invención.

La Fig. 9 es una vista esquemática de un receptor de radio de ejemplo que recibe señales moduladas de OFDM desde un transmisor, y que lleva a cabo una compensación de la desviación de la temporización después de un período de sueño de acuerdo con un modo de ejemplo de la presente invención.

La Fig. 10 es una vista esquemática de porciones del receptor de radio de la Fig. 9, que muestra particularmente elementos que facilitan la compensación de la desviación de la temporización después de un período de sueño.

La Fig. 11 es un diagrama de flujo que muestra ciertas etapas de ejemplo representativas, básicas, llevadas a cabo por un controlador de fase de sueño utilizado en el receptor de radio de la Fig. 9 y la Fig. 10.

Descripción detallada de la invención

En la siguiente descripción, con fines de explicación y no de limitación, se establecen detalles específicos tales como arquitecturas, interfaces, técnicas, etc. particulares con el fin de proporcionar un conocimiento completo de la presente invención. No obstante, resultará evidente para los expertos en la técnica que la presente invención puede ser llevada a la práctica en otras realizaciones que se separan de estos detalles específicos. En otros ejemplos, des-

cripciones detalladas de dispositivos, circuitos y métodos bien conocidos son omitidos con el fin de no oscurecer la descripción de la presente invención con un detalle innecesario. Además, bloques de función individuales se muestran en algunas de las figuras. Los expertos en la técnica apreciarán que las funciones pueden ser implementadas usando circuitos de hardware individuales, usando software que funciona junto con un microprocesador digital programado adecuadamente o un ordenador de uso general, usando un application specific integrated circuit (ASIC) (circuito integrado específico para aplicación), y/o usando uno o más digital signal processors (DSPs) (procesadores de señal digital).

La Fig. 3 muestra un receptor de radio 30 de ejemplo que recibe, sobre interfaz aéreo 32, una pluralidad de portadoras de frecuencias de radio moduladas 34 que son transmitidas desde la antena 36 del transmisor 38. El receptor de radio 30 de ejemplo puede ser denominado o tomar la forma de estaciones móviles tales como las unidades de equipo de usuario (UEs, teléfonos móviles (teléfonos "celulares") y ordenadores portátiles con terminación móvil, y de este modo puede ser, por ejemplo, portátil, de bolsillo, manual, con ordenador incluido, o dispositivos móviles montados en un coche que comunican voz y/o datos con la red de acceso de radio. En un contexto de implementación de ejemplo, las diferentes portadoras de frecuencias de radio moduladas han sido moduladas usando Orthogonal Frequency Division Multiplexing 34 (OFDM) (Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonal). Con vistas a ilustración, las portadoras de frecuencias de radio moduladas 34 son transmitidas de acuerdo con el estándar HIPERLAN/2, aunque la presente invención puede ser utilizada con cualquier sistema de OFDM.

Como se muestra también en la Fig. 3, el receptor de radio 30 incluye una antena 40 que está conectada a una sección del receptor de radio 41. La sección del receptor de radio 41 recibe las portadoras de frecuencias de radio moduladas 34 y aplica una señal de banda de base modulada compleja análoga en la línea 42 a un analog to digital converter (ADC) (Convertidor de analógico a digital) 43. El ADC 43 a su vez aplica una señal de banda de base modulada compleja digital (de tiempo discreto) en la línea 44 (por ejemplo, símbolos de OFDM de banda de base complejos) a una sección de sincronización de temporización 46 inicial. La sección de sincronización de la temporización 46 inicial realiza una estimación del inicio de cada ráfaga de una trama (véase la Fig. 1). La señal de banda de base modulada compleja digital es aplicada a la sección de desmodulación 50 que, para cada subportadora, proporciona una señal desmodulada pero intercalada. La salida de la sección de desmodulación 50 es aplicada en secuencia a la sección de des-intercalación 54, a la sección de descodificación FEC 56, y a la sección de des-aleatorización 58.

El ADC 43 lleva a cabo el muestreo de la señal recibida. El muestreo llevado a cabo por el ADC 43 tiene lugar a una velocidad de muestreo gobernada por el reloj de muestra del receptor 60. En este extremo, la Fig. 3 muestra el receptor de radio 30 comprendiendo también el reloj de muestra del receptor 60 que está conectado al ADC 43. El muestreo de la señal en el receptor 30 es así llevado a cabo a la velocidad del reloj de muestra del receptor 60, mientras que el tratamiento de la señal era llevado a cabo por el transmisor 38 de acuerdo con un reloj de muestra del transmisor 66.

Una desviación de la temporización potencial que la presente invención compensa tiene lugar cuando la señal es convertida por el ADC 43 desde el dominio continuo en el tiempo, analógico al dominio de tiempo discreto, digital, es decir, cuando la señal es muestreada. La desviación de la temporización es inherente en la señal una vez que está muestreada. En una implementación de DSP las muestras pueden ser almacenadas en una memoria. Una vez que toda la ráfaga se ha almacenado, la sección de desmodulador 50 la trata, por ejemplo, a una velocidad mucho mayor que la velocidad de la muestra.

Como se ha explicado con más detalle aquí en el contexto de diferentes realizaciones de ejemplo, la sección de desmodulación 50 incluye una unidad de desmodulación que lleva a cabo una desmodulación de una señal subportadora modulada obtenida a partir de la señal de banda de base modulada. A la vista de una potencial desviación de la temporización entre el reloj de muestra del receptor 60 y el reloj de muestra del transmisor 66, la sección de desmodulación 50 incluye una unidad de corrección de temporización o función de corrección de temporización 100 que lleva a cabo, en el dominio de la frecuencia, una compensación de la desviación de la temporización (para compensar la desviación de la temporización entre el reloj de muestra del transmisor y el reloj de muestra del receptor), mejorando con ello la desmodulación en el receptor de radio 30.

En diferentes realizaciones, la compensación de la desviación de la temporización puede ser llevada a cabo de acuerdo con diferentes técnicas. Las técnicas representativas, no limitativas, de ejemplo, descritas a continuación incluyen la compensación de la desviación de la temporización basada en la estimación de canal y la compensación de la desviación de la temporización de la señal aplicada (es decir, una técnica de señal compensada). Además, con cada realización, pueden utilizarse diferentes técnicas de estimación de la desviación de frecuencia, tales como (por ejemplo) estimación de la desviación de la frecuencia dirigida por preámbulo, estimación de la desviación de la frecuencia dirigida por decisión, o estimación de la desviación de la frecuencia ayudada mediante un piloto.

Para cada realización de ejemplo tal, el receptor 30 incluye una sección de desmodulación 50, sección que comprende la unidad del desmodulador y la unidad de corrección de temporización. Tal como se ha utilizado aquí, los números de referencia sin sufijo 50 y 100 representan una sección de desmodulación 50 genérica y una unidad de corrección de temporización 100 genérica, respectivamente. De manera similar elementos numerados de las diferentes realizaciones tienen esencialmente idénticas funciones que respetan los aspectos de corrección de la temporización de la presente invención.

La Fig. 4 ilustra componentes básicos de ejemplo de un receptor de radio 30 que tiene una sección de desmodulación 50(4) que utiliza la estimación de canal y la estimación de la desviación de la frecuencia dirigida por preámbulo. En la Fig. 4, la señal de banda de base modulada compleja digital $R_G[1]$ obtenida en la línea 48 a partir de la sección de sincronización de la temporización inicial 46 es aplicada tanto en unidad de estimación de frecuencia dirigida por preámbulo 102 como en la unidad de corrección de frecuencia 104.

Como comprenden los expertos en la técnica, una desviación de frecuencia tiene lugar debido a la limitada exactitud de la generación de frecuencias en el transmisor y/o en el receptor de radio. Tal desviación de frecuencia destruye la ortogonalidad de las subportadoras de la OFDM, y de acuerdo con esto debe ser estimada y eliminada de la señal recibida con el fin de no degradar el rendimiento.

De acuerdo con esto, la unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por preámbulo 102 genera una estimación de la desviación de la frecuencia que es extraída en la línea 106 hacia la unidad de corrección de frecuencia 104 y la unidad de corrección de temporización 100. La unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por preámbulo 102 usa el preámbulo (véase el preámbulo 22 de la Fig. 1 y la Fig. 2), y necesita saber cuándo empieza el preámbulo, con el fin de generar la estimación de la desviación de la frecuencia. A la vista de esto, se asume que la señal $R_G[1]$ en la línea 48 ha sido alineada (por ejemplo, mediante la sección de sincronización de la temporización 46 inicial) de manera que el preámbulo empiece en la primera muestra que entra en la unidad de estimación de la desviación de la frecuencia dirigida por preámbulo 102. La unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por preámbulo 102 puede generar la estimación de la desviación de la frecuencia usando cualquiera de varias técnicas, que incluyen auto-correlación (que explota la periodicidad del preámbulo) y la correlación cruzada (en la cual, por ejemplo, un preámbulo recibido es correlacionado de manera cruzada con una referencia almacenada). En esencia, en el preámbulo las partes 22_2 y 22_3 son una repetición de la misma secuencia, y correlacionándolas, por ejemplo, llevando a cabo auto-correlación, la desviación de la frecuencia puede ser estimada. La unidad de corrección de frecuencia 104 usa la estimación de la desviación de la frecuencia obtenida de la unidad de estimación de desviación de la frecuencia dirigida por preámbulo 102 para generar una señal de banda de base modulada de frecuencia corregida mostrada en las líneas 108 de la Fig. 4.

La sección de desmodulación 50(4) comprende también una unidad de transformada de Fourier Rápida (FFT) 110; una unidad de estimación de canal.112 la unidad de corrección de temporización 100(4); y una unidad de desmodulación 114(4). La transformada de Fourier Rápida (FFT) 110 recibe la señal de banda de base modulada de frecuencia corregida aplicada a ella en la línea 108, y proporciona, para cada subportadora, una señal modulada en el dominio de la frecuencia mostrada por la línea 116. La unidad de estimación de canal 112 usa la señal de banda de base modulada de frecuencia corregida aplicada a ella en la línea 108 para generar una estimación de canal en el dominio de la frecuencia. La estimación de canal en el dominio de la frecuencia, mostrada por la línea 118 y la notación $H_m[0]$ de la Fig. 4, es aplicada a la unidad de corrección de temporización 100(4). La unidad de corrección de temporización 100 genera una estimación de canal en el dominio de la frecuencia de tiempo corregido que es mostrada por la notación $H_{m[}k]$ y es aplicada en la línea 120 al desmodulador 114(4). El desmodulador 114(4) usa la señal modulada del dominio de la frecuencia (obtenida a partir de la transformada de Fourier Rápida (FFT) 110) y la estimación de canal en el dominio de la frecuencia de tiempo corregido (obtenida a partir de la unidad de corrección de temporización 100(4)) para generar una señal desmodulada. La señal desmodulada es extraída en la línea 122 hacia la sección de intercalación 54 (véase la Fig. 3).

En la realización de la estimación de canal representada por la Fig. 4, la unidad de corrección de temporización 100(4) estima un valor de la desviación de la temporización t_0 y compensa el valor de la desviación de la temporización en el dominio de la frecuencia aplicando un factor de fase $\varphi_{m,k}$ apropiado a una subportadora para actualizar la estimación de canal en el dominio de la frecuencia y proporcionar por ello una estimación de canal en el dominio de la frecuencia de tiempo corregido $H_m[k]$ en la línea 120 a una unidad de desmodulación 114(4). Resulta una explicación que proporciona una base a tal operación de la unidad de corrección de temporización 100.

Como se ha mencionado anteriormente, un desplazamiento del tiempo T_{off} de una función *f(t)* en el dominio del tiempo proporciona un factor de fase lineal de la correspondiente transformada de Fourier como se indica en la Ecuación 2.

Ecuación 2 $$\phi = \omega \cdot T_{off}$$

Éste es comparado con la transformada de Fourier *F(T)* de la función original *f(t)* de acuerdo con la Ecuación 3.

Ecuación 3 $$f(t - T_{off}) \rightarrow \exp(-j\omega \cdot T_{off}) \cdot F(\omega)$$

Puesto que existe una desviación de la temporización el desplazamiento, T_{off}, crece linealmente con el tiempo de acuerdo con la Ecuación 4.

Ecuación 4 $$T_{off} = t_0 \cdot t$$

En la Ecuación 4, t_0 es la desviación del reloj de muestra correspondiente, -40 ppm < t_0 < 40 ppm.

Asumiendo que T_{off} cambia muy lentamente, la Ecuación 3 todavía se mantiene de manera aproximada. El factor de fase puede entonces ser escrito como se muestra en la Ecuación 5.

Ecuación 5 $$\phi = \omega \cdot t_0 \cdot t$$

El factor de fase puede también ser escrito en términos de número de símbolo k e índice de subportadora m de acuerdo con la Ecuación 6.

Ecuación 6 $$\phi_{m,k} = \frac{(Ts \cdot (k-1) + T_{init}) \cdot t_0}{T} \cdot \frac{m}{32} \cdot \pi$$

En la Ecuación 6, m es el índice de la subportadora para las subportadoras usadas, - 26 ≤ m ≤ 26; k es el índice de tiempo medido en los símbolos de OFDM, siendo k =1 el primer símbolo de datos, es decir el primer símbolo tras el preámbulo, k =*1, 2, 3...;* T_s es el tiempo del símbolo de OFDM, T_s = 4 μs (80 muestras); *T es* el tiempo de muestra, T = 50 ns; y T_{init} es el tiempo entre el tiempo de referencia t = 0 y el primer símbolo de datos.

Como se muestra por la Ecuación 7, la estimación de la desviación de la temporización t_0 puede ser derivada a partir de la estimación de la desviación de la frecuencia puesto que la frecuencia de radio y el reloj de muestra son derivados de la misma fuente de referencia, de acuerdo con el estándar de HIPERLAN/2. La estimación de la desviación de la frecuencia es tomada de cualquier manera al principio de la ráfaga para realizar la sincronización de la frecuencia, de manera que no requiere cálculos extraordinarios.

Ecuación 7 $$t_0 = \frac{f_{off}}{f_c}$$

En la Ecuación 7, f_{off} es la estimación de la desviación de frecuencia absoluta en Hz, y f_c es la frecuencia portadora en Hz.

Una vez que la desviación de la temporización es estimada, puede ser compensada en el dominio de la frecuencia aplicando el factor de fase correcto a cada subportadora. Esto se hace tras la transformada de Fourier rápida (FFT) y antes de la desmodulación.

La realización de la Fig. 4 refleja el método de actualizar la estimación de canal de acuerdo con la Ecuación 8.

Ecuación 8 $$H_m[k] = \exp(j \cdot \phi_{m,k}) \cdot H_m[0]$$

En la Ecuación 8, $H_m[k]$ es la estimación de canal en el dominio de la frecuencia compleja corregida de la m^{ava} subportadora del k^{avo} símbolo de OFDM que transporta datos, y $H_m[0]$ es la estimación de canal en el dominio de la frecuencia compleja inicial de la m^{ava} subportadora.

De lo anterior se entiende que, en la realización de la Fig. 4, la unidad de corrección de temporización 100(4) actualiza la estimación de canal usando la relación $H_m[k] = \exp(j \cdot \phi_{m,k}) \cdot Hm[0]$, en la que: $H_m[k]$ es la estimación de canal de desviación de tiempo corregida para un índice de tiempo medido en los símbolos de datos k; $H_m[0]$ es la estimación de canal inicial; $\varphi_{m,k}$ es el factor de fase; y en la que m es un índice de subportadora para las subportadoras utilizadas. La fase factor $\varphi_{m,k}$ está a su vez definido por $\phi_{m,k} = \frac{(Ts \cdot (k-1) + T_{init}) \cdot t_0}{T} \cdot \frac{m}{32} \cdot \pi$, donde: m es el índice de subportadora; k es el índice de tiempo medido en símbolos de datos; T_s es un símbolo de tiempo; T es un tiempo de muestra; T_{init} es un tiempo entre un tiempo de referencia y un primer símbolo de datos; y t_0 es el valor de la desviación de la temporización. El valor de la desviación de la temporización t_0 se deriva de $t_0 = \frac{f_{off}}{f_c}$ donde f_{off} es una estimación de la desviación de la frecuencia absoluta en Hz, y f_c es una frecuencia portadora en Hz.

La actualización llevada a cabo por la unidad de corrección de temporización 100(4) para compensar la desviación de la temporización necesita sólo ser realizada cada símbolo M^{avo} con el fin de ahorrar cálculos puesto que la desviación de temporización es un proceso bastante lento. En este extremo, la Fig. 4 muestra una variación opcional de la inclusión en la Fig. 4 de un controlador 130. El controlador 130, muestrado por las líneas discontinuas refleja su inclusión opcional, coordina la acción de la unidad de corrección de temporización 100(4) de manera que la actualización de la estimación de canal para la compensación de la desviación de la temporización tenga lugar cada símbolo M^{avo}. La Fig. 4 particularmente muestra una señal M que va del controlador 130 hasta unidad de corrección de temporización 100 (4), aconsejando sobre para cuántos símbolos van a utilizar la misma estimación de canal. El período de actualización *M* puede, por ejemplo, depender del modo de adaptación de enlace, puesto que los esquemas de modulación más sensibles, superiores requerirán una actualización más rápida.

Así, el controlador 30 aplica $H_m[1]$ para los primeros símbolos M, $H_m[M+1]$ para los siguientes símbolos M y así sucesivamente. Matemáticamente, esta actualización tiene el efecto que se muestra en la Ecuación 9, en la que $n \in N$ (números naturales) y *p* es un elemento de [*1, M*]. La señal de activación M^{ava} es así aplicada a la unidad de corrección de temporización 100, diciéndole que actualice la estimación de canal.

Ecuación 9 $$H_m[n \cdot M + p] = \exp(j \cdot \phi_{m,n \cdot M+1}) \cdot H_m[0]$$

La Fig. 5 ilustra componentes básicos de ejemplo de un receptor de radio 30 que tiene una sección de desmodulación 50(5) que aplica la compensación a la señal y utiliza la estimación de la desviación de la frecuencia dirigida por preámbulo. En la realización de señal compensada de ejemplo, la compensación de la desviación de la temporización es llevada a cabo basándose en la estimación de la frecuencia y es aplicada a la señal modulada del dominio de la frecuencia. Donde sea apropiado, números de referencia de componentes de la realización de la Fig. 5 que son básicamente similares a los componentes correspondientes de las realizaciones de la Fig. 4 son los mismos que en la Fig. 4

Como en la realización de la Fig. 4, en la Fig. 5 la unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por preámbulo 102 recibe la señal de banda de base modulada $R_G[I]$ y proporciona (en la línea 106) una estimación de la desviación de la frecuencia. La unidad de corrección de frecuencia 104 recibe la señal de banda de base modulada y la estimación de la desviación de la frecuencia y proporciona (en la línea 108) una señal de banda de base modulada de frecuencia corregida. La transformada de Fourier Rápida (FFT) 110 recibe la señal de banda de base modulada compleja digital de frecuencia corregida y, para cada subportadora, proporciona una señal modulada (separada) del dominio de la frecuencia $R_{FFT,m}[k]$ que es aplicada a la unidad de corrección de temporización 100(5).

La unidad de estimación de canal 112 de la Fig. 5 usa la señal de banda de base modulada de frecuencia corregida para generar una estimación de canal en el dominio de la frecuencia que es aplicada en la línea 140 a la unidad de desmodulación 114(5). En la realización de la Fig. 5, la unidad de corrección de temporización 100(5) recibe la señal modulada del dominio de la frecuencia $R_{FFT,m}[k]$ y la estimación de la desviación de la frecuencia (en la línea 106). La unidad de corrección de temporización 100 (5) genera una señal modulada del dominio de la frecuencia de tiempo corregido $R_{TD,m}[k]$ que es aplicada al desmodulador 114(5). La unidad de desmodulación 114(5) usa la señal modulada del dominio de la frecuencia de tiempo corregido $R_{TD,m}[k]$ y la estimación de canal para generar una señal desmodulada que es aplicada en la línea 122 a la sección de des-intercalación 54.

Así, en la realización de compensación de señal de ejemplo de la Fig. 5, la unidad de corrección de temporización 100(5) estima un valor de la desviación de la temporización para y compensa el valor de la desviación de la temporización en el dominio de la frecuencia aplicando un factor de fase $\varphi_{m,k}$ apropiado a la subportadora con el fin de actualizar la señal modulada del dominio de la frecuencia, proporcionando por ello una señal modulada del dominio de la frecuencia de tiempo corregido $R_{TD,m}[k]$ a la unidad de desmodulación 114(5).

El método implementado por la realización de la Fig. 5 corrige de este modo la señal en lugar de la estimación de canal, utilizando la Ecuación 10.

Ecuación 10 $$R_{TD,m}[k] = \exp(-j\phi_{m,t}) \cdot R_{FFT,m}[k]$$

En la Ecuación 10, $R_{TD,m}[k]$ es señal del dominio de la frecuencia compleja compensada para la desviación de la temporización de la m^{ava} subportadora del k^{avo} símbolo de OFDM que transporta datos, y $R_{FFT,m}[k]$ es la señal del dominio de la frecuencia compleja justo después de la FFT de la m^{ava} subportadora del k^{avo} símbolo OFDM que transporta datos. Como en la realización de la Fig. 4, el factor de fase es entendido con referencia a la Ecuación 5 y a la Ecuación 6, y la estimación de la desviación de la temporización t_0 es entendida, por ejemplo, con referencia a la Ecuación 7.

En lugar de usar la estimación de la desviación de la frecuencia, la desviación de temporización t_0 puede ser estimada también mediante un método dirigido por decisión y/o ayudado mediante piloto. Por ejemplo, la Fig. 6 ilustra componentes básicos de ejemplo de un receptor de radio 30 que tiene una sección de desmodulación 50(6) que utiliza la estimación de canal y la estimación de la desviación de la frecuencia dirigida por decisión. Donde sea

apropiado, números de referencia de componentes de la realización de la Fig. 6 que son básicamente similares a los componentes correspondientes de las realizaciones de la Fig. 4 son los mismos que en la Fig. 4 De manera notable en la Fig. 6 la sección de desmodulación 50(6) incluye una unidad dirigida por decisión, referida también aquí como unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por decisión 150(6).

Como otro ejemplo, la Fig. 7 ilustra componentes básicos de ejemplo de un receptor de radio 30 que tiene una sección de desmodulación 50(7) que aplica la compensación a la señal y que utiliza estimación de desviación de frecuencia dirigida por decisión. De nuevo, donde sea apropiado, números de referencia de componentes de la realización de la Fig. que son básicamente similares a los componentes correspondientes de las realizaciones de la Fig. 5 son los mismos que en la Fig. 5 La sección de desmodulación 50(7) de la realización de la Fig. 7 incluye una unidad dirigida por decisión (unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por decisión 150(7)).

Los principios de operación y detalles de la unidad de estimación de la desviación de frecuencia dirigida por decisión 150(6) de la Fig. 6 y la unidad de estimación de la desviación de frecuencia dirigida por decisión 150(7) de la Fig. 7 son entendidas con respecto a una unidad dirigida por decisión de ejemplo representativa 150 ilustrada en la Fig. 8. En las realizaciones de la Fig. 6 y la Fig. 7, para fines de la presente invención, la unidad dirigida por decisión 150(6) y 150(7) tienen cada una tres entradas y una salida. Las tres entradas son mostradas en las líneas que tiene números de referencia de base 152, 154, y 156, mientras que la salida se encuentra en una línea que tiene el número de referencia de base 158. Por ejemplo, la unidad dirigida por decisión 150(6) de la Fig. 6 tiene una primera entrada en la línea 152(6) de la salida de la unidad de desmodulación 114(6); una segunda entrada en la línea 156(6) de la salida de la unidad de corrección de temporización 100(6); una tercera entrada en la línea 154(6) de la salida de la transformada de Fourier Rápida (FFT) 110(6); y una salida aplicada en la línea 158(6) hacia la unidad de corrección de temporización 100(6). La unidad dirigida por decisión 150(7) de la Fig. 7 tiene similares conexiones, con la excepción de su segunda línea de entrada 156(7) que va desde una salida de la unidad de estimación de canal 112(7) y su tercera línea de entrada 154(7) que va desde la unidad de corrección de temporización 100(7).

Se recuerda que la unidad de corrección de temporización 100(4) de la Fig. 4 y la unidad de corrección de temporización 100(5) de la Fig. 5 usan una estimación de desviación de frecuencia dirigida por preámbulo f_{off} con el fin de determinar la desviación de la temporización t_0. En las realizaciones dirigidas por decisión de la Fig. 6 y la Fig. 7, por otro lado, la unidad dirigida por decisión 150(6) y la unidad dirigida por decisión 150(7), respectivamente, proporcionan a la unidad de corrección de temporización 100(6) y a la unidad de corrección de temporización 100(7) la estimación de la desviación de la frecuencia f_{off} como se describe a continuación.

La unidad dirigida por decisión 150 como la mostrada en la Fig. 8 comprende una unidad de correlación 162 que recibe una entrada de la unidad de desmodulación 114 en la línea 152. Un primer terminal de entrada del multiplicador 164 recibe una primera entrada en la línea 156 (desde la unidad de corrección de temporización 100 de la realización de la Fig. 6 y desde la unidad de estimación de canal 112 de la realización de la Fig. 7) y una segunda entrada desde la salida de la unidad de correlación 162. La salida del multiplicador 164, mostrada como *Bm[k]* en la Fig. 8, es aplicada a la primera entrada de la unidad de discriminación de fase 166. Una segunda entrada a la unidad de discriminación de fase 166 es recibida en la línea de entrada 154 desde la unidad de FFT 110 de la realización de la Fig. 6 y desde la unidad de corrección de temporización 100 de la realización de la Fig. 7.

La salida de la unidad de discriminación de fase 166 (mostrada como φ_{est}[k] en la Fig. 8) es aplicada al filtro de bucle de primer orden 168. Una salida del filtro de bucle de primer orden 168 está conectada con el integrador 170. La salida del integrador 170, mostrada como φ_A[k] en la Fig. 8, es aplicada a la unidad de retardo 172. La salida de 172, mostrada como φ_A[k-1] en la Fig. 8, es aplicada a la unidad de cálculo de desviación de fase de portadora por muestra 174. La salida de la unidad de cálculo de desviación de fase de portadora por muestra 174, mostrada como φ_s[k-1] en la Fig. 8, es aplicada a la unidad de estimación de desviación de frecuencia 176. La salida de la unidad de estimación de desviación de frecuencia 176, es decir, f_{off}*[k-1]*, es extraída en la línea 158 hacia la unidad de corrección de temporización 100.

La unidad dirigida por decisión 150 recibe una señal que comprende una serie de símbolos de datos, y calcula una desviación de fase estimada para cada símbolo de datos como función de los símbolos de datos respectivos. Además, como función de la desviación de fase estimada de un símbolo de datos y la desviación de fase estimada de un símbolo de datos que precede al último símbolo de datos, se calcula una desviación de fase predicha para el símbolo de datos en cuestión. A partir de la desviación de fase predicha la unidad dirigida por decisión 150, y particularmente la unidad de estimación de desviación de frecuencia 176, calcula la estimación de la desviación de la frecuencia f_{off}. A partir de la estimación de la desviación de la frecuencia f_{off}, la unidad de corrección de temporización 100 puede calcular la desviación de la temporización t_0, por ejemplo, usando la Ecuación 7.

La Fig. 2 ilustra la estructura de una serie de muestras recibidas que incluyen los puntos de referencia de fase. Los símbolos de OFDM 22_2 y 22_3 del preámbulo-C son usados para una estimación de canal y una estimación de la referencia de fase (siendo ambos símbolos de OFDM 22_2 y 223 usados para la estimación de canal y la fase de referencia). Antes de la estimación de canal real, los dos símbolos de los preámbulos-C son sumados para obtener una supresión de ruido mayor. Como resultado de este proceso de media, el punto de referencia de fase de la estimación de canal R_{CE} es situado en el medio de los símbolos de OFDM 22_2 y 22_3 en el dominio del tiempo. La serie de datos real de símbolos de datos (es decir símbolos de OFDM) sigue al preámbulo-C. En lo que sigue la serie de datos real se llama también ráfaga, donde cada ráfaga comprende varios símbolos de OFDM precedidos por un preámbulo-C.

Entre sus otras funciones, la unidad dirigida por decisión 150 estima la desviación de fase del primer símbolo de OFDM de datos S1. Asumiendo una desviación de frecuencia constante, la desviación de fase estimada $\varphi_{est}[1]$ corresponde a la desviación de fase en el medio de R_{S1} del símbolo de OFDM S1 en el dominio del tiempo. La diferencia entre los puntos de referencia R_{CE} y R_{S1} en el dominio del tiempo es denotada por y_1 en la Fig. 2. Sobre la base de la desviación de fase $\varphi_{est}[1]$, el seguidor de frecuencia calcula la fase de des-rotación $\varphi_{corr,0}[2]$. La fase de des-rotación $\varphi_{corr,0}[2]$ se corresponde con una desviación de fase $\varphi_A[1]$ al principio S_{S2} del segundo símbolo de OFDM S2. Esta desviación de fase $\varphi_A[1]$ es una desviación de fase predicha para el segundo símbolo de OFDM S2. En el dominio del tiempo, las diferencias entre el punto de referencia R_{ce} y el inicio S_k de los símbolos de OFDM que constituyen un punto de referencia de fase para cada símbolo de OFDM S_k es denominado x_k. Los parámetros x_k y y_1 se usan para determinar los coeficientes óptimos para el bucle bloqueado de fase del seguidor de frecuencia. Además, se observa que la llamada desviación de fase predicha $\varphi_A[k-1]$ representa el incremento de fase desde el punto de referencia de fase R_{ce} del preámbulo-C al inicio S_{Sk} del símbolo de OFDM k-avo S_k. La desviación de la corrección de fase $\varphi_{corr,1}[k]$ representa el incremento de fase desde el punto de referencia de fase R_{ce} con respecto a la 1-a muestra del k-avo símbolo de OFDM S_k.

Como se emplea aquí, el índice "k" indica el número de símbolos en una ráfaga, mientras el índice "C" se usa para distinguir las señales. El índice "1" representa el número de las muestras derivadas para cada símbolo de OFDM.

La unidad de desmodulación de la subportadora de salida 114 es remodulada por la unidad de correlación 162 para obtener los símbolos remodulados $A_m[k]$. La unidad de correlación 162 lleva a cabo la remodulación de la salida u[k] mediante una correlación llevada a cabo de acuerdo con el estándar de HIPERLAN/2. Los símbolos remodulados $A_m[k]$ son multiplicados por el multiplicador 164 con la entrada en la línea 156 (por ejemplo, la estimación de canal $H_m[k]$ de cada subportadora para la realización de la Fig. 8). Para la realización de la Fig. 8, por lo tanto, la multiplicación llevada a cabo por el multiplicador 164 es como la mostrada en la Ecuación 11 para obtener una estimación de símbolo ponderada $B_m[k]$ en cada subportadora. En la Ecuación 11, "m" designa el número de subportadoras.

Ecuación 11 $$B_m[k] = A_m[k]\, H_m[k]$$

La discriminación de fase entre las muestras de señal recibidas $R_m[k]$ y la estimación de símbolo ponderada $B_m[k]$ produce la estimación de fase $\varphi_{est}[k]$ extraída por la unidad de discriminación de fase 166. La estimación de fase $\varphi_{est}[k]$ es calculada también por el filtro F(z), que comprende un bucle de filtro de primer orden 168 que tiene una función de transferencia descrita por la Ecuación 12. La Ecuación 13 describe F(z). La Ecuación 14 define un cálculo de la salida del filtro F(z), donde $\varphi_A[0]$ y $\varphi_A[k-1]$ son puestos a cero con fines de inicialización

Ecuación 12 $$G(z) = \frac{a \cdot z + b}{(z-1)}$$

Ecuación 13 $$F(z) = z \cdot \frac{a \cdot z + b}{(z-1)^2}$$

Ecuación 14 $$\varphi_A[k] = a \cdot \varphi_{est}[k] + b \cdot \varphi_{est}[k-1] + 2 \cdot \varphi_A[k-1] - \varphi_A[k-2]$$

La salida $\varphi_A[k-1]$ que representa el incremento de fase desde el punto de referencia de fase R_{ce} del preámbulo-C hasta el inicio S_{Sk} del símbolo de OFDM k-avo Sk es enviada a la unidad de retardo 172. Así, se obtiene un filtro $H_2[z]$ que es del tipo de segundo orden, en el que la función de transferencia del filtro $H_2[z]$ como bucle abierto es descrita por la Ecuación 15.

Ecuación 15 $$H_2(z) = \frac{a \cdot z + b}{(z-1)^2}$$

La salida $\varphi_A[k-1]$ del filtro F(z) se corresponde con la fase que existiría en el símbolo de OFDM k-avo Sk si no se aplicase ningún seguimiento de frecuencia para una señal de OFDM recibida que presenta un bajo ruido. En aras de la simplicidad, en lo que sigue, se asume una desviación de frecuencia constante. No obstante, la siguiente derivación es todavía válida cuando la desviación de frecuencia constante corresponde a la desviación de frecuencia media en

un cierto tiempo, que es típicamente un símbolo de OFDM, en caso de una desviación de frecuencia que varía por ejemplo debido al ruido de fase. Como resultado, la desviación de fase $\varphi_s[k]$ por muestra de señal extraída por un medio 24 está dada por la Ecuación 16.

Ecuación 16 $$\varphi_s[k] = \frac{\varphi_A[k]}{x_{k+1}}$$

Puesto que la fase $\varphi_A[k]$ representa una desviación de fase predicha un símbolo de OFDM respectivo, la desviación de fase de muestra $\varphi_s[k]$ es también una desviación de fase predicha puesto que es calculada como función de la fase $\varphi_A[k]$. Con el fin de tener en cuenta la propiedad de predicción subyacente, la desviación de fase de muestra $\varphi_s[k]$ es obtenida mediante una división de la desviación de fase $\varphi_A[k]$ por el número x_{k+1} de muestras entre el punto de referencia R_{CE} y el inicio S_{Sk+1} en el dominio del tiempo, del símbolo de OFDM S_{k+1} que comprende las muestras en cuestión.

La desviación de fase de muestra $\varphi_s[k]$ predicha es aplicada a la unidad de estimación de desviación de frecuencia 176. La unidad de estimación de desviación de frecuencia 176 lleva a cabo un cálculo de la desviación de la frecuencia usando la Ecuación 17. En la Ecuación 17, T es el tiempo de muestra.

Ecuación 17 $$f_{off} = \varphi_S[k-1] / 2/\pi/T$$

Como se ha indicado previamente, la unidad de corrección de temporización 100, usando la desviación de frecuencia f_{off} proporcionada por la unidad dirigida por decisión 150, puede calcular la desviación de la temporización t_0 de acuerdo con la Ecuación 7. De este modo, la unidad dirigida por decisión 150(6) y la unidad dirigida por decisión 150 (7) proporcionan modos alternativos de proporcionar la desviación de la temporización t_0, sin tener un retardo en la estimación de la desviación de la frecuencia dirigida por preámbulo.

Lo anterior describe el caso si la unidad de corrección de frecuencia 104 no es aplicada. Para el caso en el cual la unidad de corrección de frecuencia 104 es aplicada, la desviación de frecuencia estimada por la unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por preámbulo 102 debe ser añadida a la desviación de la frecuencia calculada por la unidad dirigida por decisión 150. En este caso la unidad de estimación de frecuencia dirigida por decisión 150 es un medio adicional para refinar la unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por preámbulo 102. Como se indica en la Fig. 6 y la Fig. 7, la unidad de corrección de temporización tiene conexiones hacia la unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por preámbulo 102 y hacia la unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por decisión 150, lo que significa que la unidad de corrección de temporización 100 obtiene dos valores para la desviación de la frecuencia, que deben ser sumados. Por lo tanto, la Ecuación 7 debe ser modificada para este caso en el que se obtienen dos valores para f_{off}, un valor ($f_{offpreambule}$) procedente de la unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por preámbulo 102 y otro valor ($f_{offdecision}$) procedente de la unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por decisión 150, y tenida en cuenta cuando se calcula t_0 de acuerdo con lo siguiente: $t_0 = (f_{offpreambule} + (f_{offdecision})/f_c]$.

Como otro planteamiento alternativo más, se puede emplear la estimación de la desviación de la frecuencia ayudada mediante piloto. En este contexto "pilot aided" quiere decir que al menos algunos pilotos y símbolos son transmitidos, que son conocidos en el lado del receptor. Por ejemplo, algunos valores $A_m[k]$ representan estimaciones de los símbolos del piloto. En la unidad de correlación 162 de la Fig. 8 estas estimaciones de símbolo son sustituidas por los símbolos de piloto conocidos. Mediante esta sustitución se evitan errores de decisión, que podrían llevar a una falsa estimación de la desviación de la frecuencia. El inconveniente de una estimación de desviación de la frecuencia ayudada por piloto reside en la redundancia de los símbolos de pilotos, lo que reduce la velocidad de datos global del sistema.

Así, ventajosamente realizaciones de la presente invención pueden ser implementadas usando una frecuencia de referencia que corre libremente que no tiene que ser ajustada durante la recepción y está caracterizada por un bajo ruido de fase. Puesto que la desviación de la frecuencia tiene que ser estimada de cualquier modo, la presente invención ventajosamente re-utiliza la desviación de frecuencia puesto que es idéntica a la desviación del reloj de muestra. Además, con la presente invención la complejidad de la compensación de la desviación de la temporización requerida se mantiene en un mínimo y es adecuada para fines de implementación.

La solución adoptada en la presente invención proporciona una compensación de la desviación de la temporización mientras que recibe una ráfaga de PHY. Esta solución evita cambiar la referencia del oscilador de frecuencia, y puede ser implementada con tratamiento de señal digital, pero también con una complejidad muy pequeña y una alta robustez.

La Fig. 9 muestra un receptor de radio 30 que incluye un controlador de fase de sueño 200 que proporciona una compensación de la desviación de la temporización después de un periodo de sueño. Los elementos seleccionados del receptor de radio 30 que facilitan la compensación de la desviación de la temporización después de un periodo de sueño son mostrados con más detalle en la Fig. 10. El receptor de radio 30 de la realización de la Fig. 9 y la Fig. 10 compensa la desviación de la temporización en una situación en la cual el receptor de radio 30 entra en sueño

para un cierto número de tramas, a continuación se despierta para recibir una trama, y entonces bien duerme de nuevo o continúa recibiendo tramas. Se debe entender que el controlador de fase de sueño 200 de la Fig. 9 y la Fig. 10 puede ser usado junto con muchas formas y variación de la sección de desmodulación, que incluyen las secciones de desmodulación 50 específicas descritas previamente. Con el propósito de simplificación, sólo la unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por preámbulo 102 y la unidad de corrección de frecuencia 104 de la sección de desmodulación 50 son mostradas en la Fig. 10, entendiéndose que otros elementos están incluidos también pero no son necesarios para la explicación del controlador de fase de sueño 200 *per se*.

Se han encontrado varios problemas en un escenario de periodo de sueño. Un primer problema tal es que la desviación de la temporización durante el sueño tiene que ser estimada para conocer cuándo tiene que despertar el receptor. Un segundo problema tal es que la exactitud de la estimación tiene que ser conocida con el fin de diseñar apropiadamente una ventana de búsqueda, es decir la ventana durante la cual se realiza una búsqueda del inicio de la trama. Estos problemas son relevantes no sólo para sistemas de OFDM, sino para todos los sistemas con modo de sueño.

La Fig. 11 muestra ciertas etapas de ejemplo, básicas llevadas a cabo por el controlador de fase de sueño 200 de acuerdo con un modo del aspecto de modo de sueño de la presente invención. Como se explica a continuación, el controlador de fase de sueño 200 determina la desviación de la temporización T_{off} en segundos durante un periodo de sueño, determina un tiempo hasta el cual el receptor (por ejemplo, estación móvil) puede dormir, y determina una búsqueda de inicio de trama hasta el tiempo (un tiempo para el cual la búsqueda del inicio de una trama va a continuar).

La Etapa 11-1 del procedimiento de la Fig. 11 llevada a cabo por el controlador de fase de sueño 200 muestra el controlador de fase de sueño 200 recibiendo la estimación de la desviación de la frecuencia f_{off} desde una unidad de estimación de desviación de frecuencia apropiada (por ejemplo, la unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por preámbulo 102 de la Fig. 10). Después de obtener la estimación de la desviación de la frecuencia f_{off} en la etapa 11-1, en la etapa 11-2 el controlador de fase de sueño 200 deriva una desviación de la muestra de reloj correspondiente estimada t_0 usando la Ecuación 7, previamente proporcionada.

Como etapa 11-3 el controlador de fase de sueño 200 usa la desviación del reloj de muestra correspondiente estimada t_0 para determinar una desviación de la temporización durante el sueño. En particular, la desviación de temporización T_{off} en segundos durante un periodo de sueño de T_{sleep} es calculada usando la Ecuación 18.

Ecuación 18 $$T_{off} = T_{sleep} \cdot t_0$$

Con el fin de establecer una ventana de búsqueda apropiada, el tamaño de media ventana de búsqueda debe ser determinado. Esto implica determinar la exactitud de la estimación t_0, por ejemplo mediante el conocimiento del algoritmo de la estimación. Si se asume que t_{0res} es el error máximo de la estimación t_0 expresada en relación con la frecuencia del reloj de muestra, entonces la estimación de la desviación del es t_0 +/- t_{0res} por ejemplo 40 ppm +/- 2 ppm. A partir de esta información como etapa 11-4 el controlador de fase de sueño 200 puede determinar media ventana de búsqueda usando la Ecuación 19.

Ecuación 19 $$T_{wind/2} = T_{sleep} \cdot t_{0res}$$

A continuación, contando a partir del tiempo t=0 cuando entra el modo de sueño, como etapa 11-5 el controlador de fase de sueño 200 determina que el terminal móvil debe dormir hasta el tiempo t expresado por la Ecuación 20, y busca el inicio de la trama hasta el tiempo de la Ecuación 21.

Ecuación 20 $$t = T_{sleep} + T_{off} - T_{wind/2}$$

Ecuación 21 $$t = T_{sleep} + T_{off} + T_{wind/2}$$

Así, el controlador de fase de sueño 200 determina la desviación de la temporización Toff en segundos durante un periodo de sueño, determina un tiempo hasta el cual el receptor (por ejemplo, estación móvil) puede dormir, y determina una búsqueda de inicio de trama hasta el tiempo (un tiempo para el cual la búsqueda del inicio de una trama va a continuar).

Aunque la HIPERLAN/2 se usa aquí como sistema de ejemplo, la presente invención en sus diferentes aspectos puede ser utilizada en cualquier sistema de OFDM.

Los componentes que constituyen la sección de desmodulación 50 en las diferentes realizaciones descritas anteriormente se han denominado como "unidades" para facilidad de referencia. Alternativamente, estas unidades pueden ser conceptuadas en términos de funciones. Las unidades/funciones de la sección de desmodulación 50 pueden ser implementadas de diversas maneras, que incluyen usar circuitos de hardware individuales, usar software que funciona junto con un microprocesador digital programado adecuadamente o un ordenador de propósito general, usar un circuito integrado específico de aplicación (ASIC), y/o usar uno o varios procesadores de señal digital (DSPs). Además, más de una de las unidades y funciones como las mostradas pueden ser realizadas en cualquier circuito de hardware dado o ser realizadas mediante la ejecución de un procesador o similar. Además, en este sentido la unidad de corrección de temporización puede ser realizada mediante un controlador o similar.

REIVINDICACIONES

1. Un aparato de receptor de radio que comprende:

un receptor de radio (41) que recibe diferentes portadoras de frecuencias de radio moduladas y produce desde allí una señal de banda de base modulada, habiendo sido las diferentes portadoras de frecuencias de radio moduladas transmitidas por un radio transmisor (38) que opera de acuerdo con un reloj de muestra de transmisor (66) en el que la frecuencia de radio y el reloj de muestra se derivan de la misma fuente;

un reloj de muestra de receptor (60) que se usa para muestrear la señal de banda de base modulada;

una unidad de estimación de desviación de frecuencia (102, 150) que proporciona una estimación de la desviación de la frecuencia, t_0;

una unidad de corrección de temporización (100), que lleva a cabo en el dominio de la frecuencia una compensación de la desviación de la temporización entre el reloj de muestra del transmisor y el reloj de muestra del receptor.

caracterizado porque el aparato comprende también

un controlador en modo durmiente (200) adaptado de manera que

obtiene (11-1) una estimación de la desviación de la frecuencia, f_{off};

deriva (11-2) una desviación del reloj de muestra correspondiente a la estimación, t_0, siendo una desviación entre el reloj de muestra del receptor y el reloj de muestra del transmisor de la siguiente relación:

$$t_0 = \frac{f_{off}}{f_c}$$

donde f_{off} es una estimación de la desviación de la frecuencia absoluta en Hz, y f_c es una frecuencia de portadora en Hz;

determina (11-3) la desviación de la temporización, T_{off}, durante un periodo de sueño de una duración dada Tsleep, de acuerdo con

$$T_{off} = T_{sleep} \cdot t_0$$

determina (11-4) el tamaño de la mitad de la anchura de una ventana de búsqueda asumiendo un error máximo del reloj de muestra del receptor de acuerdo con

$T_{wind/2} = T_{sleep} \cdot t_{ores}$, asumiendo un error máximo, t_{ores}, del reloj de muestra, t_0;

contando desde el tiempo t=0 cuando entra el modo de sueño y determinando que el receptor debe dormir (11-5) hasta el tiempo t expresado por

$$t = T_{sleep} + T_{off} - T_{wind/2}$$

y busca (11-6) el inicio de la trama hasta el tiempo expresado por

$$t = T_{sleep} + T_{off} + T_{wind/2}$$

2. El aparato de la reivindicación 1, en el que la unidad de corrección de temporización (100) lleva a cabo la compensación de la desviación de la temporización usando una estimación de la frecuencia y una estimación de canal en el dominio de la frecuencia.

3. El aparato de la reivindicación 2, que comprende también una sección de desmodulación (50) que comprende el desmodulador y la unidad de corrección de temporización (100), y en el que la sección de desmodulación comprende también:

una unidad de estimación de desviación de frecuencia (102, 150) que proporciona una estimación de la desviación de la frecuencia, t0;

una unidad de corrección de frecuencia (104) que recibe la señal de banda de base modulada y proporciona una señal de banda de base modulada de frecuencia corregida;

una transformada de Fourier Rápida (FFT) (110) que recibe la señal de banda de base modulada de frecuencia corregida y proporciona una señal subportadora modulada del dominio de la frecuencia;

una unidad de estimación de canal (112) que usa la señal de banda de base modulada de frecuencia corregida para generar una estimación de canal en el dominio de la frecuencia que es aplicada a la unidad de corrección de temporización (100(4));

donde la unidad de temporización genera una estimación de canal de tiempo corregido;

un desmodulador 114 que usa la señal modulada del dominio de la frecuencia y la estimación de canal en el dominio de la frecuencia de tiempo corregido para generar una señal desmodulada.

4. El aparato de la reivindicación 3, en el que la unidad de corrección de temporización (100(4)) estima un valor de la desviación de la temporización y compensa el valor de la desviación de la temporización (120, t_{off}) en el dominio de la frecuencia aplicando un factor de fase apropiado a la subportadora para actualizar la estimación de canal y proporcionar por tanto una estimación de canal de tiempo corregido.

5. El aparato de la reivindicación 4, en el que la unidad de corrección de temporización actualiza la estimación de canal usando una relación

$$H_m[k] = \exp(j \cdot \phi_{m,k}) \cdot H_m[0]$$

donde:

$H_m[k]$ es la estimación de canal de tiempo corregido para un índice de tiempo medido en símbolos de datos k;

$H_m[0]$ es la estimación de canal en el dominio de la frecuencia para el símbolo de datos k; $\varphi_{m,k}$ es el factor de fase;

y en la que m es un índice de subportadora para las subportadoras utilizadas.

6. El aparato de la reivindicación 5, en el que el factor de fase $\varphi_{m,k}$ está definido por la siguiente expresión:

$$\phi_{m,k} = \frac{(Ts \cdot (k-1) + T_{init}) \cdot t_0}{T} \cdot \frac{m}{32} \cdot \pi$$

donde:

m es el índice de la subportadora;

k es el índice de tiempo medido en símbolos de datos;

T_s es un símbolo de tiempo;

T es un tiempo de muestra;

T_{init} es un tiempo entre un tiempo de referencia y un primer símbolo de datos; y

t_0 es el valor de la desviación de la temporización.

7. El aparato de la reivindicación 3, en el que la unidad de estimación de desviación de frecuencia es una unidad de estimación de la desviación de la frecuencia dirigida por preámbulo (102) que recibe la señal de banda de base modulada.

8. El aparato de la reivindicación 7, que comprende también una unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por decisión (150) que está conectada para recibir entradas respectivas desde la unidad de desmodulación, la unidad de corrección de la temporización, y la transformada de Fourier Rápida (FFT).

9. El aparato de la reivindicación 3, en el que la unidad de estimación de desviación de frecuencia es una unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por decisión (150) que está conectada para recibir entradas respectivas de la unidad de desmodulación, la unidad de corrección de temporización, y la transformada de Fourier Rápida (FFT).

10. El aparato de la reivindicación 3, en el que la actualización de la estimación de canal para la compensación de la desviación de la temporización tiene lugar cada M^{avo} símbolo.

11. El aparato de la reivindicación 3, en el que un valor para M es seleccionado basándose en un modo de adaptación de enlace particular.

12. El aparato de la reivindicación 1, que comprende también una sección de desmodulación (50) que comprende la unidad de corrección de temporización (100), y en el que la sección de desmodulación comprende:

una unidad de estimación de desviación de frecuencia (102, 150) que proporciona una estimación de la desviación de la frecuencia, t0;

una unidad de corrección de frecuencia (104) que recibe la señal de banda de base modulada y proporciona una señal de banda de base modulada de frecuencia corregida;

una transformada de Fourier Rápida (FFT) (110) que recibe la señal de banda de base modulada compleja digital de frecuencia corregida y proporciona, para cada subportadora, una señal subportadora modulada del dominio de la frecuencia que es aplicada al desmodulador;

una unidad de estimación de canal (112) que usa la señal de banda de base modulada de frecuencia corregida y genera una estimación de canal en el dominio de la frecuencia;

en el que la unidad de temporización recibe la estimación de la desviación de la frecuencia y la señal subportadora modulada del dominio de la frecuencia para generar una señal subportadora modulada del dominio de la frecuencia de tiempo corregido:

un desmodulador (114) que usa la señal modulada del dominio de la frecuencia y la estimación de canal en el dominio de la frecuencia para generar una señal desmodulada.

13. El aparato de la reivindicación 12, en el que la unidad de corrección de temporización estima un valor de la desviación de la temporización y compensa el valor de la desviación de la temporización en el dominio de la frecuencia aplicando un factor de fase apropiado a una subportadora para actualizar la señal subportadora modulada del dominio de la frecuencia y proporcionar por ello una señal modulada del dominio de la frecuencia de tiempo corregido.

14. El aparato de la reivindicación 13, en el que la unidad de corrección de temporización actualiza la señal modulada del dominio de la frecuencia usando la relación

$$R_{TD,m}[k] = \exp(-j\phi_{m,k}) \cdot R_{FFT,m}[k]$$

donde:

$R_{TD,m}[k]$ es la señal modulada del dominio de la frecuencia de tiempo corregido de una m^{ava} subportadora de un k^{avo} símbolo que transporta datos;

$R_{FFT,m}[k]$ es la señal modulada del dominio de la frecuencia como es extraída por la transformada de Fourier Rápida (FFT) de la m^{ava} subportadora del k^{avo} símbolo que transporta datos; y $\varphi_{m,k}$ es el factor de fase;

y en el que m es un índice de subportadora para las subportadoras utilizadas.

15. El aparato de la reivindicación 14, en el que el factor de fase $\varphi_{m,k}$ está definido por la siguiente expresión:

$$\phi_{m,k} = \frac{(T_S \cdot (k-1) + T_{init}) \cdot t_0}{T} \cdot \frac{m}{32} \cdot \pi$$

donde:

m es el índice de la subportadora;

k es el índice de tiempo medido en símbolos de datos;

T_s es un símbolo de tiempo;

T es un tiempo de muestra;

T_{init} es un tiempo entre un tiempo de referencia y un primer símbolo de datos; y

t_0 es el valor de la desviación de la temporización.

16. El aparato de la reivindicación 12, en el que la unidad de estimación de desviación de frecuencia es una unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por preámbulo (102) que recibe la señal de banda de base modulada.

17. El aparato de la reivindicación 16, que comprende también una unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por decisión (150) que está conectada para recibir entradas respectivas desde la unidad de desmodulación, la unidad de corrección de temporización, y la unidad de estimación de canal.

18. El aparato de la reivindicación 12, en el que la unidad de estimación de desviación de frecuencia es una unidad de estimación de desviación de frecuencia dirigida por decisión (150) que está conectada para recibir entradas respectivas desde la unidad de desmodulación, la unidad de corrección de temporización, y la unidad de estimación de canal.

19. El aparato de la reivindicación 1, en el que la unidad de corrección de temporización usa una desviación de la frecuencia para determinar un valor de la desviación de la temporización, en el que la señal subportadora comprende una corriente de símbolos de datos, que comprende también:

una unidad de estimación de desviación de frecuencia (150) que calcula:

una desviación de fase estimada para cada símbolo de datos como función del símbolo de datos;

una desviación de fase predicha para cada símbolo de datos como función de la desviación de fase estimada del mismo y una desviación de fase estimada de uno precedente de los símbolos de datos en la corriente;

una desviación de fase de muestra predicha para cada símbolo de datos como función de una desviación de fase predicha de uno correspondiente de los símbolos de datos; y

la desviación de frecuencia como función de la desviación de fase de muestra predicha para cada muestra de señal de datos.

20. El aparato de la reivindicación 19, en el que la unidad de cálculo de desviación de frecuencia comprende:

un bucle bloqueado de fase (168, 170) para generar la desviación de fase predicha;

una unidad de discriminación de fase (166) para generar una desviación de fase estimada para cada señal de datos como función de la misma;

un filtro (168) para recibir desviaciones de fase estimadas y generar la desviación de fase predicha para cada símbolo de datos como función de la desviación de fase estimada de la misma y la desviación de fase estimada de uno precedente de los símbolos de datos.

21. El aparato de cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el que las diferentes portadoras de frecuencias de radio moduladas han sido moduladas usando Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM).

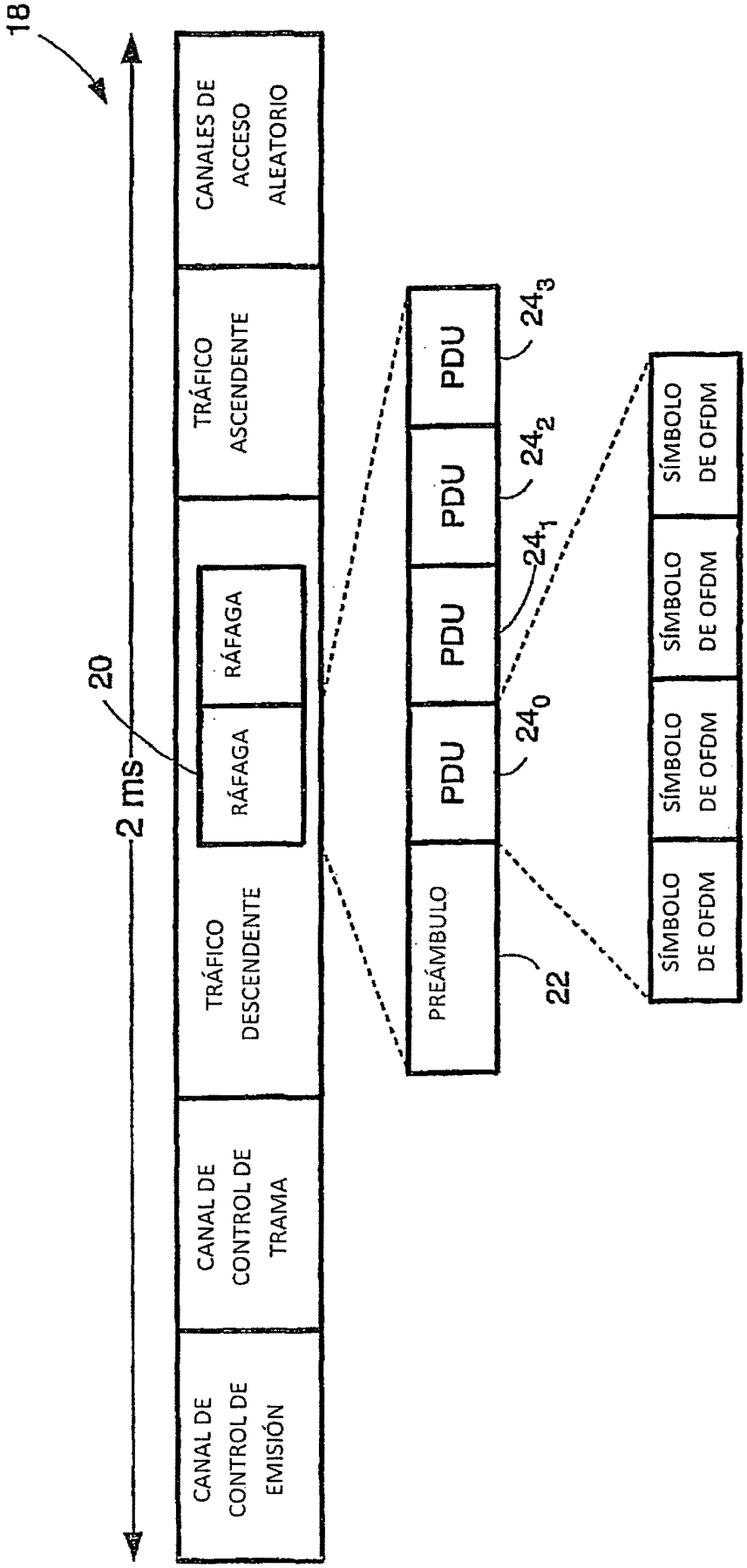

18
20
2 ms
CANAL DE CONTROL DE EMISIÓN
CANAL DE CONTROL DE TRAMA
TRÁFICO DESCENDENTE
RÁFAGA
RÁFAGA
TRÁFICO ASCENDENTE
CANALES DE ACCESO ALEATORIO
PREÁMBULO
PDU
PDU
PDU
PDU
24_0
24_1
24_2
24_3
22
SÍMBOLO DE OFDM
SÍMBOLO DE OFDM
SÍMBOLO DE OFDM
SÍMBOLO DE OFDM

Fig. 1

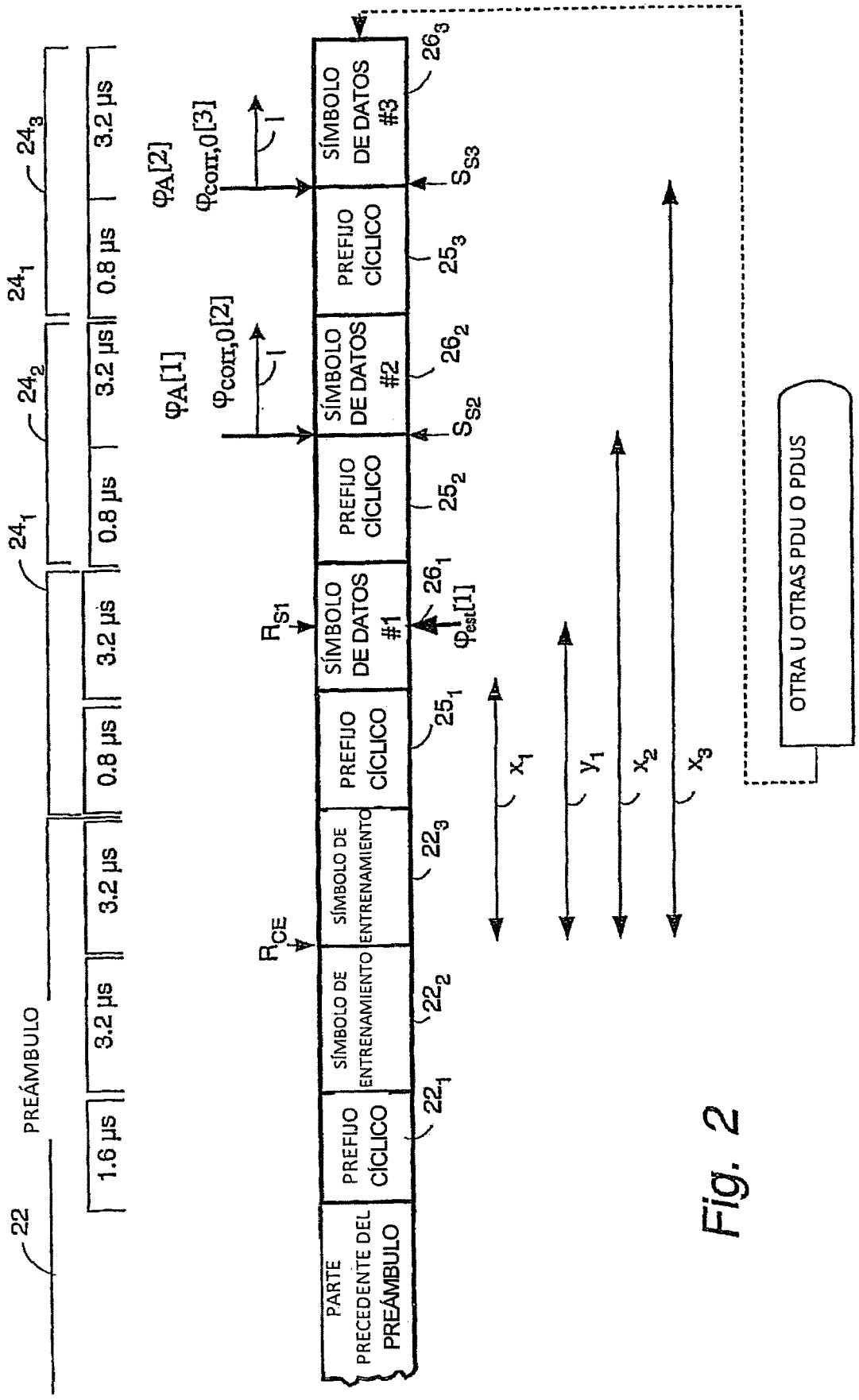
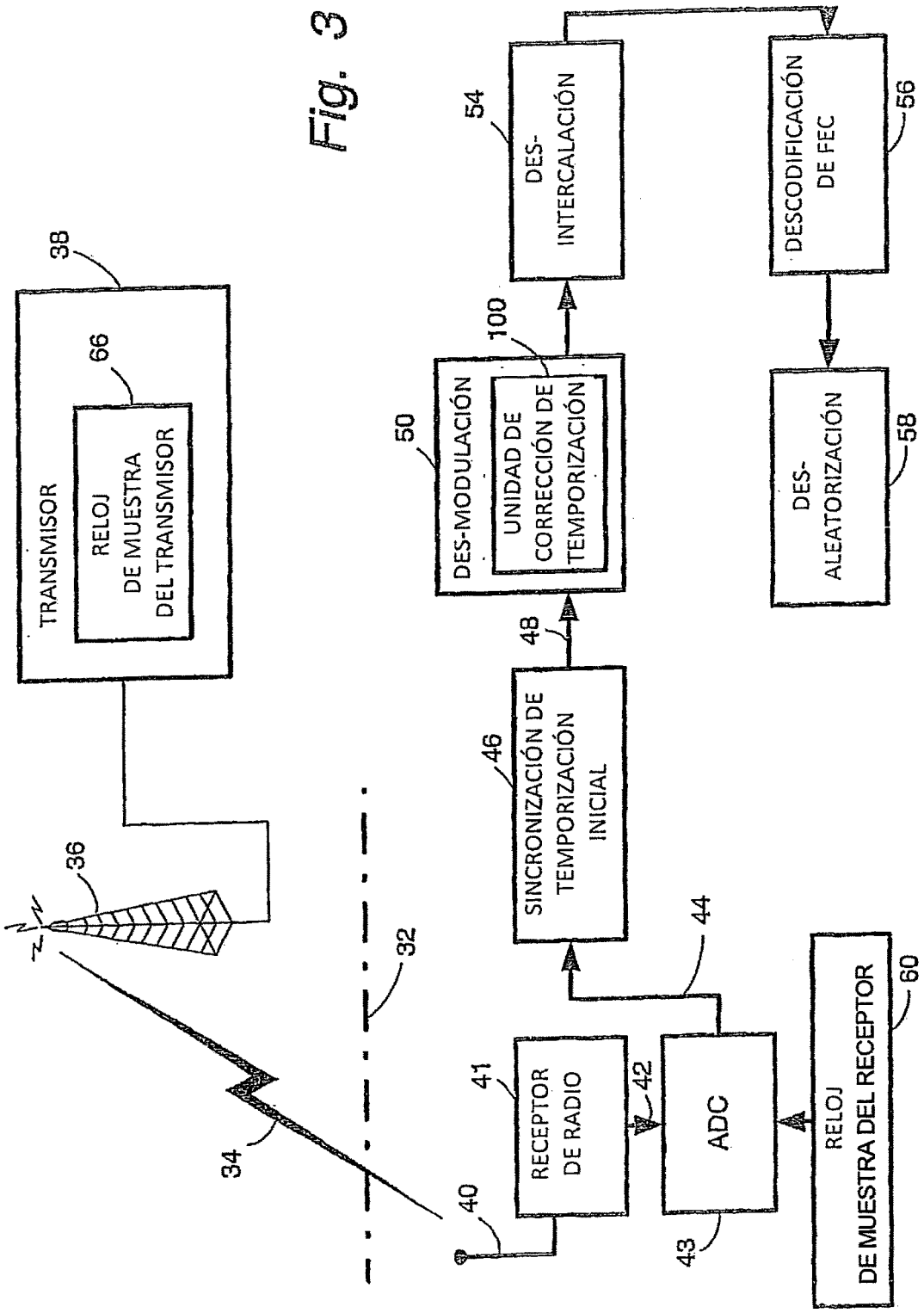

22
PREÁMBULO
1.6 µs
3.2 µs
3.2 µs
3.2 µs
0.8 µs
3.2 µs
0.8 µs
3.2 µs
0.8 µs
24_1
24_2
24_1
24_3
PARTE PRECEDENTE DEL PREÁMBULO
PREFIJO CÍCLICO
22_1
SÍMBOLO DE ENTRENAMIENTO
22_2
SÍMBOLO DE ENTRENAMIENTO
22_3
R_{CE}
PREFIJO CÍCLICO
25_1
SÍMBOLO DE DATOS #1
26_1
R_{S1}
$\varphi_{est}[1]$
PREFIJO CÍCLICO
25_2
SÍMBOLO DE DATOS #2
26_2
S_{S2}
PREFIJO CÍCLICO
25_3
SÍMBOLO DE DATOS #3
26_3
S_{S3}
$\varphi_A[1]$
$\varphi_{corr,0}[2]$
$\varphi_A[2]$
$\varphi_{corr,0}[3]$
1
1
x_1
y_1
x_2
x_3
OTRA U OTRAS PDU O PDUS

Fig. 2

Fig. 3


38
TRANSMISOR
66
RELOJ DE MUESTRA DEL TRANSMISOR
36
32
34
40
41
RECEPTOR DE RADIO
42
ADC
43
44
RELOJ DE MUESTRA DEL RECEPTOR
60
46
SINCRONIZACIÓN DE TEMPORIZACIÓN INICIAL
48
50
DES-MODULACIÓN
100
UNIDAD DE CORRECCIÓN DE TEMPORIZACIÓN
54
DES-INTERCALACIÓN
56
DESCODIFICACIÓN DE FEC
58
DES-ALEATORIZACIÓN

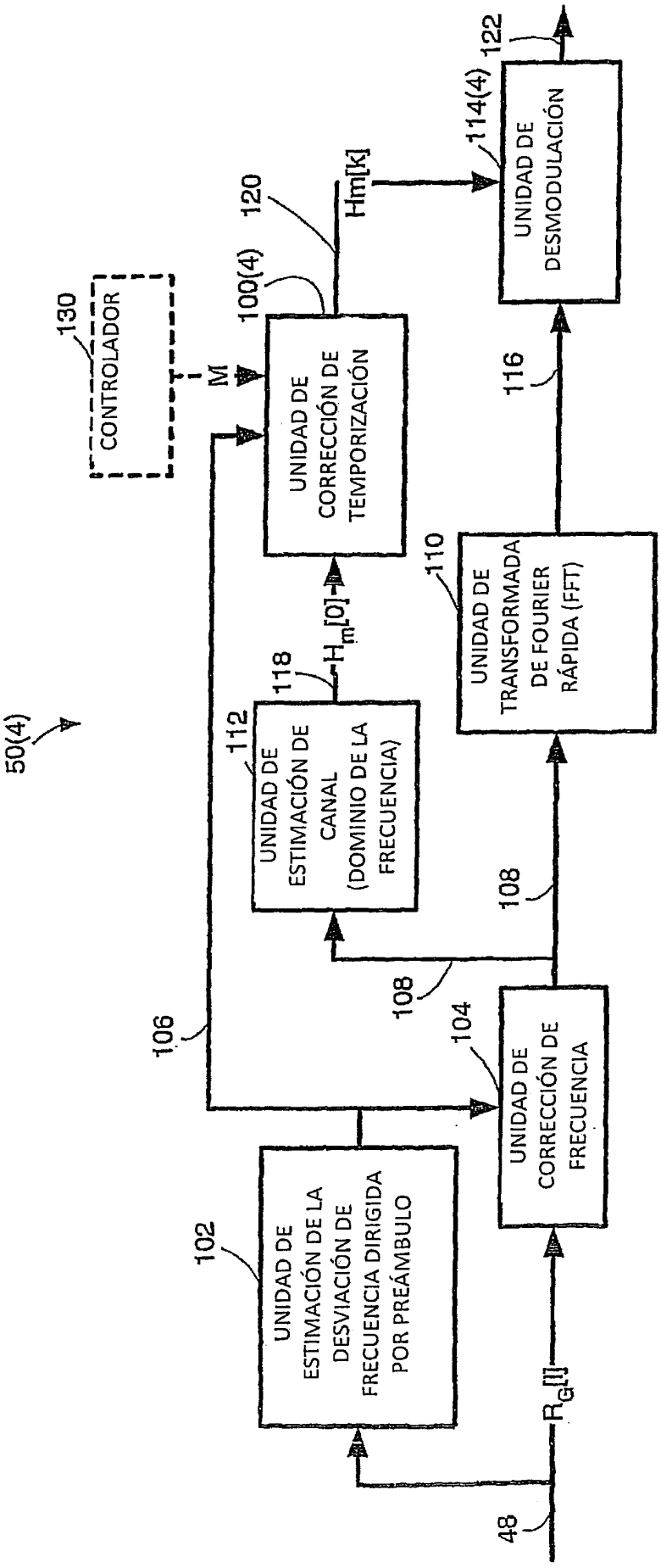

50(4)
48
$R_{G}[l]$
102
UNIDAD DE ESTIMACIÓN DE LA DESVIACIÓN DE FRECUENCIA DIRIGIDA POR PREÁMBULO
104
UNIDAD DE CORRECCIÓN DE FRECUENCIA
106
108
108
110
UNIDAD DE TRANSFORMADA DE FOURIER RÁPIDA (FFT)
112
UNIDAD DE ESTIMACIÓN DE CANAL (DOMINIO DE LA FRECUENCIA)
118
$H_{m}[0]$
100(4)
120
UNIDAD DE CORRECCIÓN DE TEMPORIZACIÓN
M
130
CONTROLADOR
116
Hm[k]
114(4)
UNIDAD DE DESMODULACIÓN
122

Fig. 4

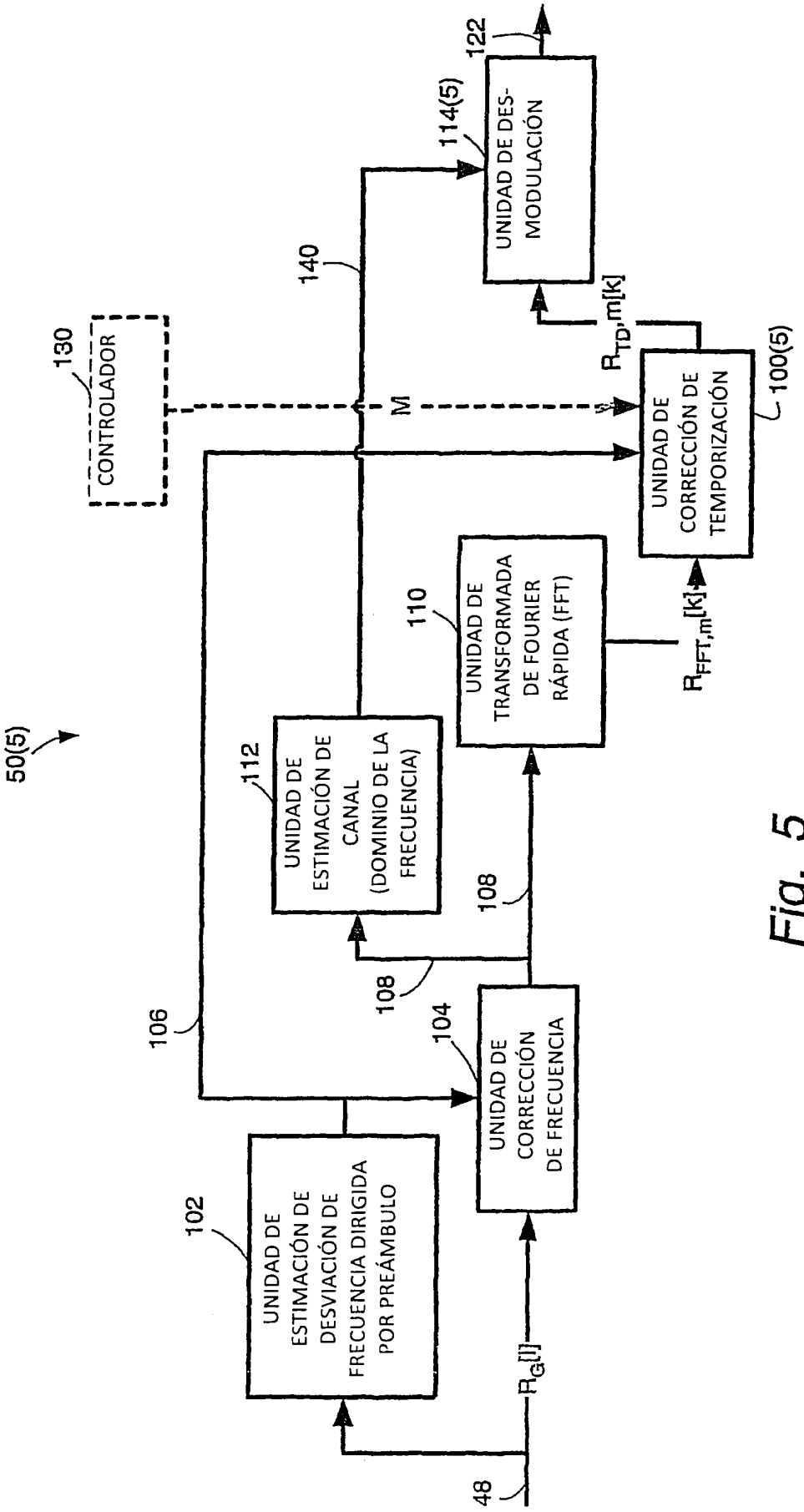

50(5)
48
$R_G[l]$
102
UNIDAD DE ESTIMACIÓN DE DESVIACIÓN DE FRECUENCIA DIRIGIDA POR PREÁMBULO
104
UNIDAD DE CORRECCIÓN DE FRECUENCIA
106
108
108
112
UNIDAD DE ESTIMACIÓN DE CANAL (DOMINIO DE LA FRECUENCIA)
110
UNIDAD DE TRANSFORMADA DE FOURIER RÁPIDA (FFT)
$R_{FFT,m}[k]$
UNIDAD DE CORRECCIÓN DE TEMPORIZACIÓN
100(5)
$R_{TD,m}[k]$
114(5)
UNIDAD DE DES-MODULACIÓN
122
140
M
130
CONTROLADOR

Fig. 5

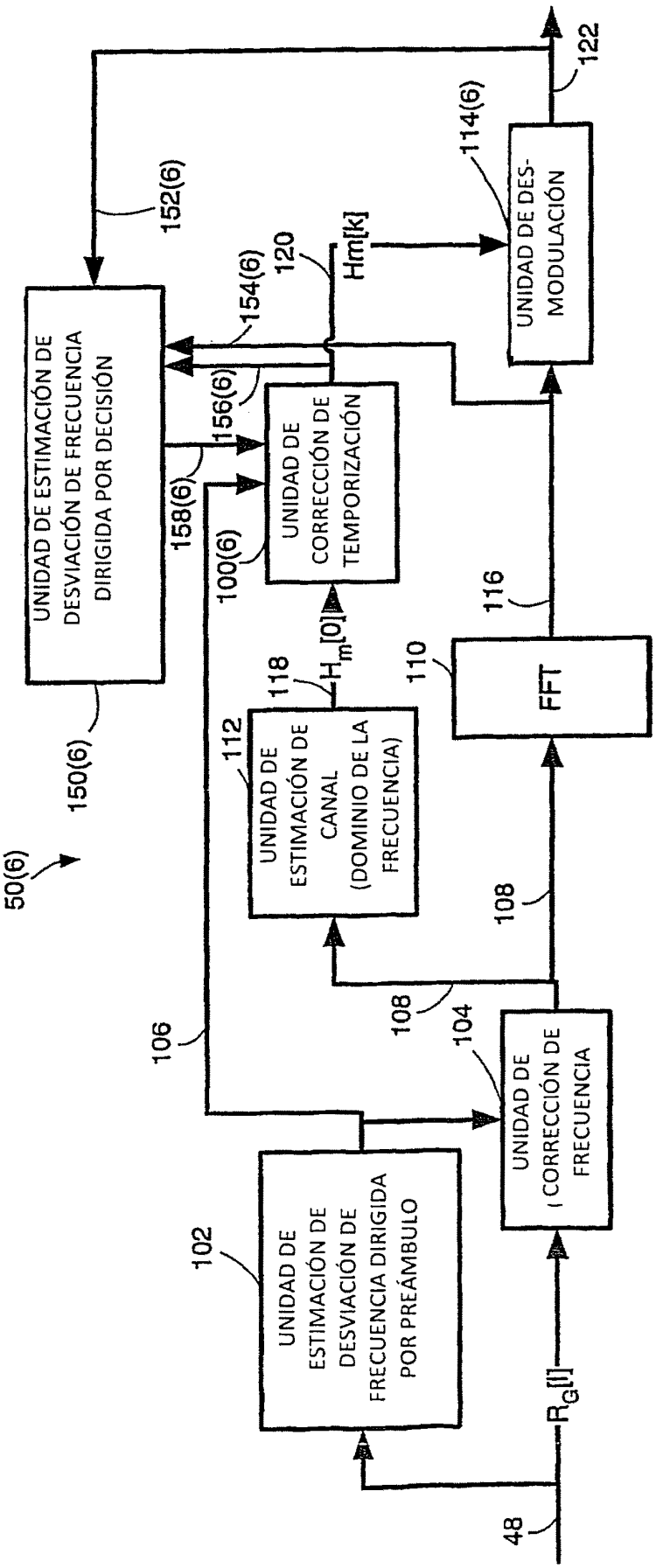

48
$R_G[l]$
UNIDAD DE ESTIMACIÓN DE DESVIACIÓN DE FRECUENCIA DIRIGIDA POR PREÁMBULO
102
UNIDAD DE CORRECCIÓN DE FRECUENCIA
104
106
108
108
UNIDAD DE ESTIMACIÓN DE CANAL (DOMINIO DE LA FRECUENCIA)
112
$H_m[0]$
118
FFT
110
116
UNIDAD DE CORRECCIÓN DE TEMPORIZACIÓN
100(6)
UNIDAD DE ESTIMACIÓN DE DESVIACIÓN DE FRECUENCIA DIRIGIDA POR DECISIÓN
150(6)
50(6)
158(6)
156(6)
154(6)
152(6)
120
Hm[k]
UNIDAD DE DES-MODULACIÓN
114(6)
122

Fig. 6

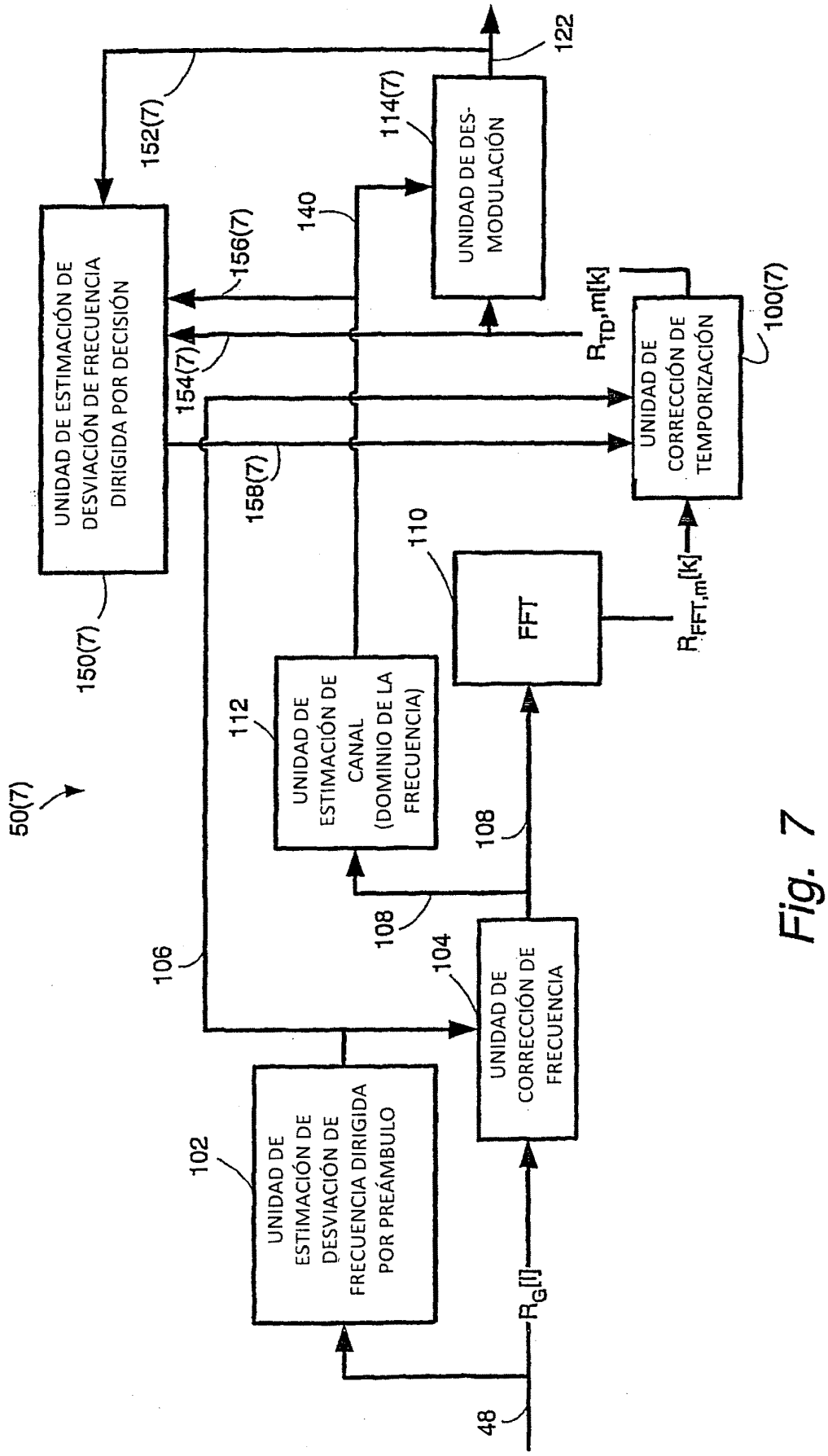

50(7)
48
$R_G[l]$
102
UNIDAD DE ESTIMACIÓN DE DESVIACIÓN DE FRECUENCIA DIRIGIDA POR PREÁMBULO
104
UNIDAD DE CORRECCIÓN DE FRECUENCIA
106
108
108
112
UNIDAD DE ESTIMACIÓN DE CANAL (DOMINIO DE LA FRECUENCIA)
110
FFT
$R_{FFT,m}[k]$
150(7)
UNIDAD DE ESTIMACIÓN DE DESVIACIÓN DE FRECUENCIA DIRIGIDA POR DECISIÓN
158(7)
154(7)
156(7)
140
152(7)
114(7)
UNIDAD DE DES-MODULACIÓN
122
$R_{TD,m}[k]$
UNIDAD DE CORRECCIÓN DE TEMPORIZACIÓN
100(7)

Fig. 7

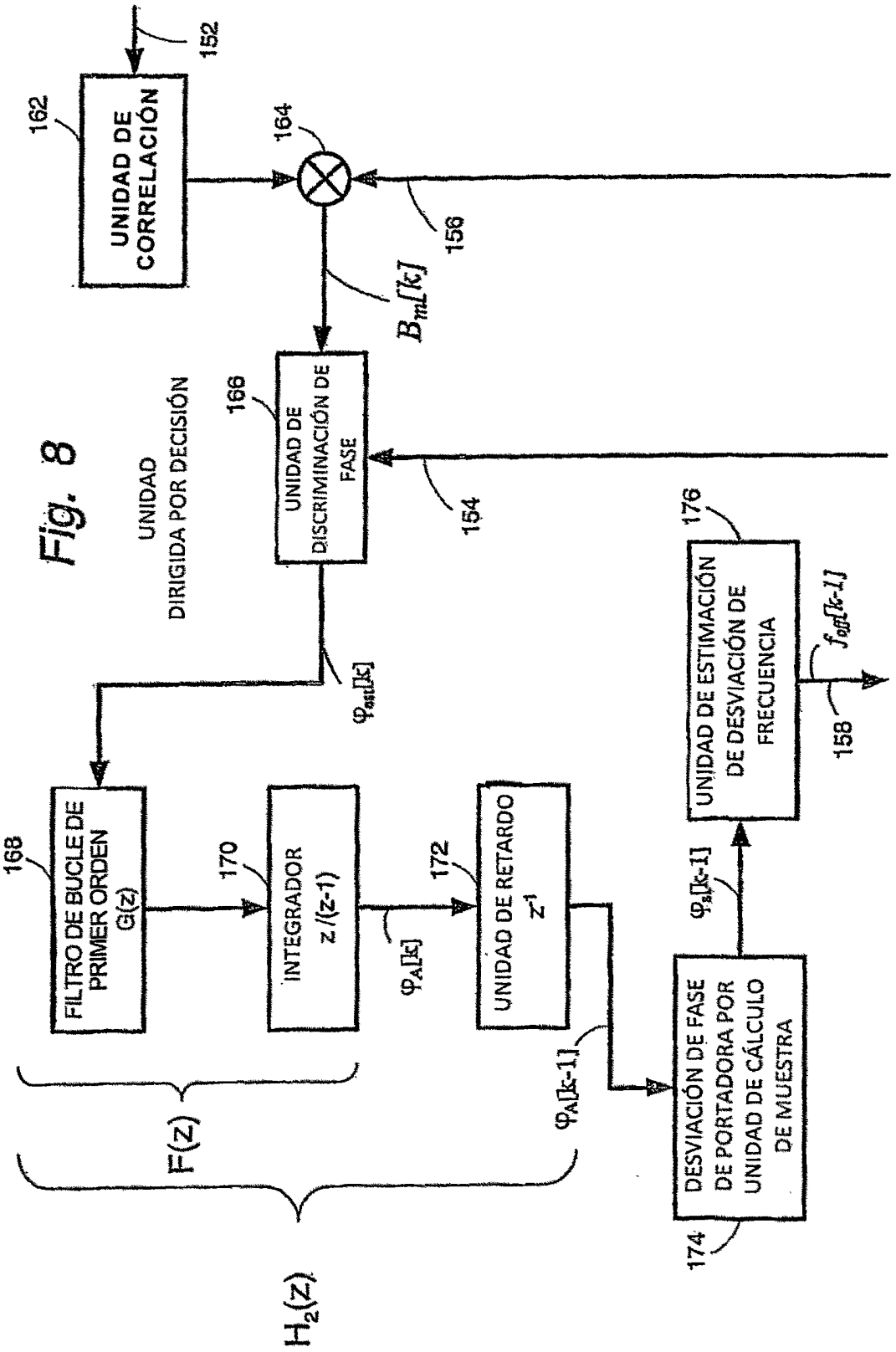

UNIDAD DE CORRELACIÓN
162
152
164
156
$B_{ml}[k]$
UNIDAD DE DISCRIMINACIÓN DE FASE
166
154
UNIDAD DIRIGIDA POR DECISIÓN
$\varphi_{est}[k]$
FILTRO DE BUCLE DE PRIMER ORDEN G(z)
168
INTEGRADOR z/(z-1)
170
$\varphi_A[k]$
UNIDAD DE RETARDO z^{-1}
172
$\varphi_A[k-1]$
DESVIACIÓN DE FASE DE PORTADORA POR UNIDAD DE CÁLCULO DE MUESTRA
174
$\varphi_s[k-1]$
UNIDAD DE ESTIMACIÓN DE DESVIACIÓN DE FRECUENCIA
176
$f_{off}[k-1]$
158
F(z)
$H_2(z)$

Fig. 8

Fig. 9

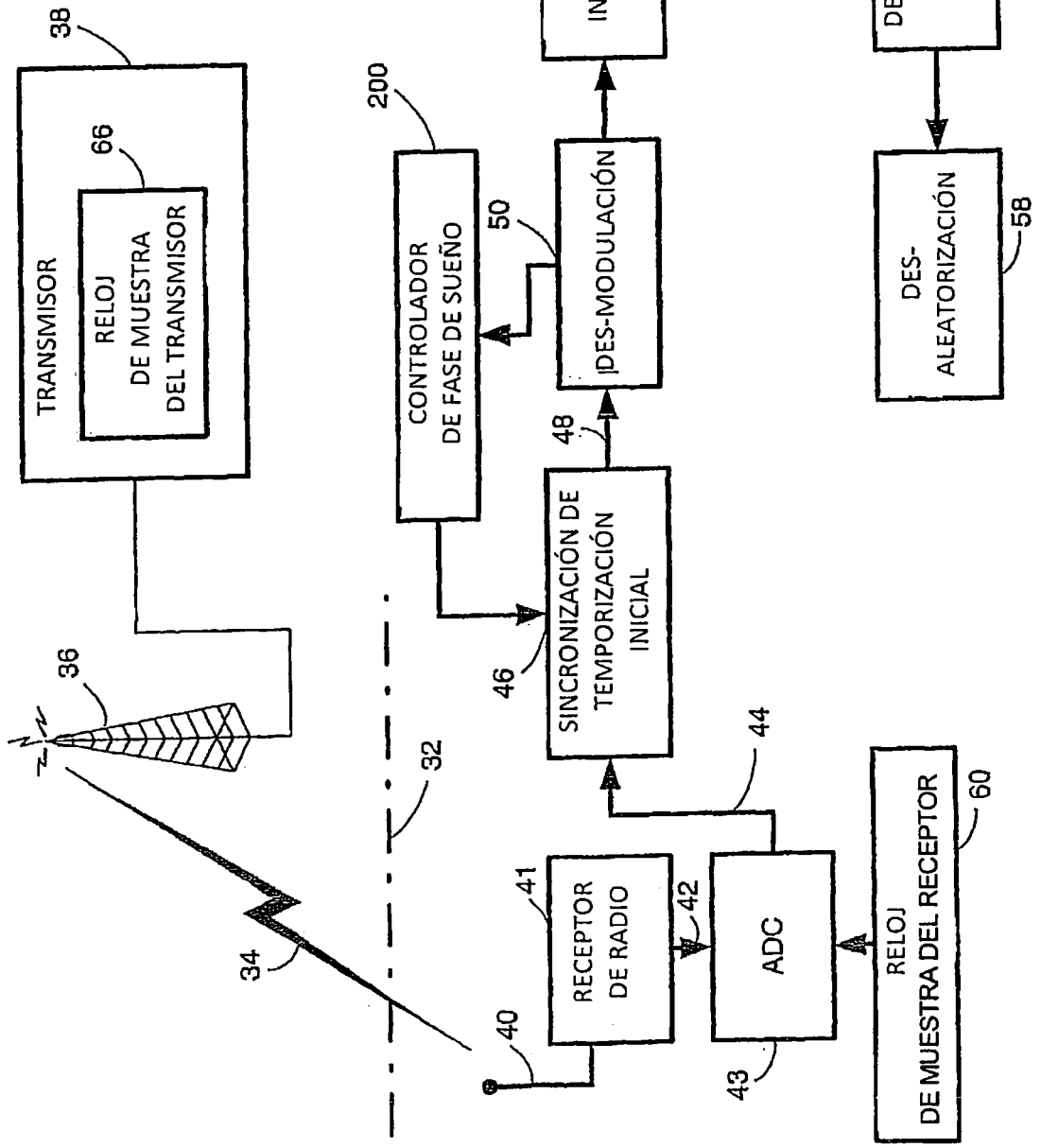

38
TRANSMISOR
66
RELOJ DE MUESTRA DEL TRANSMISOR
36
34
32
40
41
RECEPTOR DE RADIO
42
ADC
43
44
RELOJ DE MUESTRA DEL RECEPTOR
60
46
SINCRONIZACIÓN DE TEMPORIZACIÓN INICIAL
48
DES-MODULACIÓN
50
200
CONTROLADOR DE FASE DE SUEÑO
54
DES-INTERCALACIÓN
56
DESCODIFICACIÓN DE FEC
58
DES-ALEATORIZACIÓN

Fig. 10

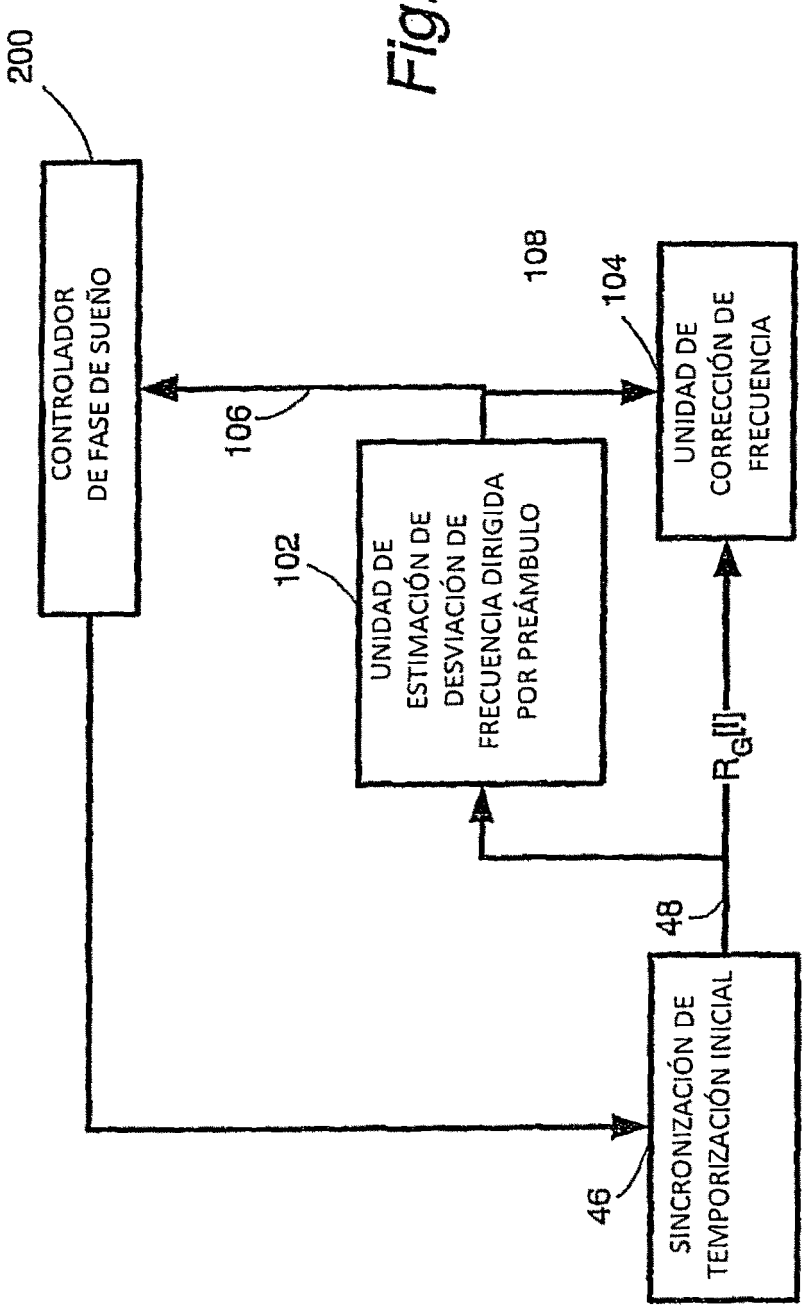
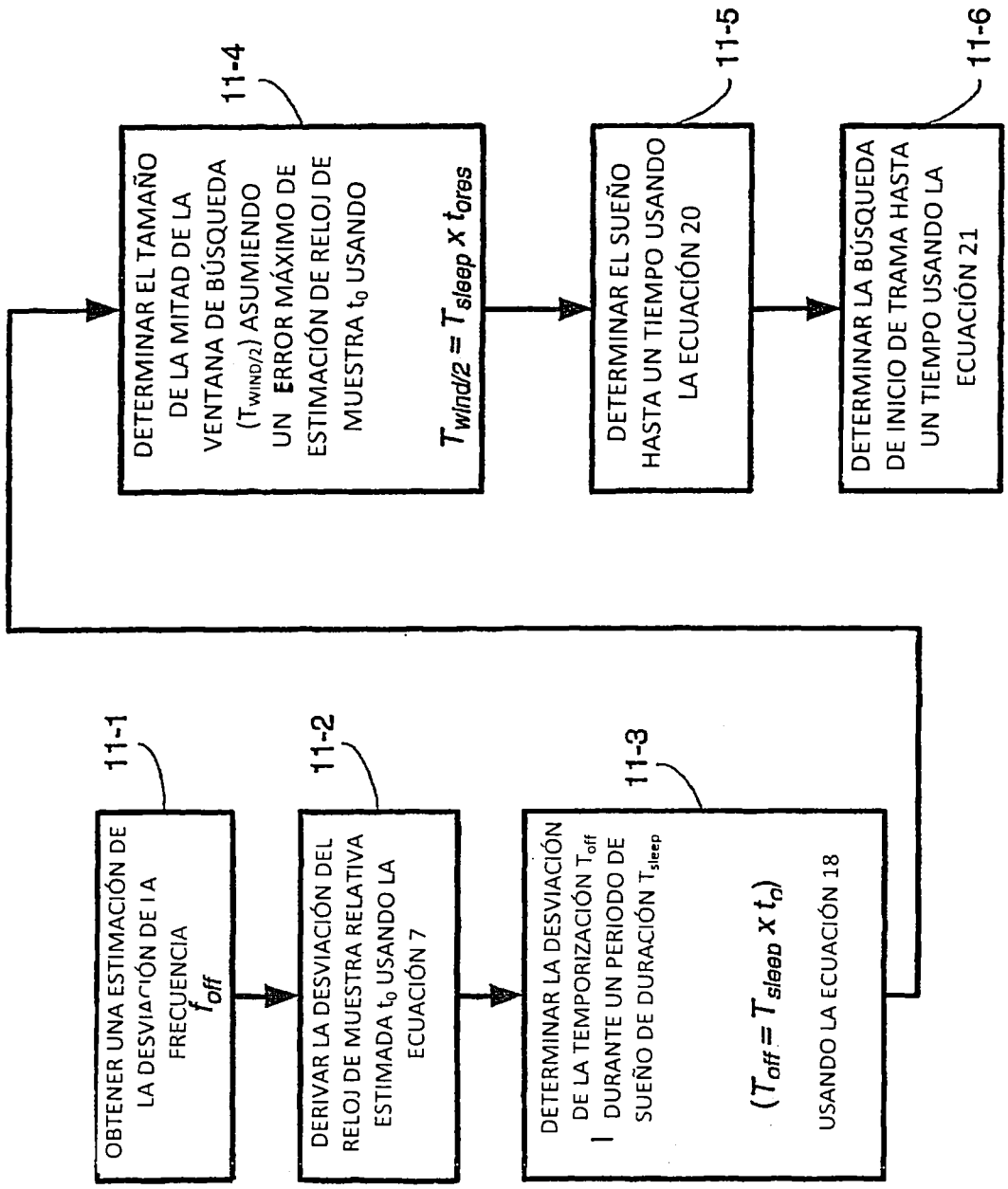

200
CONTROLADOR DE FASE DE SUEÑO
106
108
104
UNIDAD DE CORRECCIÓN DE FRECUENCIA
102
UNIDAD DE ESTIMACIÓN DE DESVIACIÓN DE FRECUENCIA DIRIGIDA POR PREÁMBULO
$R_G[l]$
48
46
SINCRONIZACIÓN DE TEMPORIZACIÓN INICIAL

Fig. 11


11-1
OBTENER UNA ESTIMACIÓN DE LA DESVIACIÓN DE LA FRECUENCIA f_{off}
11-2
DERIVAR LA DESVIACIÓN DEL RELOJ DE MUESTRA RELATIVA ESTIMADA t_0 USANDO LA ECUACIÓN 7
11-3
DETERMINAR LA DESVIACIÓN DE LA TEMPORIZACIÓN T_{off} DURANTE UN PERIODO DE SUEÑO DE DURACIÓN T_{sleep}
$(T_{off} = T_{sleep} \times t_n)$
USANDO LA ECUACIÓN 18
11-4
DETERMINAR EL TAMAÑO DE LA MITAD DE LA VENTANA DE BÚSQUEDA ($T_{WIND/2}$) ASUMIENDO UN ERROR MÁXIMO DE ESTIMACIÓN DE RELOJ DE MUESTRA t_0 USANDO
$T_{wind/2} = T_{sleep} \times t_{ores}$
11-5
DETERMINAR EL SUEÑO HASTA UN TIEMPO USANDO LA ECUACIÓN 20
11-6
DETERMINAR LA BÚSQUEDA DE INICIO DE TRAMA HASTA UN TIEMPO USANDO LA ECUACIÓN 21